

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ

ХАРКІВСЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ УНІВЕРСИТЕТ  
РАДІОЕЛЕКТРОНІКИ

М.В. Москалець, Ю.Ю. Коляденко, О.В. Коляденко

**МОНОГРАФІЯ**

МЕТОДИ ДОСТУПУ У ПЕРСПЕКТИВНИХ СИСТЕМАХ МОБІЛЬНОГО  
ЗВ'ЯЗКУ

Харків 2021

УДК 621.391

*Рекомендовано Науково-технічною радою  
Харківського національного університету радіоелектроніки  
(протокол №8 від 25.08.2020)*

**Рецензенти:**

*Безрук В.М.*, доктор технічних наук, професор, Харківський національний університет радіоелектроніки;

*Серков В.І.*, доктор технічних наук, професор, Національний технічний університет «Харківський політехнічний інститут».

**Москалець М.В.** Методи доступу у перспективних системах мобільного зв'язку: монографія / М.В. Москалець, Ю.Ю.Коляденко, О.В.Коляденко.– Харків: ХНУРЕ, 2021. – 539 с.

ISBN 978-966-659-296-8

Монографія присвячена питанням, пов'язаних з необхідністю вдосконалення існуючих та розробкою нових моделей і методів ефективного доступу, які б слугували подальшою теоретичною основою для побудови нових протоколів доступу з підвищеною продуктивністю в перспективних мережах мобільного зв'язку при незмінності функціонуючих алгоритмів систем мобільного зв'язку.

Призначена для науково-педагогічних працівників, зокрема магістрантів, аспірантів і докторантів, які працюють у галузі інфокомунікацій.

ISBN 978-966-659-296-8

DOI: 10.30837/978-966-659-296-8

© М.В. Москалець, Ю.Ю. Коляденко,  
О.В. Коляденко, 2021

## ЗМІСТ

Скорочення та умовні позначки.....	13
Вступ.....	16
1 Аналіз стану розвитку систем мобільного зв'язку.....	19
1.1 Напрямки загальносистемного розвитку систем мобільного зв'язку.....	19
1.2 Використання протоколу високошвидкісного пакетного доступу мобільного зв'язку HSPA.....	27
1.3 Перспективи розвитку систем мобільного зв'язку п'ятого покоління .....	28
1.3.1 Проекти розвитку систем мобільного зв'язку 5G.....	28
1.3.2 Вимоги до технологічного виду 5G.....	35
1.3.3 Стандартизація 5G.....	34
1.4 Перспективи використання методів просторово-часового доступу в системах мобільного зв'язку.....	44
Висновки до розділу.....	50
2 Аналіз методів збільшення продуктивності систем мобільного зв'язку.....	53
2.1 Організаційні методи підвищення продуктивності мобільного зв'язку на основі ефективного використання радіочастотного ресурсу.....	55
2.2 Методи використання сучасних структур заводо- захищених сигналів, що забезпечують більшу продуктивність мобільного зв'язку.....	61
2.2.1 Згладжені багатотональні сигнали .....	62
2.2.2 Багатотональні сигнали зі зрушенням квадратурних компонент .....	63
2.2.3 Косинус-модульовані багатотональні сигнали.....	65

2.2.4	Порівняльний аналіз спектральної та енергетичної ефективності розглянутих технологій .....	66
2.3	Адаптивна корекція багатопроменевих викривлень прийнятих сигналів.....	68
2.3.1	Вибір методу адаптивної корекції багатопроменевості сигналів.....	68
2.3.2	Постановка задачі синтезу еквалайзера в частотній області.....	74
2.3.3	Процедура оцінки каналу в схемі з турбоеквалайзером.....	78
2.3.4	Адаптивна оцінка каналу, керована рішеннями.....	79
2.3.5	Стійкість рекурсивного алгоритму, керованого еквалайзера.....	82
2.3.6	Загальна процедура адаптивної оцінки каналу і еквалізації	84
2.3.7	Результати імітаційного моделювання.....	84
2.4	Методи побудови однорангових мереж з децентралізованим доступом.....	88
2.4.1	Структурні моделі пірингових мереж.....	89
2.4.2	Функціональні моделі пірингових мереж.....	91
2.4.3	Математичні моделі масового обслуговування .....	92
2.4.4	Динамічні моделі стану пірингових мереж.....	96
	Висновки до розділу.....	99
3	Використання просторових методів для збільшення продуктивності систем мобільного зв'язку.....	102
3.1	Методи підвищення продуктивності мобільних мереж шляхом розвитку мережної інфраструктури.....	102
3.1.1	Аналіз ефективності використання фемтостільників.....	102
3.1.2	Результати аналізу використання фемтостільників за різних сценаріїв.....	108

3.1.3	Методика проектування фемтостільників з використанням методів оптимізації упаковки.....	113
3.2	Когнітивні радіотехнології.....	122
3.3	Пропускна здатність радіоканалу системи MIMO в умовах просторово-корельованих завмирань.....	126
3.4	Методи підвищення коефіцієнта використання радіочастотного спектра в ході організації просторово-часового доступу.....	131
3.5	Облік системи мобільного зв'язку з просторово-часовим доступом.....	134
	Висновки до розділу.....	139
4	Методи виявлення викличних сигналів абонентських станцій.....	142
4.1	Аналіз методів виявлення випадкових сигналів.....	143
4.1.1	Постановка задач виявлення.....	143
4.1.2	Вибір оптимальних статистичних алгоритмів виявлення...	146
4.1.3	Обґрунтування вибору методу виявлення сигналу виклику.....	150
4.2	Вибір алгоритмів виявлення сигналів виклику абонентських станцій при просторово-часовому доступі...	152
4.3	Оптимізація алгоритмів виявлення викличних сигналів....	160
4.4	Оптимізація послідовної процедури виявлення сигналів виклику з супроводом у початковій стадії .....	166
	Висновки до розділу .....	173
5	Вибір методів визначення напрямку приходу викличних сигналів абонентських станцій.....	175
5.1	Аналіз методів визначення напрямку приходу сигналів....	175
5.2	Аналіз методів визначення напрямку приходу сигналів абонентських станцій з оцінкою вектора розподілу поля...	182

5.3	Метод оцінки напрямку приходу сигналу абонентських станцій за допомогою рівносигнальної зони прийому.....	187
5.4	Використання штучних нейронних мереж.....	188
5.5	Особливості реалізації нейромережних методів оцінки пеленгу.....	192
5.6	Методи надроздільної здатності в процесі визначення напрямку приходу сигналу абонентської станції.....	193
5.6.1	Дослідження методів оцінки напрямку приходу сигналів з надрозділенням.....	200
5.6.2	Результати моделювання спектральних оцінок роздільної здатності методів надрозділення.....	203
5.6.3	Аналіз отриманих результатів проведеного імітаційного моделювання методів надроздільної здатності.....	207
5.7	Аналіз якості методів визначення напрямку приходу сигналів.....	210
5.8	Позиціонування на основі супутникових навігаційних систем GPS і ГЛОНАСС.....	212
	Висновки до розділу .....	216
6	Методи організації просторово-часового доступу у системах мобільного зв'язку.....	219
6.1	Концептуальні основи організації просторово-часового доступу.....	220
6.2	Метод організації просторово-часового доступу з використанням синтезованої діаграми спрямованості багатоелементної антени.....	222
6.3	Метод просторово-часового доступу з використанням адаптивних методів з просторово-часовою обробкою сигналів.....	223

6.4	Методи просторово-часової обробки сигналів, орієнтовані на просторово-часовий доступ.....	228
6.5	Основні передумови для організації просторово-часового доступу.....	230
6.6	Аналіз застосування алгоритмів просторово-часової обробки для просторово-часового доступу сигналів абонентських станцій.....	235
6.6.1	Асимптотичні методи синтезу адаптивних антенних решіток.....	235
6.6.2	Критерій МСКВ прийнятого сигналу від заданого еталону	235
6.6.3	Критерій максимуму відношення рівнів сигнал/шум.....	237
6.6.4	Критерій мінімуму рівня завад на виході ААР.....	239
6.7	Рекурентні методи синтезу адаптивних антенних решіток	243
6.7.1	Адаптивні антенні решітки.....	253
6.7.2	Алгоритми адаптивних антенних решіток, синтезовані за критерієм мінімуму середньоквадратичного відхилення...	254
6.7.3	Алгоритми адаптивних антенних решіток, синтезовані за критерієм максимуму вихідного відношення потужності корисного сигналу до суми потужностей завад і шуму.....	255
6.7.4	Алгоритми адаптивних антенних решіток, синтезовані за критерієм мінімуму вихідної потужності.....	255
6.7.5	Алгоритм адаптивної антенної решітки, синтезований для динамічної сигнально-завадової обстановки.....	256
6.7.6	Порівняльний аналіз ефективності алгоритмів адаптивних антенних решіток при динамічній сигнально-завадовій обстановці.....	257
6.8	Оцінка ефективності адаптивної антенної решітки при дискретизації вагових коефіцієнтів.....	264
6.8.1	Методи дослідження.....	264

6.8.2	Результати досліджень.....	270
6.9	Аналіз ефективності ААР, виконаних за критерієм МСКВ	274
6.10	Поляризаційно-часова обробка сигналів при ПЧД.....	278
6.10.1	Особливості поляризації в лініях зв'язку безпроводових систем.....	278
6.10.2	Синтез методів поляризаційно-часової обробки сигналів при ПЧД.....	282
6.10.3	Методи просторово-часового доступу з поляризаційно-часовою обробкою сигналів.....	286
6.10.4	Додаткові випадки застосування поляризаційно-часової обробки.....	291
6.11	Оцінка обчислювальної ефективності алгоритмів синтезу багатопроменевої діаграми спрямованості.....	293
	Висновки до розділу .....	296
7	Аналіз впливу обмежень в ході реалізації методів просторово-часового доступу.....	299
7.1	Узагальнений аналіз залежності характеристик ААР від параметрів антенних пристроїв.....	299
7.2	Аналіз ефективності методів ПЧД з урахуванням реальної ширини спектра прийнятих сигналів.....	306
7.3	Аналіз впливу багатопроменевості сигналів на якість ПЧД.....	311
7.4	Дослідження впливу початкових умов на ефективність задач ПЧД .....	321
7.5	Виявлення та оцінка кількості активних абонентських станцій.....	327
7.5.1	Зміст задачі виявлення і оцінки числа активних АС.....	327
7.5.2	Адаптивне розв'язання задачі виявлення та оцінки числа АС .....	330



	Висновки до розділу.....	333
8	Аналіз показників якості систем мобільного зв'язку під час використання алгоритму просторово-часового множинного доступу.....	336
8.1	Механізми використання адаптивних антенних решіток у системах мобільного зв'язку 4G.....	336
8.2	Основні принципи реалізації механізмів доступу в системах мобільного зв'язку 4G.....	339
8.3	Види сервісів потоку даних.....	339
8.3.1	Механізм запиту смуги пропускання .....	341
8.3.2	Одноадресне опитування.....	342
8.3.3	Передача запиту смуги пропускання з прикріпленням.....	342
8.3.4	Конкурентний період запитів на смугу пропускання.....	343
8.3.5	Виділення смуги пропускання.....	345
8.4	Аналіз ймовірно-часових характеристик під час використання протоколу просторово-часового доступу....	346
8.5	Аналіз ймовірнісних характеристик при випадковому множинному доступі.....	347
8.5.1	Ймовірнісна модель конкурентного множинного доступу.	348
8.5.2	Опис функції моделі конкурентного множинного доступу.	349
8.5.3	Аналіз ймовірно-часових характеристик сумісного використання методів просторово-часового і випадкового доступу з подвійною експоненційною відстрочкою.....	350
8.6	Визначення часу обслуговування пакетів.....	355
8.6.1	Процедура застосування черги зареєстрованих пакетів.....	357
8.6.2	Оцінка середнього часу реєстрації пакета.....	358
	Висновки до розділу.....	363
9	Аналіз електромагнітної сумісності під час розподілу ресурсів у мережі мобільного зв'язку.....	365

9.1	Технологія множинного доступу OFDMA і OFDM модуляція.....	365
9.2	Технологія MIMO.....	371
9.2.1	Просторово-часове блокове кодування .....	371
9.2.2	Багатоантенні системи з декількома просторовими каналами .....	375
9.3	Розподіл фізичних ресурсів системи зв'язку між абонентами .....	377
9.4	Електромагнітна сумісність радіоелектронних засобів мереж мобільного зв'язку.....	379
9.5	Методи забезпечення електромагнітної сумісності під час когнітивного розподілу ресурсів мережі мобільного зв'язку.....	383
	Висновки до розділу .....	387
10	Алгоритми виявлення сигналів первинних користувачів під час когнітивного розподілу ресурсів у мережах мобільного зв'язку ....	389
10.1	Алгоритми виявлення сигналів .....	389
10.2	Алгоритм виявлення сигналів, побудований на критерії Вальда .....	390
10.3	Алгоритм, побудований на математичному апараті нейронних мереж .....	402
10.4	Алгоритм, побудований на математичному апараті нечіткої логіки .....	404
10.5	Алгоритм виявлення, заснований на знако-ранговому критерії Вілкоксона.....	406
10.6	Аналіз ефективності алгоритмів виявлення сигналів .....	408
	Висновки до розділу .....	410
11	Методи кластеризації ресурсів у мережах мобільного зв'язку.....	412
11.1	Процес кластеризації.....	412

11.2	Метод кластеризації ресурсів, побудований на математичному апараті нейронних мереж Кохонена.....	414
11.3	Метод нечіткої кластеризації ресурсів .....	415
11.4	Результати моделювання кластеризації просторових ресурсів абонентських станцій.....	421
	Висновки до розділу .....	426
12	Методи забезпечення електромагнітної сумісності під час розподілу просторово-часового ресурсу в мережах мобільного зв'язку.....	427
12.1	Математична модель радіоканалу для технології MIMO ..	427
12.2	Метод оцінки матриці каналу.....	433
12.3	Метод забезпечення електромагнітної сумісності під час когнітивного розподілу просторово-часового ресурсу в мережах мобільного зв'язку .....	436
12.3.1	Просторово-часова обробка сигналів.....	436
12.3.2	Алгоритм адаптивної антенної решітки, який синтезовано для динамічної сигнально-завадової ситуації.....	437
12.3.3	Розробка просторово-часового доступу на основі модифікованої технології MIMO.....	440
	Висновки до розділу .....	446
13	Методи забезпечення електромагнітної сумісності під час розподілу частотно-часового ресурсу в мережах мобільного зв'язку.....	448
13.1	Алгоритм розподілу частотного ресурсу з повторним використанням частот.....	448
13.2	Алгоритм розподілу частотного ресурсу в мережі мобільного зв'язку із забезпеченням якості зв'язку.....	456
	Висновки до розділу .....	463
	Загальні висновки .....	465

Перелік джерел посилань.....	473
ДОДАТОК А Функціональна модель управління у мережах пірингового зв'язку.....	507
ДОДАТОК Б Отримання невизначеності за результатами практичних і теоретичних даних. Дослідження параметрів невизначеності прямих та польових вимірювань.....	520

## СКОРОЧЕННЯ ТА УМОВНІ ПОЗНАКИ

ААР –	адаптивна антенна решітка;
АВК –	алгоритм вирішення конфлікту;
АДК –	алгоритм доступу до каналу;
АПЧОС –	адаптивна просторово-часова обробка сигналів;
АР –	антенна решітка;
АС –	абонентська станція;
АЕ –	антенний елемент;
БГШ –	білий гауссівський шум;
БПА –	багатопроменева антенна;
БПА –	багатопроменева антена;
БС –	базова станція;
ВВК –	вектор вагових коефіцієнтів;
ВЕВ –	Binary. Exponential Vascoff – метод подвійної експоненційної відстрочки;
ВМД –	випадковий множинний доступ;
ВП –	відношення правдоподібності;
ВС –	викличний сигнал;
ВСЗШ –	відношення сигнал/завада+шум;
ВСШ –	відношення сигнал/шум;
ДП –	джерело повідомлень;
ДС –	діаграми спрямованості;
ЕМО –	електромагнітна обстановка;
ЕМС –	електромагнітна сумісність;
КАМ –	квадратурна амплітудна модуляція;
КЗ –	канали зв'язку;
М –	модулятор;
МІМО –	Multiple Input Multiple Output – системи зв'язку з рознесеними передавальними і приймальними антенами;

ММЗ –	мережа мобільного зв'язку;
МП –	матричний перетворювач;
МС –	мобільна станція;
МСЕ –	Міжнародний союз електрозв'язку;
НВЧ –	надвисокі частоти;
ПК –	потенційні контейнери;
ПЧД –	просторово-часовий доступ;
ПЧК –	просторово-часовий кодер;
ПЧОС –	просторово-часова обробка сигналів;
РБ –	ресурсний блок;
РЕ –	ресурсний елемент;
РЕЗ –	радіоелектронні засоби;
СЗО –	сигнально-завадова обстановка;
СКВ –	середньоквадратичне відхилення;
СМЗ –	системи мобільного зв'язку;
ТД –	точка доступу;
УВЧ –	ультрависокі частоти;
ЦК –	центри кластерів;
ЦП –	циклічний префікс;
ЧТР –	частотно-територіальний рознос;
ШПФ –	швидке перетворення Фур'є;
3GPP –	Third Generation Partnership Project – партнерське угруповання 3G;
CDMA –	Code Division Multiple Access – множинний доступ з кодовим розділенням каналів;
CoMP –	Coordinated Multi-Point operation;
C-RAN –	Centralized Radio Access Network;
CRS –	системи когнітивного радіо;
CS/CB –	Coordinated Scheduling and Coordinated Beamforming;

DL –	спадний канал;
DOA –	Direction of arrival estimation – метод визначення напрямку приходу сигналу;
DPS –	Dynamic Point Selection;
eICIC –	enhanced Inter-Cell Interference Coordination;
FCM –	Fuzzy Classifier Means;
FDD –	частотний дуплекс;
GLDB –	геолокаційна база даних;
GSM –	Global System for Mobile Communications;
HSPA –	High Speed Packet Access, HSPA – протокол високошвидкісного пакетного доступу мобільного зв'язку третього покоління;
IMT –	International Mobile Telecommunications;
JP –	Joint Processing;
LTE –	Long Term Evolution;
MIMO –	Multiple Input Multiple Output;
NGN –	Next Generation Network – мережа наступного покоління;
OFDM –	Orthogonal Frequency Division Multiplexing;
OFDMA –	Orthogonal Frequency Division Multiple Access;
P2P –	Peer-to-peer – мережа рівноправних вузлів;
SDR –	системи радіозв'язку з програмованими параметрами;
SDMA –	Space Division Multiple Access – множинний доступ з просторовим розділенням каналів;
SISO –	Single Input Single Output;
STBC –	Space-Time Block Coding;
TDD –	часовий дуплекс;
TDMA –	Time division multiple access – множинний доступ з часовим розділенням каналів;
UL –	висхідний канал;
WTA –	Winner Takes All.

## ВСТУП

Протягом останніх десятиріч помітно бурхливе зростання споживання трафіку, що надається системами мобільного зв'язку. Це зростання призвело до того, що спочатку виділені для цього зв'язку та задіяні в ньому фізичні ресурси (частотно-часові та просторово-поляризаційні) почали вичерпуватися. Для вирішення задачі подальшого зростання кількості споживачів були знайдені нові види та структури сигналів, методи економії радіочастотного спектра, нові схеми множинного (багатостанційного) доступу, оператори, що працюють в Україні (Київстар, Астеліт, Vodafone та ін.) знайшли рішення колективного використання ресурсів і обладнання.

Однією з найбільш проблематичних задач підвищення ефективності мобільних систем зв'язку є обмеженість можливостей щодо множинного доступу. Проблема доступу до загального ресурсу базової станції (БС) виконується зазвичай на основі розділення частотно-часових параметрів сигналів абонентських станцій (АС). У монографії розглянуто задачі підвищення продуктивності процесу доступу за рахунок впровадження саме просторово-часового доступу (ПЧД), під час використання якого, крім самого доступу, вдається отримати і ряд інших корисних якостей мобільної телекомунікаційної системи.

Спроби перевести мобільні системи в інші більш високочастотні діапазони сантиметрових або міліметрових хвиль є поки що не конструктивними, оскільки для цього будуть потрібні величезні кошти на заміну всього обладнання базових і абонентських станцій. Водночас, ще не до кінця вичерпані всі резерви фізичних ресурсів, зокрема просторово-поляризаційні. Слід зазначити, що просторові параметри, які на сьогодні задіяні в задачах рознесеного прийому систем зв'язку з рознесеними передавальними й приймальними антенами MIMO (Multiple Input Multiple Output), в ході побудови мікро і фемтостільників тощо, використовуються в пасивному варіанті, забезпечуючи при цьому потрібну енергетику в лініях мобільного



зв'язку. Більш ефективним є активне їхнє невикористання, що розширює простір параметрів доступу.

У багатьох наукових працях, присвячених мобільним системам, здійснювались спроби активного використання просторово-поляризаційних параметрів сигналів і антен для вирішення різних задач, зокрема і просторово-часових методів доступу. Однак багато з них носять частковий, автономний, не пов'язаний із загальносистемними задачами, характер. У даній роботі здійснено спробу інтегрувати задачі просторово-часового доступу в загальносистемну проблематику і отримано не тільки новий позитивний ефект від запропонованого просторово-часового доступу, але і продемонстровано можливість комплексності рішень, що забезпечить зростання загальносистемної ефективності й підвищить продуктивність мобільної мережі, економію радіочастотного спектра, забезпечення високої завадостійкості, електромагнітної сумісності та, відповідно, можливості надання якісних послуг споживачам інформації.

Важливим, є те, що запропоновані методи просторово-часового доступу можливо реалізувати на наявній технічній та технологічній базі без зміни режимів зв'язку. На відміну від традиційних методів ПЧД, які базуються на методах синтезу діаграми спрямованості (ДС) і супроводі променем прийнятого сигналу, запропоноване рішення не потребує розгляду ДС, а знаходиться найкраще на поточний час сигнально-завадове співвідношення, що відповідає критерію оптимальності. Ідея цього методу запозичена з теорії адаптивних антенних решіток, значний вклад у розробку яких внесли такі відомі вчені: В. Уїдроу, Р.А. Монзінго, Я.Д. Ширман, В.В. Поповський та ін.

Крім цього підвищити ефективність використання спектра дозволяє механізм когнітивного розподілу ресурсів, згідно з яким вторинним користувачам (які не закріплені за даним частотним діапазоном) надається можливість використовувати діапазони первинних користувачів (закріплених за даним діапазоном) на час, доки цей діапазон не використовується первинним користувачем.

Асамблея радіозв'язку в 2012 р. прийняла Резолюцію МСЕ-R 58, що описує перелік проблемних питань, пов'язаних з впровадженням та використанням систем когнітивного радіо, для подальшого їхнього дослідження. Перша Дослідницька комісія МСЕ-R схвалила Звіт МСЕ-R SM.2152, що описує системи когнітивного радіо. Розглядаються декілька підходів щодо впровадження систем когнітивного радіо, зокрема, на основі геолокаційної бази даних і на основі спектрального зондування (здатності самостійно аналізувати навколишню електромагнітну обстановку). В даному документі вказана одна з проблем впровадження когнітивного радіо – це проблема забезпечення ЕМС між РЕЗ первинних користувачів і РЕЗ вторинних користувачів спектра і проблема забезпечення внутрішньосистемної ЕМС.

У монографії запропоновано розробку методології системних науково-технічних рішень щодо підвищення продуктивності доступу в системах мобільного зв'язку на основі використання методів адаптивної просторово-часової обробки сигналів в процесі забезпечення заданої якості послуг і незмінності основних алгоритмів функціонування мобільної мережі.

# 1 АНАЛІЗ СТАНУ РОЗВИТКУ СИСТЕМ МОБІЛЬНОГО ЗВ'ЯЗКУ

## 1.1 Напрямки загальносистемного розвитку систем мобільного зв'язку

Входження України в європейський та світовий інформаційний простір ставить ряд проблем щодо інтеграції Єдиної Національної мережі зв'язку України в сучасні глобальні інфокомунікаційні системи (ІКС) [1,2]. Розвиток сучасних ІКС та впровадження цифрових методів передачі сигналів зумовили розробку концепції конвергованих мереж наступного покоління (NGN – Next Generation Network), включаючи системи мобільного зв'язку і безпроводового доступу [3]. Побудова NGN має здійснюватися з урахуванням рекомендацій Міжнародного Союзу Електрозв'язку (МСЕ), а також стандартів, норм та рекомендацій, поданих у технічних звітах Європейського інституту телекомунікаційних стандартів (ETSI – European Telecommunications Standards Institute) [4].

Розроблені та впроваджені на кінець ХХ сторіччя в практику мережі мобільного зв'язку (стільникового зв'язку) швидко набули популярності й до сьогодні на земній кулі налічується понад 5 мільярдів абонентів, а до 2025 року очікується подвоєння їхньої кількості [5]. Цьому сприяють досягнення в мікроелектроніці, що дозволяють випускати все більш складні й до того ж все більш дешеві засоби безпроводового зв'язку. Темпи розвитку мобільного зв'язку, який можна порівняти лише зі зростанням виробництва персональних комп'ютерів і розвитком інтернету, а також попит, продовжують зростання.

Значне зростання об'ємів трафіку в мережах зв'язку свідчить про підвищення популярності високошвидкісних сервісів, пов'язаних із передачею мультимедійної інформації та відео. Зростанню трафіку в мобільних мережах сприяє популярність смартфонів типу iPhone і ультракомпактних персональних

комп'ютерів, а також «мобілізація» популярних сервісів Gmail, YouTube, Google та ін.

У Європі для розвитку пан-європейської системи мобільної телефонії був розроблений проєкт GSM (спочатку – спеціальна мобільна група, пізніше – Всесвітня система мобільного зв'язку – Global System for Mobile Communications). Вона була запущена в експлуатацію в середині 1980-х років об'єднанням (адміністрацією) телезв'язку на Європейській конференції поштової та телекомунікаційної адміністрації (CEPT).

Продовження розвитку система GSM знайшла в новому Європейському інституті телекомунікаційних стандартів (ETSI). Стандарт GSM був заснований на множинному частотному доступі з часовим поділом каналів TDMA (Time Division Multiple Access). Американські стандарти – US-TDMA, японський – персональна система цифрового стільникового зв'язку (PDC – Personal Digital Cellular), які були введені в один і той самий час. Трохи пізніше був розроблений стандарт множинного доступу з кодовим розділенням CDMA (Code Division Multiple Access), який назвали IS-95, і завершили в США в 1993 р., а пізніше позначений ними також як 2G.

Всі ці стандарти були «вузькосмуговими» в тому сенсі, що вони націлені на послуги з відносно малою шириною смуги, що дозволяє виділити мову.

Можливість передачі даних у стільникових системах 2G стали реальністю в другій половині 1990-х років, коли була введена в GSM – радіослужба пакетної передачі даних (GPRS – General Packet Radio Service). Пакетні дані доповнили інші стільникові системи, такі, наприклад, як Японський стандарт PDC. Ці технології часто згадують як 2.5G. Разом з тим, пан-європейський проєкт GSM швидко привернув всесвітню увагу, особливо, коли даний стандарт був розгорнутий у деяких країнах за межами Європи. Всесвітній стандарт GSM став каталізатором зростання масштабів виробництва, оскільки при цьому ринок продукції розширюється.

Перші кроки до створення 3G були зроблені на початку 1990-х р. задовго до створення партнерського Проєкту 3GPP (Third Generation Partnership Project).

З приходом 3G і радіоінтерфейсу з більш широкою смугою пропускання універсального наземного радіодоступу (UTRA – Universal Terrestrial Radio Access) з'явилися можливості для розширення переліку нових послуг, які суттєво не позначилися при 2G і 2.5G.

Рівень розвитку 3G передбачав подальшу інтернаціоналізацію стільникових стандартів. Це призвело до більш тісного міжнародного співробітництва навколо створення ще більш нових стільникових технологій.

Робота в напрямках подальшого розвитку мобільного зв'язку третього покоління 3G почалася в ІТУ (Міжнародному Союзі телекомунікацій) в 1980-х роках спочатку з позначкою "Проектована наземна система рухомого телекомунікаційного зв'язку" або "Системи майбутнього громадського наземного телекомунікаційного зв'язку" (FPLMTS – Future Public Land Mobile Telecommunications System), пізніше змінило назву на IMT-2000 (International Mobile Telecommunications for the year 2000). Всесвітня Адміністративна Конференція із радіозв'язку WARC-92 (World Administrative Radio Conference) визначила всесвітній стандарт сигналів у системах мобільного зв'язку – спектр 230 МГц. З цих 230 МГц, 2x60 МГц визначалися як парний спектр для дуплексного зв'язку з частотним поділом каналів (FDD – Frequency Division Duplex) і 35 МГц як непарний спектр для дуплексного зв'язку з часовим поділом каналів (TDD – Time Division Duplex), обидва стандарти встановлювалися для наземного застосування. Одночасно з цим для супутникових систем був також виділений певний спектр [6,7].

У ці роки особливої популярності набув метод широкосмугового множинного доступу з кодовим розділенням (CDMA), який пізніше був впроваджений у Європейському інституті стандартизації електров'язку телекомунікаційних стандартів (ETSI) в 1996. Подальшого розвитку даний стандарт набув у концепції WCDMA (широкосмугова CDMA), розробленій Європейським науково-дослідним проектом (Проектовані системи широкосмугового множинного доступу радіозв'язку – FRAMES). Пропозиції щодо широкосмугового доступу CDMA з Європи і Японії були об'єднані й

включені як частина концепції в Європейській роботі про послуги універсального мобільного телекомунікаційного зв'язку (UMTS – Universal Mobile Telecommunications System), що перемогла на початку 1988 р. При цьому була встановлена остаточна європейська назва 3G. Стандартизація WCDMA продовжувала вдосконалюватися паралельно в декількох групах за стандартами до кінця 1998 року, коли багатьма організаціями, причетними до цієї розробки з регіонів усього світу, був створений "партнерський проєкт третього покоління (3GPP)". В Україні послуги мобільного зв'язку стандарту 3G UMTS/WCDMA надає оператор «ТриМоб».

Діяльність Міжнародного Союзу з телекомунікацій (ITU) забезпечувала робоча група WP5D, яка несе відповідальність за системи ІМТ, що є загальною назвою для 3G (ІМТ-2000) і 4G (ІМТ- Advanced – покращений, просунутий) стандартів. Третій етап ІМТ/UMTS (International Mobile Telecommunications/ Universal Mobile Telecommunications System) забезпечив розширення кількості призначених для користувача послуг і підняв пікову швидкість передачі даних до 2,048 Мбіт/с. Програма ІМТ-2000 розроблялася під егідою ІТУ і набула свого подальшого вдосконаленого розвитку як ІМТ-Advanced, яка визначає етап 4G і перехід до початку 5G (рис.1.1). Під час останніх доробок рекомендації ІТУ-R М.1457, яка визначає специфікації радіо інтерфейсу, була прийнята версія LTE (Long Time Evolution), (або Е-UTRA (виділений – UTRA) і включена в сімейство версій через членів сімейства 3GPP для UTRA FDD і TDD [7,8].

Етап довготривалої еволюції ІМТ під егідою технології LTE ознаменував початок глобальної еволюції UMTS в технологічну стадію тривалого розвитку LTE. Системи LTE принципово відмінні від існуючих модифікацій UMTS і складають базову основу для розвитку технологій покоління 4G. У частині радіоінтерфейсу до головних відмінностей слід зарахувати:

– нові методи множинного доступу в радіомережі: в низхідному напрямку – OFDMA (Orthogonal Frequency Division Multiplexing Access) – ортогональне багаточастотне мультиплексування, у висхідному напрямку – SC-

FDMA (Single Carrier FDMA) – частотне розділення каналів з однією несучою частотою;

– вдосконалену технологію просторово-часового кодування радіоканалів MIMO (Multiple Input Multiple Output).

Метод радіодоступу OFDMA поєднує ортогональне багаточастотне мультиплексування (OFDM) і часове мультиплексування каналів (TDMA). OFDM-сигнал слабо критичний до амплітудних обмежень, до ефекту багатопроневості й часових затримок у радіоканалі. Метод радіодоступу SC-FDMA реалізується за допомогою модуляції з однією несучою і обраний для зменшення пікової потужності випромінювання передавача абонентського терміналу, яка є критичною з точки зору економічності акумуляторних батарей у терміналі.

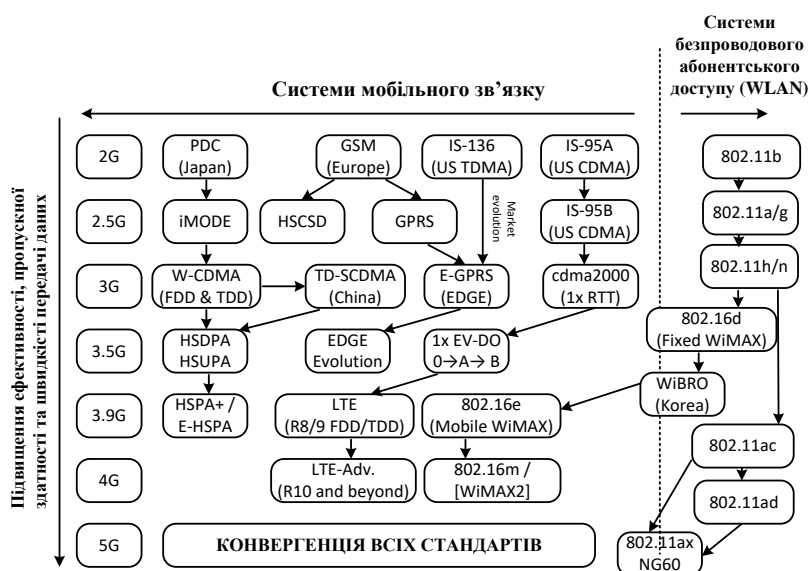


Рисунок 1.1 – Еволюція розвитку систем безпроводового зв'язку

З кожним випуском специфікацій 3GPP відбувається розширення функціональних можливостей систем цих стандартів. В табл.1.1 показано поетапний розвиток стандартів UMTS/HSPA в частині нарощування пропускної здатності радіоінтерфейсів до рівня LTE, включаючи і агрегування несучих частот DC/DB (Dual Carrier/Dual Band).

Таблиця 1.1 – Поетапний розвиток стандартів LTE

Випуск стандартів 3GPP	Введення нових опцій			Конфігурація передач (DL)	Пікова швидкість передачі даних, Мбіт/с
	Модуляція	Агрегування несучих частот	MIMO (DL)		
Rel'7	64QAM (DL) 16QAM (UL)	–	MIMO+16QAM	64QAM	21
					28
Rel'8	–	DL: 5МГц+5МГц (DC)* (суміжні несучі частоти)	MIMO+64QAM +DC (MIMO тільки на двох несучих частотах одночасно)	64QAM+2x2 MIMO	42
Rel'9	–	DL: 5МГц+5МГц (DC/DB**) (різні смуги частот) UL: 5МГц+5МГц (DC) (суміжні несучі частоти)	MIMO+64QAM +DC (MIMO на одній частоті окремо)	64QAM+2x2 MIMO+DC	84
Rel'10	–	DL: 4x5 МГц (MC***/DB) (4 несучих частоти)	–		
Rel'11	64QAM (UL)	DL: 8x5 МГц (MC/DB) (8 несучих частоти)	–	64QAM+ 2x2 MIMO+8DC	336
Rel'12	3DLCA				



Крім того, важливо підкреслити, по-перше, головна особливість DC полягає в динамічному перерозподілі трафіку між несучими частотами, аж до автоматичного вимкнення вторинної несучої частоти в цілях економії енергоспоживання в абонентському терміналі.

По-друге, DC/DB це не звичайний (традиційний), а принципово новий спосіб передачі даних.

Наступна стадія розвитку 4G IMT-Advanced була розпочата в ІТУ-Р, як наступне покоління мобільної технології після 3G [8].

У 2010 році ІТУ-Р визначив, що технології LTE (версія 10 «LTE-Advanced») і WiMAX (IEEE 802.16m) включені в загальну версію IMT-Advanced. Обидві вони можуть розглядатися як «сімейство» технологій IMT-Advanced, як показано на рис.1.2.

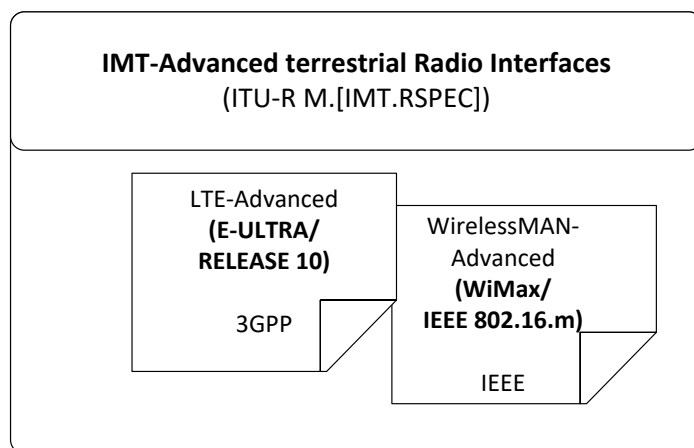


Рисунок 1.2 – Технології радіоінтерфейсу IMT-Advanced [7]

Основна рекомендація IMT-Advanced, яка визначає специфікації радіоінтерфейсу IMT-Advanced, називається IMT.RSPEC і була закінчена протягом 2011 року. Зіставлення вимог до деяких кількісних параметрів систем LTE-Advanced і IMT-Advanced показано в табл.1.2. Одночасно в рамках специфікацій 3GPP присутні й додаткові рішення щодо вдосконалення системи LTE-Advanced. З 2015 року йде розвиток 12, 13 і більш далеких релізів.

Таблиця 1.2 – Порівняльна характеристика систем LTE-Advanced і IMT-Advanced

Параметри	IMT-Advanced	LTE-Advanced
Максимальна швидкість передачі даних (DL)		1 Гбіт/с
Максимальна швидкість передачі даних (UL)		500 Мбіт/с
Необхідна ширина спектра (каналу)	до 40 МГц	до 100 МГц
Часова затримка в мережі	10 мс	10 мс
Максимальна спектральна ефективність (DL)	15 біт/с/Гц	30 біт/с/Гц
Максимальна спектральна ефективність (UL)	6,75 біт/с/Гц	15 біт/с/Гц
Середня спектральна ефективність (DL)	2,2 біт/с/Гц	2,6 біт/с/Гц
Середня спектральна ефективність (UL)	1,4 біт/с/Гц	2 біт/с/Гц

Основні технічні рішення в стандарті LTE-Advanced були спрямовані на підвищення ефективності MIMO і продуктивності системи в цілому на краю зони обслуговування, збільшуючи її розміри, де в LTE є певні проблеми. Серед цих рішень у першу чергу можна назвати [7]:

- розширену смугу каналу (до 100 МГц), яка формується за рахунок об'єднання масштабованих каналів LTE (агрегування спектра);
- скоординовану багатоточкову передачу COMP (Coordinated Multi-Point Transmission / Reception), яка належить до методів зменшення заводового втручання суміжних осередків у мережі LTE;
- передачу з ретрансляцією (Relaying) для збільшення зони обслуговування і поліпшення покриття в мережі;
- вдосконалені схеми і алгоритми MIMO, орієнтовані на ефективність і максимальну простоту абонентських пристроїв (розширена конфігурація передавальних антен до восьми на базовій станції, двох в абонентському терміналі, особливий додатковий алгоритм циклічного рознесення часової затримки сигналу в просторових каналах CDD (Cyclic Delay Diversity)).

## **1.2 Використання протоколу високошвидкісного пакетного доступу мобільного зв'язку HSPA**

Системи UMTS/HSPA (HSPA – High Speed Packet Access) і LTE мають приблизно однакову продуктивність при ширині каналу в LTE, що не перевищує 10 МГц. По-друге, в ряді зарубіжних публікацій показано, що для кожного значення пропускної здатності LTE існує оптимальна ширина каналу, при якій зона радіопокриття є найбільшою. Крім того, стандартом встановлено, що в деяких ідентифікованих смугах радіочастот плануватися можуть не всі масштабовані канали LTE.

Зіставлення ефективності двох систем MC/DB-HSPA+ і LTE з декількома конфігураціями агрегування несучих частот у Downlink на різній стадії розвитку стандартів 3GPP показують, що в ході використання наявного у оператора радіочастотного ресурсу (діапазони частот 900 і 2100 МГц) в агрегованій формі вже сьогодні можна отримати в мережах UMTS/HSPA + пікову швидкість передачі даних 168 Мбіт/с, яка порівнювана зі швидкістю в каналах LTE-1800 шириною 15 МГц (133 Мбіт/с). Тут також можна бачити і співвідношення швидкостей з більш широкою агрегацією спектра, в тому числі і в мережах LTE-Advanced.

Нові ключові рішення були вже закладені в черговий Rel.12 [9]: удосконалення малих стільників (Small Cell), нові смуги радіочастот, 3D-MIMO Beamforming, інтерфейси обміну між машинами (M2M – Machine-to-Machine) і пристроями (D2D – Device-to-device), інтеграція LTE-Wi-Fi на рівні радіомережі. Нарешті, з Rel. 12 почалася змінюватися концепція надання користувальницьких послуг: розпочато перехід від базоцентричної структури обслуговування, де центром є базова станція, до абонентоцентричної структури, коли поблизу абонентського терміналу організують набір базових станцій і точок доступу, що забезпечують обслуговування абонента відповідно до його вимог під час оптимального використання каналного ресурсу. Так само зростає кількість дозволених комбінацій агрегації смуг, у тому числі з

одночасним прийомом сигналів з частотним і часовим дуплексом, а ширина сумарної смуги може досягати 60 МГц [8].

Створення систем наступного покоління IMT-Advanced (4G) є еволюційним кроком у подальшому розвитку LTE. Вважається, що в радіоінтерфейсі LTE закладені основні базові рішення, на яких будуються системи 5G. В цей час інтерес операторів до систем покоління 5G перейшов з теоретичної площини в практичну.

### **1.3 Перспективи розвитку систем мобільного зв'язку п'ятого покоління**

#### **1.3.1 Проєкти розвитку систем мобільного зв'язку 5G**

Розвиток мобільних мереж порівняно з іншими задачами продовжує здійснюватися випереджальними темпами. Причиною цього є зростання потреб послуг мобільного зв'язку, а також всі зростаючі вимоги до якості надання послуг. Тобто дане зростання здійснюється як кількісно, так і якісно.

Загальна позиція щодо даної проблеми в технологічному аспекті викладена компанією Ericsson в документі [9], де зазначено, що на даний момент існує ряд програм, що вимагають надмалих часових затримок у мережі для вирішення завдань дистанційних вимірювань, забезпечення безпеки дорожнього руху, управління виробничими процесами та ін.

Так само висунуті вимоги щодо забезпечення високого рівня надійності мережі, властивостями управління критичною інфраструктурою, наприклад, мережам передачі електроенергії, промислового контролю, забезпеченню соціально важливих функцій: телемедицина, транспорт, управління «розумним» будинком і містом, а також відповідних форматів швидкої передачі даних – великих обсягів, що при віддаленому відеоспостереженні, а малих – в завданнях моніторингу пересування вантажів та ін.

У 2013 р. ряд провідних світових операторів мобільного зв'язку і виробників телекомунікаційного обладнання (Ericsson, Samsung, Huawei, Vodafone та ін.) на всесвітніх форумах (MWC-13, LTE World Summit) анонсували початок дослідницьких робіт зі створення технології 5G [10, 11].

У світі розвитком 5G найбільш активно займаються:

- Європейський Союз – припускає до 2020 р. витратити на розвиток 5G € 50 млрд, досягти угоди з Китаєм, Японією і Південною Кореєю про кооперацію в розробці 5G;
- Китай – вкладе в 5G 315 млрд. €, Huawei вкладе в 5G 600 млн доларів;
- Японія (NTT DoCoMo) – планує надавати послуги 5G на літній Олімпіаді 2020 року;
- Великобританія 5G планує запускити до 2022 року;
- в Швеції і Естонії TeliaSonera і Ericsson запуснуть 5G в 2018 р.;
- Росія у вересні 2015 р. запропонувала стандартизувати для 5G діапазони частот 4440–4500, 4800–5000 і 5925–6425 МГц; "Мегафон" і Huawei планують запускити мережу 5G у тестовому режимі напередодні ЧС-2018 з футболу; МТС і Ericsson планують створити в Росії тестову зону 5G в діапазоні 15 ГГц;
- країни БРІКС – в жовтні 2015 р. у Москві домовились про співпрацю в області 5G, інтернету речей і хмарних технологій, а також про прокладання підводних кабелів по дну Атлантичного, Індійського і Тихого океанів для створення власної глобальної мережі;
- в США – ситуація з розвитком 5G викликає у регулятора занепокоєння в плані наміченого відставання в розвитку 5G, а також можливої втрати глобального контролю над інтернетом. Основний двигун 5G в США – Verizon.

Європейське співтовариство на основі розпочатих досліджень створення технологій 5G прагне в майбутньому стати панівним технологічним лідером,

що відкриє можливості створення в індустрії інформаційно-комунікаційних технологій нових робочих місць.

У Європі сьогодні на пропонованій концепції створення 5G спеціалізуються два центри на основі проєктів Єврокомісії в рамках програм FP7 METIS (координатор – компанія Ericsson) [12] і 5GIC при Університеті Суррея (The University of Surrey, Велика Британія) [13].

Координований американською компанією Intel проєкт ISRA, судячи з обсягу складу учасників і фінансування, є швидше іміджем, що позначає американська присутність в проєкті 5G. Як видно з даних табл.1.3 за обсягами фінансування проєкти METIS і 5GIC схожі і їх можна вважати конкурентними.

Таблиця 1.3 – Проєкти розвитку 5G [13]

Проєкти	METIS	5GIC	ISRA
Інвестори проєктів	Єврокомісія	Samsung, Huawei, Telefonica Europe, Fujitsu Laboratories of Europe, Rohde & Schwarz, AIRCOM International, UKRPIF	Intel
Координатор	Ericsson	CCSR	IntelLabs
Учасники проєкту	29 партнерів (8 робочих груп)	Співробітники університету і CCSR	Verizon, науково-дослідні інститути США, Іспанії, Австралії, Індії
Штат співробітників і терміни робіт	80 людей	150 людей CCSR, включаючи 100 д.т.н.	> 100 людей
Передбачуваний обсяг інвестицій	50 млн євро	35 млн фунтів	3 млн дол.

Проєкт METIS повинен закласти фундаментальну основу для створення стандарту п'ятого покоління і забезпечити гарантії глобального об'єднання для досягнення світового технологічного консенсусу [13].

Проект METIS спрямований на формування основ мобільних і безпроводових систем зв'язку майбутніх поколінь, з урахуванням еволюції існуючих на сьогодні мобільних стандартів, і розробку нових перспективних технологій безпроводового зв'язку.

З метою забезпечення в системі 5G необхідної ефективності, універсальності і масштабованості, а також демонстрації її ключових функціональних характеристик і технологічних компонентів системи, передбачається сформулювати концепцію системи 5G.

Консорціум партнерів, які реалізують проєкт, складається з п'яти провідних світових вендорів: Alcatel-Lucent, Ericsson, Huawei, Nokia, NSN, а також п'яти найбільших операторів мобільного зв'язку: Deutsche Telekom, NTT DoCoMo, Orange, Telecom Italia, Telefonica і ряду академічних інститутів. Фінансування здійснюється в рамках 7-ї рамкової програми Євросоюзу з прикладних досліджень (FP7-7th Framework Programme).

В табл.1.4 показаний план проєкту 5G, який структуровано з восьми робочих груп. Шість є технічними (WP1-WP6), (WP7), орієнтована на поширення результатів проєкту, (WP8) здійснює управління проєктом.

Таблиця 1.4 – Робочі групи проєкту METIS [14]

Номер робочої групи	Назва робочої групи	Головування	Область відповідальності РГ
WP1	Сценарії, вимоги і ключові показники ефективності (КПЕ)	DoCoMo	Досліджує сценарії, вимоги і ключові показники функціонування на системному рівні, технології, що впливають із потреб користувачів
WP2	Концепція радіоліній	Huawei	Розвиває і досліджує концепції радіоліній, пов'язані із задоволенням потреб у майбутніх послугах мобільного зв'язку

Кінець табл.1.4

WP3	Передача сигналів через мультивузлові мережі й багатоелементні антени	Alcatel-Lucent	Досліджує і розвиває питання мультивузлової і мультиантенної передачі даних
WP4	Багаторівневі й мультитехнологічні мережі	NSN	Досліджує і розвиває мережеві аспекти, пов'язані з ефективністю, роботою і оптимізацією майбутньої системи, а також мультиантенною передачею даних
WP5	Використання спектра	Nokia	Досліджує питання достатності спектра на основі концепції спільного використання (шеринга)
WP6	Системний дизайн і характеристики	Ericsson	Інтегрує технологічні компоненти, що розробляються в WP1-WP5, в загальну концепцію системи
WP7	Поширення результатів	Ericsson	Координує поширення результатів проекту і вклади в органи стандартизації і регулювання
WP8	Управління	Ericsson	Взаємодіє з WP1-WP7 з метою виконання технічних і стратегічних завдань проекту

Під час створення концепції 5G виділено шість найбільш головних проблем, що відповідають основним вимогам ринку послуг мобільного зв'язку (рис.1.3), які вирішуються на основі матричного підходу з управління проектом у шести вертикальних технічних групах проекту.

Зусилля проекту 5GIC, який стартував в жовтні 2012 р. підтримали компанії-виробники: AIRCOM International, Huawei, Samsung, Telefonica Europe, Fujitsu Laboratories of Europe, Rohde & Schwarz.

Глобальними цілями проекту 5GIC є створення нової технології мобільного і безпроводового зв'язку, методів перевикористання частот і їхнього розвитку, що забезпечує значне збільшення пропускної здатності в умовах дефіциту спектра.



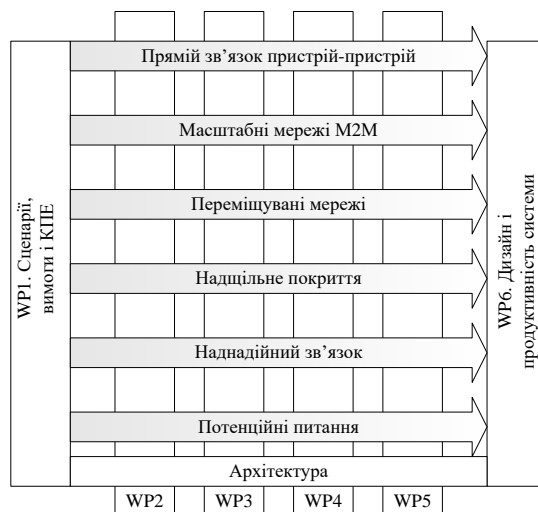


Рисунок 1.3 – Розподіл робочих груп з вирішення програмних проблем

У проєкті 5GIC передбачається розвиток концепції 5G за трьома ключовими напрямками:

- підвищення швидкості передачі даних до 10 Гбіт/с на стільнику, що в перерахунку на мобільного абонента йому стане доступна в середньому швидкість передачі даних близько 200 Мбіт/с;
- використання діапазону надвисоких частот (НВЧ), що обумовлено дефіцитом спектра в діапазоні ультрависоких частот (УВЧ) і необхідністю в збільшенні пропускної здатності;
- зниження операційних витрат з утримання величезної кількості малих стільників, що дозволяє отримати значне підвищення в цілому всієї енергоефективності мережі.

Альянс стратегічних досліджень (Intel Strategic Research Alliance, ISRA) був оголошений у липні 2013 р. компанією Intel Labs, який з метою розробки концепції 5G об'єднав зусилля наукових лабораторій і мобільних операторів.

Це дозволить значно поліпшити якість обслуговування мобільних користувачів в умовах швидко зростаючого обсягу переданих даних, а також кількості безпроводових пристроїв, і розширити спектр наданих послуг.

Проєкт ISRA має на меті створення технології 5G, що забезпечує:

- багаторазове підвищення пропускну здатності мережі для обслуговування зростаючого обсягу переданих мультимедійних даних з можливістю додаткових підключень величезної кількості нових безпроводових пристроїв;
- незалежно від місця розташування користувача і внутрішнь-осистемних завад, що створюються іншими користувачами, досягнення найбільш високої якості обслуговування у всій мережі;
- забезпечення максимальної ефективності передачі інформації в мережі шляхом адаптації якості послуг до використовуваних, призначених для користувача аплікацій.

Альянс ISRA сконцентрував значну кількість науково-дослідних центрів із різних країн. З боку бізнес-спільноти головним партнером альянсу став американський мобільний оператор Verizon.

### **1.3.2 Вимоги до технологічного виду 5G**

У мережах 5G розглядається напрямок створення ультращільних безпроводових мереж (UDN – Ultra Dense Networks) з гетерогенною структурою пікостільників (<50м) з використанням нових видів сигнально-кодових конструкцій радіосигналів, що на порядок підвищують спектральну ефективність мереж LTE-A із забезпеченням швидкості передачі даних більш 10 Гбіт/с.

Для того, щоб забезпечити таке високе підвищення швидкості передачі даних, буде потрібно як на лінії вниз (DL), так і в лінії вгору (UL) використовувати широкі смуги каналів із безперервним спектром шириною від 0,5 до 1 ГГц, що в 30–50 разів перевищує ширину каналів, що реалізуються в мережах LTE.

З огляду на проблематику обмеженості виділення частотних діапазонів як в Україні, так і в усьому світі виділення для каналів 5G таких частотних смуг

можливе тільки на верхній межі сантиметрового і в міліметровому діапазонах частот, однак це суттєво зменшить радіуси стільників до 50–100 м.

Очевидно, що передбачувана інфраструктура 5G-мереж будуватиметься на основі хмарних технологій аналогічно тому, як це робиться в мережах радіодоступу (Cloud RAN) з програмно-визначуваною мережею (Software Defended Radio, SDR), так і в базовій мережі (Cloud CN) з програмно-визначуваною інфраструктурою (Software Defended Network, SDN).

Контроль і управління QoS, системні політики обслуговування, адаптація і пріоритизація трафіку в інфраструктурі 5G ґрунтуватиметься на повній віртуалізації функцій мереж (Network Function Visualization, NFV).

Особливу важливість набувають аспекти впровадження 5G під час створення інтелектуальних транспортних мереж; у зв'язку з цим у мережах 5G з'являться нові рішення з побудови інфраструктури мережі, до них належать рухомі базові станції (Moving 5G Node) і рухомі транспортні мережі (Moving 5G Backhaul).

Такі інноваційні рішення дадуть можливість для обладнання міжнародних автомобільних магістралей і автобанів рухомими мережами зв'язку 5G, де швидкість пересування мобільних користувачів в автомобілях може становити понад 200 км/г.

Використання технологій M2M для сценарію V2V (Vehicle-to-Vehicle) забезпечить безпечний рух та мультимедійний обмін даними, а роль базових станцій при цьому в 5G виконуватимуть мобільні станції користувачів в автомобілях, об'єднані в mesh-мережі.

Потенційні технології і принципи еволюційного переходу від 4G до 5G можуть бути згруповані за чотирма напрямками [15–19], рис.1.4:

#### 1. Нові радіоінтерфейси (New Air Interface):

– використання малих стільників (Small Cells) з новими формами коливань (New waveform) з високими порядками модуляції (Higher order modulation) в радіоінтерфейсі, який базується на нових видах дуплексу (New duplexing). Простий і гнучкий протокол каналного рівня (Light MAC),

ефективні методи компенсації внутрішньосистемних завад (Interference cancelation/utilization), застосування багатовимірних антенних систем (Massive MIMO) та інші еволюційні технології MIMO: активні 3D-антени.

#### 2. Нова мережна архітектура (New NW Architecture):

– розподіл і управління ресурсами в новій гетерогенній архітектурі радіомережі HetNet (HetNet resource allocation & management); програмно реконфігуровані радіо- та мережні елементи SDR і SDN (Software Defined Radio, Software Defined Networks), поділ передачі призначених для користувача даних і керуючої інформації в різних фізичних площинах (Physical separation between data&control planes).

#### 3. Нові принципи і умови використання спектра (RadioFrequency):

– використання міліметрових хвиль (Millimeter wave) високих діапазонів радіочастотного ресурсу (Radio Frequency), новий режим ліцензування (New licensing regime), використання як ліцензованого, так і неліцензованого спектра (Licensed & unlicensed band operation), колективне використання спектра (Spectrum sharing), комбіноване використання спектра всередині приміщень і поза приміщеннями (Indoor-Outdoor operation).

#### 4. Інтелектуальні й адаптивні мережі (Intelligent & Adaptive Networks):

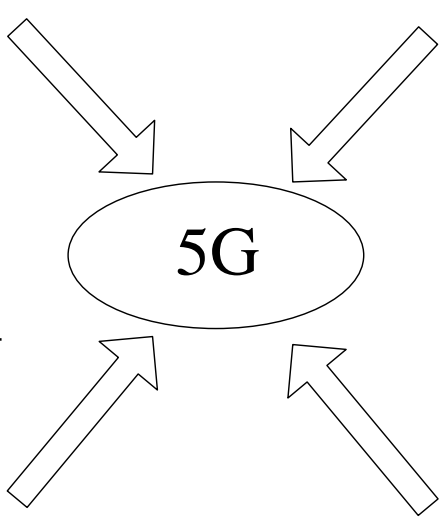
– стохастичне й адаптивне використання ресурсів (Opportunistic & adaptive use of resources), виявлення доступних ділянок спектра (Spectrum sensing) в рамках використання когнітивного радіо (Cognitive radio and network), самоконфігураційні й автоматизовані мережі (Self-management and automated networks, Automation (plug&play)).

**Новий радіоінтерфейс з малими стільниками:**

- Нові форми колювань
- Нові види дуплексу
- Прості й гнучкі протоколи канального рівня
- Високі порядки модуляції
- Ефективні методи компенсації внутрішньосистемних завад
- Багатовимірні антенні системи

**Радіочастотний ресурс:**

- Діапазон міліметрових хвиль
- Новий режим ліцензування
- Використання ліцензованого і неліцензованого спектру
- Спільне використання спектру
- Комбіноване застосування спектру всередині приміщень і в зовнішньому середовищі



**Нова архітектура радіомережі:**

- Розподіл і управління ресурсами в гетерогенній архітектурі
- Реконфігуровані радіо елементи SDR
- Передача призначених для користувача даних і керуючої інформації (службових команд) в різних фізичних середовищах

**Інтелектуальні й адаптивні мережі:**

- Стохастичне і адаптивне використання мережевих ресурсів
- Виявлення доступного спектру
- Когнітивне радіо і мережа
- Самокеровані і автоматизовані мережі
- Автоматизація («Увімкни та працюй»)

Рисунок 1.4 – Загальні вимоги до 5G

На рис.1.5 показані конкретні якісні показники для систем 5G порівняно з попередніми технологіями.



Рисунок 1.5 – Вигляд мережі радіодоступу 5G

### 1.3.3 Стандартизація 5G

Стандартизація 5-го покоління СМЗ у 3GPP в прямій постановці відсутня, оскільки під 5G не береться до уваги якась конкретна функціонально закінчена технологія. Сьогодні йде розробка стандартів, спрямованих на подальший розвиток технологій ІМТ з урахуванням сучасних вимог, розглянутих раніше. На рис.1.6 схематично показано розвиток стандартів 3GPP в напрямку 5G.

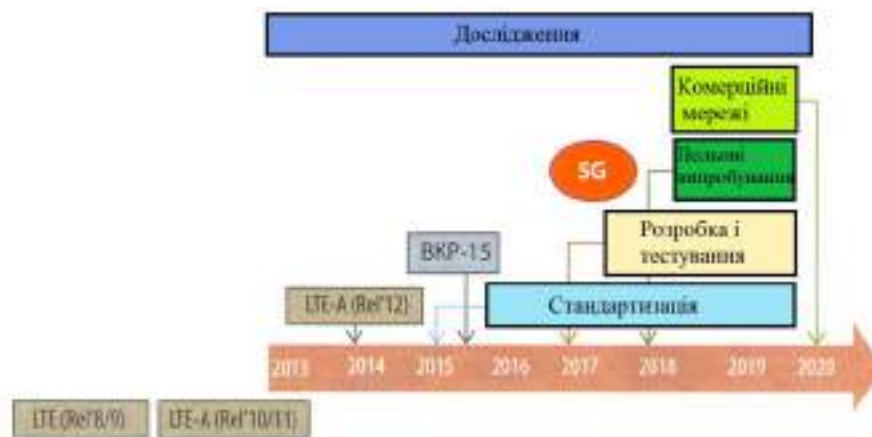


Рисунок 1.6 – Розвиток стандартів 3GPP в напрямку 5G

Головні рішення, підходи і принципи 5G викладені учасниками дискусії на LTE World Summit-2013 документах [9,15,16,18–20]:

- максимальне обмеження кількості використовуваних технологій з метою мінімізації операційних витрат;
- інваріантність технологій по відношенню до попередніх технологій;
- процес розвитку рефармінгу частот технології LTE в частотних діапазонах нижче 6 ГГц і більш високих (6 –100 ГГц);
- абсолютно новий радіоінтерфейс, сумісний з існуючими інтерфейсами;
- інтеграція з існуючими технологіями (3GPP і non-3GPP), у тому числі 3GPP і Wi-Fi.

Важливим напрямком є повна інтеграція малих стільників (Small Cell) в гетерогенних мережах HetNet, що дозволить значно збільшити пропускну

здатність мережі. Разом з тим актуальною стає проблема зниження внутрішньосистемних завад між макро- і піко- і фемтостільниками.

В аспекті використання більш високих діапазонів частот значна роль покладається на використання режимів MIMO, пов'язаних із формуванням спрямованих променів для передачі (Beamforming), що забезпечить збільшення енергетики сигналу на межах зони обслуговування базових станцій у цих діапазонах (рис.1.7).

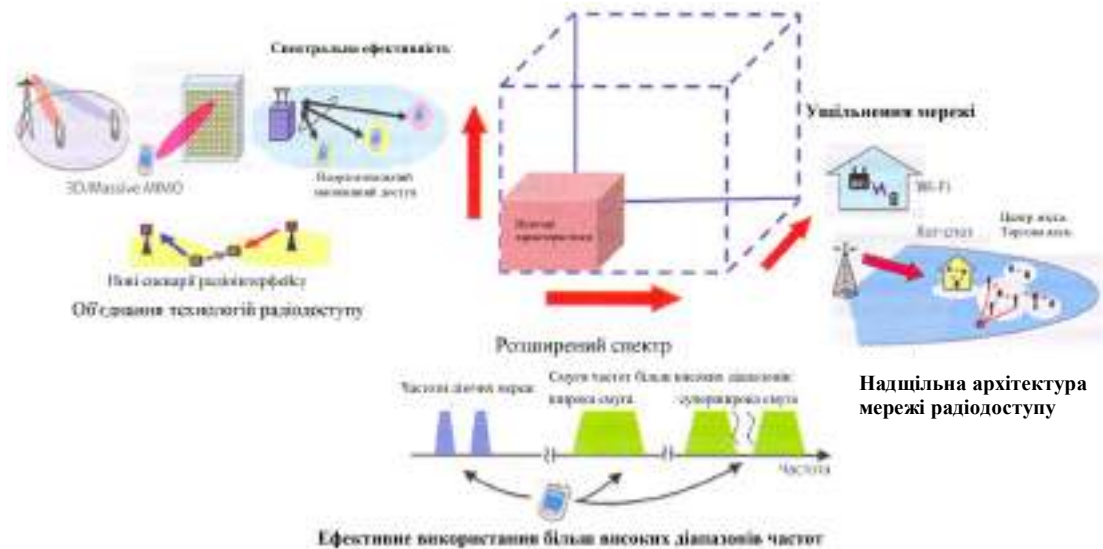


Рисунок 1.7 – Вимоги до еволюції мережі радіодоступу

Нові інноваційні рішення передбачається реалізувати в технічну сторону концепції майбутньої мережі радіодоступу (Future Radio Access, FRA) [20], яка припускає суперпозицію декількох методів множинного доступу, де головна роль відводиться неортогональному методу NOMA (Non-orthogonal multiple access) в мережах RAN (Radio Access Network) і неортогональних сигналів (наприклад, FTN-, F-OFDM-сигналів та ін.) і забезпечить підвищення спектральної ефективності в мережах 5G [15,21].

У таблиці 1.5 показана порівняльна характеристика методу NOMA з іншими методами.

Таблиця 1.5 – Метод NOMA порівняно з CDMA і OFDMA

Характеристики	W-CDMA	LTE	FRA
Розподіл радіоресурсу	Неортогональне (CDMA)	Ортогональне (OFDMA)	Ортогональне (OFDMA) + неортогональне з компенсацією внутрішньосистемних завад (NOMA)
Адаптація в радіоканалі	Швидке регулювання потужності (Transmission Power Control, TPC)	Адаптивна модуляція і кодування (Adaptive Modulation & Coding, AMC)	Виділення багатокористувацької потужності (Multi-User Power Allocation, MUPA) і адаптивна модуляція і кодування (AMC)
Схема доступу	Неортогональність «пом'якшується» регулюванням потужності	Ортогональність призначених для користувача каналів	Суперпозиція і компенсація внутрішньосистемних завад

Як можна бачити з табл.1.5, концепція FRA передбачає комбіноване використання OFDMA і NOMA.

Це відбувається з ряду причин:

1. Оскільки до 2020 р. продуктивність сигнальних процесорів виросте в сотню разів, з'являється можливість простої обробки сигналів у частотній області, що притаманне OFDMA.

2. У перспективі розвиток алгоритмів ефективною компенсації внутрішньосистемних завад дасть можливість до використання неортогональних методів множинного доступу NOMA. При цьому внутрішньосистемні завади, що виникають, можуть бути компенсовані під час обліку відмінностей втрат на трасі поширення сигналу від АС за рахунок мультиплексування призначених для користувача каналів.

Використання двох методів радіодоступу дасть можливість значно підвищити пропускну здатність майбутньої радіомережі (FRA).



На рис.1.8 наведено характеристики вимог до спектральної ефективності в стільниках мереж 5G для висхідного і низхідного каналів порівняно з 4G, що показує зростання спектральної ефективності в 3–5 разів.

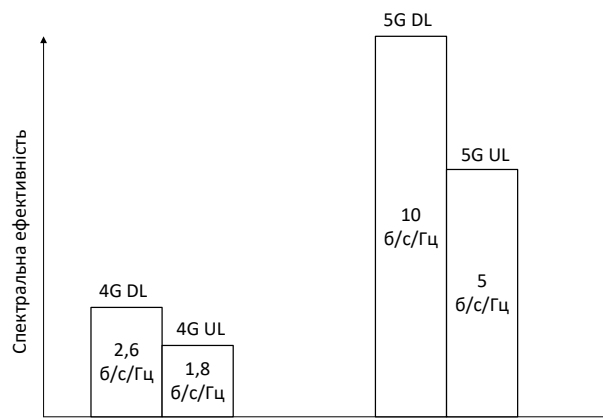


Рисунок 1.8 – Спектральна ефективність в стільникових мережах 5G [22]

Для формалізації технічних вимог до мереж 5G, необхідно розробити параметри технологічного обліку таких мереж. Як вважають провідні світові розробники і вендори, мережі 5G мають забезпечувати:

- збільшення зростання обсягу переданих даних більш, ніж в 1000 разів у кожному сегменті обслуговування, в основі чого лежить підвищення спектральної ефективності, ефективне використання нових частотних діапазонів і гетерогенних мереж (питома пропускна здатність на одиницю площі покриття  $ASE = 1,5 \dots 60$  Гбіт/с/км<sup>2</sup>);

- значне збільшення кількості приєднаних абонентських пристроїв від 10 до 100 разів, що становитиме абонентську ємність близько 300 тис. користувачів на вузол доступу (технологія LTE-A забезпечує роботу до 200 абонентів у стільнику);

- з'єднання великої кількості комунікаційних пристроїв машинного типу M2M, з низькою споживаною потужністю;

- необхідність забезпечення з'єднання між близько розташованими користувачами або об'єктами (D2D) минаючи мережну архітектуру, наприклад, між транспортними засобами для забезпечення безпеки дорожнього руху;

- підвищення швидкостей передачі даних на стороні АС від 10 до 100 раз;
- низьке енергоспоживання пристроїв мережі, що використовуються, та ефективне використання споживаної електроенергії. Цей важливий аспект у перспективі матиме дуже велике значення, що кардинально змінить вигляд мережі 5G порівняно з попередніми технологіями попередніх поколінь;
- зниження затримки в мережі за схемою «end-to-end» до 10 разів, тобто менше 1 мс, в той час як в LTE це значення становить 10 мс.

Дані питання вже неодноразово розглядалися в технологіях 4G, проте остаточне рішення знайдено не було, що зумовлене труднощами специфіки вимог до різних програм. Виникає необхідність пошуку і розробки альтернативних технологій, що забезпечують скрізь можливість з'єднання пристроїв з обмеженим споживанням енергії.

Як заявлено в проєкті 5GIC мережі 5G використовуватимуть частотні канали з шириною більш 100 МГц (табл. 1.6).

Таблиця 1.6 – Від 3G до 5G: основні системні характеристики технологій

Технічні характеристики	3G	HSPA+	LTE	LTE -A	5G
Ширина смуги, МГц	5	5	20	100	100+
Спектральна ефективність стільника, біт/с/Гц/стільника	0,5	2	4	~8	10+
Пікова швидкість, Мбіт /с	2	Вниз: 42; вгору:11	Вниз: 326; вгору:86	Вниз: 1000; вгору:375	Вниз: 10 000+; вгору: 5000+
Затримка, мс	50	20	10	10	0,1–1
Питома пропускна здатність на одиницю площі покриття, Гбіт /с/км <sup>2</sup>					50

Для реалізації перерахованих вище технічних вимог, зокрема збільшення швидкостей передачі даних, буде потрібно істотне розширення використовуваного радіочастотного ресурсу, що надається операторам 5G і освоєння нових частотних діапазонів для ефективного розвитку даних мереж.

На рис.1.9 наведена програма робіт проєкту METIS, яка синхронізована з планами досліджень Міжнародного союзу електрозв'язку (МСЕ) і Партнерського проєкту 3GPP [23].



Рисунок 1.9 – Координація проєкту METIS з планами МСЕ і 3GPP

Як заявляють представники компанії Orange, еволюція технології LTE представлятиме закінчений проєкт 5G у діапазонах нижче 6 ГГц з урахуванням розширення в більш високі частотні діапазони (від 6 до 60 ГГц).

Компанія Samsung оцінює перспективи використання спектра для мереж 5G в Ка-діапазоні, який може стати основним для розвитку 5G [23]. Так, у ході тестування мережних елементів на частоті 28 ГГц з використанням 64-елементної адаптивної антенної решітки було отримано значення швидкості передачі даних порядку 1,056 Гбіт/с на радіотрасі 2 км, з урахуванням того, що в міліметровому діапазоні діють істотні електромагнітні втрати.

Національний мобільний оператор Японії NTT DoCoMo спільно з Токійським технологічним інститутом досліджував можливості передачі даних

зі швидкістю 10 Гбіт/с у діапазоні 11 ГГц у смузі шириною 400 МГц в рамках робіт над 5G.

Ще одним важливим елементом будь-якої стільникової системи 5G будуть смарт-антени. Використовуючи їх, можна буде змінити напрямок променя, щоб забезпечити більш прямий зв'язок, обмежити завади і збільшити загальну ємність комірки.

Існує багато нових технологій і технологій, які використовуватимуться в новій стільниковій або мобільній телекомунікаційній системі 5G. Разом з тим, ці нові технології 5G все ще розробляються, а загальні стандарти ще не визначені. Однак у міру розвитку необхідних технологій вони будуть включені в нову систему, яка буде визначена органами зі стандартизації в найближчі роки.

### 1.4 Перспективи використання методів просторово-часового доступу в системах мобільного зв'язку

Методи просторово-часової обробки можна класифікувати за схемою, що наведена на рис.1.10 [24].

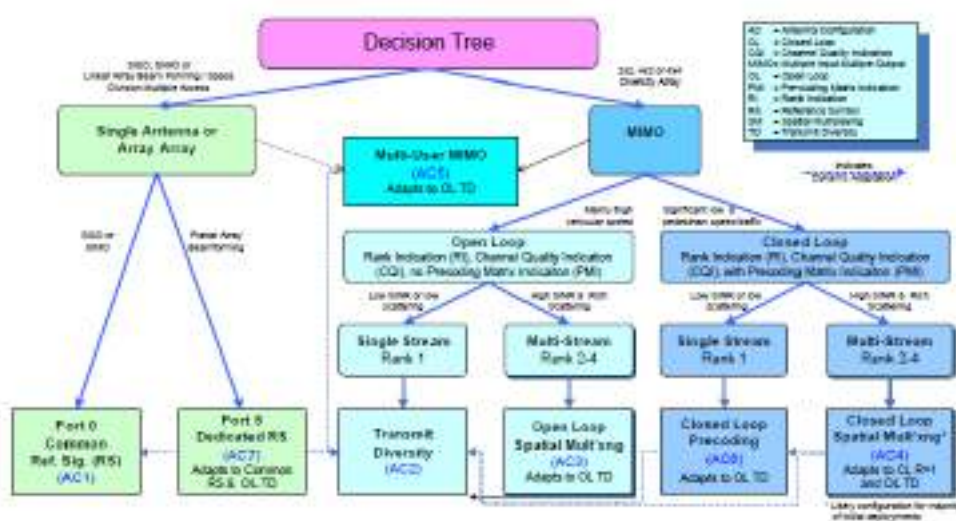


Рисунок 1.10 – Класифікація методів просторово-часової обробки сигналів

До цього часу найменша увага серед усіх компонентів персональних систем зв'язку приділялася антенам. Однак вибір способу передачі й прийому електромагнітної енергії з навколишнього простору сильно впливає на ефективність використання частотного спектра, вартість розробки нових мереж зв'язку персонального доступу і якість наданої ними послуги. З перспективної точки зору комерційна реалізація технології смарт-антен обіцяє усунути вищевказані недоліки систем безпроводового зв'язку [24].

Концепція застосування адаптивних антенних решіток разом із сигнальними процесорами в СМЗ і безпроводових системах зв'язку відома вже багато років і сьогодні активно використовується у військових системах. Однак в останні роки у зв'язку з значним технічним проривом в області мікроелектроніки і поліпшенням економічних показників, пов'язаних із здешевленням цифрових сигнальних процесорів DSP (Digital signal processor), напівпровідникових процесорів ASIC (Application-specific integrated circuit) і програмованих сигнальних процесорів, використання адаптивних антенних систем операторами ринку мобільних послуг стали застосовуватися все частіше.

Оскільки кількість мобільних користувачів у світі і в Україні стрімко збільшується, водночас ускладнюється сигнально-завадова обстановка, погіршуються умови поширення радіохвиль у діапазонах використовуваних частот, тому застосування адаптивних антенних рішень є необхідним для збільшення обсягу фізичного радіоресурсу з метою забезпечення надання сучасних високошвидкісних послуг, додатків та збільшення продуктивності мережі в цілому.

Синтез антенної решітки і DSP-процесора для формування оптимальної діаграми спрямованості в просторі дозволяє системі міняти напрямок випромінювання, адаптуючись до умов передачі сигналу, що призводить до істотного поліпшення характеристик радіоканалу. Адаптивне формування діаграми спрямованості забезпечує збільшення дальності дії, зниження рівня інтерференції і збільшення пропускної здатності системи. Це призводить до

значного розширення зони обслуговування в умовах побудови мережі за принципом комірчастої технології з повторенням частотних каналів.

Відомі дві основні категорії адаптивних антен (Smart-антенн) відповідно до їхніх функцій [24,25]:

- з комутацією променя – фіксованим набором променів певної форми або їхнім об'єднанням у різних комбінаціях за секторами;
- адаптивні антенні решітки з необмеженою кількістю форм діаграми спрямованості, які налаштовуються під час роботи в потрібному напрямку.

Обидва варіанти систем забезпечують збільшення (підсилення) сигналу в місці розташування мобільного користувача. Антени з комутацією променя є простими і недорогими, але є малоефективними в умовах впливу завад діючих в системах мобільного зв'язку (СМЗ).

Використання сучасних алгоритмів просторово-часової обробки сигналів, реалізовані в сигнальних процесорах, адаптивні системи створюють максимальне підсилення, вирішують завдання пошуку, супроводу користувача, забезпечують максимальну якість прийому і мінімізацію інтерференції сигналів. Звичайна антена з шириною променя 120 градусів для базової станції WiMax з двома елементами дає 15 дБ, а адаптивна антена з вісьмома елементами має максимальне підсилення 24 дБ [26].

Практична реалізація таких антен використовує принципи множинного доступу з просторовим розділенням користувачів SDMA (Space Division Multiple Access), що забезпечує високу призначену для користувача ємність в обмеженому частотному спектрі без будь-яких істотних технологічних змін. Як показано на рис.1.11, схема просторового доступу SDMA представляє один із найскладніших методів реалізації технології смарт-антен, яка характеризується розвиненими можливостями просторової обробки сигналу і забезпечує обслуговування безлічі кореспондентів за рахунок синтезу окремого променя для кожного з них.

У SDMA-системах реалізовано розпізнавання сигналів на базовій станції за просторовим розташуванням мобільних джерел випромінювання і, як

правило, використовуються спільно зі схемами частотного (FDMA), часового (TDMA) або кодового доступу (CDMA), що забезпечує додаткові можливості для аналізу просторових характеристик кореспондентів [27].

Схема SDMA забезпечує можливість здійснення ефективного багатостанційного абонентського доступу на основі просторового поділу каналів в одній комірці, що не впливає на одночасну передачу в іншій. Так, наприклад, система GSM/GPRS з підтримкою SDMA – передбачає обслуговування декількох користувачів в одному частотному діапазоні, що відповідає збільшеній пропускній здатності системи порівняно з традиційним стандартом мобільного зв'язку GSM/GPRS.

Схема доступу SDMA покращує значення співвідношення сигнал-шум під час роботи спільно із системою множинного доступу з кодовим поділом каналів (CDMA) і, як наслідок, забезпечує доступ до мережі більшої кількості користувачів [29].

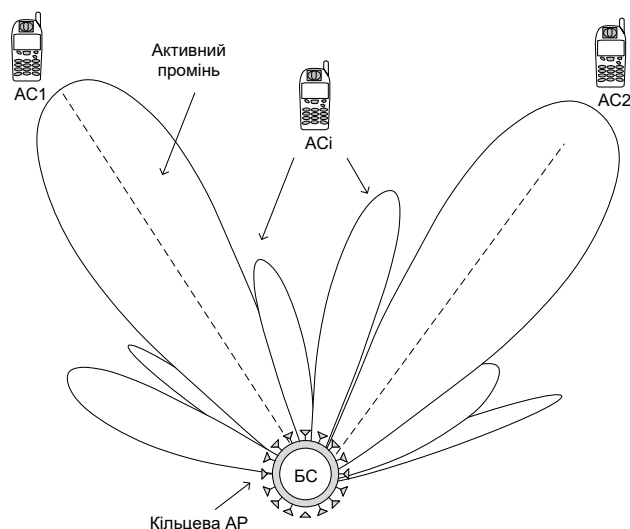


Рисунок 1.11 – Концепція множинного доступу з просторовим розділенням каналів (SDMA) [28]

Як видно з аналізу схеми доступу SDMA (рис.1.11), просторова фільтрація може забезпечити поділ сигналів, що надходять від декількох рухомих терміналів, які спектрально і просторово накладаються, і одночасне

багатостанційне обслуговування в одній частоті й одному часовому інтервалі [24,28]. Це означає, що в межах однієї комірки на одному фізичному каналі може бути реалізовано одночасне обслуговування більш ніж одного користувача виключно за допомогою кутового рознесення.

Роботи щодо створення адаптивних антенних систем для базових станцій надихнули розробників технології WiMax на можливість застосування багато-променевих типів антен і для користувацьких терміналів: кімнатні і зовнішні для абонентських терміналів фіксованого доступу згідно стандарту IEEE 802.16d і для рухомих користувачів (комп'ютери в автомобілях, поїздах і т.д.) за стандартом IEEE 802.16e [26]. Дана ідея використання технології Smart-антен у мобільних станціях і користувацьких терміналах виникла зовсім недавно, і в [30–33] вже був запропонований ряд інтелектуальних антенних решіток для їхньої установки. Разом з тим, застосування Smart-антен у мобільних телефонах на даний момент має досить обмежений характер, обумовлений високою складністю і значною споживаною потужністю Smart-антен [34–37]. Так, для мобільних терміналів із зовнішньою установкою пропонуються схеми, як правило, що складаються із 6–10 лінійно розташованих елементів із кроком  $0,4\text{--}0,5\lambda$ . Ширина восьмиелементної антени при робочій частоті в 900 МГц і 2 ГГц становитиме 1,2 м і 60 см відповідно [24].

Практична реалізація такого рішення в мобільному терміналі обумовлена низкою проблем практичного характеру [38]:

1. Вартість і складність реалізації антенної решітки з достатньою кількістю елементів, необхідних для ефективної просторової обробки сигналу в силу обмеженості фізичних розмірів конструкції мобільної станції і використовуваного корисного об'єму.

2. Проблематика забезпечення безперервного сеансу зв'язку, обумовлена переміщенням мобільного користувача в умовах інтерференції сигналів.

Крім даних проблем адаптивний алгоритм обробки сигналу в мобільному пристрої має бути високошвидкісним в обчислювальному плані й простим в апаратній реалізації [38].



Важливою і додатковою перевагою технології Smart-антен є підвищений рівень безпеки передачі інформації та роботи з персональними даними, на яких будується ведення ділової активності сучасного суспільства, оскільки для зловмисника ускладнюються умови для несанкціонованого доступу [31].

Поряд з вирішенням задачі просторового детектування, Smart-антенна система матиме інформацію про місцезнаходження користувачів, і дана інформація може використовуватися для значно більш точного визначення координат користувачів, що є необхідним при екстремальних та інших надзвичайних ситуаціях [39].

Незважаючи на наявність великої кількості переваг, у Smart-антен є і деякі недоліки [24]: приймально-передавальне обладнання базової станції зі смарт-антенною системою значно складніше, ніж у стандартній базовій станції [40]; для кожного антенного елемента антенної решітки реалізуються окремі радіотехнічні ланцюги з точними алгоритмами калібрування в реальному масштабі часу; при адаптивному формуванні променя передбачаються великі обсяги обчислень, що вимагає наявності на базовій станції продуктивних процесорів цифрової обробки сигналів і систем управління. Вартість базових станцій, що використовують Smart-антени, 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-проектувальників – виробляти і поставляти системи зв'язку з адаптивними антенами без істотного підвищення складності апаратури і, головне, її вартості.

Підводячи підсумок, слід зазначити, що завдання використання адаптивних антенних решіток із цифровим формуванням діаграми спрямованості в супутникових, мобільних та інших безпроводових інфокомунікаційних системах, залишається сьогодні до кінця не вирішеним.

## **Висновки до розділу**

1. Системи мобільного зв'язку користуються особливою популярністю під час передачі даних, мовлення і відео. Розвиток систем мобільного зв'язку МЗ здійснюється надзвичайно високими темпами і постійно вдосконалюється. Очевидно, поряд з оптоволоконними і офісними безпроводовими системами мережі МС утворюють базову технологічну тріаду телекомунікацій.

2. Еволюцію технологій мобільного зв'язку прийнято розглядати з точки зору класифікації поколінь, де, в свою чергу, кожне з них становить революційні зміни в технологіях, завдяки яким відбулося суттєве підвищення спектральної ефективності, продуктивності й пропускної здатності мобільних систем, що дозволяло від покоління до покоління збільшувати якість і швидкість переданої інформації мобільному користувачеві. Оскільки сьогодні на ринку існує кілька систем МС різних поколінь 2G, 3G, 4G, що використовують несумісні технології і працюють в різних частотних діапазонах, вони не можуть завоювати масовий ринок на довгостроковий період. Ці фактори призвели до створення концепції систем п'ятого покоління (5G), поява яких очікується до 2020 р. Системи 5G, покликані значно підвищити QoS користувачів, збільшити кількість безпроводових пристроїв і надати набагато більшу різноманітність програм і пристроїв, ніж мають мережі безпроводового доступу сьогодні.

3. Системи 5G до 2020 року і в подальшому повинні надати необмежений доступ до інформації в будь-якому місці і в будь-який час. Найбільш ймовірно 5G представлятиме комбінацію декількох радіотехнологій, включаючи насамперед розвинені версії HSPA і LTE, а також нові технології радіодоступу. Таким чином, вже сьогодні складається попереднє бачення майбутніх систем мобільного зв'язку 5G, з якого можна зрозуміти, що мова йде не про повну заміну існуючих технологій, а швидше, про подальший їхній розвиток і доповнення новими технологіями.

4. Розвиток мереж мобільного зв'язку здійснюється в умовах гострого дефіциту основних фізичних параметрів переданих сигналів: енергетичних, частотних, часових, просторово-поляризаційних, тому основні зусилля сучасних розробників спрямовані на максимально-ефективне залучення фізичних ресурсів, на активне залучення максимального числа цих ресурсів, економію і якісне їхнє застосування. Основним дефіцитним і коштовним ресурсом є виділений радіочастотний спектр. Тому багато наукових і технічних розробок спрямовані на вирішення завдань економії використовуваного радіочастотного спектру. Найбільш популярним, як і раніше, залишається дециметровий діапазон частот, водночас йде активне освоєння сантиметрового і міліметрового діапазонів.

5. Робота з пошуку методів економії радіочастотного спектра і досі залишається актуальною, до таких належать: нові методи модуляції передаваних сигналів, що дають вигреш по відношенню до OFDM; методи мережного кодування, методи побудови мереж з повторним використанням частот; застосування мікро-, піко- та фемтостільникових мереж із надщільним розподілом користувачів, що розвантажують макростільники мережі, з поділом середовищ передачі команд управління і призначеного для користувача трафіку в різних смугах частот; застосування когнітивних радіотехнологій, методи просторово-часового кодування на основі багатовимірних MIMO, в яких ефективно реалізується режим динамічного формування спрямованих променів для передачі (3D/Beamforming); методи зниження внутрішньосистемних завад за рахунок координації передач у суміжних стільниках і вдосконалених методах прийому; інші адаптивні й комплексні методи, включаючи методи просторово-часового доступу.

6. Впровадження технологій багатопробеневиx адаптивних антенних решіток (Smart-антен) неминуче висуне нові вимоги з управління ресурсами, робочими характеристиками систем мобільного зв'язку, матиме великий вплив на різні аспекти процесів планування, оптимізації параметрів якості та функціонування мобільних систем. Все це говорить про доцільність і

необхідність розроблення методів просторово-часового доступу з метою підвищення ефективності використання радіочастотного ресурсу, збільшення пропускної здатності каналів і продуктивності системи доступу до каналних ресурсів. У зв'язку з цим основною науковою проблемою даної монографії є розробка методології науково-технічних рішень з впровадження методів просторово-часового доступу в мережах мобільного зв'язку, що забезпечують підвищення продуктивності доступу, економію радіочастотного спектра і поліпшують якість прийому і обробки прийнятих корисних сигналів.

## 2 АНАЛІЗ МЕТОДІВ ЗБІЛЬШЕННЯ ПРОДУКТИВНОСТІ СИСТЕМ МОБІЛЬНОГО ЗВ'ЯЗКУ

На всьому інтервалі часу розвитку стільникового зв'язку відзначається тенденція до все більшого споживаного трафіку. При цьому нарощування пропускної здатності для обслуговування споживачів, що знаходяться в одиничному просторі (стільнику) здійснюється так, що нові рішення вбудовуються в діючу інфраструктуру. Таким чином необхідний потенціал нарощується шляхом модернізації існуючих потужностей.

Історія розвитку стільникових систем в Україні показує, що на перших етапах 1G, 2G для обслуговування певної зони базові станції встановлювалися кожним оператором (Київстар, Астеліт, УМС) самостійно і окремо. Проте надалі довелося перейти до колективного використання обладнання БС, у першу чергу антенних опор. Це дозволило в рази збільшити кількість одночасно обслуговуваних абонентських станцій в одному й тому ж стільнику.

Подальше зростання попиту на послуги стільникового зв'язку може бути задоволене за рахунок освоєння нових ділянок дециметрового діапазону. При цьому розширення смуги виділених частот не завжди доцільне через надзвичайно високу вартість їхньої оренди або за відсутності таких. Так з'явилися нові більш сучасні методи модуляції, були запропоновані технології МІМО, методи обробки сигналів у багатопроменевих каналах та ін.

Подальший значний приріст продуктивності мереж 3G, 4G, 5G забезпечується за рахунок конверсії неосвоєних діапазонів частот. Тим не менш тенденції такі, що конверсія є лише частковим вирішенням.

Кардинальне рішення полягає в переході в сантиметровий і міліметровий діапазони хвиль. Однак, така акція потребує величезних фінансових витрат на переоснащення масового парку АС, реалізація чого розтягнеться на кілька років.

Водночас, ще не вичерпані апаратні, фізичні, технологічні та інші заходи, що дозволяють забезпечувати зростання потреби в послугах зв'язку на значному періоді часу.

Тому сучасна наука і технології зосередили основну увагу на розширенні можливостей техніки і технологій у вже освоєному дециметровому діапазоні хвиль. Розробка відповідних пропозицій ведеться за декількома напрямками:

- організаційні заходи, метою яких є забезпечення ефективного використання фізичних ресурсів операторами мобільного зв'язку;
- здійснюється пошук більш інформаційно містких завадозахищених структур сигналів (OFDM, OFDMA та ін.);
- застосовуються високоефективні методи обробки прийнятих сигналів (MIMO, еквалайзери, трансверсальні фільтри, адаптивні компенсатори завад, адаптивні антенні решітки, алгоритми управління інфраструктурою, електромагнітної сумісності (EMC), механізми керування потужністю та ін.);
- розробляється концепція когнітивного радіо, впровадження якої дозволить на (30–50%) збільшити коефіцієнт використання ефіру;
- пошук більш вдалої мережної інфраструктури, що забезпечує більшу питому щільність одночасно допустимого числа АС на одиницю площі (мікро-, піко- і фемтостільники), а також пошук шляхів мінімізації службового трафіка;
- йде пошук більш нових якісних методів, спрямованих на підвищення рівня обслуговування QoS під час надання послуг, методів маршрутизації, каналоутворення, розподілу і доступу до ресурсів мережі;
- активне впровадження децентралізованих методів організації мобільного зв'язку (M2M, E2E, P2P та ін.).

Поряд з перерахованими вище методами досить перспективним є розробка методів просторово-часового доступу (ПЧД), що дозволяє не тільки в рази збільшити продуктивність існуючої мережі, але і поліпшити завадозахищеність, EMC та інші параметри.

Розглянемо зміст деяких із цих напрямків детальніше [41–45].

## 2.1 Організаційні методи підвищення продуктивності мобільного зв'язку на основі ефективного використання радіочастотного ресурсу

Із загальної теорії систем відомо [46,47], що зі збільшенням взаємозв'язку між елементами, а також із збільшенням кількості цих елементів відповідно зростають надінтегральні властивості систем їх емерджентності.

У системах мобільного зв'язку на етапах планування, функціонування, використання, забезпечення електромагнітної сумісності (ЕМС) тощо, доводиться розглядати багатовимірний векторний простір параметрів, що характеризують безліч сигналів, завад, засобів і технологій. Всі безліч параметрів складаються з таких підмножин:  $\{F\}$  – частотних,  $\{T\}$  – часових,  $\{G\}$  – просторових,  $\{p\}$  – поляризаційних,  $\{P\}$  – енергетичних [48]:

$$\{PЭС\} = \{F^R, T^R, G^R, p^R, P^R\} + \{F^T, T^T, G^T, p^T, P^T\}, \quad (2.1)$$

де індекси  $R$  і  $T$  – належать відповідно до параметрів приймальної і передавальної апаратури.

З множини параметрів (2.1) для розв'язання конкретних практичних задач доводиться вибирати групу (допустима підмножина станів даної системи  $\{D\}$ ), найбільш придатних, що задовольняють критерії якості на інтервалі часу функціонування  $\Phi(x(t)) \rightarrow extr$ .

Множину (2.1) можна розглядати як вектор-функцію параметрів динамічної системи. Для динамічних систем, що розвиваються на інтервалі часу  $t \in T = [t_0, t_N]$ , вектор (2.1), що визначає стан параметрів системи  $x(t)$ , необхідно доповнити ще вектором параметрів управління  $u(t)$ ,  $u \in U$ ,  $U$  – множина допустимих значень керування, що забезпечує стан даної системи на необхідному рівні або переведення системи в потрібні фазові стани згідно з критерієм  $\Phi(x, u, t) \rightarrow extr$ .

Незважаючи на великий перелік завдань, кількість позитивних ефектів, що досягаються з просторово-поляризаційними характеристиками, обмежується, в основному, поліпшенням енергетики в лінії зв'язку, що забезпечується вибором коефіцієнтів підсилення антени  $G = (S_{\text{эфф}} \times 4\pi) / \lambda^2$ , де  $S_{\text{эфф}} = S \times K_{\text{ен}}$  – ефективна площа антени,  $K_{\text{ен}}$  – коефіцієнт використання площі,  $\lambda$  – довжина хвилі несучої сигналу зв'язку. Щодо поляризації, то в ході організації зв'язку досягаються узгодження поляризації антени з повністю поляризованою компонентою корисного сигналу. Таке пасивне використання просторових параметрів не є раціональним. При цьому, чим більше місць розміщення елементів зв'язку, тим економніше витрачається просторовий спектр, чим динамічніше управління просторово-поляризаційними параметрами, тим вища продуктивність і стійкість систем.

Продуктивність мережі мобільного зв'язку багато в чому залежить від ефективності використання фізичних ресурсів, які визначаються відповідними параметрами [25,27,49,50]:

– енергетикою радіолінії, що визначається рівнем корисного сигналу на вході приймача  $P_{\text{пр}} = P_{\text{пер}} G_{\text{пер}} G_{\text{пр}} \left( \frac{\lambda}{4\pi R} \right)^2$  і значенням рівня шуму в смузі частот

прийому  $P_{\text{ш}} = N_{\text{ш}} \times \Delta F$ ;

– часовими параметрами: тривалістю імпульсів  $\tau_{\text{ш}} = \Delta t$ , переносять інформацію в багатопробієвих каналах зв'язку;

– частотою: номіналом несучої  $f_0$  і смугою частот корисних сигналів і ділянкою смуги  $\Delta F$  – виділеній для передачі;

– просторовими параметрами  $G_i$ , обумовленими як місцем розташування АС і БС, так і напрямками, на яких поширюється і відповідно – радіосигнал приймається;

– поляризаційними параметрами  $p_c$ , що визначаються як ступенем поляризації  $m$ , так і еліптичністю годографа напруженості електричної складової поля.



Очевидно, кожен із цих ресурсів здатний робити свій внесок у досягнення високої ефективності використання фізичного рівня і відповідно формування необхідного рівня обслуговування споживачів.

Радіочастотний спектр (РЧС) є надбанням держави Україна, і держава забезпечує регулювання його використання. Історично так склалося, що понад 90% технологічно освоєного РЧС розподілено між установами урядового та військового призначення, плата за використання якого з цих установ не стягується. Для комерційних організацій та індивідуальних підприємців введена плата залежно від умов оренди смуги частот, цієї смуги та її розміру.

В умовах, коли інфокомунікаційні технології знаходять все більш широке застосування в різних галузях економічного і соціального розвитку сучасного суспільства, попит на радіочастоти постійно збільшується. Сьогодні роль радіочастотного спектра (РЧС) порівнянна зі значенням енергетичних або сировинних ресурсів країни і характеризується досить значними економічними вигодами. Беручи до уваги обмеженість частотного ресурсу, його ефективний розподіл і використання має все більше значення як для держави [51], так і для операторів зв'язку.

Проблема підвищення ефективності використання РЧС і діяльності оператора мобільного зв'язку є складною багатоаспектною задачею, вирішувати яку необхідно як у межах державної системи управління РЧС, так і операторами зв'язку. Проведений на макро- і мікрорівні аналіз на тлі тенденцій розвитку мобільного зв'язку дозволив сформулювати сукупність задач щодо підвищення ефективності використання РЧС з урахуванням впровадження нових радіотехнологій (рис.2.1). Вирішення цих завдань через регулятивний вплив з боку Департаменту зв'язку та керівний вплив з боку операторів мобільного зв'язку спрямоване на забезпечення підвищення ефективності використання РЧС і, відповідно, ефективності діяльності операторів у цілому.

Основною організаційно-правовою задачею управління використанням РЧС у ході впровадження нових або в процесі подальшого розвитку існуючих мереж мобільного зв'язку є вивільнення неефективно використовуваних або

незайнятих учасників спектра, а також подальше виділення і призначення смуг частот для роботи нових технологій.

Визначення поняття "ефективність" насамперед пов'язується з досягненням максимального корисного ефекту при мінімальних ресурсних витратах. Стосовно до використання РЧС при розрахунку показників ефективності як корисний ефект розглядається або обсяг переданої інформації, або вартісні показники [51–53]. Такі підходи до оцінки ефективності використання спектра придатні для порівняння окремих систем. Водночас вони не завжди виправдані для Національного комітету з регулювання зв'язку (НКРЗ) та Український державний центр радіочастот (УДЦР), які повинні оцінювати ефективність використання спектра не окремої системи, а сукупності систем у цілому.

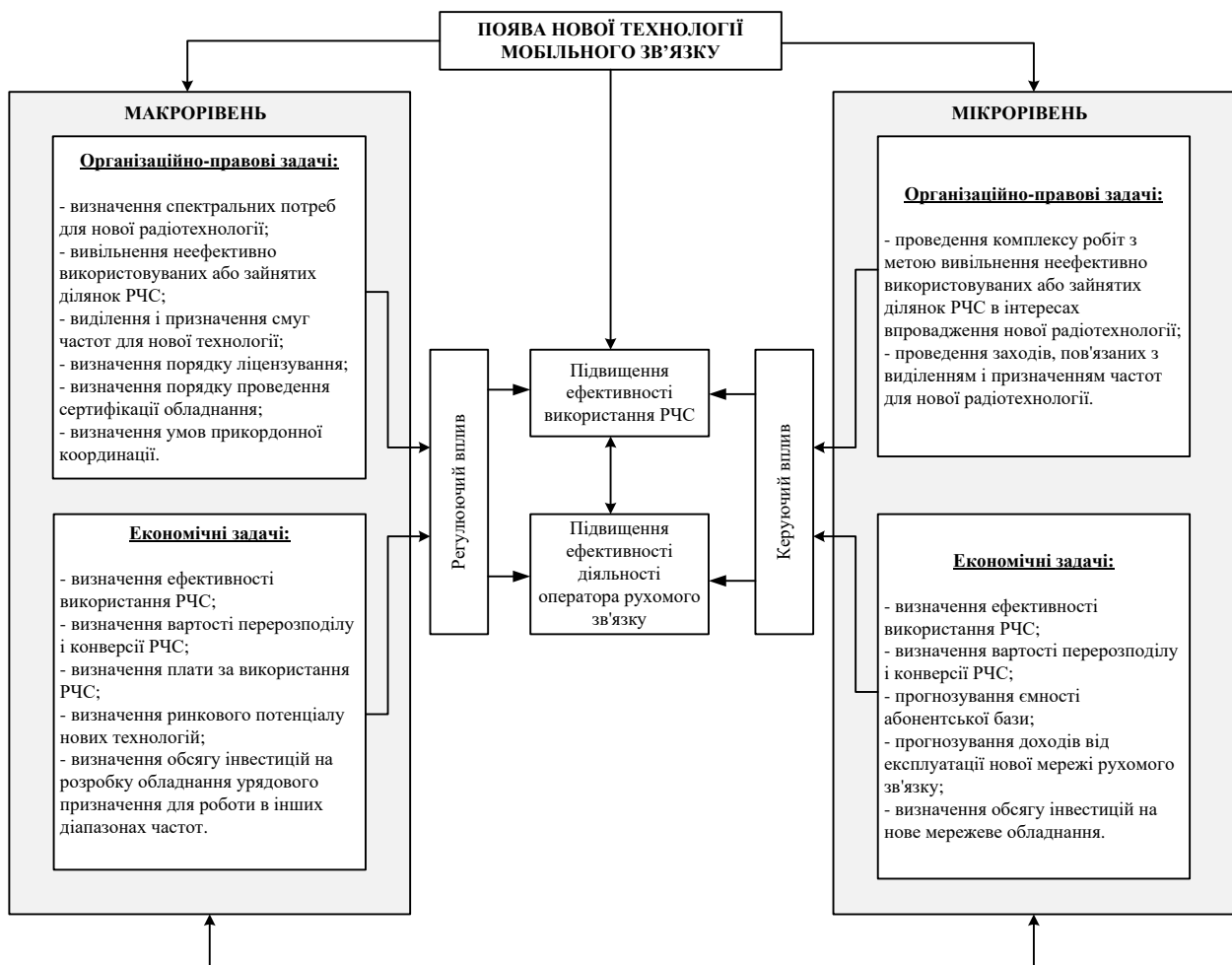


Рисунок 2.1 – Задачі, спрямовані на підвищення ефективності мобільного зв'язку

Мета проведення оцінки НКРЗ – визначення ефективності її дій з розподілу частотного ресурсу між операторами, які використовують те чи інше обладнання. Метою ж оператора є вибір найбільш ефективної технології мобільного зв'язку. В ідеологічному плані це абсолютно різні цілі, які вимагають вибору різних показників ефективності використання спектра.

У загальному випадку підвищення ефективності використання РЧС для мобільного зв'язку виражається збільшенням абонентського навантаження на один інформаційний канал. При цьому для держави цей ефект полягає у збільшенні надходження коштів до бюджету країни за рахунок податкових платежів операторів мобільного зв'язку, а для оператора – збільшення кількості обслуговуваних абонентів і, відповідно, доходів від наданих послуг. Для абонентів позитивний ефект виражається у можливості використання інноваційних послуг зв'язку.

Актуальною є розробка системи показників для оцінки ефективності використання РЧС операторами в ході використання на мережах мобільного зв'язку технологій різних поколінь [51]. При цьому необхідно вирішувати задачу вибору та обґрунтування показників, які характеризують економічну ефективність використання РЧС, враховують комерційні показники діяльності оператора мобільного зв'язку і завантаження виробничих потужностей та споживчі властивості послуг мобільного зв'язку.

Оцінку ефективності використання РЧС різними технологіями пропонується проводити на основі розрахунку показників, наведених до ширини полоси РЧС, виділеного оператору в конкретному регіоні:

1. Кількість абонентів у мережі оператора, що припадають на 1 МГц спектра, виділеного оператору в регіоні для конкретної технології (покоління), обчислюється за формулою:

$$N_{a\sigma}^{MГц} = N_{a\sigma} / \Delta F , \quad (2.2)$$

де  $N_{аб}$  – поточна чисельність абонентів у мережі конкретного регіону;

$\Delta F$  – смуга частот, виділена оператору в конкретному регіоні.

2. Доходи оператора мережі мобільного зв'язку за рік, що припадають на 1 МГц спектра, виділеного оператору в конкретному регіоні:

$$N_{Д}^{МГц} = \frac{12ARPU \cdot N_{аб}}{\Delta F}, \quad (2.3)$$

де  $ARPU$  – середньомісячний дохід на одного абонента мережі мобільного зв'язку в конкретному регіоні.

3. Швидкість передачі даних у мережі мобільного зв'язку на 1 МГц спектра, виділеного оператору в регіоні:

$$N_{СК}^{МГц} = V / \Delta F_{чк}, \quad (2.4)$$

де  $V$  – максимальна швидкість передачі даних мережі мобільного зв'язку;

$\Delta F_{чк}$  – ширина одного частотного технологічного каналу.

4. Середня пропускна здатність (ємність) однієї комірки рухомого зв'язку без урахування ПЧД:

$$N_{пр.сп}^{яч} = \frac{N_{аб}^{max}}{N_{яч}}, \quad (2.5)$$

де  $N_{аб}^{max}$  – максимально можлива кількість абонентів, що обслуговуються мережею мобільного зв'язку оператора в регіоні,  $N_{ком}$  – кількість комірок оператора мобільного зв'язку в регіоні.

За наявності просторово-часового доступу (2.4) перетворюється

$$N_{пр.сп}^{яч(ПЧД)} = \frac{N_{аб}^{max}}{\frac{N_{яч}}{N_{БПА}}} = \frac{N_{БПА}}{N_{ком}} \cdot N_{аб}^{MAX}. \quad (2.6)$$

Таким чином, з використанням ПЧД ефективність використання РЧС зростає пропорційно числу променів AP.

Можна зробити висновок про те, що ефективність використання РЧС еволюціонує разом із розвитком самих технологій мобільного зв'язку, і кожна наступна технологія пропонує не тільки більшу кількість сервісів і послуг, але і демонструє більш дбайливе та ефективне використання природного ресурсу – РЧС.

Зазначимо, що часткове вирішення проблеми дефіциту РЧС за рахунок використання методів ПЧД та інших більш економічних перспективних технологій не зменшує важливості проведення широкомасштабної конверсії РЧС для здійснення еволюційного розвитку нових технологій цивільного призначення, що є важливим державним завданням.

## **2.2 Методи використання сучасних структур завадозахищених сигналів, що забезпечують більшу продуктивність мобільного зв'язку**

На сьогодні в більшості сучасних широкосмугових безпроводових системах передачі інформації використовуються методи побудови сигналів з багатьма несучими: OFDM володіє рядом переваг. Разом з тим, існують аплікації, в яких притаманні OFDM недоліки стають значно деструктивними.

Таким чином, інтенсивне зростання трафіку в сучасних мобільних мережах і перевантаженість частотних діапазонів призводять до необхідності розробки методів передачі з набагато більшою спектральною ефективністю і низьким рівнем позасмугових випромінювань. Вирішення даної проблеми можливе на основі застосування сигналів з багатьма несучими з використанням банків фільтрів (FBMC – Filter Bank Multicarrier).

В умовах багатопроменевості для реалізації OFDM потрібне використання захисного інтервалу у часовій області, який містить відліки циклічного префікса, при цьому мінімально достатня тривалість символу  $t_i$

збільшується до  $t_i + \Delta t_m$  унаслідок копіювання останніх  $m$  відліків OFDM-символу в його початок. Даний чинник зменшує ефективність використання спектра.

Під час використання систем FBMC відсутня необхідність у наявності захисного інтервалу, а тривалість символу є мінімально можливою  $t_i = 1/F$  [54,55].

Проте, ускладнюється реалізація алгоритмів оцінки частотно-часових характеристик каналу. На відміну від OFDM-застосування систем банків фільтрів FBMC дозволяє суттєво зменшити рівень позасмугового випромінювання і ступінь впливу сусідніх каналів між собою за рахунок низького рівня бічних пелюсток АЧХ формуючого фільтра. На рис.2.2 наведена узагальнена структурна схема модема з використанням FBMC.

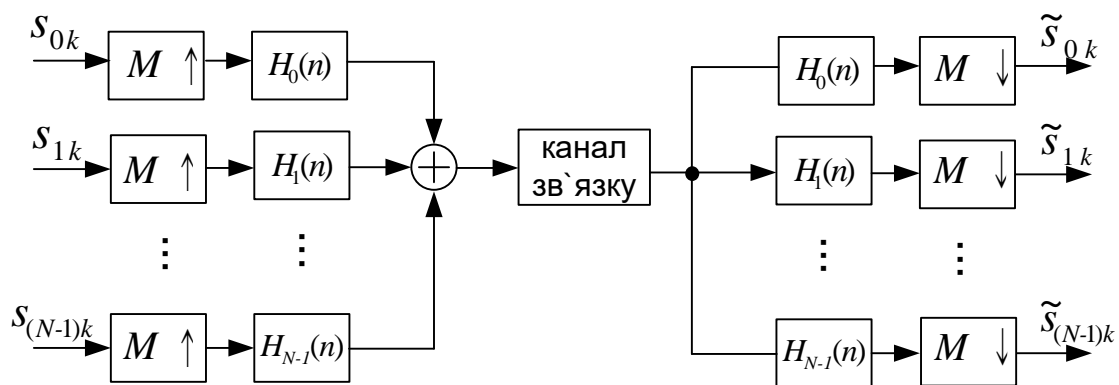


Рисунок 2.2 – Узагальнена структурна схема модема з використанням FBMC

З урахуванням застосування банків фільтрів, можна структурувати багаточастотні сигнали. Розглянемо особливості даних технологій.

### 2.2.1 Згладжені багатотональні сигнали

Порівняно з OFDM, багатотональні сигнали зі зрушенням квадратурних компонент (SMT – staggered multitone) та косинус-модульовані багатотональні

сигнали (СМТ cosine modulated multitone) у згладжених багатотональних сигналах FMT ключовою особливістю є збільшене частотне рознесення між сусідніми піднесучими. З одного боку, це знижує рівень позасмугового випромінювання, оскільки застосовуються формуючі фільтри з малими боковими пелюстками АЧХ, а, з іншого, – призводить до зменшення швидкості передачі у відведеній смузі частот. На рис.2.3 інтерполяції  $L$  формуючого фільтра-інтерполятора перевершує кількість самих піднесучих і ця різниця визначається коефіцієнтом розширення [56–58] –  $\alpha = L/N - 1$ .

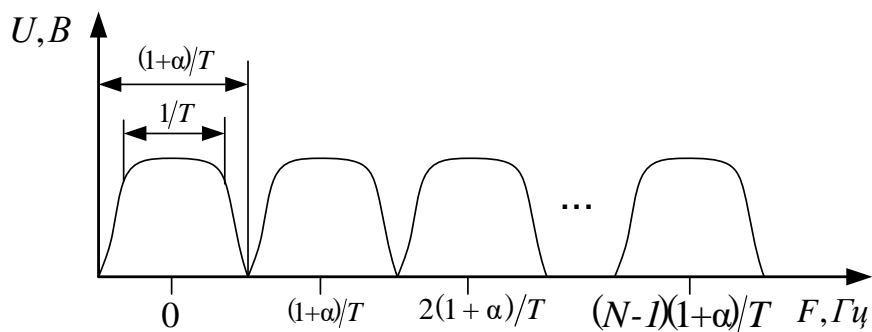


Рисунок 2.3 – Спектральна маска FMT

Як можна бачити з рисунка 2.3, відстань між піднесівними збільшено на величину  $(1 + \alpha)$ , що дає можливість для застосування формуючих фільтрів з малими боковими пелюстками АЧХ.

### 2.2.2 Багатотональні сигнали зі зрушенням квадратурних компонент

На рис.2.4 наведено схему приймально-передавального пристрою SMT [59].

У даній схемі реалізовано зсув на половину тактового інтервалу квадратурних компонент інформаційних символів, який проводиться шляхом затримки на  $T/2$ .

Для каналу без спотворень досягти безпомилкове відновлення квадратурних компонент переданого сигналу можливо тільки за таких умов:

- їхня симетричність ( $h(t) = h(-t)$ ), необхідна для боротьби з МСІ;

– обмеження впливу БЛ АЧХ фільтра для зменшення МКІ залежить від кількості суміжних підканалів.

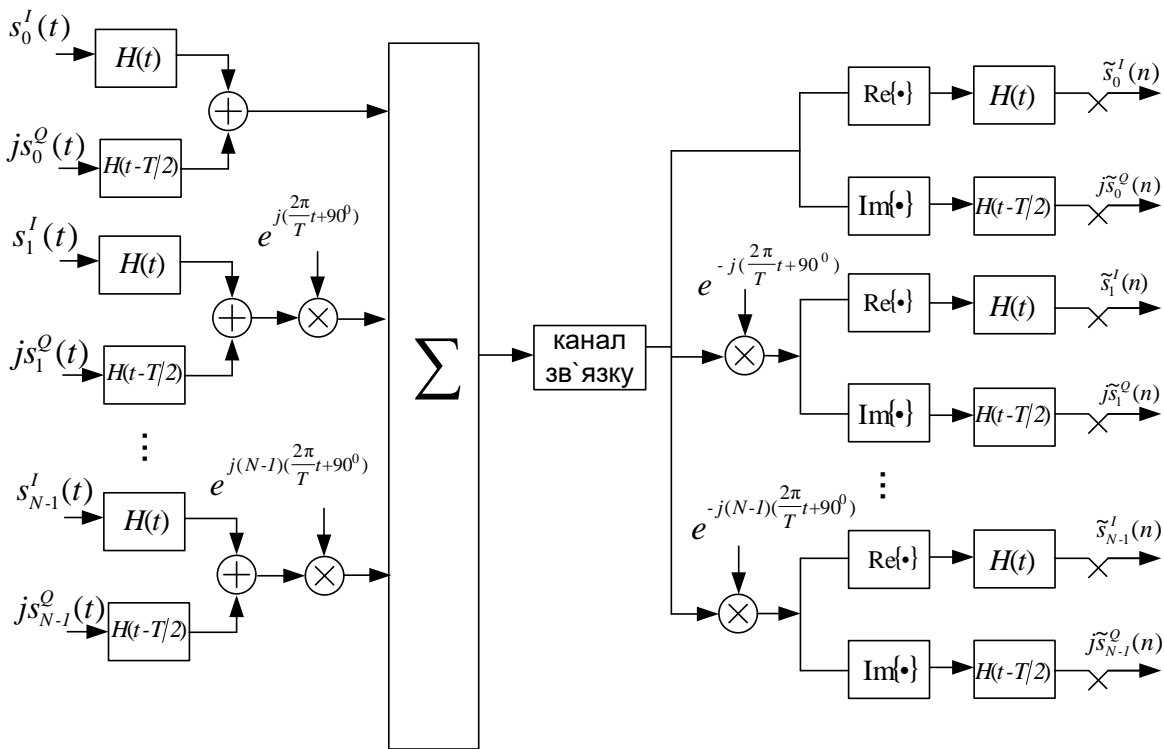


Рисунок 2.4 – Схема приймально-передавального пристрою SMT

SMT-сигнал можна подати у вигляді:

$$s(t) = \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{n=-\infty}^{\infty} [s_k^I(t)h(t-nT) + js_k^Q(t)h(t-T/2-nT)]e^{jk\left(\frac{2\pi}{T}t+\frac{\pi}{2}\right)}, \quad (2.7)$$

де  $s_k^I(t)$  і  $s_k^Q$  – синфазні й квадратурні відліки QAM-символів, що передаються на  $k$ -й піднесучій;

$h[t]$  – імпульсна характеристика їхнього формуючого фільтра.

Застосування формуючих фільтрів з малим частотно-часовим розсіюванням дає можливість відмовитися від циклічного префікса в умовах багатопроменевості. Головним недоліком у ході практичної реалізації даної



SMT-схеми, порівняно з OFDM, є в десятки разів більші обчислювальні витрати.

### 2.2.3 Косинус-модульовані багатотональні сигнали

Система аналізу/синтезу СМТ сигналів наведена на рис.2.5.

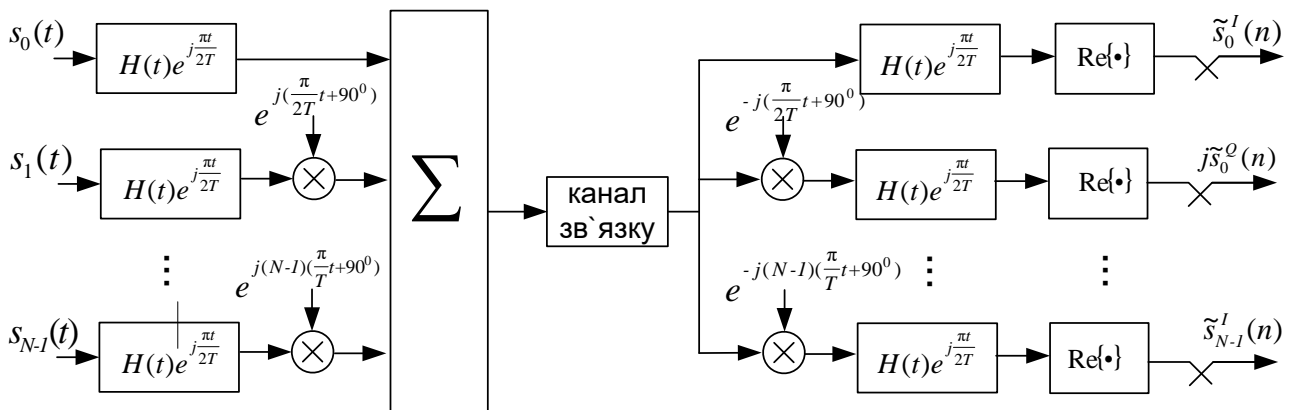


Рисунок 2.5 – Схема синтезу СМТ сигналів

Оскільки всі модульовані символи є речовими, рознесення між піднесівними буде вдвічі менше порівняно з SMT і OFDM. Оскільки передаються тільки реальні компоненти, то спектральна ефективність систем SMT та СМТ виявляється рівною.

З урахуванням виконання ряду накладених вимог на формуючий фільтр [54, 55] стає можливим виключити міжсимвольну інтерференцію (МСІ) і міжканальну інтерференцію (МКІ):

1. Досягти відсутності МСІ можливо за рахунок застосування як формуючий фільтр Найквіста, імпульсна характеристика якого перетинається з віссю абсцис у точках  $2nt_i$ , де  $n$  – ціле.

У частотній області це відповідає рівності

$$\sum_{k=-\infty}^{\infty} P\left(f - \frac{k}{2t_i}\right) = 1, \quad (2.8)$$

де  $P(f) = H(f)H^*(f) = |H(f)|^2$ .

2. Якщо між сусідніми піднесівними здійснити додатковий фазовий зсув на величину  $\pi/2$ , то можна забезпечити компенсацію МКІ.

Особливістю передавача СМТ, який реалізований за багатофазною схемою, є застосування точкового  $2L$  швидкого перетворення Фур'є (ШПФ).

У блоках затримки функція  $W_{2L}$  обчислюється за формулою

$$W_{2L} = e^{j2\pi/(2L)} = e^{j\pi/L}. \quad (2.9)$$

Багатофазні компоненти формуючого фільтра мають вигляд [54]:

$$E_l(z) = \dots + h[l-2L]z + h[l] + h[l+2L]z^{-1} + \dots, \quad l = 0, 1, \dots, 2L-1. \quad (2.10)$$

Перевагою наведеної на рис.2.8 схеми є зменшення обчислювачів витрат на синтез СМТ сигналів.

## 2.2.4 Порівняльний аналіз спектральної та енергетичної ефективності розглянутих технологій

У табл.2.1 наведено порівняльну характеристику багаточастотних систем.

Як приклад розглянемо багаточастотну систему з 128 піднесувачами ( $L=N=128$ ), 4 з яких ( $N_g=4$ ) є нульовими, а 32 відліки відведені під циклічний префікс ( $G=32$ ).

Для технології SMT додатково задаються параметри  $L_g=8$  і  $\alpha=1$ .

Таблиця 2.1 – Порівняльна характеристика багаточастотних систем

Параметр	Тип сигналу		
	OFDM	SMT	CMT
Кількість комплексних помножень на один символ, $L \geq N$	$2N \log_2 N$	$4L \log_2(L) + 8L_g L$	$4L \log_2 2L + 8L_g L$
Затримка	$D_T = (2N - 1)T_s$	$D_T = ((L_g + 3/2)L - 1)T_s$	$D_T = ((L_g + 2)L - 1)T_s$
Спектральна ефективність	$\eta_{BW} = \frac{N - N_g}{N + G}$	$\eta_{BW} = \frac{L}{L + \alpha}$	$\eta_{BW} = \frac{L}{L + \alpha}$
Енергетична ефективність	$\eta = \frac{N}{N + G}$	$\eta = 1$	$\eta = 1$

В табл.2.2 наведено чисельні результати розрахунку.

Таблиця 2.2 – Результати чисельного розрахунку

Критерій	OFDM	SMT	CMT
Обчислювальні витрати	1792	11776	12288
Затримка	$255 T_s$	$1215 T_s$	$1279 T_s$
Спектральна ефективність, %	75	99,2	99,2
Енергетична ефективність, %	80	100	100

На основі проведеного аналізу та порівняльної характеристики можна зробити висновок про високу спектральну ефективність систем SMT і CMT, що складає більше 99%. Безсумнівною перевагою даних технологій при цьому також буде високий рівень енергетичної ефективності, який наближений до 100%. Це дає можливість для збільшення продуктивності каналного рівня на 15%.

Таким чином, подальше впровадження технологій SMT та CMT нові стандарти безпроводового зв'язку в цілому залежить від розвитку технологій обчислювальної бази і сигнальних процесорів, що безсумнівно визначатиме потребу у їхньому використанні.

Разом з тим, класична технологія OFDM має на порядок більш низьке значення обчислювальних витрат і в 5 разів менший рівень затримки порівняно з технологіями SMT та CMT.

## **2.3 Адаптивна корекція багатопробеневиx спотворень прийнятиx сигналів**

### **2.3.1 Вибір методу адаптивної корекції багатопробеневиx сигналів**

Відмінною особливістю ліній зв'язку в безпроводових системах є наявність багатопробеневого поширення радіохвиль, що призводить до різного роду завмирань сигналу, наявність міжсимвольної інтерференції, нестабільність, випадковість амплітуди і фази цих сигналів. Найбільш характерними математичними моделями випадкової амплітуди прийнятиx багатопробеневиx сигналів є моделі Релея і Райса.

$$P(A) = \frac{A}{\sigma_A^2} e^{-\left\{ \frac{A^2}{2\sigma_A^2} \right\}}, \quad (2.11)$$

де  $A = \sqrt{A_c^2 + A_s^2}$ ,  $A_c = A \cos(t)$ ,  $A_s = A \sin(t)$  – синусна і косинусна квадратурні компоненти.

Так, у теорії зв'язку часто використовується подання сигналу через квадратурні компоненти:

$$y(t) = \sum_{i=1}^N y_i(t) = A(t) \cos(\omega t + \phi t) = A(t) \sin \phi \sin \omega t + A(t) \cos \phi \cos \omega t = A_s(t) \sin \omega t + A_c(t) \cos \omega t .$$

Так, розподіл Релея відповідає випадку, коли середні значення квадратур  $A_s(t), A_c(t)$  – дорівнюють нулю  $m_c = m_s = 0$ , для моделі Райса  $m_c = m_s \neq 0$ , дисперсії однакові ( $\sigma_s^2 = \sigma_c^2$ ), а самі квадратури незалежні. Випадкова фаза такого сигналу  $\phi(t) = \arctg(A_s(t)/A_c(t))$  розподілена рівномірно на інтервалі  $t \in [0, T]$ .

Фізичну модель багатопроменевого поширення можна подати у вигляді окремих каналів зв'язку, кожен із яких володіє випадковим коефіцієнтом передачі  $k_i(t)$  і випадковою фазою  $\phi_i(t)$  (рис.2.6).

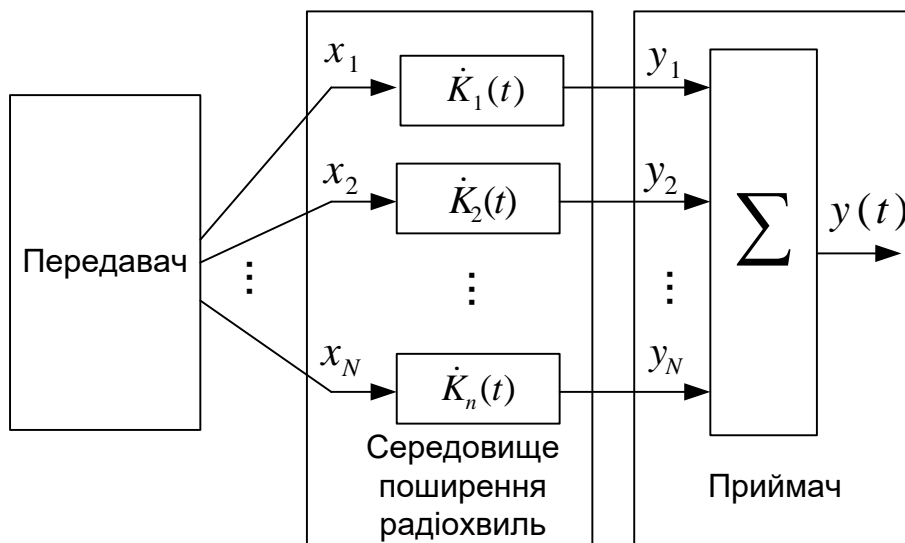


Рисунок 2.6 – Фізична модель багатопроменевого поширення радіохвиль у безпроводових системах

Іншим важливим статистичним параметром сигналу  $y(t)$  є інтервал кореляції випадкових завмирань. За результатами численних досліджень інтервал кореляції цих завмирань становить величину  $\tau_{кор} = (10^0 - 10^{-1})$  с [60–63]. Така інерційність завмирань дозволяє вважати, що на інтервалах  $\Delta\tau = (10^{-3} - 10^{-2})$  с – параметри каналу ще не встигають помітно змінюватися, тобто на інтервалі  $\Delta\tau$  їх можна вважати практично постійними. Цим фактом користуються в ході організації технології MIMO. Іншим прикладом використання даного факту є спроба зробити зворотне канальне перетворення,

тобто на тих відрізках  $\Delta\tau$ , де коефіцієнт  $k_i(t)$  зменшується на величину  $-\Delta k_i(t)$ , посилити прийнятий сигнал на  $+\Delta k_i(t)$ , затримку у фазі  $-\Delta\phi_i(t)$  компенсувати, додавши  $+\Delta\phi_i(t)$ .

Існує велика кількість методів боротьби з багатопроменевістю, серед яких:

- рознесений прийом сигналів по простору, часу, поляризації та ін.;
- використання спеціальних методів – перемежування, спеціальне кодування;
- використання методів виправлення помилок прийому сигналів та ін.

Перспективним є метод еквайзингу корекції параметрів завмирань і затримок. Головним елементом еквайзера є лінія затримки на величину  $\tau_z \geq \tau_{кор}$ , що розділяє  $N$  дискрет, відводи від яких включено в адаптивно керовані коефіцієнти передачі  $K_i^* = w_i$  (рис.2.7).

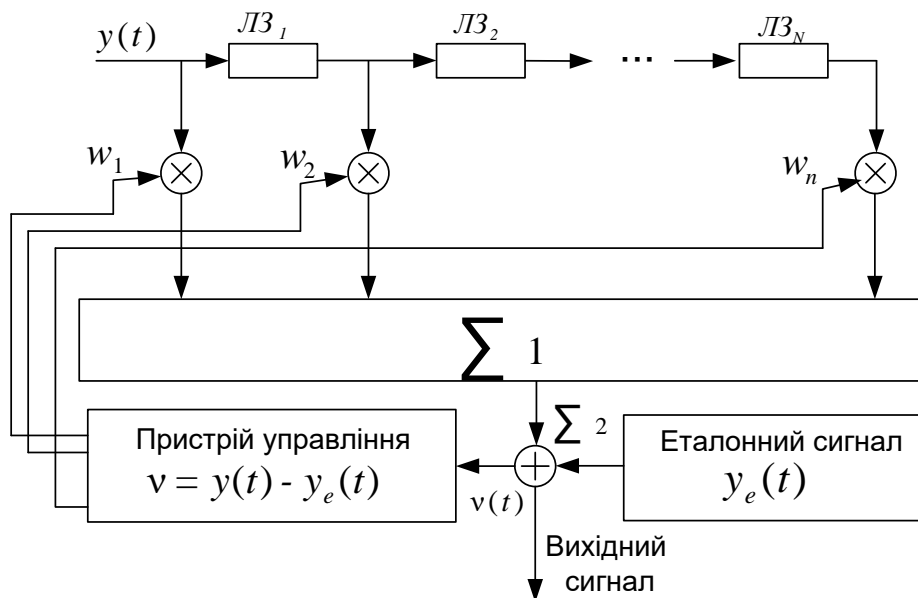


Рисунок 2.7 – Структурна схема еквайзера

Управляюча дія на коефіцієнти передачі  $K_i^* = w_i$  формується за переданою класифікованою імпульсною послідовністю еталонних сигналів  $y_e(t)$ , що включаються у відповідні інформаційні пакети.

Математичну модель спотвореного сигналу в загальному випадку можна подати у вигляді інтегрально-ступеневого ряду полінома Вольтерра 1-го роду [64]:

$$y(t) = \sum_{m=1}^N \int_0^t \int_0^t \mathcal{K}_m(s_1, s_2, \dots, s_m) \times \prod_{i=1}^m X(s_i) \exp(i2\pi s_i t) ds_i, \quad (2.12)$$

де  $K_m$  – ядра Вольтерра, для стаціонарного випадку симетричні за усіма змінними.

Компоненти багатопроменевого сигналу  $y(t)$  надаються у вигляді:

$$y(t) = \int_0^t K_i(t, s_i) x(s_i) ds, \quad i = 1, 2, \dots, N, \quad (2.13)$$

де  $K_i(t, s_i)$  – в загальному випадку комплексні функції.

Таким чином, кожне з ядер  $K_i(t)$  забезпечує відповідні зміни амплітуди і фази парціального сигналу  $x_i(t)$ . Від діапазону змін амплітуди і фази результуючого сигналу  $y(t)$  залежить та чи інша модель каналу зв'язку.

Для корекції придбаних у каналі зв'язку спотворень необхідно виконувати процедури, які зворотні до перетворень (2.12). Таке перетворення можливе в силу симетричності ядер  $K_i(t)$ . Дану задачу можна вирішувати, якщо забезпечити умови спостережливості результатів впливу самих спотворень. Для цього зазвичай використовують періодичну передачу випробувальних тестових сигналів, структура яких заздалегідь відома. У цьому випадку за різницею цього сигналу з еталонним

$$\Delta y(t) = y(t) - y_e(t) \quad (2.14)$$

можна розв'язувати задачу управління відповідними коефіцієнтами  $K_i(t)$  з метою мінімізації різниці (2.14). Виникає задача управління наглядом за результатами нев'язки (2.14) [47].

Обґрунтування вибору структури пристрою корекції прийнятих сигналів. В процесі вибору структури пристрою корекції виникає запитання про обмеження, в рамках яких може бути розв'язана оптимізаційна задача мінімізації  $\Delta y(t)$ . Важливим фактором є вибір необхідного числа  $N$ . Очевидно має виконуватися умова:  $N \geq 2$ , що дозволить отримати взаємну компенсацію спотворень. За  $N=2$  спотворення відображають ситуацію з плоским фазовим фронтом просторового сигналу  $x(t)$ . За  $N=3$  відображається нелінійна параболічна форма фазового фронту. Якщо ж приймальний пристрій реалізується у вигляді  $N$ -елементної антенної решітки, то розмір апертури  $D$  необхідно зіставляти з коефіцієнтом просторової кореляції  $\gamma$ . Очевидно, якщо  $D \ll \gamma$ , то за будь-якої просторової структури сигналу  $x(t)$  фазовий фронт сприйматиметься як плоский.

Іншим обмеженням, що підлягає вибору, є період проходження тест-сигналів  $T_t$ . Даний параметр слід зіставляти з інтервалом кореляції  $\tau_k$  випадкових змін сигналу  $y(t)$ . Очевидно, для того щоб пристрій кореляції встигав компенсувати випадкові зміни спотворень, період проходження  $T_t$  має бути таким, щоб за цей час не відбулося помітних змін функцій ядер  $K_i(t)$ . Досвід практичного використання аналогічних алгоритмів показує, що допустимі результати отримуються, якщо цей період вибирати з умов

$$T_t \geq \frac{\tau_k}{10}. \quad (2.15)$$

Якщо ж на інтервалі кореляції укладаються порядку 100 відлікових значень  $T_t$ , то результати є досить гарними, некомпенсованими залишаються менш 1% спотворень.

Діапазони змін управлінь для амплітуд і фаз компенсаційних сигналів зазвичай узгоджують зі статистикою каналу (Релей, Райс та ін.), а самі



регулятори виконують з використанням квадратурних розкладів, що дозволяє залишатися в рамках лінійних процедур керуючих алгоритмів.

Функції ядер  $K_i(t)$  – утворюють вектор  $w(t)$  і становлять випадкові процеси. Як математичні моделі цих процесів можна використовувати диференціальні рівняння стану [47, 65]:

$$\frac{dw(t)}{dt} = F(t)w(t) + G(t)\xi(t), \quad (2.16)$$

де  $F(t), G(t)$  – відповідно: матриці стану та генерації, елементи матриці  $F(t)$  є суть величини  $a_{ij}$  (зворотні значення інтервалів кореляції багаторядного процесу  $w(t)$ );  $\xi(t)$  – коефіцієнт, що породжує віртуальний гаусів білий шум (ГБШ), зі спектральною щільністю потужності  $N_\xi(t)$ .

Для цифрової реалізації процедур оцінки і управління, що зазвичай використовуються, рівняння (2.16) набуває вигляду:

$$w(k+1) = \Phi(k+1, k)w(k) + G(k)\xi(k), \quad (2.17)$$

де  $\Phi(k+1, k) = \exp\{-\alpha\Delta t\}$ ,  $\alpha = 1/\tau_k$ ,  $\Delta t = T_t$  – крок дискретизації рекурсивної процедури (2.16).

Для отримання оптимальної оцінки вектора вагових коефіцієнтів (ВВК)  $\hat{w}(t)$  скористаємося процедурою фільтра Калмана-Б'юсі (ФБК) [47]:

$$\hat{w}(t) = \Phi(k+1, k)\hat{w}(k) + K(k)[y(k) - y_e(k)]. \quad (2.18)$$

Практична реалізація еквалайзера у часовій області з використанням рекурсивних процедур (2.17), (2.18) пов'язана з необхідністю квадратурної обробки в ході оцінки  $w(k)$ , що, у загальному випадку в 4 рази ускладнює саму

реалізацію. Крім того, за будь-якої із цих процедур має місце перехідний режим, що може бути пов'язано з втратою декількох інформаційних пакетів.

Водночас, враховуючи той факт, що на одиничному інтервалі  $\Delta\tau_i$  зберігаються постійні параметри, є можливість ефективно застосувати частотні методи, при цьому ваговій обробці піддаються не часові компоненти приймальних сигналів, а частотні.

### 2.3.2 Постановка задачі синтезу еквалайзера в частотній області

Особливість включення частотного еквалайзера наведена на рис.2.8. Роль його зводиться до оцінки вектора вагових коефіцієнтів  $\vec{w}$ .

Алгоритм роботи лінійного частотного еквалайзера полягає в наступному.

Спочатку здійснюється переведення вхідного сигналу  $y(t)$  в частотну область за допомогою прямого швидкого перетворення Фур'є (ШПФ). Потім проводиться поелементне множення подання сигналу в частотній області  $Y$  з ваговими коефіцієнтами еквалайзера  $W$ . Після чого відбувається переведення зваженого сигналу у часову область за допомогою зворотного ШПФ. Таке пряме і зворотне перетворення проводиться з метою спрощення обчислювальних процедур, а на ефективності еквалайзингу не позначається.

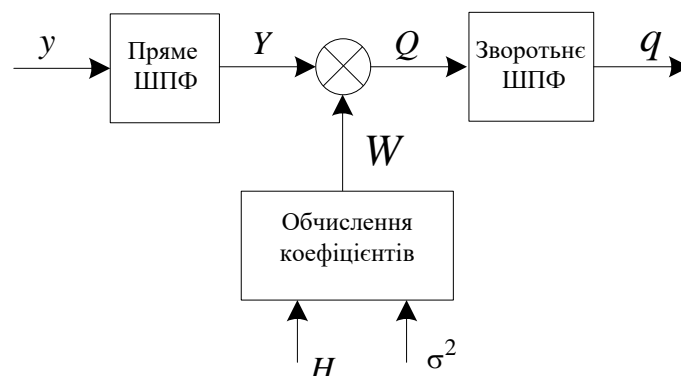


Рисунок 2.8 – Схема лінійного еквалайзера, що працює в частотній області

Якщо відомі параметри каналу і дисперсії шуму  $\sigma^2$ , ВВК еквалайзера  $\vec{w} = (w_1, w_2, \dots, w_k)^T$  можна обчислити згідно з критерієм мінімуму середньоквадратичної помилки (МСКП) [66] за формулою

$$\hat{W}_k = \frac{H_{n_f}^*}{|H_{n_f}|^2 + \frac{\sigma^2}{P_{n_f}}}, \quad n_f = 0..N-1, \quad (2.19)$$

де  $P_{n_f}$  – середня потужність сигналу на даній частоті;

$n_f$  – номер частоти, для якої обчислюються ВВК еквалайзера;

$H_{n_f}$  – комплексне значення частотної передатної функції каналу на даній частоті.

Вважатимемо, що середня потужність сигналу на всіх частотах однакова.

Коефіцієнти ВВК  $\vec{w}_k$  дозволяють мінімізувати функцію середньоквадратичної помилки  $E\left[\left|Q_{n_f} - X_{n_f}\right|^2\right]$ . Однак дані коефіцієнти не є оптимальними з точки зору ймовірності помилки на виході декодера, оскільки сигнал  $Q$  на виході еквалайзера з коефіцієнтами (2.19) є зміщеним. Дійсно, можна показати, що

$$E[q] = \alpha x, \quad (2.20)$$

де

$$\alpha = \frac{1}{N} \sum_{n_f=0}^{N-1} \hat{W}_{n_f} H_{n_f} = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \frac{|H_{n_f}|^2}{|H_{n_f}|^2 + \frac{\sigma^2}{P}} < 1. \quad (2.21)$$

Щоб отримати незміщену оцінку на виході еквалайзера і тим самим зменшити ймовірність помилки на виході декодера, значення на вихід лінійного еквалайзера необхідно помножити на величину  $1/\alpha$ . В силу лінійності

перетворення Фур'є це еквівалентно множенню коефіцієнтів еквайзера на ту саму величину. Тоді незміщена оцінка коефіцієнтів лінійного еквайзера:

$$W_{n_f} = \frac{1}{\alpha} \hat{W}_{n_f}, \quad (2.22)$$

де  $n_f = 0..N - 1$ .

У класичній схемі приймача сигнал з лінійного виходу еквайзера надходить на вхід декодера, який остаточно приймає рішення, які вихідні символи надсилалися передавачем.

Схема турбоеквалайзера, аналогічна поданій в роботі [67], показана на рис.2.9.

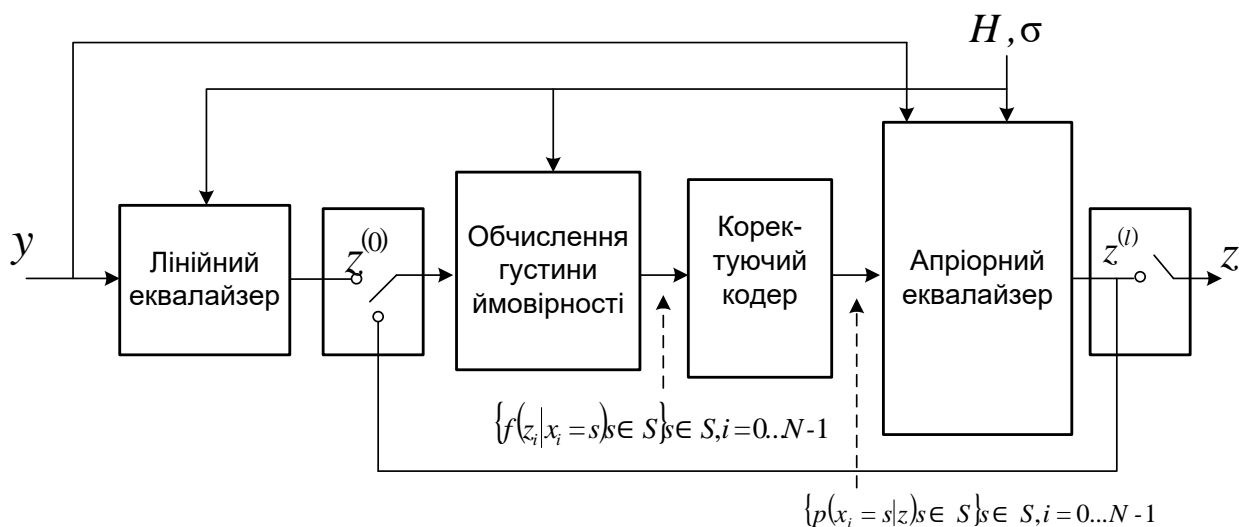


Рисунок 2.9 – Загальна схема турбоеквалайзера

Алгоритм роботи апріорного еквайзера на  $k$ -й ітерації складається з таких кроків:

1. Використовуючи ймовірностей на виході декодера, для кожного  $i$ -го символу обчислити м'яку оцінку  $\hat{x}_i^{[k]}$  переданого символу  $x_i$ :

$$\hat{x}_i^{[k]} = \sum_{m=1}^M s_m \cdot p(x_i = s_m | q^{[k]}) \quad (2.23)$$

і оцінку дисперсії помилки:

$$\hat{g}_i^{[k]} = \hat{E}\left[\left|x_i - \hat{x}_i^{[k]}\right|^2\right] = \sum_{m=1}^M |s_m - \hat{x}_i^{[k]}|^2 \cdot p(x_i = s_m | q^{[k]}). \quad (2.24)$$

2. Отримати подання сигналів  $y$  і  $\hat{x}^{[k]}$  у частотній області за допомогою прямого ШПФ (отримавши, відповідно, вектори  $Y$  і  $\hat{X}^{[k]}$ ).

3. Обчислити значення сигналу на виході еквалайзера в частотній області за формулою

$$Z_k^{[l]} = \bar{X}_k^{[l]} + (Y_k - \bar{X}_k^{[l]} H_k) W_k^{[l]}, \quad (2.25)$$

де  $k = 0, 1, \dots, N - 1$ ;

$W_k^{[l]}$  – вектор вагових коефіцієнтів апріорного еквалайзера  $l$ -й ітерації.

4. Отримати результат у часовій області за допомогою зворотного БПФ. На виході отримуємо вектор значень прийнятого сигналу у часовій області  $z^{[l]}$ .

Коефіцієнти апріорного еквалайзера, оптимальні з точки зору критерію максимуму апостеріорної ймовірності:

$$\hat{W}_k^{[l]} = \frac{H_k^*}{|H_k|^2 + \frac{\sigma^2}{\gamma_k^{[l]}}, \quad k = 0, 1, \dots, N - 1, \quad (2.26)$$

де

$$\gamma_k^{[l]} = E\left[\left|X_k - \bar{X}_k^{[l]}\right|^2\right]. \quad (2.27)$$

Можна показати, що вихід апріорного еквалайзера з ВВК (2.25) є також зміщеним. Коефіцієнти нерухомого апріорного еквалайзера:

$$W_k^{[l]} = \frac{1}{\alpha^{[l]}} \tilde{W}_k^{[l]}, \quad k = 0, 1, \dots, N - 1, \quad (2.28)$$

де

$$\alpha^{[l]} = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} W_k^{[l]} H_k = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \frac{|H_k|^2}{|H_k|^2 + \frac{\sigma^2}{\gamma^{[l]}}}. \quad (2.29)$$

Сигнал  $z^{[l]}$  виходу апріорного еквалайзера надходить на наступну ітерацію алгоритму. Умовні розподіли густини ймовірності можуть бути обчислені за формулами (2.28) і (2.29), де замість потужності сигналу  $P$  використовується оцінка середньої дисперсії помилки (2.26), а замість коефіцієнтів  $w$  – коефіцієнти апріорного еквалайзера на попередній ітерації. Далі етапи декодування-еквалізація повторюються послідовно необхідну кількість разів.

### 2.3.3 Процедура оцінки каналу в схемі з турбоеквалайзером

Для знаходження оцінок ВВК еквалайзера необхідно знати частотну ПФ каналу  $N$  і дисперсію шуму  $\sigma^2$ .

Для подолання цієї невизначеності є ряд рішень, що зводяться до використання навчальних алгоритмів: навчання з вчителем і навчання без вчителя.

Для навчання з вчителем використовуються спеціальні тест-сигнали, що передаються спільно з інформаційними. Як тестові можуть бути використані самі інформаційні сигнали. Навчання без вчителя відбувається на основі вивчення статистичних властивостей переданого сигналу і не потребують для роботи точного знання або його досить надійної оцінки.

Якість роботи турбоеквалайзера визначається в першу чергу точністю застосовуваної в еквалайзері оцінки відгуку каналу. Використовуючи прохідну через канал тестову послідовність, початкову оцінку відгуку каналу можна виконати, наприклад, за методом найменших квадратів [68]. Однак через

обмеженість довжини пілотної послідовності та наявності в каналі шуму початкова оцінка каналу може не дати достатньої точності.

Крім того, відгук каналу може змінюватися в часі, наприклад, внаслідок ефекту Доплера. Тим самим спочатку позитивна оцінка може стати дуже неточною для надійної роботи еквалайзера і декодера до того, як в сигналі з'явиться нова тестова послідовність. Для досягнення необхідної точності оцінки використовують адаптивні алгоритми, які безперервно оцінюють канал від блоку до блоку.

Як правило, точність оцінки в алгоритмах навчання без вчителя нижча, ніж в алгоритмах з вчителем, проте вони є більш стійкими, оскільки не залежать від помилок на виході декодера. В монографії запропоновано комбіновану схему еквалізації і оцінки каналу, що включає перехід від більш надійних сліпих алгоритмів до менш надійних, але більш точних алгоритмів, керованих рішеннями. Розглянемо складові частини запропонованого рішення.

#### 2.3.4 Адаптивна оцінка каналу, керована рішеннями

Схема адаптивної оцінки, керована рішеннями на виході декодера, показана на рис.2.10.

Як адаптивний алгоритм оцінки відгуку каналу використовуватимемо алгоритм мінімуму середнього квадратичного відхилення (МСКВ) [69–80]:

$$\eta(\hat{H}_k) = E \left[ \left| Y_k - \hat{X}_k \hat{H}_k \right|^2 \right]. \quad (2.30)$$

Використовуючи вихід декодера і оцінку передатної функції (ПФ) каналу для блоку  $t$ , оцінку частотної ПФ каналу для наступного блоку  $t+1$  обчислимо згідно з алгоритмом МСКВ за формулою Уїдрой-Хоффа:

$$\hat{H}_k^1(t+1) = \hat{H}_k(t) + \mu \left( Y(t)_k - \hat{X}_k(t) \hat{H}_k(t) \right) \hat{H}_k^*(t), \quad (2.31)$$

де  $k = 0, 1, \dots, N - 1$ ;

$\hat{X}_k(t)$  –  $k$ -й елемент перетворення Фур'є  $\hat{x}(t)$ ;

$1 > \mu > 0$  – коефіцієнт, що визначає швидкість збіжності алгоритму, названо також як крокова постійна. Чим менше значення коефіцієнта, тим більш точним значенням сходиться алгоритм у стаціонарному каналі, але тим менша швидкість збіжності, й тим менша швидкість зміни каналу, яку зможе відстежувати алгоритм [70]. Більш ефективним, універсальним, оптимальним у великому діапазоні змін параметрів каналу, може бути алгоритм фільтра Калмана-Б'юсі [69].

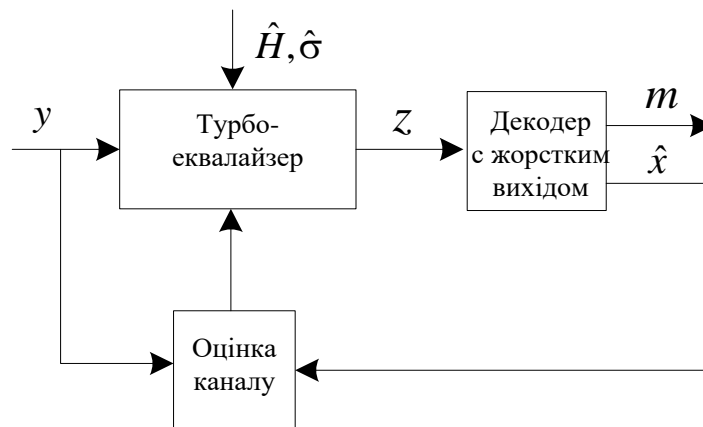


Рисунок 2.10 – Схема адаптивної оцінки каналу щодо виходу декодера

Візьмемо зворотнє перетворення Фур'є від оцінки частотної ПФ каналу  $\hat{H}'$ . Отриманий вектор  $\hat{h}'$  довжини  $N$  є оцінкою відгуку каналу у часовій області. Оскільки довжина  $L$  реального відгуку каналу менше, ніж розмір блоку даних ( $N$ ), то значення з індексами  $L, N$  у векторі  $\hat{h}'$  міститимуть лише шум. Тоді точність оцінки ПФ каналу можна збільшити шляхом обнулення даних елементів вектора  $\hat{h}'$ :

$$\hat{h}' = \begin{cases} \hat{h}', & 0 < i \leq L_{\max} \\ 0, & L_{\max} < i < N \end{cases} \quad (2.32)$$



де  $L_{\max}$  – максимально можлива довжина відгуку каналу визначається, виходячи з параметрів системи зв'язку.

Виконавши пряме БПФ від вектора  $\hat{h}'$ , отримаємо остаточні значення  $\hat{H}'$ . Розглянутий алгоритм оцінки  $H$  називається швидким блоковим МСКВ-алгоритмом з усіканням [81–84].

Крім частотної ПФ каналу для роботи турбоеквалайзера також потрібно знання дисперсії шуму. Однак турбоеквалайзер менш чутливий до помилок в оцінці дисперсії порівняно з помилками в оцінці ПФ каналу [71].

Для оцінки дисперсії шуму може бути використаний наступний алгоритм. Оцінку дисперсії шуму на поточному блоці  $t$  обчислимо шляхом усереднення за всіма підчастотами:

$$q(t) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \left| Y_k(t) - \hat{X}_k(t) \hat{H}_k(t) \right|^2. \quad (2.33)$$

Для зменшення помилки остаточну оцінку дисперсії шуму обчислюватимемо за допомогою аналогічного (2.32) алгоритму. Такий алгоритм стохастичної апроксимації (процедура Роббінса-Монро) подано співвідношенням

$$\hat{\sigma}^2(t+1) = \beta \hat{\sigma}^2(t) + (1-\beta)q(t), \quad (2.34)$$

де  $0 < \beta < 1$  – крокова постійна;

$q(t)$  – вимірювання значення,  $q(t) = \sigma^2(t) + \gamma(t)$ ;

$v(t)$  – шум вимірювання.

### 2.3.5 Стійкість рекурсивного алгоритму, керованого еквалайзера

У реальних умовах значення оцінок відхилятимуться від істинних значень. При цьому чим більша помилка на виході декодера, тим більше це відхилення. Оскільки значення  $\hat{H}$ , обчислені на блоці  $t$ , використовуються в еквалайзері на наступному блоці  $t + 1$ , то помилка в оцінці призведе до помилок у роботі еквалайзера і, як наслідок, до можливих нових помилок декодування.

Результати імітаційного моделювання показують, що такі алгоритми навчання виявляються стійкими до тих пір, доки рівень помилок на виході декодера не перевищує певного порогу, значення  $\hat{H}$ , отримувані алгоритмом LMS, керованим рішеннями, коливатимуться біля істинного значення  $H$ .

Однак, якщо рівень помилок на виході декодера більше даного порогу, то ланцюгова реакція поширення помилок у схемі еквалайзер-декодер – оцінка каналу призведе до непрацездатності всієї системи. Цей ефект називається «розбіжністю» адаптивного еквалайзера. Конкретна величина порогу помилки визначається в першу чергу коригуючою здатністю коду і, як правило, підбирається емпірично.

У разі, якщо довжина відгуку каналу виявляється більше, передбаченою довжиною тестовою послідовністю, то початкова оцінка ПФ каналу буде дуже неточною. Якщо в цьому випадку після початкової оцінки запустити схему, що управляється рішеннями, то це призведе до розбіжності алгоритму адаптації. Для запобігання цьому ефекту слід скористатися алгоритмами які навчають еквалізації без вчителя, не пов'язаними з виходом КД.

Як адаптивний алгоритм, учня без вчителя, може використовуватися алгоритм Годарда [72], що називається в англійській літературі алгоритмом з постійним модулем (constant modulus algorithm – CMA). Перевагою алгоритму є те, що він має складність, яка не перевищує складність лінійного еквалайзера, і може бути реалізований в частотній області [73].

Схема еквалайзера CMA, що працює в частотній області, показана на рис.2.11.

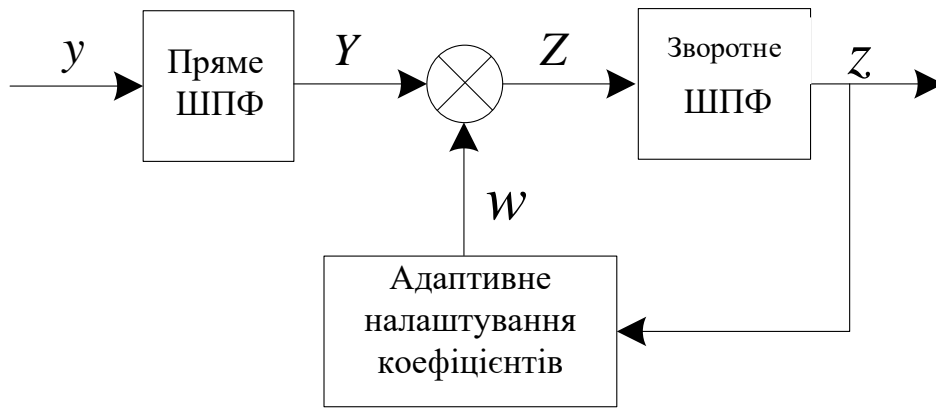


Рисунок 2.11 – Схема адаптивного еквалайзера, що працює в частотній області

Структура еквалайзера еквівалентна структурі лінійного МСКВ-еквалайзера. Коефіцієнти еквалайзера обчислюються адаптивно за наступним алгоритмом.

1. Використовуючи вихід еквалайзера для поточного блоку  $z(t)$ , обчислити вектор,  $\delta(t)$  елементи якого

$$\delta_i(t) = (|z_i(t)|^2 - R)z_i(t), \quad k = 0, 1, \dots, N-1, \quad (2.35)$$

де

$$R = \frac{E[|x|^4]}{E[|x|^2]} = \frac{\frac{1}{M} \sum_{m=1}^M |s_m|^4}{\frac{1}{M} \sum_{m=1}^M |s_m|^2}. \quad (2.36)$$

2. Перевести вектор  $\delta(t)$  в частотну область за допомогою прямого ШПФ, отримавши вектор  $\Delta(t)$ .

3. Обчислити коефіцієнти еквалайзера для наступного блоку за формулою

$$W_k(t+1) = W_k(t) + \lambda_k \Delta_k(t) Y_k^*(t), \quad \forall_k = 0..N-1, \quad (2.37)$$

де  $\lambda_k$  – крокова постійна на  $k$ -й частоті.

### 2.3.6 Загальна процедура адаптивної оцінки каналу і еквалізація

Таким чином комбінований алгоритм адаптивної оцінки каналу і еквалізації подається у такому вигляді:

1. Після виявлення в прийнятому сигналі у тестовій послідовності, виконати початкову оцінку параметрів каналу.

2. Пропустити прийнятий блок через лінійний еквалайзер з коефіцієнтами, отриманими за наявною оцінкою каналу. Використовуючи тестову послідовність, обчислити середньоквадратичну помилку на виході лінійного еквалайзера.

3. Якщо величина середньоквадратичної помилки менша заданого порогу, запустити схему турбоеквалізації, керовану розв'язками (рис.2.8), інакше запустити схему еквалізації з прямою оцінкою параметрів каналу (рис. 2.9).

4. Після прийому наступної тестової послідовності перейти до кроку 2.

### 2.3.7 Результати імітаційного моделювання

Якість роботи запропонованої схеми оцінки каналу і еквалізації оцінювалася шляхом імітаційного моделювання. Для завадостійкого кодування використовувалася решітчаста кодована модуляція Унгербоека [74] зі швидкістю коду  $2/3$  і довжиною кодового обмеження 3. Подальша модуляція символів на виході кодера здійснювалася за допомогою односмугової модуляції на одній несівній без використання циклічного префікса.

На приймальній стороні еквалізація в частотній області велася блоками розміром  $N = 4096$ . Під час розбиття вхідного сигналу  $y(t)$  на блоки, сусідні блоки бралися з перекриттям на  $1/2$  довжини блоку  $N$ . Після еквалізації і декодування кожного блоку  $1/4$  символів на краях блоку відкидалась. Як модель багатопроменевого каналу використовувалася модель, що складається з 6 променів.

Параметри променів наведені в табл. 2.3. Фаза 5-го променя змінювалася в часі за формулою:

$$\varphi = 2\pi f_d t, \quad (2.38)$$

де  $f_d$  – частота доплерівського зсуву.

Під час моделювання проходження сигналу через багатопроменевий канал частота слідування символів сигналу  $x(t)$  передбачається, що буде дорівнювати 10 МГц.

Залежність ймовірності бітової помилки ( $P_{ном}$ ) від відношення  $h^2$  – сигнал/шум (ВСШ) показано (рис.2.12) для різної кількості ітерацій турбоеквалайзера за ідеально відомих параметрів каналу і відсутності ефекту Доплера. Видно, що одна ітерація турбоеквалайзера дозволяє зменшити робоче значення відношення сигнал/шум ВСШ на 5 дБ, а дві ітерації – на 7 дБ. Подальші ітерації турбоеквалайзера дають незначний вииграш порівняно з двома ітераціями. Для дослідження якості роботи спільної схеми еквалізації і оцінки каналу обмежимося двома ітераціями турбоеквалайзера.

Таблиця 2.3 – Параметри моделі багатопроменевого каналу

Параметр	Дані					
	Затримка, мкс	-1,8	0	0,15	1,8	5,7
Відносне послаблення, дБ	-3	0	-1	-1	-3	-9
Фаза, град	125	0	80	45	Змінна	90

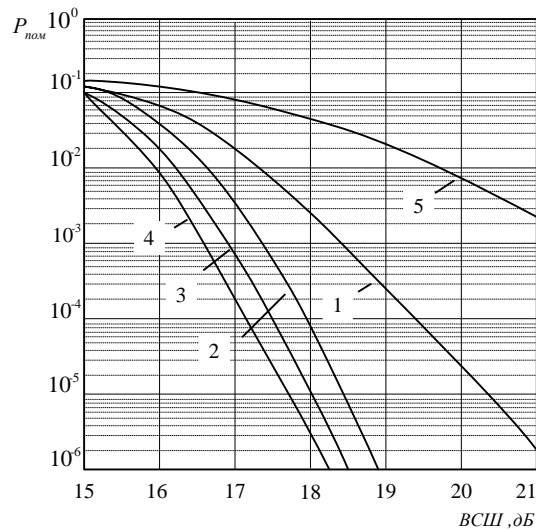


Рисунок 2.12 – Залежність ймовірності помилки від ВСШ для різного числа ітерацій турбоеквалайзера за ідеально відомих параметрів каналу

Показано (рис.2.13) залежність  $P_{ном}$  від ВСШ  $h^2$  для лінійного еквалайзера в частотній області й турбоеквалайзера за ідеально відомих параметрів каналу і під час роботи запропонованої схеми оцінювання параметрів каналу.

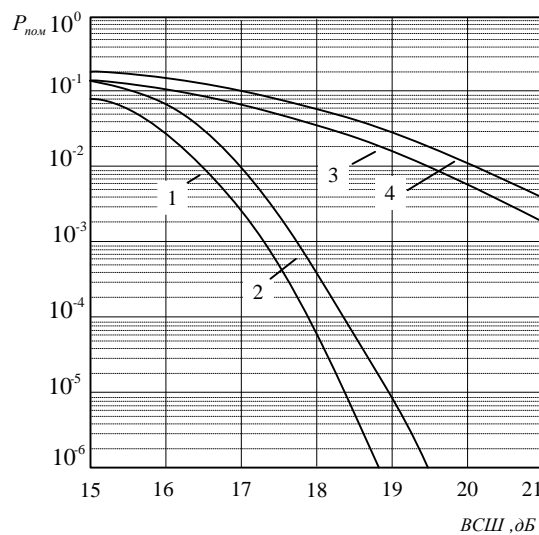


Рисунок 2.13 – Залежність ймовірності помилки від ВСШ для лінійного і турбоеквалайзера (2 ітерації) за ідеально відомих і оцінених параметрів каналу

З графіка видно, що запропонована схема оцінки каналу в турбоеквалайзері дає програш 0,7 дБ порівняно з варіантом за ідеально відомих

параметрів. Таким чином, якість роботи спільної схеми еквалізації і оцінки каналу практично наближається до якості роботи турбоеквалайзера за ідеально відомих параметрів.

Залежність  $P_{ном}$  від ВСШ для двох ітерацій запропонованої схеми турбоеквалізації показана за наявності у п'ятому промені багатопроменевого каналу ефекту Доплера (рис.2.13).

Наявність ефекту Доплера призводить до збільшення робочого ВСШ на 1–2 дБ при величині доплерівського зсуву частоти до 15 Гц. При величині доплерівського зсуву частоти 20 Гц і вище схема оцінки каналу не встигає оцінювати мінливий канал, що призводить до розбіжності еквалайзера. Таким чином, схема еквалізації і оцінки каналу в частотній області має обмеження на максимальну швидкість зміни каналу, з якою може працювати дана процедура.

Результати імітаційного моделювання показують, що турбоеквалайзер дозволяє на 5–7 дБ зменшити робоче значення  $h^2$  порівняно з лінійним еквалайзером (рис.2.14).

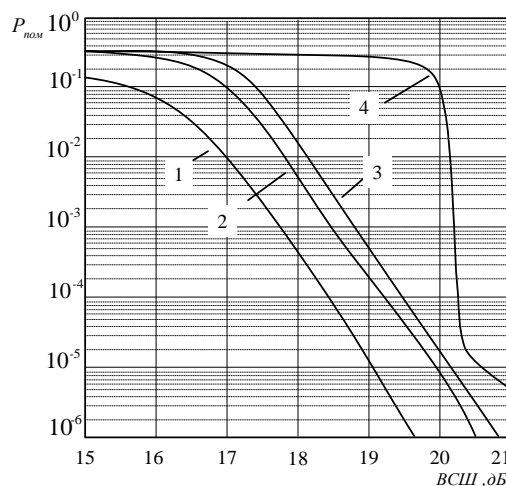


Рисунок 2.14 – Залежність ймовірності помилки від ВСШ для запропонованої схеми турбоеквалізації (2 ітерації) і оцінки каналу для різних значень доплерівського зсуву частоти

При цьому запропонована схема оцінки параметрів каналу дає результат, що незначно поступається за нормативними параметрами (менше 1 дБ). Однак схема еквалізації в частотній області має обмеження на максимальну швидкість зміни каналу (частоту доплерівського зсуву), яку може відстежувати схема адаптивної оцінки каналу. Таким чином, дана схема еквалізації і оцінки каналу підходить для помірно мінливих каналів з відносно невисоким ЗСШ.

Таким чином, використання еквалізації при прийомі OFDM сигналів мобільного зв'язку з урахуванням виграшу ВСШ на 5–7 дБ призводить до ефективного збільшення пропускної здатності каналів зв'язку:

$$C = 2\Delta F \log_2(\sqrt{1+h^2}). \quad (2.39)$$

Так, збільшення на  $h^2$  – відношення сигнал/шум на 7 дБ істотно підвищить значення пропускної здатності каналу зв'язку на величину близько 15–20%

## **2.4 Методи побудови однорангових мереж з децентралізованим доступом**

Останнім часом все більш затребуваною є послуга мультимедійного потоку IPTV, а саме системи персонального телебачення. IPTV є принципово новою формою комунікації, яка успішно поєднує в собі інформаційну повноту і насиченість мережі Інтернет з багатими графічними та акустичними можливостями сучасних телевізійних систем. Саме з цієї причини розвитку комплексу технологій IPTV приділяється підвищена увага [75–77].

До класичної мережі IPTV належать такі компоненти:

- розподілені по мережі відеосервери, що містять контент;
- термінальні пристрої STB, що забезпечують користувачам доступ до контенту.



Пристрій STB декодує відеодані і виводить розшифроване відео на екран телевізора;

- транспортна мережа, яка забезпечує надання послуг IPTV;
- ділянки мережі абонентського доступу.

Проте, зростання кількості користувачів виявило недоліки використання класичної архітектури, оскільки для підтримки QoS потрібно збільшення кількості серверів, обсягів їх дискового простору і збільшення продуктивності їхніх мережних адаптерів.

Одним з альтернативних рішень щодо підтримки мереж в умовах зростання відеосервісів стали пірингові відеомережі. Піром називають рівноправного учасника мережі, що надає свої ресурси або сервіси іншим учасникам. Під піринговою мережею слід розуміти комп'ютерну мережу, що самоорганізується, засновану на рівноправ'ї учасників, а саме: є загальні колективні ресурси, кооперація між вузлами, поєднання вузлом мережі ролей клієнта і сервера. Своєрідною специфікою володіють структурні і функціональні математичні моделі пірингових мереж. Розглянемо їх більш детально.

#### **2.4.1 Структурні моделі пірингових мереж**

Топологія такої мережі може бути подана у вигляді безлічі дерев або сітки. У разі деревовидної топології кожен клієнт отримує субпоток даних від вузлів декількох, наприклад, трьох дерев (при цьому використовується метод кодування субпотоків MDC). Під час відключення вузла від мережі, структура дерева перебудовується, під час підключення нового вузла – добудовується. В одних випадках топологія мережі носить статичний характер, в інших – динамічний, топологію, яка змінюється після передачі кожного чергового сегмента даних [75]. На рис.2.15 наведена схема з MDC і поділом потоку на три субпоток (3 дерева). Літерами G1, G2 і G3 позначені покоління вузлів-партнерів, які беруть участь у доставці відеоданих іншим вузлам.

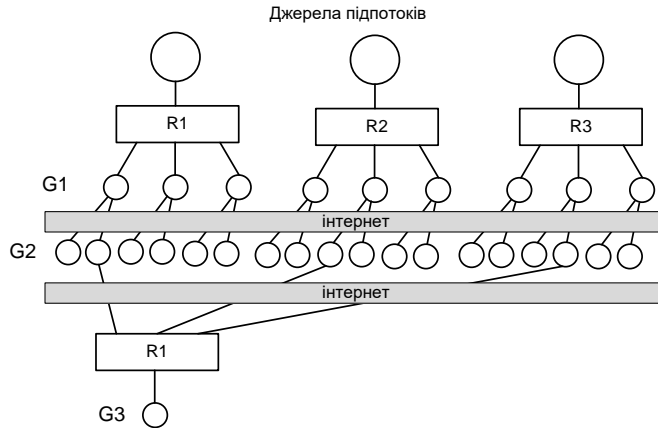


Рисунок 2.15 – Топологія з трьома деревами

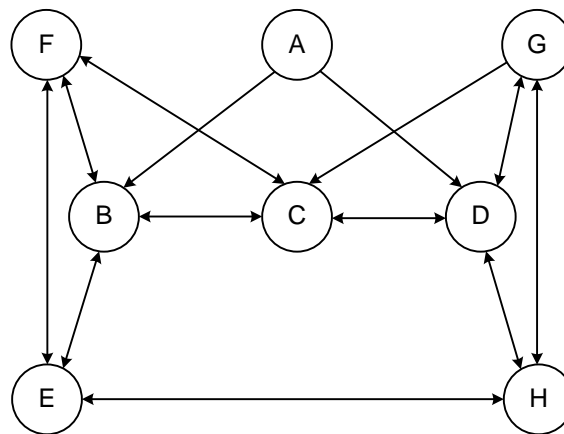


Рисунок 2.16 – Топологія решітки

При сітчастій топології (рис.2.16) потік даних ділиться на невеликі модулі, наприклад, відповідні одній секунді фільму. Відповідні модулі клієнт отримує від вузлів сітки випадковим чином або згідно з деякою закономірністю. Джерелом первинного відеопотоку тут є вузол А. Еволюція графа доставки відеофрагментів залежить від того, які вузли направляють запити першими [77,78].

Всі вузли обмінюються один з одним пакетами даних – файлами, в яких зазначено наявність тих чи інших відеофрагментів у вузлах мережі, які можуть знадобитися в поточний період часу. У підсумку виходить повнозв'язна структура моделі (рис.2.17).

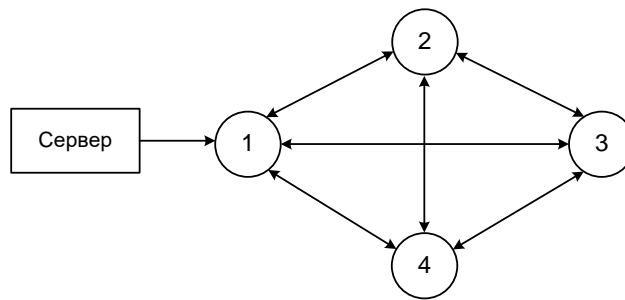


Рисунок 2.17 – Повнозв’язна топологія пірингової мережі

Розглянемо моделі функціонування пірингових мереж.

### 2.4.2 Функціональні моделі пірингових мереж

Розглянемо мережу вузлів, з’єднаних каналами зв’язку з різними пропускними здатностями. У кожен момент часу з’являються пари вузлів, між якими необхідно передати потік певного обсягу протягом кінцевого проміжку часу. Після закінчення часу заявка знімається і звільняється ресурс мережі.

Кожен вузол як сервер здатний обробляти запити, що надходять від інших вузлів, відсилати відповідні файли за отриманими запитами, а, крім того, виконувати деякі допоміжні й адміністративні функції. Пірингові мережі або P2P-мережі (peer to peer) порівняно з традиційними системами клієнт-сервер мають значно більшу масштабованість, а через відсутність критичних точок відмов надають послуги з більшою стабільністю. В останні роки запуснений в експлуатацію ряд великомасштабних P2P-систем передачі потокового відео. Наприклад, Cool Streaming, PPLive, PPStream, UUSee, SopCast. Всі ці системи використовують загальний принцип передачі інформації, який отримав назву «модель ізольованого каналу» (ISO, isolated channel model). При цьому користувачі, що використовують один і той самий канал, можуть отримувати пакети відеоданих як від джерела трансляції сервера, так і від інших користувачів цієї групи. Пірингова P2P мережа є динамічною системою, що розвивається в часі, динаміка якої визначається швидкістю завантаження даних

з мережі, а також швидкістю, з якою користувач може відправляти дані в мережу, яка визначається як швидкість віддачі. Очевидно, для відеосервера визначається тільки швидкість віддачі. Стан мережі змінюється в часі при відкритті або закритті користувачем відеододатків, при включенні й виключенні персонального комп'ютера, що змінює кількість користувачів цієї мережі. Змінюється стан каналів, які одночасно переглядають користувачі. При цьому швидкість зміни стану каналів перевищує швидкість відкривання, закривання відеододатків. Тому припустимо розглядати модель P2P-мережі, в якій кількість користувачів залишається постійним, а змінюється тільки кількість користувачів, пов'язаних одним каналом [79].

### 2.4.3 Математичні моделі масового обслуговування

Процес перемикання каналів користувачем мережі P2P телебачення можна розглядати як процес блукання деякої заявки між вузлами мережі, де вузлами є канали. Так, процес пошуку потрібного  $j$  – каналу відповідним користувачем за  $(q + g)$  – кроків, починаючи з  $i$  - го каналу, проходячи  $k$  – каналів можна визначити ймовірністю

$$p_{ij}^{(q+g)} = \sum_{k=1}^k p_{ik}^{(g)} p_{kj}^{(q)}, \quad (2.40)$$

де  $g$  – значення кроку, на якому виявлений  $j$  – канал. Рівняння (2.40) є окремим випадком рівняння Колмогорова-Чепмена [80].

Розглянемо модель P2P TV-мережі з позиції теорії масового обслуговування. Безліч користувачів, які переглядають  $m$  - перший канал подамо у вигляді безлічі  $s_m$ . Час доставки чергового фрагмента для відтворення можна апроксимувати експоненціальним законом з параметром  $\beta = \mu^{-1}$ . Залежно від того, яка обрана структура оверлею, структурована чи

неструктурована, топологія системи зазначений час може помітно змінюватися. Крім того, важливе значення має те, на які ділянки ділиться медіаконтент: фрагменти або смуги. Залишаючи питання вибору структури мережі для окремого дослідження, зосередимо увагу на побудові моделі обслуговування черги, що організується в буферній частині піра.

Вважатимемо закон доставки фрагментів, споживаних сукупністю пірів, – пуассонівським з інтенсивністю  $\lambda$ . Вважаємо, що кожен користувач має буфер, що здатен містити  $k+1$  фрагмент, де  $k$  – місце в буфері, призначене для фрагментів, отриманих на попередніх етапах, а  $0$  – місце, призначене для отримання чергової нової порції даних. Після того, як сервер випадково обрав пір для початкового завантаження, він знаходить в мережі інший пір і намагається завантажити від нього відсутню порцію даних до заповнення буфера. З буферів фрагменти надходять на обслуговування в порядку їх надходження, забезпечуючи тим самим безперервність перегляду, що є складовою вимогою критерію якості відтворення на рівні користувача (QoE, Quality of Experience) [65,81].

Отримаємо стаціонарні ймовірності  $\{\pi_j\}$  як ймовірність того, що в системі перебуває  $j$  користувачів, які переглядають  $m$ -й канал. Система переходить зі стану  $j$  в стан  $j+1$  під час підключення або відключення чергового піру. Припущення пуассоновості дозволяє вважати, що  $\lambda_i = \lambda$ .

Основне призначення пірингової P2P TV-мережі є надання послуг  $N$  користувачами для перегляду  $M$  каналів передачі мультимедійного трафіку. Стан мережі  $X(t)$  можна подати різними математичними моделями, серед яких стан завантаження буферів кожного з  $n$  користувачів (пірів) переглядають  $m$ -й канал. Момент переходу за один крок зі стану буфера  $i$  в стан  $j$  можна характеризувати ймовірносно [65]:

$$p_-(i, j)(t) = p(x_-(n+1)(t) = j | x_n(t) = i), \quad n = 1, 2, \dots, N. \quad (2.41)$$

Для марківських станів ймовірність переходу (2.41) за час  $t$  визначається величиною:

$$p_{ij}(t) = \exp\{-\lambda_i t\},$$

де  $\lambda_i$  – інтенсивність переходу в  $i$ -й стан.

Для довільного моменту часу  $\tau$  на інтервалі від 0 до  $t$  перехідна ймовірність:

$$P_{i,j}(t) = \delta_{i,j} e^{-\lambda_i t} + \int_0^t \sum_k P_{i,k}(\tau) \lambda_k P_{k,j} e^{-\lambda_j(t-\tau)} d\tau, \quad (2.42)$$

де  $\delta_{i,j} = \begin{cases} 1 \text{ при } i = j, \\ 0 \text{ при } i \neq j. \end{cases}$

Після диференціювання (2.42) за  $t$  і впорядкованістю доданків отримуємо:

$$\frac{dP_{i,j}(t)}{dt} = \sum_k P_{i,k}(\tau) \lambda_k P_{k,j} - \lambda_j P_{i,j}(t), \quad t \geq 0. \quad (2.43)$$

за початкових умов

$$P_{ij}(0) = 1, \quad P_{ij}(0) = 0, \quad i \neq j.$$

Отримаємо вирази для стаціонарних ймовірностей з рівняння (2.43), в припущенні усталеного режиму, коли  $\frac{dP_{i,j}(t)}{dt} \rightarrow 0$ . З (2.35) отримуємо рівняння алгебри:

$$\lambda_i \pi_j = \sum_k \lambda_k \pi_k P_{k,j}, \quad j = 0, 1, 2, \dots \quad (2.44)$$

де  $p_{i,j}(t) = \pi_j$ ;  $\pi > 0$ , для всіх  $i$ ,  $\sum_i \pi_i = 1$ .

Рівняння (2.44) має фізичний зміст балансу системи в стані  $j$ , який полягає в тому, що за одиницю часу кількість пірів, які покидають систему, дорівнює кількості пірів, які знову входять і які переглядають даний канал.

Стационарні ймовірності  $P_j$  отримаємо з (2.44) у вигляді

$$\pi_j = \frac{P_j}{\lambda_i \sum_k \frac{P_k}{\lambda_k}}, \quad j = 0, 1, 2, \dots \quad (2.45)$$

Вони інтерпретуються наступним чином. З великою кількістю  $N$  стан системи виявиться в стані  $j$  приблизно  $NP_j$  раз. При кожному переході в  $j$  стан залишається там у середньому  $\lambda_j^{-1}$  час. Імовірність стану  $j$ , як частка часу перебування в цьому стані, пропорційна  $\frac{P_j}{\lambda_j}$ . Коефіцієнт пропорційності знаходиться з умов нормування ймовірностей і дорівнює  $\sum \frac{P_j}{\lambda_j}$ .

Однак модель масового обслуговування не відображає поточний стан мережі, а дає уявлення про середні значення ймовірностей цих станів. Так, ймовірність стану  $i$ -того каналу може бути визначена, як:

$$P_i = \frac{x_i}{\sum_{j=1}^m x_j}. \quad (2.46)$$

Для дослідження ймовірнісно-часових характеристик Р2Р мереж доцільно використовувати моделі, що відображають динаміку зміни елементів даної мережі.

#### 2.4.4 Динамічні моделі стану пірингових мереж

Динаміку станів аналізованої мережі можна розглядати як побудову розкладу, що забезпечує упорядковане подання фрагментів TV-контенту [78,82–85].

Динаміка станів модельованої мережі досить різноманітна і може бути подана на декількох рівнях. На верхньому рівні слід розглядати процес зміни завантаження  $m$ -го каналу  $n$  – користувачами. Середнім рівнем може вважатися стан  $n$ -го користувача, що послідовно переглядає безліч програм  $M$ . Нарешті нижній рівень моделювання мережі слід визначити щодо динаміки надходження фрагментів на буфер терміналу.

Математична модель стану пірингової мережі може бути побудована по відношенню  $n$ -го користувача, що використовує  $m$ -канал або ж з використанням стану  $m$ -го каналу, кількісно враховує відповідне навантаження. Розглянемо на початку особливість побудови математичної моделі користувачем пірингової мережі, який переглядає  $m$ -й канал. Основним завданням у мережах P2P TV є забезпечення якісних характеристик відтворення на рівні конкретного користувача (QoE - Quality of Experience), включаючи безперервність перегляду і мінімум часу для скачування потрібного файлу [65,81].

Розглянемо формалізацію моделі поведінки  $n$ -го користувача з позиції знаходження оптимальності розкладів його функціонування. На одному приладі (терміналі піру) необхідно обслужити  $l$  - вимог (фрагментів відеоконтенту). У кожен момент часу на термінал надходить не більше одного фрагмента, і за бажанням користувача в будь-який момент процес обслуговування може бути перерваний для переходу на інший канал перегляду. Для кожного  $j$ -го фрагмента, що належить безлічі  $L = \{1,2,\dots,l\}$ , задано параметри:

- момент надходження  $t_j \geq 0$ ;
- тривалість обслуговування  $\tau_i = \tau > 0$ ;



– ваговий коефіцієнт  $w_j \geq 0$ , що визначає значущість  $j$ -го фрагмента.

Без втрати загальності можна вважати, що в результаті фрагментації всі фрагменти однакові за обсягом. Завдання в тому, щоб визначити порядок, в якому фрагменти, отримувані від різних пірів, обслуговувалися в потрібному порядку за мінімальний час. Знаходитимемо необхідний порядок у вигляді розкладу  $r$ , що визначають як кусково-постійну безперервну функцію  $r: R \rightarrow \{0,1,2,\dots,l\}$ . Очевидно, якщо черговий  $j$  – фрагмент обслуговується, то функція  $r(t)$  дорівнює  $j \in L$ , в разі простою  $r(t)=0$ . В силу фрагментації завдання набуває цілочисельний характер, таким чином на часовій шкалі розглядатимемо точки  $t$ , що визначають положення того чи іншого фрагмента.

Для конкретного файла, викачуваного піром, функція  $r(t)$  має початок і кінець. Момент початку обслуговування  $r_j$  визначається як найменше цілочисельне значення  $t$ , таке, що  $r(t+1)=j$ . Момент закінчення обслуговування  $C_j$  визначається як найбільше цілочисельне значення  $t$ , таке що  $r(t)=j$ .

Виберемо критерій оптимальності розкладу  $r$ .

Нехай  $T(r)$  становить значення сумарного зваженого моменту закінчення:

$$T(r) = \sum_{j=1}^l w_j C_j \rightarrow \min . \quad (2.47)$$

Значення вагових коефіцієнтів  $w_j$  не можуть бути однакові, оскільки важливість наступних фрагментів для мінімізації (2.47) зростає. Це дозволяє припустити, що  $w_1 \geq w_2 \geq \dots \geq w_l$ .

Необхідно знайти такий розклад  $\hat{r}$ , за якого досягається мінімальне значення функції (2.39). За відсутності переривань для вирішення даного завдання відомий [84] номінальний алгоритм з трудомісткістю  $O(n^7)$  операцій.

Розглянемо іншу математичну модель динамічного стану пірингової мережі, де розглядається стан безлічі каналів.

Потрібне динамічне подання у вигляді стану  $x$  на  $k$ -му кроці, або ж в безперервному випадку це стан може бути завантаженням  $m$ -го каналу або його популярністю. Швидкість зміни завантаження визначає похідна  $\frac{dx_m(t)}{dt}$ .

Для даної дискретної мережі

$$x_m(k+1) = p(k+1, k)x_m(k), \quad (2.48)$$

де  $p(k+1, k)$  – перехідна ймовірність.

Стан завантаження  $m$ -го каналу мережі на  $k$ -му кроці може бути подано вектором:

$$\overline{X}_m^T = (X_m^{(1)}, X_m^{(2)}, \dots, X_m^{(n)}). \quad (2.49)$$

Різницеве рівняння, що відображає швидкість зміни стану  $m$ -го каналу на  $k+1$ -му кроці, можна подати у вигляді:

$$X_m(k+1) = F(k+1, k)x(k) + G(k)\xi(k), \quad (2.50)$$

де  $F(k+1, k)$  – перехідна ймовірність між станами на  $k$ -му і  $(k+1)$ -му кроці;

$G(k)$  – масштабований множник, що визначає інтенсивність зміни стану;

$\xi(k)$  – породжуючий гауссів білий шум, який є джерелом випадкових змін станів.

Подана рекурсивна модель (2.50) випадкового стану  $X(t)$  є досить універсальною, що дозволяє за допомогою вектора множника  $F(k+1, k)$  моделювати швидкість зміни (інтервал кореляції) процесу  $x(t)$ , а за допомогою  $G(k)$  – його рівень.

Відповідно до методу змінних стану, на підставі рівняння (2.42), можуть бути побудовані процедури у вигляді фільтра Калмана-Б'юсі або алгоритмів

стохастичної апроксимації [65,81], що дозволяє далі на підставі цих оцінок побудувати управління станом каналів, тобто провести оцінку завантаження мережі і перерозподіл її ресурсів.

В Додатку А наведено функціональну модель управління у мережах пірингового зв'язку та процедуру оптимальної фрагментація TV-контенту в Р2Р-мережах за допомогою процедури динамічного програмування з урахуванням динаміки у піринговій мережі [85–90].

## **Висновки до розділу**

1. На сьогодні, незважаючи на інтенсивний розвиток інфокомунікаційних мереж, потреба в обсягах інформації очікує продовження. Особливо великий розрив відрізняється в мережах мобільного зв'язку. Тому розвиток технологій СМЗ здійснюється досить швидкими темпами, з довгостроковим прогнозуванням.

2. Проведено аналіз методів багаточастотних сигналів на основі банків фільтрів. На підставі проведеного аналізу та порівняльної характеристики зроблено висновок про високу спектральну ефективність систем SMT і СМТ, що становить більше 99%. Безсумнівною перевагою даних технологій при цьому також є високий рівень енергетичної ефективності, який наближений до 100%. Разом із тим, класична технологія OFDM володіє на порядок низьким значенням обчислювальних витрат і в 5 разів меншим рівнем затримки порівняно з технологіями SMT та СМТ. Таким чином, цифрова обробка сигналів у цілому залежить від розвитку технологій обчислювальної бази і сигнальних процесорів, що безсумнівно визначатиме подальше впровадження технологій SMT та СМТ в нові стандарти безпроводового зв'язку.

3. Аналіз різних методів підвищення продуктивності СМЗ доводить, що ще не вичерпані ресурси існуючих технологій. Найбільш освоєними є частотно-часові ресурси, і їхнє подальше освоєння дозволяє отримати значний позитивний ефект. До перспективних належать сигнальні методи SMT і СМТ,

які порівняно з OFDM дозволяють забезпечити підвищення продуктивності системи на 10–15%.

4. Іншим перспективним рішенням боротьби з багатопроменевістю в лініях СМЗ є еквалайзинг, що дозволяє поліпшити умови прийому і отримати вигоду, еквівалентний збільшенню відношення сигнал/шум,  $h^2 \geq 5-7$  дБ. Розглянуто спільну схему ітеративної еквалізації і оцінки багатопроменевого каналу. На відміну від традиційних схем еквалізації у часовій області із зворотним зв'язком за рішеннями, які застосовуються в системах з модуляцією на одній несівній, схема з еквалізацією в частотній області має меншу складність завдяки поблочній обробці даних і застосування ШПФ. Запропонована схема оцінки параметрів каналу, незначно поступається схемі з ідеально відомими параметрами (менше 1 дБ). Однак схема еквалізації в частотній області має обмеження на максимальну швидкість зміни каналу (частоту доплерівського зсуву), яку може відстежувати схема адаптивної оцінки каналу. Таким чином, дана схема еквалізації і оцінки каналу підходить для помірно мінливих каналів з відносно високим ВСЗШ. Використання еквалізації під час прийому OFDM сигналів мобільною станцією з урахуванням вигоду ВСЗШ на 5–7 дБ призводить до ефективного збільшення пропускної здатності каналів зв'язку на величину 15–20%.

5. У роботі поряд із централізованими методами доступу, що реалізуються на базі центрального процесора, розглянуто метод децентралізованого доступу з використанням технології P2P, коли відповідно до надходження заявки від АС мережею виділяється необхідний ресурс незалежно від інших заявок, що дає можливість істотно підвищити продуктивність і надійність доступу. Запропоновано математичну модель управління потоком фрагментів у піринговій мережі P2P-TV при передачі відеоконтенту з використанням критерію мінімуму сумарної втрати часу на обслуговування  $N$ -фрагментів інформаційної послідовності. Отримане розв'язання призводить до процедури динамічного програмування.

6. Перевагами використання пірингової технології є: можливість істотно знизити навантаження на мережу, зберегти якість переданого контенту, організувати прямі трансляції з мінімальними затримками та ін. Розглянуто особливості побудови математичних моделей пірингових мереж стосовно до структурних та функціональних її характеристик. Типовими структурними моделями пірингових мереж є накладені оверлейні мережі, побудовані за деревоподібним або сітчастим типом. Функціональні моделі відображають стан пірингових мереж, для чого можна використовувати усереднені ймовірнісні характеристики, які відображаються в моделях масового обслуговування. Однак адекватною моделлю, що відображає динаміку цих мереж, є рекурсивні уявлення в просторі станів. Функціональні математичні моделі можуть бути побудовані з позиції макропредставлення мережі, які відображають стан  $n$  – користувачів, що переглядають  $m$  – каналів. Мікропідхід ґрунтується на розгляді оптимізації задачі завантаження буфера фрагментами контенту. При проміжному підході слід розглядати модель активності використання відповідного каналу.

7. Отримано два види функціональних моделей пірингових мереж. Перша модель на основі теорії масового обслуговування відображає стан  $n$ -го користувача  $m$ -го каналу. Таку модель можна розглядати як модель апріорного стану, яка може бути використана в ході планування мережі. Друга диференціальна модель відображає динамічні властивості пірингової мережі й може розглядатися як модель апостеріорних станів. Ця модель може бути використана для відображення і організації контролю завантаження і перерозподілу ресурсів мережі

## **3 ВИКОРИСТАННЯ ПРОСТОРОВИХ МЕТОДІВ ДЛЯ ЗБІЛЬШЕННЯ ПРОДУКТИВНОСТІ СИСТЕМ МОБІЛЬНОГО ЗВ'ЯЗКУ**

Просторові параметри мають важливу роль в ході створення інфраструктури і в процесі функціонування систем мобільного зв'язку. З їхньою допомогою вирішується задача розташування мережних елементів (приймачів, передавачів, антен) в просторі і на поверхні землі, забезпечується поляризаційне узгодження, спрямованість випромінювання електромагнітної хвилі (EMX) у потрібному стереокуті, забезпечується електромагнітна сумісність, завадозахищеність у багатопроменевих каналах, що завмирають, та ін. У перерахованих задачах просторові параметри використовуються в пасивному варіанті. Вони закріплюються за відповідними об'єктами і не змінюються тривалий період. Відомо, що перехід від використання закріплених ресурсів до надання їх на вимогу, у міру зміни ситуації, зазвичай пов'язано зі значним збільшенням продуктивності тієї чи іншої системи.

Розглянемо особливості використання просторових параметрів і оцінімо позитивний ефект, який представлений їх раціональним застосуванням.

До робіт, опублікованих автором за даною тематикою, належать [91–98].

### **3.1 Методи підвищення продуктивності мобільних мереж шляхом розвитку мережної інфраструктури**

#### **3.1.1 Аналіз ефективності використання фемтостільників**

Важливим способом збільшення пропускної здатності мереж є розвиток мережної просторової інфраструктури. Однак зазначені тенденції вимагають принципово нових підходів для економічно ефективного розвитку цієї інфраструктури.

Одним із ключових напрямків у цій області є використання фемтостільників, а також традиційних мікро- і макромереж. Точки доступу фемтостільникового мобільного зв'язку (FAP) є невеликими, недорогими і малопотужними і можуть бути встановлені або кінцевим користувачем, або постачальником послуг і, як правило, займають дозволений спектр і підтримують IP-з'єднання.

В останні роки промисловість стала активно випускати точки доступу фемтостільникової мережі (FAPs), оскільки вони володіють малим радіусом дії і в складі макромережі базових станцій зі стандартними радіусами мобільного зв'язку стає можливим збільшення пропускної здатності для користувача макромережі (рис.3.1).

Ідеологія використання технології фемтостільників були розроблені комітетами з стандартизації на популярних форумах 3GPP, 3GPP2, WiMAX і є висококласним технологічним рішенням у задачах підвищення пропускної здатності систем безпроводового зв'язку різних стандартів. Основні переваги даних технологій проявляються у тому, що:

- 1) оптимальне радіопокриття всередині будівель і приміщень;
- 2) енергозберігаючі властивості акумуляторних батарей абонентських станцій (MS) в умовах малих радіусів зон радіопокриття;
- 3) розширення спектра додаткових видів послуг, інформаційних послуг, у зв'язку з розташуванням FAPs у безпосередній близькості від абонентських станцій домовласників (розумний будинок та ін.);
- 4) можливість подальшого розвитку інфраструктури мережі на основі принципів самоорганізації багатоканальних багатоінтерфейсних систем (гетерогонні, adhoc, MANET, mesh-мережі).

Ключовим питанням даного десятиліття є оптимізація пропускної здатності каналу в безпроводових мережах четвертого покоління (LTE, WiMAX). Актуальною стає задача розробки методики розрахунку та планування фемтостільникового зв'язку. На сьогодні вже відомий ряд методів, заснованих на передових багатоантенних технологіях MIMO, використанні

адаптивних антенних систем, фазованих антенних решітках, смарт-антен поряд із застосуванням методів частотно-територіального планування (від макро- до піко- і фемтостільників), які дають можливість забезпечити кращі показники за якістю обслуговування користувачів.

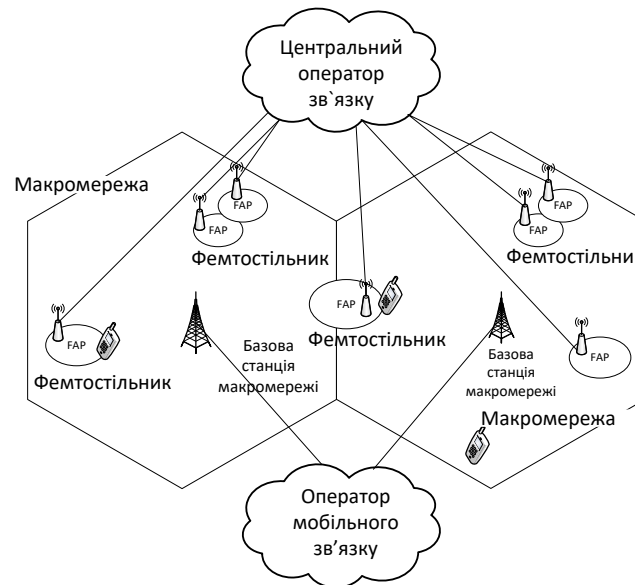


Рисунок 3.1 – Ієрархія фемто- і макростільників

У рамках вирішення проблеми побудови методики планування мережі з використанням фемтостільників, на сьогодні не існує загальної моделі для прогнозування поширення сигналу, особливо в ході реалізації фемтостільників у приміщеннях будівель. Особливу роль у даному випадку відіграє середовище поширення сигналу і всілякі перепони на шляху його поширення: меблі, люди під час руху, стіни і перекриття будівлі різної товщини, вікна та інші предмети.

Сигнально-завадова обстановка в мережах мобільного зв'язку оцінюється в умовах електромагнітних впливів як внутрішньосистемного, так і міжсистемного характеру, і ключовим питанням є оцінка якості обслуговування абонента, пропускної здатності і швидкості передачі даних у каналі. На дані показники певною мірою впливають фактори, пов'язані з розташуванням абонента в зоні радіопокриття антени макромережі із забезпеченням необхідного ВСЗШ для розглянутого стандарту мобільного зв'язку. Однак,



коли мобільні користувачі наближаються до меж осередку роботи базової станції, або знаходяться всередині будівель, значення ВСЗШ може зменшитися до рівня -3 дБ. Це означає, що обладнання користувачів не отримує необхідний рівень потужності корисного сигналу у зв'язку з загасанням електромагнітної енергії або піддаються істотному впливу взаємних завад, що позначається на зменшенні швидкості прийому/передачі даних. Включення точок доступу FAP, завади між фемтостільниками і (або) піко-, фемтостільниками і їхньою взаємодією з базовими станціями макромережі залишається ключовою проблемою оцінки пропускної здатності і спектральної ефективності каналу зв'язку, яка потребує вирішення [99–101].

Розглядатимемо макромережі, що складаються з  $\tilde{M}$  – станцій макроелементи мережі (mMS) і взаємодіючих з базовою станцією макромережі (mBS).

У разі рівної пропускної здатності для кожної з mMS смуга визначається як  $\Delta F_{m,i} = \Delta F_{mac} / \tilde{M}$ . Пропускна здатність каналу mMS в разі відсутності фемтостільника, можна подати у вигляді

$$C_{m,i}^{(nf)} = \frac{\Delta F_{mac}}{\tilde{M}} \log_2 \left( 1 + \frac{\tilde{M} P_{m,i}}{\Delta F_{mac} N_0} \right), \quad (3.1)$$

де  $P_{m,i}$  – потужність на прийомі для  $i$ -й mMS;

$N_0$  – рівень теплового шуму;

$\Delta F_{mac}$  – позначає доступну смугу спектра для макроелемента мережі.

В ході побудови фемтостільників, як правило, розглядають три різних режими їхнього розгортання, що істотно впливає на пропускну здатність каналу користувачів як макроелементів, так і самих фемтостільників:

1. Розподіл виділеного спектра (DSA) – фемтостільника (FAP) використовують виділений діапазон, який не використовується в макромережі. В цілому, такий режим в основному усуває потенціальні внутрішньосистемні

завади від решти макромережі, однак частотні ресурси при цьому використовуються неефективно.

2. Розподіл загального спектра (SSA) – FAP використовує ті самі частоти, що і макромережа.

3. Відкрита група користувачів (OSG) – всі MSs мають доступ до обслуговування FAP. Для мереж фемтостільників відкритого доступу можливо приєднання будь-якого з mMS. З іншого боку, конкретний mMS, який приєднується, обмежується певною групою. Таким чином, конкретна мережа фемтостільників може отримати суттєві завади від приєднання mMS, що знаходиться в суміщеному каналі, оскільки допуск до мережі по основному каналу доступу йому не буде надано.

4. Закрита абонентська група (CSG) – FAP доступний лише для локальної групи користувачів, що знаходяться всередині приміщення, відповідно до встановленого списку доступу.

5. Проаналізуємо дані режими.

6. У режимі виділеного каналу пропускна здатність для станцій макромережі визначається так:

$$C_{m,i}^{(nf)} = \frac{\Delta F_{mac} - \Delta \tilde{F}_{fem}}{M} \log_2 \left( 1 + \frac{MP_{m,i}}{(\Delta F_{mac} - \Delta \tilde{F}_{fem}) N_0} \right), \quad (3.2)$$

де  $\Delta \tilde{F}_{fem}$  – смуга пропускання фемтостільників;

$i$  – індекс mMS;

$M < \tilde{M}$  – кількість мобільних станцій зв'язку, об'єднаних з макростільником.

Кількість користувачів  $(\tilde{M} - M)$  не використовують частотний ресурс макромережі. Очевидно, що пропускна здатність макроелементів може бути збільшена при зменшенні виділяючого частотного ресурсу для фемтостільників  $\Delta \tilde{F}_{fem}$  (рис.3.2).

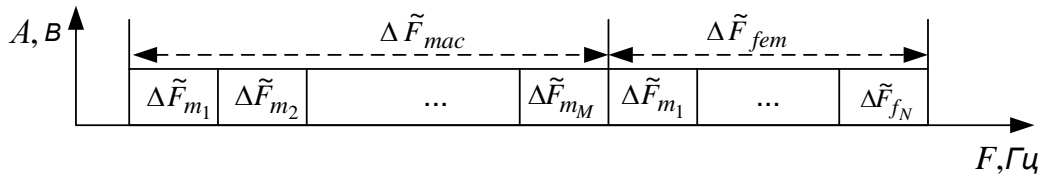


Рисунок 3.2 – Режим виділеного спектра DSA

Пропускна здатність мобільної станції фемтостільника (fMS) з виділеним каналом

$$C_{m,i}^{(nf)} = \frac{\Delta\tilde{F}_{fem}}{N} \log_2 \left( 1 + \frac{NP_{m,i}}{\Delta\tilde{F}_{fem}N_0} \right), \quad (3.3)$$

де  $N$  – кількість користувачів фемтостільників;

$P_{f,i}$  – потужність сигналу від БС фемтостільників (fMS);

Смуга пропускання для кожного користувача фемтостільника може бути

такою ж, як і для користувачів макромережі  $\Delta\tilde{F}_{fi} = \frac{\Delta\tilde{F}_{fem}}{N}$ .

Режим використання, розподіл загального спектра (SSA) дає можливість більш ефективно використовувати наявний спектр, оскільки абоненту не потрібно шукати доступні канали в осередку в різних діапазонах частот, однак у даному режимі можливе істотне збільшення взаємних завад між користувачами фемтостільників і макромережі (рис.3.3).

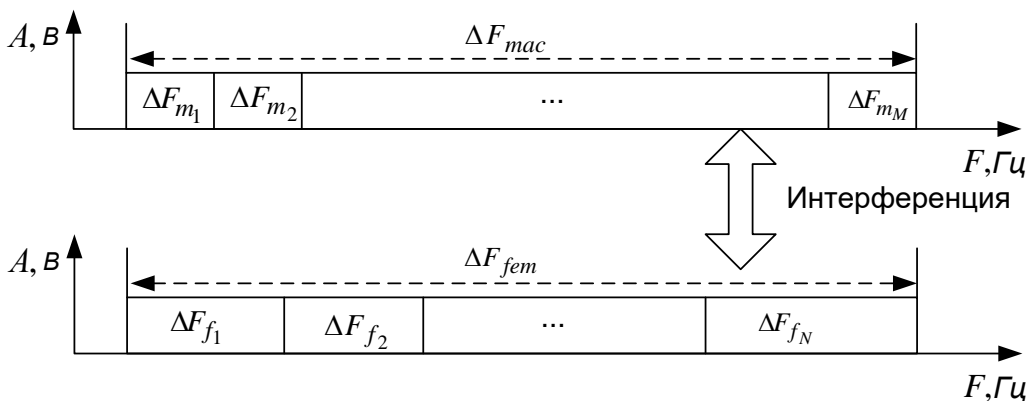


Рисунок 3.3 – Режим загального спектра SSA

### 3.1.2 Результати аналізу використання фемтостільників за різних сценаріїв

Далі досліджуємо вплив розміщення FAP у мережі. Для цього в моделювання були включені два відмінних підходи розгортання FAP (CSG – закрита група; OSG – відкрита група користувачів).

а) негативний сценарій (рис.3.4 а), де 75% центральних і 25% граничних користувачів визначені як фемтокористувачі;

б) позитивний сценарій (рис.3.4 б), де 20% центральних і 80% граничних користувачів – фемтокористувачі.

Аналіз динаміки стану мобільного зв'язку і досвід практичного використання фемтостільників показав ряд властивостей таких мереж:

1) незалежно від відсотка розгортання фемтостільників відбувається збільшення пропускної здатності;

2) у разі розташування меншої кількості користувачів абонентської ємності стільника у відносній близькості від БС (FAP) отримують від БС високу потужність сигналу, а більшу кількість користувачів, при віддаленні від центру стільника і, які можуть знаходитися на межах стільника, отримують меншу потужність у зв'язку з її ослабленням у каналі, що в цілому означає позитивний сценарій з точки зору підвищення пропускної здатності;

3) розташування більшого числа FAP у центральному радіусі БС, де потужність сигналу BS висока, викликає вкрай високі і небажані завади. На межах стільників, під час використання меншої кількості FAP, передбачається поліпшення сигналу FAP, проте цього не відбувається.

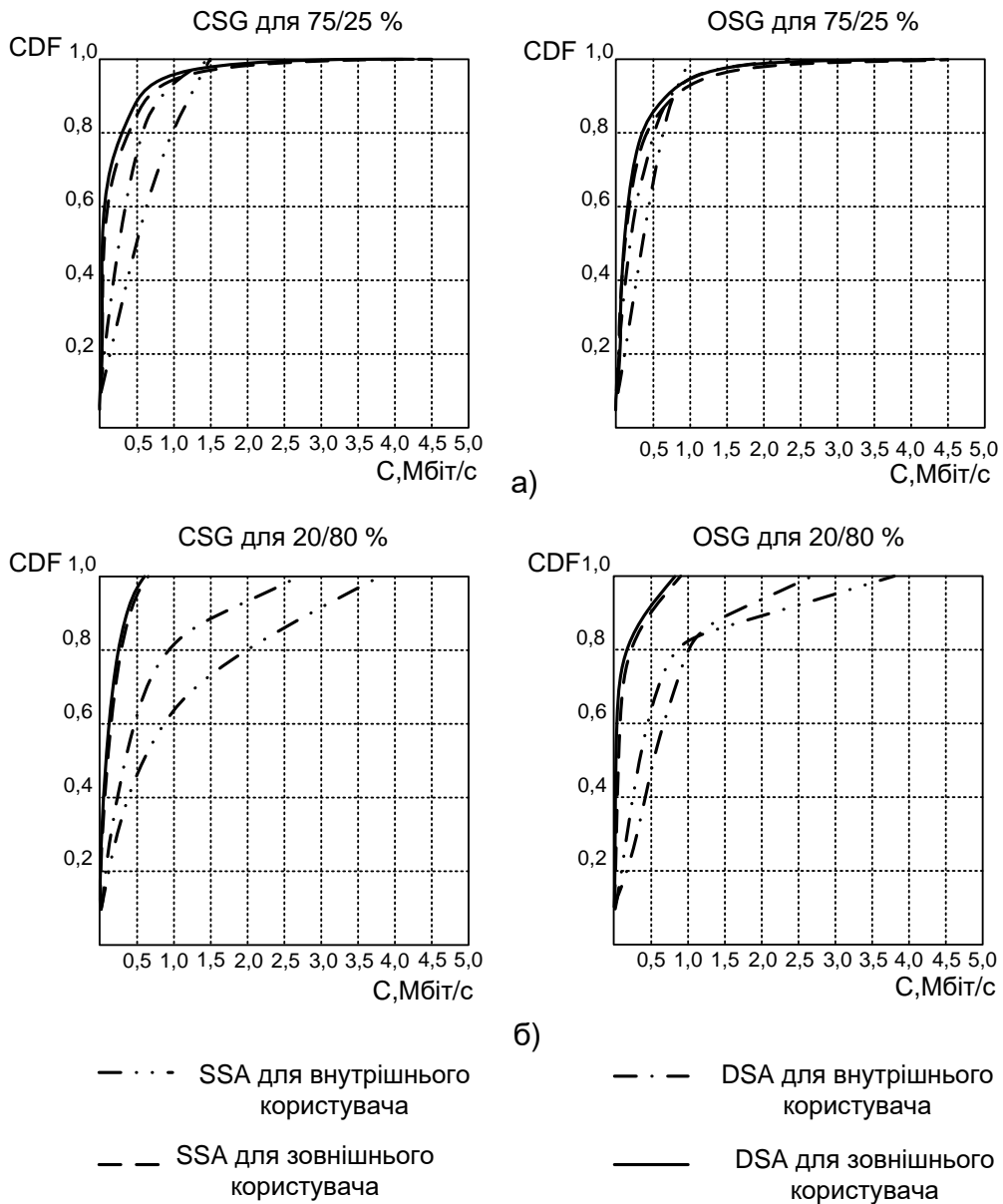
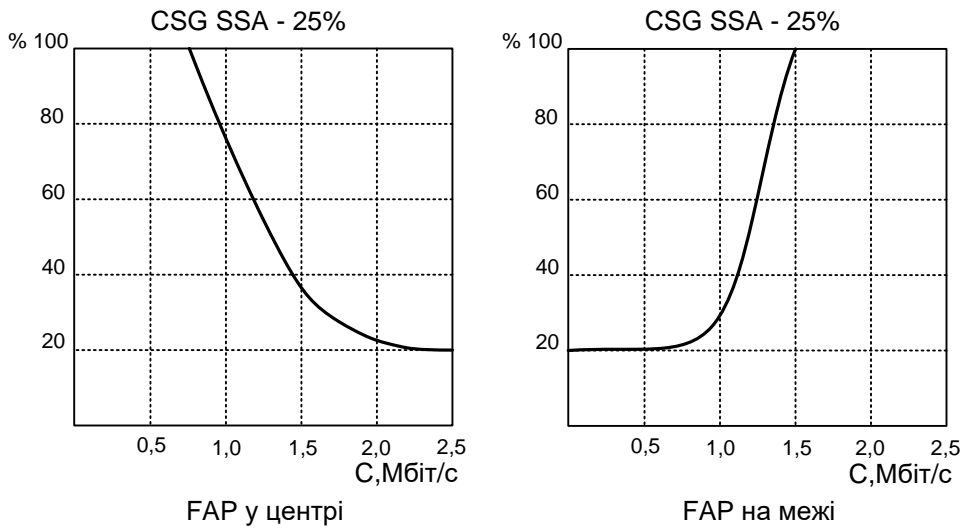


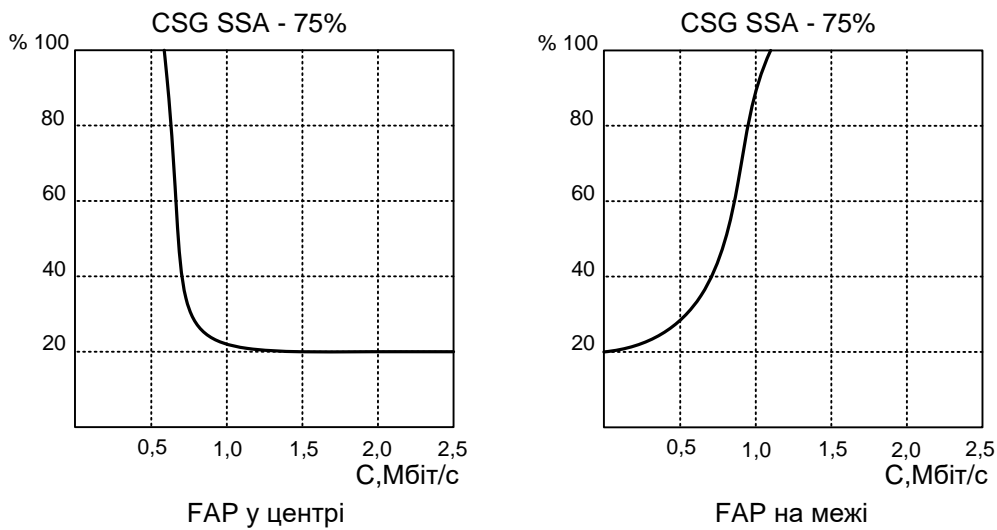
Рисунок 3.4 – Пропускна здатність при негативному (а) і позитивному (б) сценарії для чотирьох користувачів у приміщенні (зліва) і на вулиці (праворуч)

З рис.3.5 наведено залежності розміщення FAP у центрі.



а)

Рисунок 3.5 – Відсоток користувачів і пропускна здатність при 25% -м (а) і 75% -м (б) розгортанні для CSG SSA



б)

Рисунок 3.5 – (Продовження) Відсоток користувачів і пропускна здатність при 25% -м (а) і 75% -м (б) розгортанні для CSG SSA

З аналізу рис.3.5 видно, що збільшення відсотка користувачів у приміщенні в мікростільниках призводить у загальному випадку до зменшення пропускної здатності каналу (від 0,8–1,3 до 0,51 Мбіт/с) внаслідок загасання сигналу під час проникнення через стіну, яка сильно знижує його потужність.

Така ж ситуація спостерігається для OSG SSA (рис.3.6).

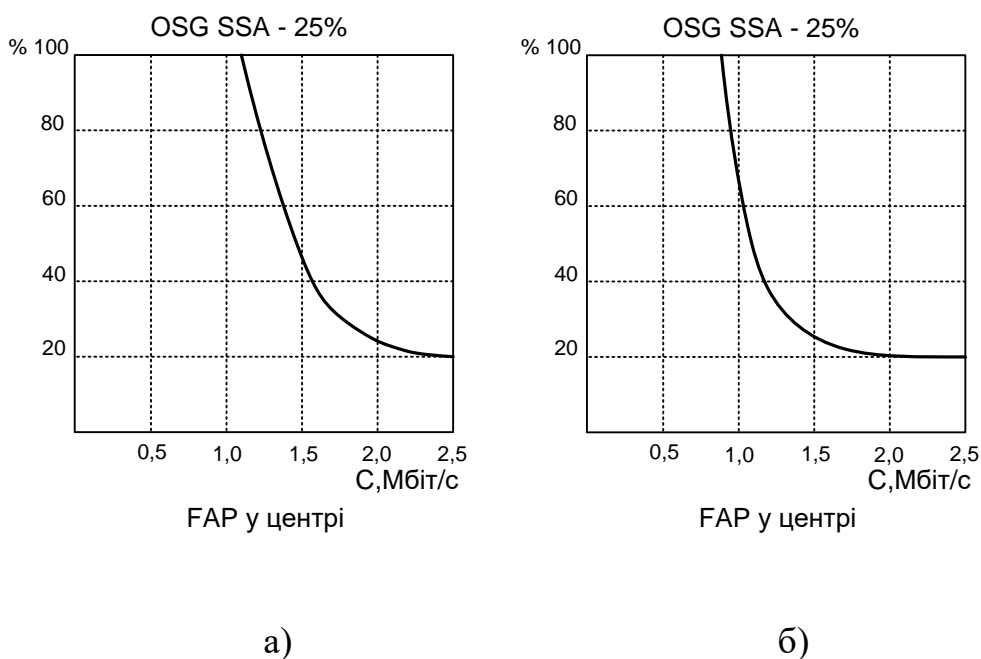


Рисунок 3.6 – Відсоток користувачів і пропускна здатність при OSG SSA

На рис.3.7, а і б наведено результати для CSG DSA, що показують ту ж ситуацію, що і для користувачів у центрі стільників. Різниця з'являється лише для користувачів на межі (рис.3.7, в) – тут тенденція менш помітна.

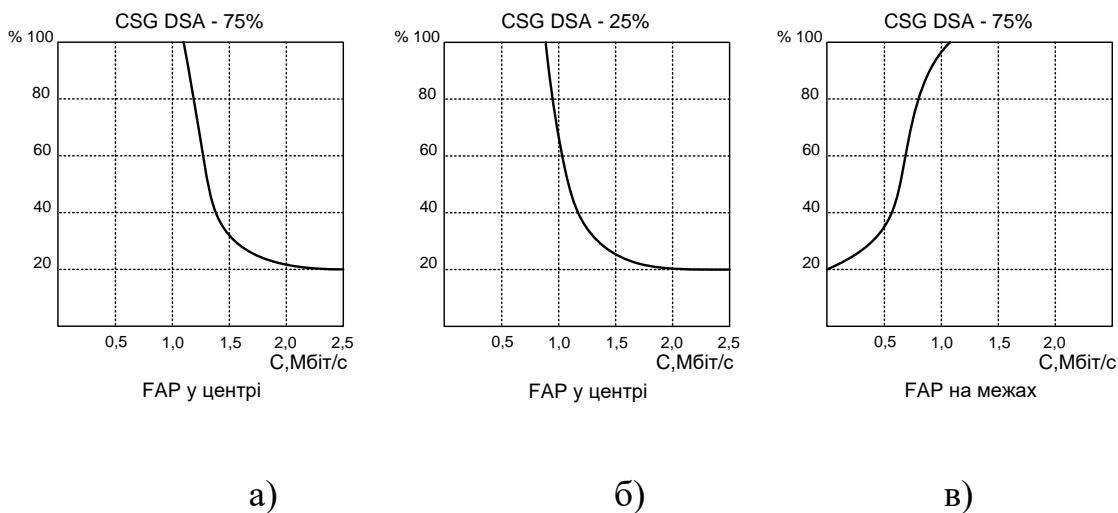


Рисунок 3.7 – Відсоток користувачів і пропускна здатність при CSG DSA для 75% (а) і 25% (б) користувачів у центрі і для 75% (в) на межі

При SSA для всіх користувачів діапазон однаковий, оскільки завади виникають від усіх передавачів у радіусі користувача, в той час як для DSA завади менше через виділений діапазон. Якщо детально проаналізувати формулу ємності, то видно, що на неї впливають кілька параметрів:  $I$  – інтерференція,  $B_w$  – пропускна здатність,  $d$  – відстань,  $RSSI$  – індикатор потужності отриманого сигналу. При SSA незалежно від того, чи є користувач фемто- або пікокористувачем, інтерференція, відстань і пропускна здатність залишаються колишніми. Це відбувається через те, що вони ділять один діапазон. У даному випадку змінюється лише параметр  $RSSI$  (індикатор потужності отриманого сигналу), коли фемто- або пікокористувач знаходиться на потрібному місці щодо антени BS. Зауважимо, що чим більше фемтокористувачів на межі, тим вища загальна потужність сигналу.

При DSA ситуація складніша. Коли відстань залишається колишньою, пропускна здатність і інтерференція змінюються за різних відсотків розгортання фемтостільників. Це відбувається через виділений діапазон. У ході зростання розгортання FAP інтерференція користувачів пікостільники падає, а для користувачів фемтостільників – зростає, і навпаки. Необхідно зазначити, що збільшення FAP зменшує пропускну здатність для користувачів фемтостільників і збільшує для користувачів пікостільників (рис.3.8).

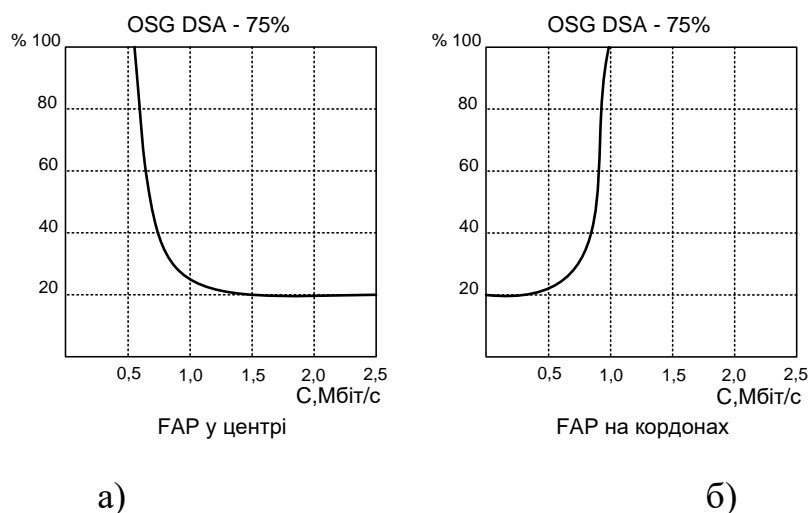


Рисунок 3.8 – Відсоток користувачів і пропускна здатність при OSG DSA: FAP в центрі (а) і на межі (б)



З розглянутих графіків видно, що включення FAP у центр мікростільників призведе до збільшення шумів і завад, а також до зниження потужності сигналу. Доцільне розгортання більшої кількості FAP на межах що призведе до помітного збільшення середньої пропускної здатності каналу для кожного користувача на 20%.

Для знаходження оптимальної конфігурації розгортання може бути використаний метод прямого перебору точок установки, що значно ускладнює вирішення.

Крім того, необхідно врахувати такі зауваження:

1. Підсилення загального ставлення С/І мережі не завжди призводить до збільшення пропускної здатності, особливо за умови оптимального (або достатнього) розміщення FAP.

2. Виявити тенденцію поведінки мережі залежно від процентного розгортання FAP. Менша кількість користувачів у центрі не має використовувати FAP, проте для користувачів на межах розгортання FAP раціонально.

### **3.1.3 Методика проєктування фемтостільників з використанням методів оптимізації упаковки**

Під час установки фемтостільників виникають різні ситуації, пов'язані з потребою поліпшення якості обслуговування споживачів. У попередньому підрозділі 3.1.1 були розглянуті випадки використання фемтостільників для полегшення доступу на межах зони обслуговування БС. Часто виникає необхідність установки відокремленої точки доступу важкодоступному місці, де електромагнітна хвиля (ЕМВ) доходить сильно ослабленою: в переході, за перепорою, в будинку та ін. Водночас досить типовими є ситуації, коли виникає потреба розташування групи точок доступу, наприклад, поблизу і всередині ділових центрів, об'єктів масового перебування народу, в багатоповерхових будинках та ін. Виникає необхідність лінійної установки,

установки на площині або в тривимірному просторі зазначених точок доступу фемтостільників. Таким чином, виникає задача розміщення в зоні обслуговування БС точок доступу фемтостільників як одиночних об'єктів, так і об'єктів, розташованих у лінію на площині або в структурі зони дії (ЗД) БС (рис.3.9).

Очевидно проєктування розміщення одиночної точки доступу (ТД) не викликає труднощів. Однак у ході проєктування установки двох і більше ТД – потрібно те чи інше обґрунтування. Як таке обґрунтування можуть бути: потреба максимально щільного покриття фемтостільників, мінімізації кількості фемтостільників, перерозподілу трафіку в різні періоди діяльності.

Таке завдання успішно вирішується за невеликої кількості фемтостільників 2–5 шляхом прямого перебору варіантів розміщення. Однак зі збільшенням їхньої кількості завдання розміщення стає *NP*-повним і пряме його вирішення є проблематичним.

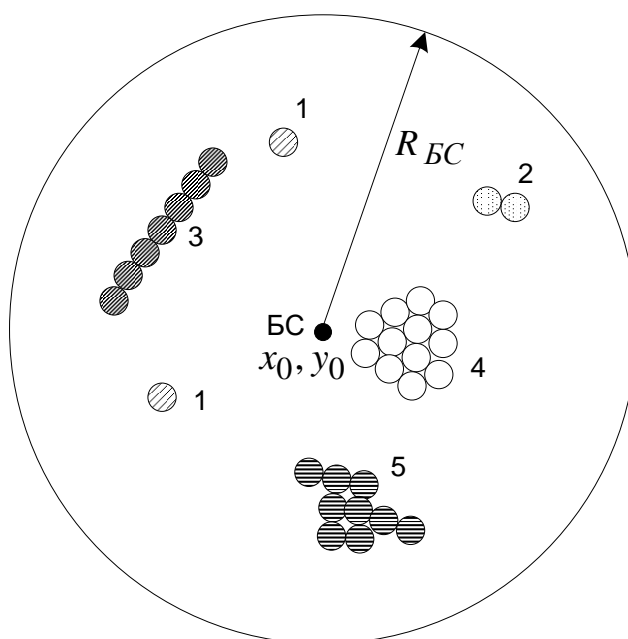


Рисунок 3.9 – Приклад розміщення фемтостільників у зоні обслуговування БС з координатами  $\{x_0, y_0\}$  і радіусом  $R_{БС}$ : 1– одиночне розташування; 2 – група з

двох фемтостільників; 3 – лінійне розташування фемтостільників; 4 – компактна група; 5 – складна структура

Координати кожної  $i$ -ї точки доступу фемтостільників  $\{x_i, y_i\}$  або в тривимірному просторі  $\{x_i, y_i, z_i\}$ . При радіусі зони обслуговування фемтостільників  $R_\phi$ , координати її на площині

$$(x_i - x_0)^2 + (y_i - y_0)^2 = R_{\phi i}^2, \quad (3.4)$$

у тривимірному просторі

$$(x_i - x_0)^2 + (y_i - y_0)^2 + (z_i - z_0)^2 = R_{\phi i}^2. \quad (3.5)$$

Зона обслуговування кожного фемтостільника залежить від навколишнього оточення, від наявності перевипромінювачів, завод, затемнень [102,103].

В ході планування зон обслуговування, їхню структуру подають у вигляді кіл або шестигранних стільників. У нашому випадку (3.4), (3.5) зона подається колом або кулею. З огляду на великий розкид розрахункових рівнів поля електромагнітної хвилі (ЕМХ) всередині зони – форма апроксимуючої фігури може бути будь-якою аксіально симетричною: рівнобедрений багатокутник, квадрат, куб, куля та ін. У ході планування фемтостільників усередині будівлі більш адекватною є геометрична фігура у вигляді куба – контур або обсяг приміщення, в якому розміщується група фемтостільників.

Контур або обсяг, в якому розміщується група фемтостільник, можуть мати різну досить складну конфігурацію, що ускладнює вирішення задачі покриття.

Якщо уявити даний обсяг або площину у вигляді контейнера, то виникає задача упаковки об'єктами (фемтостільниками) аксіально симетричними фігурами даного контейнера.

Є велика кількість наближених методів упаковки контейнерів об'єктами різної конфігурації:

- генетичні алгоритми оптимізації упаковки прямокутних об'єктів [90–105];
- послідовно - одиночного розміщення кіл різних радіусів [106–108];
- методи упаковки циліндрів на основі  $\phi$ -функцій Стояна [109];
- геометричні комбінаторики [110];
- генетичний метод [111];

З огляду на феноменологічний характер запропонованих методів, зіставлення їх за ефективністю уявляється обмеженим. Можна організувати їхнє попарне порівняння за критеріями обчислювальної складності для одних і тих самих умов, за критеріями повноти покриття та ін. Проте значний рівень невизначеності щодо розподілу поля ЕМХ навряд чи дозволить отримати достовірні результати.

Тому вибір того чи іншого методу визначається контекстом розв'язуваної задачі. Ми вибираємо метод одиночного приєднання об'єкта на основі логічного вибору [106–108].

У цьому випадку точка об'єкта, найбільш віддалена від початку координат контейнера, матиме координати:

$$(x_{ij}^1 + w_i^1; x_{ij}^2 + w_i^2; \dots; x_{ij}^D + w_i^D). \quad (3.6)$$

Наприклад, положення прямокутного об'єкта в контейнері визначається координатами його лівого верхнього кута.

Необхідно розмістити всі об'єкти в заданому числі контейнерів під час виконання всіх умов коректного розміщення:

- 1) упаковані об'єкти не перекривають один одного, тобто

$$\forall_j \in [1; N], \forall_d \in [1; D], \forall_i, \forall_k \in [1; n], i \neq k, \quad (3.7)$$

$$(x_{ij}^d \geq x_{kj}^d + w_k^d) \vee (x_{kj}^d \geq x_{ij}^d + w_i^d).$$

2) упаковані об'єкти розміщуються в межах контейнерів, тобто

$$\forall j \in [1; N], \forall d \in [1; D], \forall i \in [1; n], \quad (3.8)$$

$$(x_{ij}^d \geq 0) \wedge (x_{ij}^d + w_i^d \leq W_j^d).$$

Процедура розміщення ТД всередині контейнерів (зон обслуговування) зазвичай починається з прив'язки контейнера до системи координат і вказівки різних точок (вузлів), по відношенню до яких проводиться приєднання ТД. Положення  $k$ -го вузла в  $D$ -вимірному контейнері описується вектором

$$X_k = \{x_k^1, x_k^2, \dots, x_k^D\}. \quad (3.9)$$

В процесі проектування фемтостільників на площині утворюється  $j$  контейнерів, всередині яких далі відбувається упаковка.

Під час розміщення фемтостільників у будівлі відбувається поділ на  $i$ -рівнів, що відповідають поверховості, на кожному з яких формується свій контейнер  $x_i^d$ ,  $d \in D$ . Положення  $i$ -го контейнера щодо початку координат подамо як  $Q(x_i^d)$ .

Під час розміщення ТД у контейнері формуються нові рівні.

Наприклад, в ході приєднання об'єкта з габаритними розмірами  $\{w^1, w^2, \dots, w^D\}$  до вузла з координатами  $\{x^1, x^2, \dots, x^D\}$  уздовж кожної осі  $\forall d \in [1; D]$  контейнера утворюються нові рівні  $X_k^d : Q(X_k^d) = x^d + w^d$ , причому  $\exists X_j^d : Q(X_j^d) > Q(X_k^d), Q(X_{j-1}^d) < Q(X_k^d)$  (рис.3.10).

Для визначення можливості приєднання об'єкта з габаритними розмірами  $\{w^1, w^2, \dots, w^D\}$  до вузла з координатами  $\{x^1, x^2, \dots, x^D\}$  визначається положення

розміщення об'єкта щодо всіх раніше розміщених об'єктів, які перетинають хоча б один рівень з набору  $[X_{i1}^d, X_{i2}^d] \forall d \in [1; D]$ , де  $X_{i1}^d : Q(X_{i1}^d) = x^d$  і  $X_{i2}^d : Q(X_{i2}^d) \geq x^d + w^d$ ,  $Q(X_{i2}^d) < x^d + w^d$ .

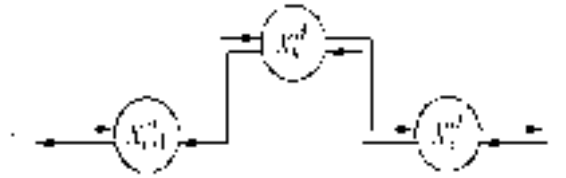


Рисунок 3.10 – Процес додавання нового рівня у двозв'язному списку рівнів контейнера

На основі методу одиночного приєднання об'єктів і аналізу залишку вільного простору  $i$ -го контейнера побудуємо алгоритм пошуку і видалення вкладених потенційних контейнерів.

Наприклад, під час приєднання прямокутного об'єкта з габаритними розмірами  $w_1 \times w_2$  до розташованого в точці  $\{0;0\}$  вузла порожнього двовимірного контейнера з габаритними розмірами  $W_1 \times W_2$ , у кутах розміщеного об'єкта формуються нові вузли, що містять віртуальні об'єкти, які описуються векторами  $P_2 = \{W_1 - w_1; W_2\}$ ,  $P_3 = \{W_1 - w_1; W_2 - w_2\}$  і  $P_4 = \{W_1; W_2 - w_2\}$ .

Алгоритм розміщення заданої послідовності ортогональних об'єктів в одному контейнері під час використання моделі «віртуальні об'єкти» наведений у вигляді блок-схеми на рис.3.11.

Розглянемо процес ортогонального розміщення ТД  $i$  з габаритними розмірами  $\{w_i^1, w_i^2, \dots, w_i^D\}$  в точку  $\{x_i^1, x_i^2, \dots, x_i^D\}$   $D$ -мірного ортогонального контейнера.

Під час перекриття розміщується ТД потенційним контейнером  $k$  з габаритними розмірами  $\{p_k^1; p_k^2; \dots; p_k^D\}$ , розташованим у точці  $\{x_k^1, x_k^2, \dots, x_k^D\}$  контейнера, в просторі контейнера утворюються не більше  $2D$  нових потенційних контейнерів з двох наборів:

1) набір потенційних контейнерів з габаритними розмірами  $\{p_k^1; p_k^2; \dots; p_k^{d-1}; x_i^d - x_k^d; p_k^{d+1}, \dots, p_k^D\}$ , розташованих у точці  $\{x_k^1; x_k^2; \dots; x_k^d; \dots; x_k^D\}$  під час виконання умов перекриття  $x_i^d > x_k^d$  і  $x_i^d < x_k^d + p_k^d \quad \forall d \in [1; D]$ ;

2) набір потенційних контейнерів з габаритними розмірами –  $\{p_k^1; p_k^2; \dots; p_k^{d-1}; x_k^d + p_k^d - x_i^d - w_i^d; p_k^{d+1}; \dots; p_k^D\}$  розташованих у точках  $\{x_k^1; x_k^2; \dots; x_k^{d-1}; x_i^d + w_i^d; x_i^{d+1}; \dots; x_k^D\}$  під час виконання умов перекриття  $x_i^d + w_i^d > x_k^d$  і  $x_i^d + w_i^d < x_k^d + p_k^d \quad \forall d \in [1; D]$ .

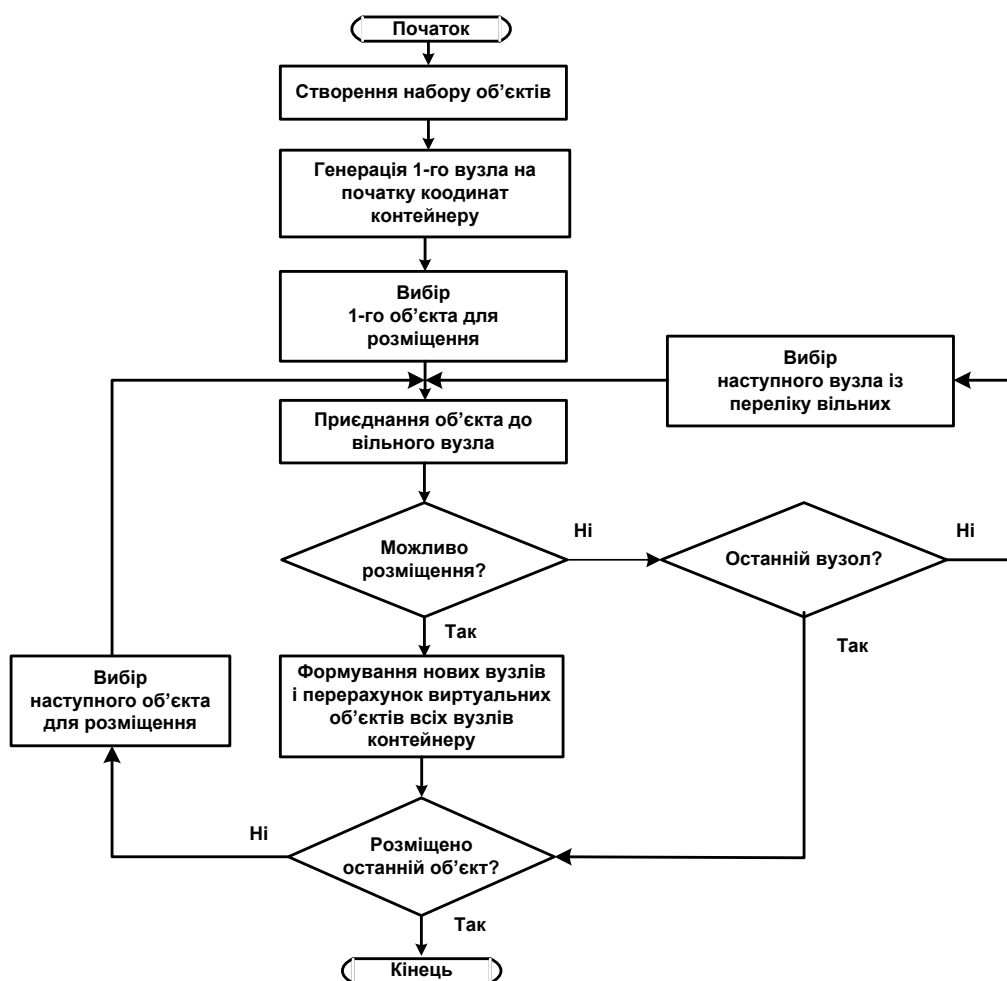


Рисунок 3.11 – Алгоритм розміщення ТД фемтостільників (модель «віртуальні об'єкти»)

Модель потенційних контейнерів описує весь вільний простір контейнера, що виключає ймовірність утворення неконтрольованих локальних

пустот контейнера.

Як приклад розглянемо прямокутний двовимірний контейнер з габаритними розмірами  $\{L;H\}$ , що містить єдиний потенційний контейнер з габаритними розмірами  $\{L;H\}$ , розташований в точці  $\{0;0\}$  контейнера. В процесі розміщення в точці контейнера  $\{x;y\}$  прямокутного об'єкта з габаритними розмірами  $\{l;h\}$  утворюються нові потенційні контейнери (рис. 3.12):

- 1) в точці  $\{0;0\}$  – потенційні контейнери з габаритними розмірами  $\{L;y\}$  і  $\{x;H\}$ ;
- 2) в точці  $\{x+l;0\}$  – потенціальний контейнер з габаритними розмірами  $\{W-x-l;H\}$ , а в точці  $\{0;y+h\}$  – потенційний контейнер з габаритними розмірами  $\{L;H-y-h\}$ .

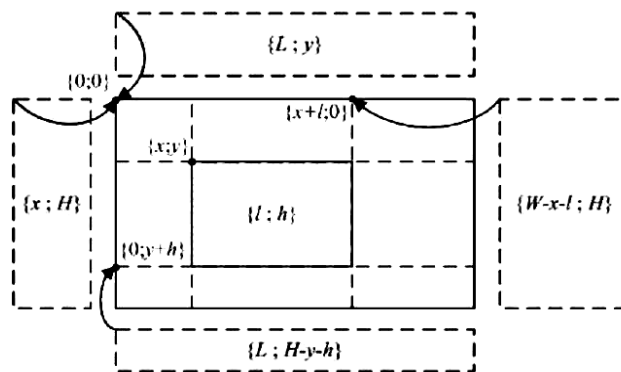


Рисунок 3.12 – Потенційні контейнери двовимірного контейнера

Для перевірки коректності розміщення в деякій точці контейнера ТД з габаритними розмірами  $\{w_i^1, w_i^2, \dots, w_i^D\}$  необхідно виконати єдину перевірку розміщення цієї ТД цілком всередині потенційного контейнера, розташованого в точці розміщення:  $(w_i^d \leq p_k^d) \forall d \in [1;D]$ . У процесі розміщення ТД у контейнері можливе утворення вкладених потенційних контейнерів, тому після розміщення кожної ТД  $i$  в контейнері  $j$  виконується алгоритм пошуку і видалення вкладених потенційних контейнерів. Потенційний контейнер  $k_1$  є вкладеним у потенційний контейнер  $k_2$  (тобто, міститься цілком всередині потенційного контейнера  $k_2$ ), якщо виконуються умови:



$$x_{k_1}^d \geq x_{k_2}^d \text{ і } x_{k_1}^d + p_{k_1}^d \leq x_{k_2}^d + p_{k_2}^d \quad \forall d \in [1; D]. \quad (3.10)$$

На першому етапі алгоритму пошуку потенційних контейнерів формується список  $L_k$ , що складається з потенційних контейнерів  $k: \exists d \in [1; D]: x_k^d \leq x_i^d + w_i^d$ . Далі для кожної пари потенційних контейнерів  $k_1, k_2 \in L_k, k_1 \neq k_2$  виконується перевірка (1) на вкладеність одного потенційного контейнера в інший. Знайдені вкладені потенційні контейнери видаляються з контейнера  $j$ . Алгоритм розміщення заданої послідовності ортогональних об'єктів у контейнерах під час використання моделі потенційних контейнерів наведений у вигляді блок-схеми на рис.3.13.

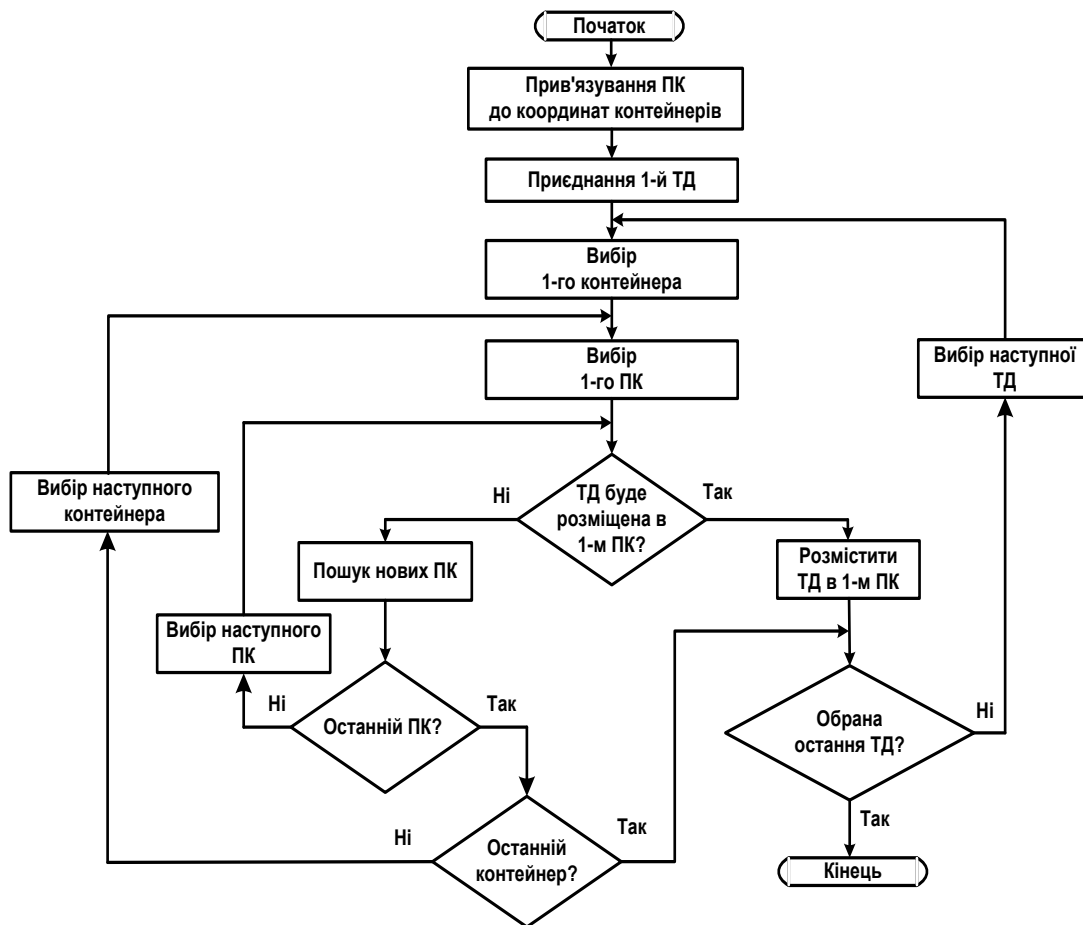


Рисунок 3.13 – Алгоритм розміщення фемтостільників у моделі тривимірних потенційних контейнерів

Таким чином, розроблений метод планування розміщення фемтостільників у макромережі збільшить продуктивність мережі в об'ємі впровадження кількості додаткових точок доступу і коефіцієнта повторного використання радіочастотного ресурсу.

### **3.2 Когнітивні радіотехнології**

Істотно підвищити ефективність використання радіочастотного ресурсу дозволяє механізм динамічного управління спектром, згідно з яким вторинним користувачам, які не закріплені за даними частотним діапазоном надається можливість використовувати діапазони первинних користувачів, які закріплені за даним діапазоном на проміжок часу, поки даний діапазон не використовується первинним користувачем.

Технічна реалізація механізму динамічного управління спектром може бути здійснена тільки в так званих інтелектуальних радіосистемах, відмінною рисою яких є здатність отримувати і аналізувати інформацію про діючу на даний момент сигнально-шумову обстановку, отримувану з навколишнього радіосередовища, прогнозувати зміни каналу зв'язку і оптимальним чином переналаштовувати свої внутрішні параметри, адаптуючись до змін електромагнітної обстановки (ЕМО), автономно приймати рішення на основі зібраної за допомогою закладеної в моделі інформації про радіосередовище, навчатися і використовувати накопичену в процесі роботи інформацію. Для опису таких інтелектуальних радіосистем вчений Дж. Мітола (в 1999–2000 рр.) [113,114] ввів поняття – когнітивне радіо (Cognitive Radio, CR).

Для знаходження вільного частотного ресурсу системи когнітивного радіо використовують [115,116]:

- дані про розподіл спектра частот на конкретній території;
- інформацію оперативного моніторингу спектра частот;
- службовий канал з метою оповіщення станцій когнітивного радіо про зайняття частотного ресурсу;

– дані з каналів синхронізації і управління первинної мережі.

Побудова систем за принципами когнітивного радіо, має на увазі використання не зайнятих у поточний момент ділянок спектра («білі плями») на вторинній основі і врахування особливостей сигналу первинної мережі для забезпечення спільної роботи, з дотриманням головного критерію роботи – відсутність завад первинної мережі.

На існуючу макростільникову топологію мобільного зв'язку накладається взаємодоповнююча мікростільникова мережа, що працює в тих самих частотних діапазонах – 900 і/або 1800 МГц (рис.3.14). Під макростільниковою мережею розумітимемо діючу стандартну GSM-мережу в діапазонах частот 900 і/або 1800 МГц, під мікростільниковою – накладену мережу зв'язку з стільниками менших розмірів (50–300 м).

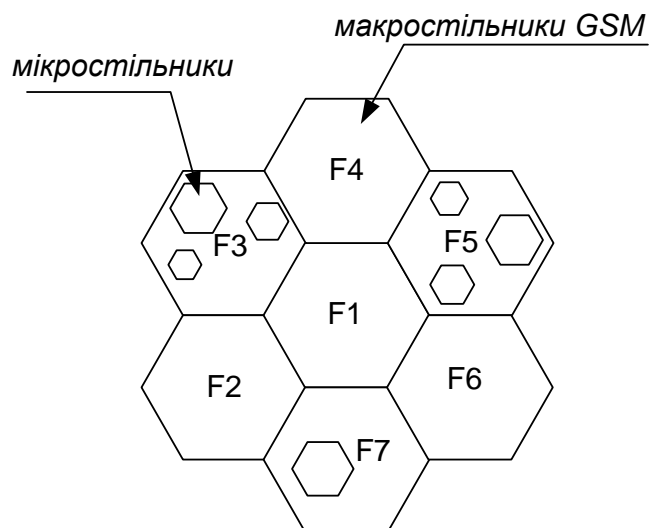


Рисунок 3.14 – Накладення мікростільникової мережі на макростільникову

Розглянемо докладніше принцип топологічного суміщення мікростільникової і макростільникової мереж. В існуючих мережах на території кожної конкретної макростільниками діючої мережі використовуються в повному обсязі передбачені стандартом радіоканали, що дає можливість для роботи накладеній мікростільниковій мережі на даній території задіяти вільні частоти за умови забезпечення електромагнітної сумісності (ЕМС). Приклад

спільного використання смуг радіочастот 880–915 і 925–960 МГц макростільникової мережі GSM і накладеної мікростільникової мережі наведено на рис.3.15.

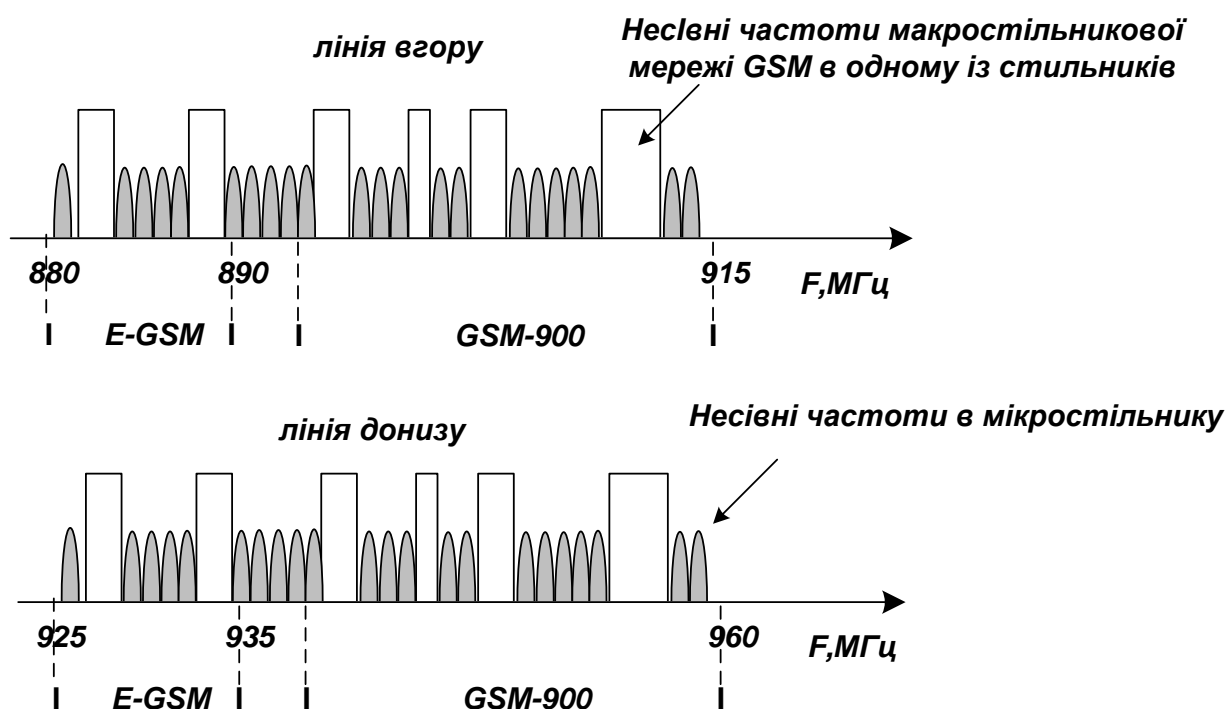


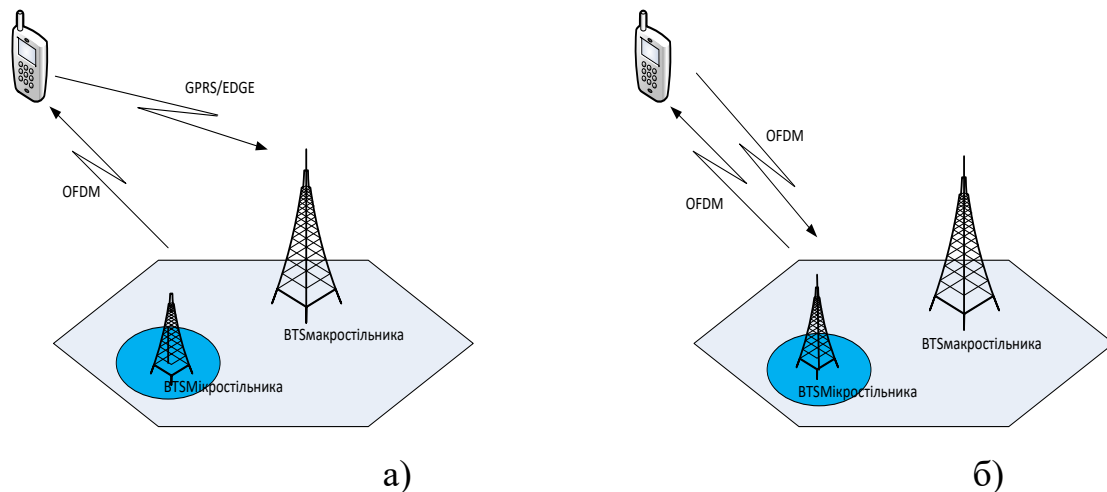
Рисунок 3.15 – Приклад спільного використання смуг радіочастот макростільниковою мережею GSM і накладеною мікростільниковою мережею

Розглянемо два сценарії взаємодії двох мереж (рис.3.16):

- 1) БС мікростільникової мережі знаходиться поруч з АС макростільникової мережі;
- 2) БС мікростільникової мережі знаходиться поруч з БС макростільникової мережі.

Розрахунки проводилися при максимальному впливі БС у мікростільниковій мережі на АС і БС макростільникової мережі: АС макростільникової мережі максимально віддалена від БС макростільникової мережі, тобто знаходиться на межі зони обслуговування БС; БС мікростільникової мережі розташовується в безпосередній близькості від приймачів БС і АС макростільникової мережі. Оскільки OFDM-піднесучі, що

збігаються з частотами, зайнятими GSM, не випромінюються, між робочими частотами даних мереж встановлюється частотний рознос. Виходячи з максимального захисного відношення до завади (в разі використання EDGE), стандартних значень параметрів обладнання GSM, для коефіцієнта підсилення антени БС мікростільникової мережі 5 дБ, висоти її розміщення 30 м, для OFDM-сигналу, що складається з 10 піднесучих з розносом між ними 40 кГц, можна встановити залежність максимально допустимої потужності випромінювання БС мікростільникової мережі від відстані і частотного розносу для першого і другого сценаріїв (рис.3.17) [117].



а) тільки на лінії вниз; б) на лінії вниз і на лінії вгору

Рисунок 3.16 - Використання OFDM

При частотному розносі, рівному одному частотному інтервалу між OFDM-піднесучі (за зазначених умов), допустима потужність випромінювання БС мікростільникової мережі в ході використання частотного поділу каналів GSM може становити близько 100 мВт при незначному територіальному розносі.

Розглянуті варіанти побудови суміщених макростільникової і мікростільникової мереж на принципах когнітивного радіо дозволяють забезпечити паралельно з роботою основної мережі GSM передачу даних зі

швидкістю в кілька десятків мега-біт за секунду залежно від конфігурації діючої мережі GSM.

### **3.3 Пропускна здатність радіоканалу системи MIMO в умовах просторово-корельованих завмирань**

Серед усього переліку параметрів сигналів, які визначаються у фізичному просторі: енергія, частота, час, простір, поляризація, найбільш інтенсивно використовуються перші три, з якими пов'язані основні види сучасних сигналів: модуляція з мінімальним зсувом (ММЗ), широксмугові сигнали (ШСС), послідовне перелаштування радіочастот (ППРЧ), мультиплексування з ортогональним частотним розділенням каналів (OFDM) та ін. За останні роки в задачах спрямованого випромінювання, рознесеного прийому, в технологіях MIMO, в адаптивних антенних решітках поряд з частотно-часовим стали використовуватися також просторові та поляризаційні параметри.

Разом з тим, застосування технології MIMO дозволяє в одному і тому ж спектрі збільшити швидкість передачі інформації в 1,2 ... 1,7 рази з розмірністю [2x2] [108]. Таким чином, можна стверджувати, що використання технології MIMO є активним, хоча і менш ефективним порівняно з ПЧД.

На сьогоднішній день широко поширеним є використання технології MIMO, заснованої на просторово-часовому кодуванні. Так, під час використання на прийомі і передачі по дві антени теоретично можна збільшити пропускну здатність каналу вдвічі

$$C = \Delta F \log_2 \left( 1 + \frac{P_c}{P_u} \right). \quad (3.11)$$

Реально вдається отримати 1,4 ... 1,5 раз, що є важливим результатом. Поряд з цим є ряд інших досить ефективних методів активного використання просторово-поляризаційних параметрів.

Так, замість двох антен, рознесених за просторовим принципом, аналогічний ефект дає використання двох антен з ортогональною поляризацією. Зосередження двох ортогонально поляризованих антен, розміщених в одному електричному центрі, дозволяє реалізувати MIMO в каналах АС-БС.

Іншим варіантом використання антен є застосування просторового або поляризаційного рознесеного прийому. У типових для мобільних систем релієвських каналах дворазовий рознесений прийом, еквівалентний збільшенню відношення сигнал/шум на 15 ... 20дБ, що дозволяє збільшити пропускну здатність більш, ніж у чотири рази.

Найбільш ефективним способом використання просторового ресурсу є перехід до просторово-часового доступу, що здійснюється за допомогою багатопроменевої антени. При цьому пропускну здатність може бути збільшена за кількістю променів антени.

Технологія MIMO заснована на використанні декількох прийомних і передавальних антен в поєднанні з алгоритмами кодування і модуляції, широко застосовується в сучасних системах радіозв'язку [108,111]. Це пояснюється тим, що системи MIMO можуть забезпечити набагато більш високу пропускну здатність (ПЗ), ніж традиційні системи з однією передавальною і однією приймальною антеною SISO (Single Input Single Output – один вхід, один вихід) [112,113].

На жаль, виграш у пропускну здатності систем MIMO порівняно з традиційними системами SISO може помітно зменшитися через наявність в каналі зв'язку просторової кореляції замирань [114, 115]. Тому під час розробки систем MIMO необхідно враховувати просторову кореляцію заавмирань в радіоканалі, що призводить до врахування великої кількості параметрів каналу.

Розглянемо систему зв'язку MIMO з  $M$  передавальними антенами і  $N$  прийомними, в якій на вхід приймача надходить сигнал [119, 120]:

$$y = Hs + v, \quad (3.12)$$

де  $y$  – вектор сигналів розмірності  $N \times 1$ ;  $H$  – комплексна матриця каналу МІМО розмірності  $N \times M$ ;  $s$  – вектор переданих сигналів розмірності  $M \times 1$ ;  $v$  – гауссівський випадковий вектор розмірності  $N \times 1$  з нульовим середнім і кореляційною матрицею;  $E[vv^H] = \sigma_n^2 I$ ;  $I$  – одинична матриця розмірності  $N \times N$ ;  $\sigma_n^2$  – дисперсія шуму; операція « $\cdot$ » означає операцію ермітового сполучення. Повна потужність всіх сигналів, тобто потужність, яка випромінюється за допомогою всіх передавальних антен, дорівнює  $P = E[s^H s] = M \sigma_s^2$ , де  $\sigma_s^2$  – дисперсія сигналу, випромінюваного за допомогою однієї передавальної антени. Кожен елемент  $h_{ij}$  матриці  $H$  каналу МІМО є комплексним коефіцієнтом передачі від  $j$ -ї передавальної до  $i$ -ї приймальної антени. Відношення сигнал/шум в одній прийомній антені становить  $\rho = P/\sigma_n^2$ .

Пропускна здатність каналу зв'язку МІМО з комплексною матрицею  $H$  визначається співвідношенням [121]:

$$C = \log_2 \det \left( I + \frac{\rho}{M} H H^H \right), \quad (3.13)$$

що є узагальненням відомої формули К. Шеннона [70] для каналу зв'язку МІМО.

Залежно від властивостей каналу зв'язку МІМО елементи матриці можуть піддаватися різним завмиранням. Ці завмирання можуть мати різні розподіли, наприклад, розподіл Релея або Райса. Крім того, в каналі зв'язку може відбуватися просторова кореляція завмирань, тобто елементи матриці можуть бути корельовані між собою. Це можна пояснити, наприклад, невеликою відстанню між антенами (ближче, ніж кілька десятків довжин хвиль). Завмирання за розподілом Райса зазвичай мають місце при прямій видимості між передавальними і приймальними антенами, релеївські – за її відсутності [119,120]. Для дослідження залежності пропускної здатності каналу зв'язку МІМО від рівня просторової кореляції завмирань було проведено



моделювання в системі MATLAB. Як критерій для порівняння пропускної здатності різних каналів зв'язку MIMO із завмираннями була використана середня пропускна здатність, що визначається співвідношенням:

$$C = \int_{\mathcal{H}} \mathbb{E}_2 \left\{ \det \left( I + \frac{\rho}{M} R_r^{1/2} H R_r H^* (R_r^{1/2})^* \right) \right\} \times p(H) dH, \quad (3.14)$$

де усереднення проводиться за розподілом матриці  $H$  каналу MIMO  $h(H)$ . При цьому враховується, що елементи матриці  $H$  є незалежними гауссівськими випадковими величинами з однаковими дисперсіями і математичними очікуваннями. У разі релеївського завмирання в каналі зв'язку математичні очікування дорівнюють нулю, а при завмираннях за розподілом Райса вони визначаються інтенсивністю прямого променя і не дорівнюють нулю [122–124].

На рис.3.18 і 3.19 наведено нормовані залежності середньої пропускної здатності радіоканалу системи MIMO від коефіцієнта кореляції  $\gamma$  в умовах завмирань за законом Райса [125–127].

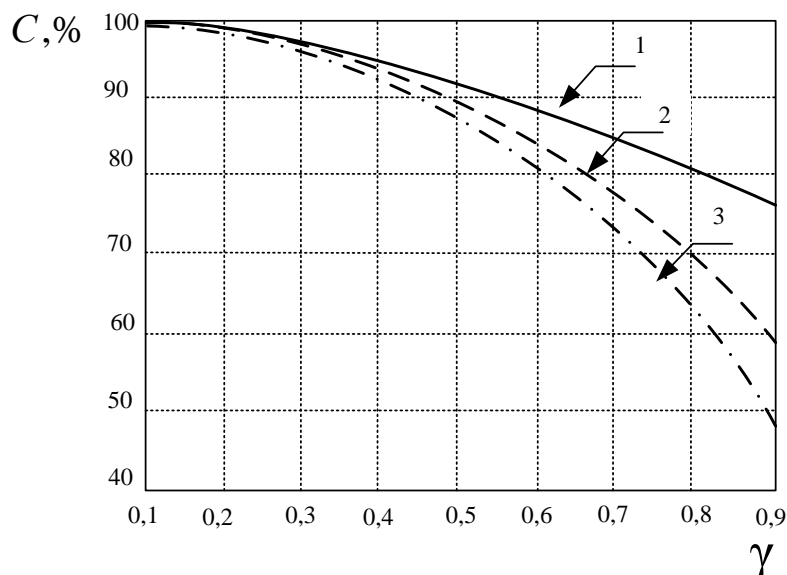


Рисунок 3.18 – Залежність середньої пропускної здатності від коефіцієнта кореляції в каналі зв'язку MIMO з кількістю антен  $M = N = 2,4,8$  (відповідно криві 1,2,3)

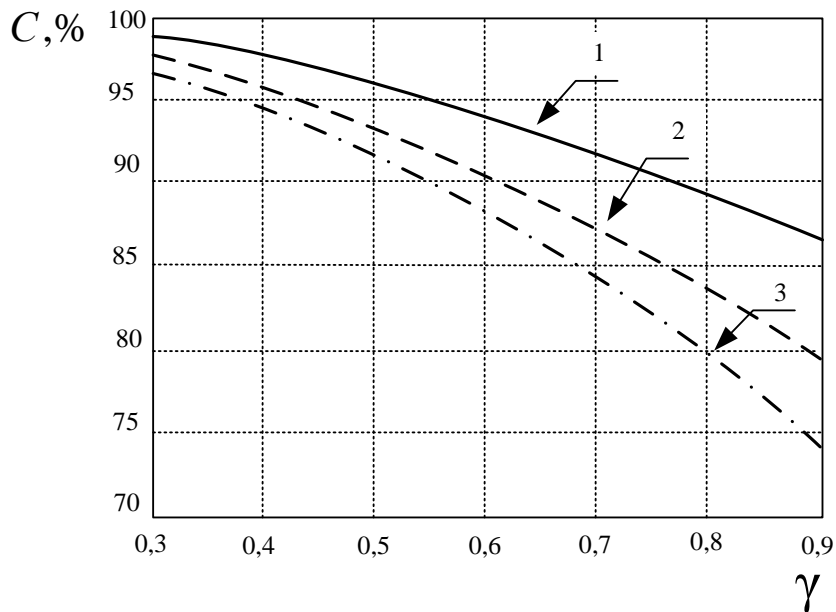


Рисунок 3.19 – Залежність середньої пропускної здатності від коефіцієнта кореляції в каналі зв’язку МІМО із завмираннями за законом Райса з кількістю антен  $M = N = 2$  (відповідно криві 1,2,3)

Моделювання проводилося за таких умов:

- кількість передавальних антен дорівнює числу приймальних  $M = N$ ;
- в каналі МІМО присутні неселективні завмирання за законом Райса (відношення потужності прямого променя до загальної потужності всіх променів вказано на графіку у % для кожної криві);
- кореляційні матриці завмирань на приймальній і передавальній сторонах рівні, тобто  $R_t = R_r$ .

Із зростанням рівня просторової кореляції в каналі зв’язку МІМО з релеївським завмираннями пропускна здатність каналу знижується. Наприклад, для випадку чотирьох антен коефіцієнту кореляції  $\gamma = 0,7$  відповідає зниження пропускної здатності каналу МІМО на 25 %.

Зі збільшенням кількості антен втрати в пропускній здатності, викликані просторовою кореляцією завмирань у каналі зв’язку МІМО, також збільшуються. Наприклад, для випадку восьми антен значенням коефіцієнта

кореляції  $\gamma = 0,7$  відповідає зниження пропускної здатності каналу МІМО майже на 30%.

У каналі зв'язку МІМО із завмираннями за законом Райса втрати пропускної здатності, викликані просторовою кореляцією завмирань, збільшуються зі зменшенням інтенсивності прямого променя. Наприклад, для випадку двох антен коефіцієнту кореляції  $\gamma = 0,8$  і зменшення на 50 % потужності прямого променя відповідає зниження пропускної здатності каналу МІМО на 20%, порівняно з некорельованим каналом із релеєвськими завмираннями.

### **3.4 Методи підвищення коефіцієнта використання радіочастотного спектра в ході організації просторово-часового доступу**

Важливою перевагою методів ПЧД є те, що під час їхнього використання потрібні мінімальні модернізації апаратурного складу БС, структура сигналів у висхідній і низхідній лініях зв'язку залишаються незмінними. Без зміни залишаються також алгоритми функціонування, основні протоколи, прийняті на всіх етапах розробки систем мобільного зв'язку, включаючи від 2G до 5G. Для функціонування абонентських станцій використання методів ПЧД жодним чином не позначається, тобто методи ПЧД для них прозорі.

Розглянемо основні ідеї, які використовуються в ході реалізації ПЧД.

Ідея використання просторово-часового доступу до загального ресурсу (ретранслятора, базової станції, точки доступу та ін.) не є новою. Більш того, вона вже розробляється протягом 20–30 років і навіть реалізована в ряді серійних систем зв'язку, зокрема в супутникових системах (Intelsat, DSCS-2, DSCS-3, Inmarsat та ін.). У всіх цих системах ПЧД продемонстрував високу ефективність. Спочатку основною метою ПЧД у супутникових системах була економія радіочастотного спектра (повторне використання частот – ПВЧ). Реалізація ПВЧ (ПЧД) здійснювалася з використанням багатопроменевих антен (БПА), у яких за кожним променем можна було передавати два незалежних

інформаційних потоки на різних (ортогональних: кругових, лінійних або еліптичних) поляризаціях.

Розв'язка між сусідніми променями в цих розробках становила не менше 25 ... 27 дБ, що при стандартному запасі високочастотного рівня сигналу в супутниковій лінії 20 дБ забезпечувало виконання умов гарантованого надання якості й вирішення проблеми внутрішньосистемної ЕМС.

Безпосереднє перенесення ідей супутникового зв'язку з ПЧД на стільникові системи не вдається. Основні причини цього такі:

- абонентські станції супутникового зв'язку, як правило, нерухомі щодо ретранслятора зв'язку (що знаходиться на відстані 36000 км), а якщо вони рухливі (літак, корабель та ін.), то за час одного сеансу ці станції не виходять за межі однієї пелюстки діаграми спрямованості БПА, тобто можуть вважатися нерухомими;

- абоненти стільникових систем можуть мати значну кутову швидкість переміщення і за один сеанс можуть поміняти кілька пелюсток;

- статистична структура сигналів зв'язку в супутникових системах практично регулярна: прийняті сигнали мають велику (90..95)% постійну складову і незначну випадкову компоненту. У стільникових системах багатопроменевий канал близький до релеївського, коли регулярна складова близька до нуля;

- в силу більшої регулярності просторовий і частотний спектри супутникових сигналів на прийомі практично не відрізняються від переданих, що не вимагає використання адаптивних процедур, які відстежують зазначені зміни. У стільникових системах має місце багатопроменевість, що вимагає обліку і корекції даних змін, регулювання потужності, перерозподілу ресурсів;

- розкидання рівнів сигналів у супутникових системах змінюється, як правило, не більше, ніж на  $\pm 3$ дБ. Винятки становлять великі ослаблення в опадах (дощах) (до 7–15дБ) в періоди до 1% пори року для України, у стільникових системах діапазон змін рівнів сигналу дуже великий, що

перевищує 30...40 дБ, що ускладнює як ведення стійкого зв'язку, так і підтримання надійного контакту з абонентською станцією.

Відомо також ряд наукових робіт, присвячених ідеї використання методів ПЧД у стільникових системах зв'язку [125–129]. У ряді цих робіт [125–129] автори обмежилися однією ідеєю і пропозицією використання ПЧД з твердженням, що такий доступ дозволяє поліпшити показники стільникових систем. Відомі роботи [60–65], де запропоновані комплексні рішення використання МІМО або ПЧД залежно від сигнально-завадової ситуації, використання адаптивних антен, що забезпечують завадозахищеність. Більшість із цих робіт обмежувалися розробкою алгоритмів, як правило, без орієнтації на конкретні технології.

Зокрема, на базі наукового обґрунтування розглянемо особливості алгоритмів ПЧД з урахуванням апріорної невизначеності про кількість і напрямки приходу сигналів АС, про можливості й особливості ПЧД в поєднанні з методами випадкового множинного доступу, що реалізується сучасними методами подвійної експоненціальної відстрочки та ін.

Зазначені тут, а також інші особливості, що впливають на реалізацію і ефективність функціонування методів ПЧД, значно ускладнюють, взагалі-то просту ідею такого доступу. Одночасно з цим важливою вимогою під час впровадження такого масштабного нововведення є забезпечення "прозорості" запропонованих методів. Тобто в даному випадку, дотримуючись правил системної політики [125], відповідно до яких знову вводиться рішення з ПЧД має бути системно стійким, не має вимагати зміни технології, за яким може слідувати заміна парку станцій або їх частини. Саме цю вимогу виконуємо, пропонуючи впровадження додаткової функції системи зв'язку: методу просторово-часового доступу, з метою підвищення в рази пропускну здатності базових станцій.

Таким чином, система мобільного зв'язку з просторово-часовим доступом набуває таких переваг:

- різко в  $N$  раз, де  $N$  – число променів БС під час роботи по висхідному каналу, економиться радіочастотний спектр;
- поліпшується енергетика в найбільш критичному напрямку АС-БС, оскільки за рахунок вузького променя ДС вдається максимізувати відношення сигнал/шум на вході БС;
- метод відмінно поєднується з іншими методами доступу, іншими технологіями, що не потребує переробки існуючого парку засобів;
- різко, за числом променів, в  $N$  раз зменшується ймовірність виникнення конфліктної ситуації, оскільки конфлікт можливий лише при попаданні сигналів заявки двох або більше АС одночасно в одному і тому ж промені;
- у разі впливу потужних завад, що приходять з будь-якого напрямку, відповідні промені АР можна відключити, позбавивши тим самим загальний і паралельні тракти від впливу цих завад;
- додатково до вичерпного частотно-часового ресурсу фізичного рівня додається і активно використовується практично раніше не задіяний просторовий ресурс, тобто має місце обмін і заміненість одних ресурсів іншими;
- здійснюється економія радіочастотного спектра, що дозволяє зменшувати витрати на оренду ділянок спектра, оскільки при ПЧД вдається в  $N$  раз звужити смугу використовуваних частот. У супутникових системах саме цей фактор був основним при виборі рішення про використання ПЧД.

Традиційним недоліком у даному випадку виступає економічний фактор, оскільки вартість АР часто порівнювана з вартістю всієї станції.

### **3.5 Облік системи мобільного зв'язку з просторово-часовим доступом**

Відомо багато методів доступу (множинний доступ, множинний доступ із закріпленим ресурсом і без). Першими, реалізованими в радіозв'язку, були використані методи доступу з закріпленим ресурсом. До таких ресурсів належать частота, час, код, які присвоюються окремим користувачам, і вони (ці

користувачі) за своїм бажанням розпоряджаються цим закріпленим ресурсом. Такий метод доступу з закріпленим ресурсом виявився нераціональним з точки зору економії виділених ресурсів через часті простої. Більш ефективними виявилися методи представлення ресурсу на вимогу, що інтерпретуються як динамічні. На рис.3.20 наведена таблиця, де показані взаємозв'язки різних методів розділення ресурсу каналу зв'язку.

Аналіз і досвід практичного використання різних методів доступу показав, що порівняно з іншими, методи випадкового множинного доступу (ВМД) в десятки разів ефективніші за показником коефіцієнта використання ресурсу загального об'єкта (БС, ретранслятор та ін.). Тому в сучасних стільникових системах, як правило, використовуються такі алгоритми ВМД як Алоха, подвійного експоненціального відстрочення (ВЕВ), деревовидні (SIC) та ін. Всі ці методи розрізняються за алгоритмом вирішення конфлікту, коли одночасно одна або більше АС подають заявку для надання ресурсу.

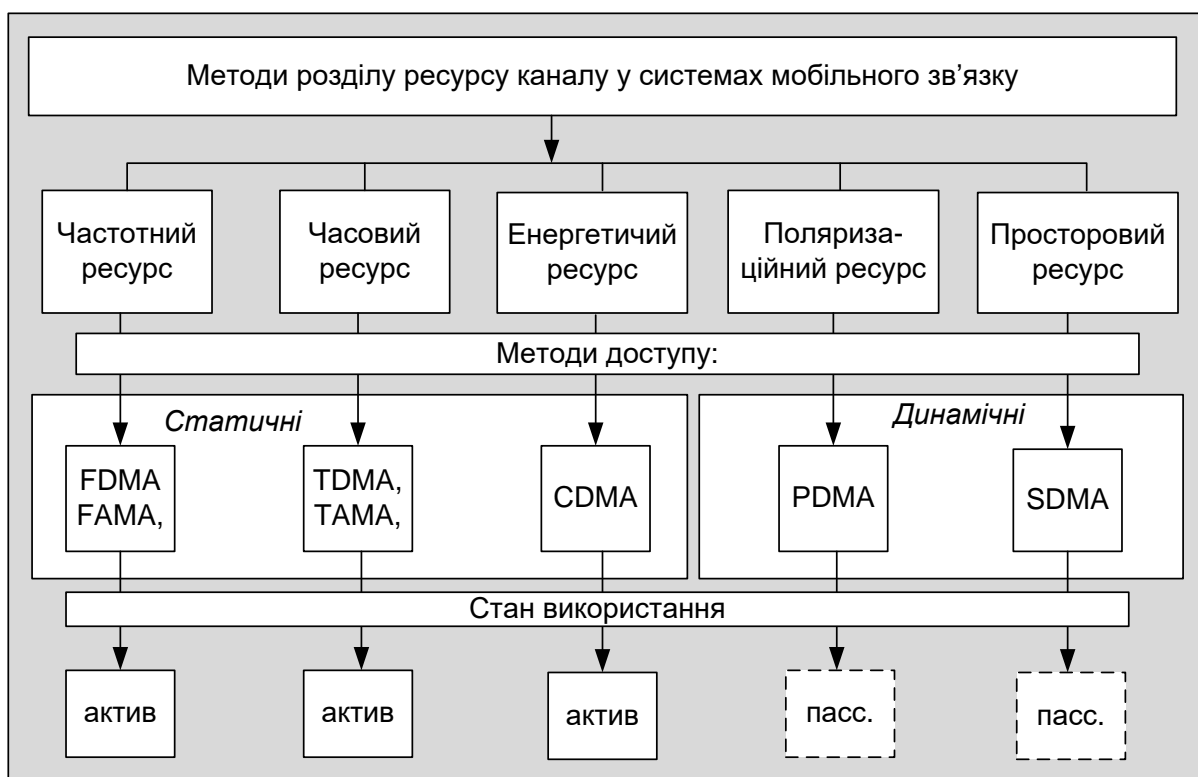


Рисунок 3.20 – Методи розділу ресурсу каналу у системах мобільного зв'язку

Рішення про використання ПЧД має бути таким, щоб наявні технології не підлягали змінам, щоб наявний парк абонентських станцій, число яких становить близько 5 мільярдів, було можливо надалі експлуатувати, незважаючи на модернізацію системи.

Ідея просторово-часового доступу полягає в тому, що весь фізичний простір, в якому може поширюватися корисний сигнал, ділиться на досить вузькі сектори (при двовимірному просторі) або стерadian (в тривимірному), в межах кожного з яких можлива незалежна одночасна передача сигналів базової станції (БС) в одному і тому ж діапазоні частот. Таким чином, під час утворення таких секторів або стерadianів можна в рази заощадити радіочастотний спектр. Все це реалізується з використанням  $N$ -елементної АР, що дозволяє паралельно в одному і тому ж спектрі обслуговувати  $N$ -абонентських станцій. Можливий і адаптований до сигнально-завадової обстановки варіант, коли вузький промінь БС встановлюється в напрямку абонентської станції (АС) лише на час сеансу зв'язку. Можливий також спрощений режим типу Поллінг, коли одним променем по черзі опитуються всі станції, проте в цьому випадку можна обійтися і без просторового променя, на основі відомої циклограми.

Розглянемо більш докладно другий зі згаданих адаптивний варіант ПЧД.

Запропонована версія ПЧД заснована на індивідуальній обробці інформаційного сигналу, що передається кожній АС. Виклики при цьому приймаються в загальному просторовому спектрі. Послідовність процедур виконуваних БС на висхідній ділянці щодо забезпечення доступу  $i$ -й АС наступна [66,128]:

1. БС по широкому променю в межах всього фізичного простору постійно контролює наявність заявки від АС. Сигнал заявки має адресний характер, є широкосмуговим і легко виявляється й ідентифікується БС.

2. Після або одночасно з аутентифікацією заявки здійснюється визначення напрямку приходу сигналів АС і їх числа.



3. За час дії сигналу  $i$ -ї АС в  $j$ -му каналі прийому ААР здійснюється обробка сигналу даної  $i$ -ї АС. При цьому сигнали інших АС, прийнятих у цей період часу в цьому каналі обробки сприймаються як завади. Отже, для кожного сигналу  $i$ -ї АС формується індивідуальний вектор вагових коефіцієнтів ВВК ААР (рис.3.21). В процесі переміщення  $i$ -ї АС її азимут може змінюватися, при цьому індивідуальний алгоритм обробки забезпечує супровід азимута даного сигналу.

Одночасно з цим у паралельних каналах здійснюється обробка сигналів інших АС. Таким чином, продуктивність такої БС визначається кількістю паралельних каналів обробки.

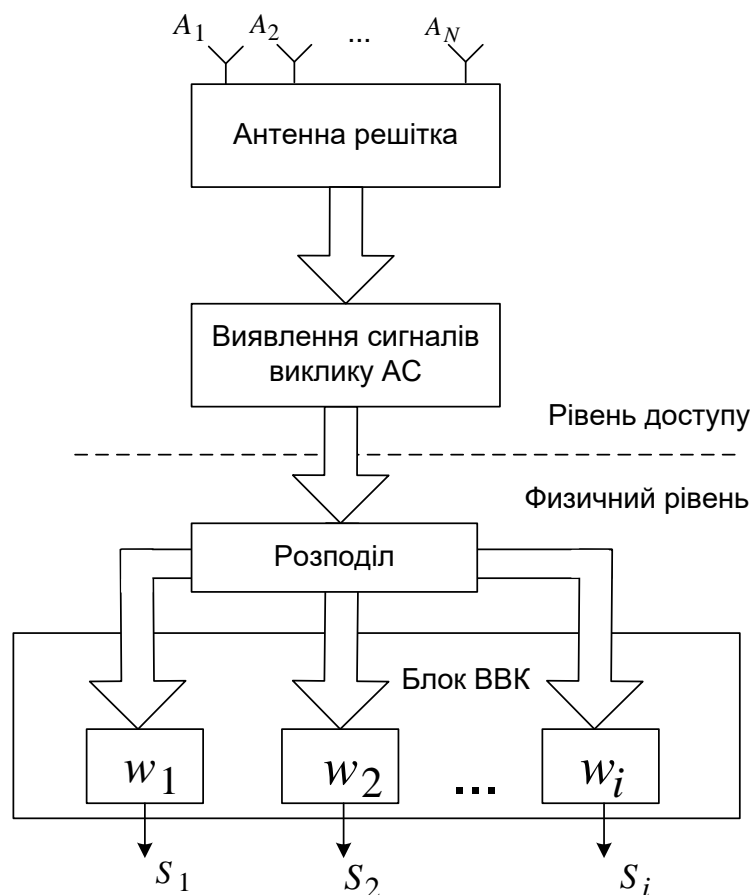


Рисунок 3.21 – Схема ПЧД  $i$ -ї АС з індивідуальною оцінкою ВВК ААР базової станції

4. Таким чином, одночасно за допомогою ВВК формуються кілька (за кількістю прийому сигналів АС) версій розподілів електромагнітного поля по апертурі АР у вигляді векторів  $\vec{w}_i = (w_{i1}, w_{i2}, \dots, w_{in})^T$ , де  $n$  – число АЕ. За значеннями  $\vec{w}_i$  може бути побудована ДСА АР для  $i$ -ї АС, проте потреби в її визначенні немає, оскільки вона є проміжним продуктом, що вимагає обчислення.

5. З огляду на те, що режим ПЧД є "прозорим" для існуючих технологій, одночасно може бути використаний і часовий механізм вирішення конфлікту: АЛОНА, ВЕВ або деревовидні алгоритми, що вимагає зміни режиму зв'язку.

6. Паралельно використання ПЧД і методів часового дозволу конфлікту дозволяє уникати ситуацій "засліплення" ААР, можливість виникнення яких з'являється при збігу або близькому напрямку приходу сигналів декількох АС.

7. Режим передачі сигналів по низхідній лінії може не змінюватися: як і в стандартному варіанті в режимі ПЧД сигнали БС можуть випромінюватися в широкому промені. Однак зі збільшенням продуктивності може виникнути необхідність допустимого перевищення спектра. Ця проблема може бути частково вирішена за допомогою технології МІМО. Однак більш радикальним рішенням буде передача сигналів за допомогою вузьких променів АР, орієнтованим у напрямку активних АС.

8. Організація вузьких променів передавальної АР не викликає принципових труднощів, оскільки вже будуть відомі напрямки приходу АС. Реалізація такої багатопроменевої ДС здійснюється класичними методами синтезу ДС.

9. Слід зазначити, що синтезовану багатопроменеву діаграму спрямованості можна було і для зв'язку і на висхідній ділянці, однак при цьому можливі великі завади з боку інших АС. Ці завади з'являються через недостатню розв'язку окремих променів. Досвід показує, що в умовах множинних завад на виході ААР співвідношення сигнал/завада + шум на 10–12 дБ вище, ніж при прийомі за променем БПА. Крім того, з БПА виникають

труднощі в супроводі сигналу АС, що переміщується в просторі. Таким чином, індивідуальна обробка сигналів АС за допомогою ААР вирішує завдання ПЧД. Докладніший аналіз і синтез алгоритму, що супроводжують завдання ПЧД представимо в наступних розділах.

### **Висновки до розділу**

1. Різні фізичні параметри, які використовуються для організації мобільного зв'язку: енергетичні, частотні, часові, просторові, поляризаційні, можуть бути використані для поліпшення якості зв'язку, при цьому дефіцит одних параметрів можна компенсувати наявністю вільного ресурсу інших. Як такий вільний ресурс виступають просторові й поляризаційні параметри, за допомогою яких при ПЧД можна економити радіочастотний спектр. За рахунок просторово-часового кодування МІМО вдається підвищити на 20...60% пропускну здатність конкретної лінії зв'язку. Однак використання ПЧД дозволяє збільшити продуктивність у рази.

2. Значне розширення можливостей існуючої інфраструктури вдається отримати під час використання мікро- і фемтостільників, розташованих у місцях інтенсивного трафіку, а також в області підвищеного загасання сигналу. Розглянуто варіанти структурних перетворень, що дозволяють збільшувати продуктивність мережі за рахунок використання макро- і мікростільникових осередків, які ефективно застосовуються в місцях щільних кластерних груп абонентів. Показано, що використання макро- і мікростільникових структур дозволяє в 1,5–2 рази збільшити продуктивність мережі.

3. Доведено, що додаткове розміщення в зоні обслуговування БС фемтостільників дозволяє поліпшити якість послуг, що надаються. При цьому можливі такі стратегії використання фемтостільників:

– при рівномірному розподілі в просторі користувачів у макростільнику – фемтостільники має сенс розташовувати на межах, де розгортання FAP є раціональним.

– за необхідності різкого нарощування продуктивності в ході обслуговування ділових центрів, офісних будівель, урядових установ. Додаткове просторове розміщення в них фемтостільників дозволить вирішити задачу перевантаження;

– виникають труднощі при наданні послуг у місцях з підвищеним загасанням сигналу (підвали, переходи, метро). Фемтостільники дозволяють відновити роботу БС з надання послуг.

4. У ході планування просторового розміщення мікро- і фемтостільників виникає необхідність раціонального їхнього розміщення у приміщенні, на площі. Простим вирішенням проблеми розміщення є прямий перебір варіантів. Однак, зі збільшенням кількості фемтостільників завдання стає важким. Серед безлічі рішень таких завдань найбільш адекватним є метод одиночного приєднання на основі логічного вибору, що дозволяє нарощувати можливості щодо масштабованості мережі і є відносно простим. Запропонований метод оптимізації просторового розміщення фемтостільників дозволяє скоротити час пошуку точки установки на порядок.

5. Розглянуті варіанти побудови суміщених макростільникових і мікростільникових мереж на принципах когнітивного радіо дозволяють додатково забезпечити паралельно з роботою основної мережі GSM передачу даних зі швидкістю в кілька десятків мегабіт за секунду залежно від просторової конфігурації діючої мережі GSM. Так, при частотному рознесенні, що дорівнює одному частотному інтервалу між OFDM-піднесучими (із зазначеними умовами), допустима потужність випромінювання БС мікростільникової мережі в ході використання частотного поділу каналів GSM може становити близько 100 мВт при незначному територіальному розносі.

6. Поданий вигляд системи мобільного зв'язку з просторово-часовим доступом у вигляді концептуальної моделі послідовності процедур на висхідній ділянці. Пропонується паралельно з прийомом і виявленням викличних сигналів АС визначати напрямки приходу сигналів АС, і здійснювати індивідуальну обробку цих сигналів в ААР. При цьому сигнали інших АС

сприймаються як завади. У низхідному каналі пропонується передавати сигнали від БС за допомогою променів, орієнтованих у напрямку активних АС.

7. З огляду на "прозорий" характер алгоритмів ПЧД, вдається використовувати весь існуючий у традиційних системах арсенал для підвищення продуктивності. Очевидно додавання до існуючих ще однієї якісної властивості, що дає додатковий позитивний ефект.

8. Активне використання ресурсів (методів просторового рознесення, просторово-часового кодування, просторово-часового доступу) в сучасних стільникових системах дозволяє різко збільшувати їхню ресурсну базу, а отже, і продуктивність. Особливе місце займають методи просторово-часового доступу, що дозволяють економити найдорожчий частотний ресурс.

Крім збільшення продуктивності базової станції технологія просторово-часового доступу ПЧД дозволить різко зменшити часові втрати, пов'язані з кратністю вирішення конфлікту, оскільки ймовірність такого конфлікту зменшується в  $N$  раз. Значення шенонівської пропускної здатності каналу зв'язку може бути збільшено на кількість смуг просторових частот, що визначаються кількістю променів діаграми спрямованості антени БС за рахунок передачі в кожному з променів інформаційного потоку.

## **4 МЕТОДИ ВИЯВЛЕННЯ ВИКЛИЧНИХ СИГНАЛІВ АБОНЕНТСЬКИХ СТАНЦІЙ**

Задача виявлення викличних сигналів АС передує подальшому наданню послуги зв'язку і від своєчасного і надійного вирішення цієї задачі багато в чому залежить якість цієї послуги.

Задача виявлення сигналів в умовах різного роду завад є популярною і забезпечує вирішення багатьох проблем радіолокації, радіонавігації і зв'язку. Існує велика кількість методів вирішення задач виявлення, орієнтованих на різні статистичні ситуації, на різні практичні додатки.

В існуючих технологіях WiMAX, LTE є надійний алгоритм виявлення викличних сигналів АС, прийом яких здійснюється в загальному спектрі за широким променем. Разом з тим, у задачах ПЧД спільно з виявленням необхідно вирішувати задачу визначення напрямку приходу сигналу, визначення числа викликаючих станцій і саму задачу просторової обробки, що в сукупності може інтерпретуватися як завдання ПЧД.

Відомо [6,8], що в існуючих стільникових системах час виявлення ВС АС інтервалу становить 0,1–2 с. Наша задача – знайти механізми скорочення даного інтервалу з тим, щоб за заощаджений час встигнути вирішити завдання ПЧД. Існуюче вирішення задачі вже не задовольняє вимоги за часом виявлення. Необхідні більш швидкодійні процедури, що дозволяють без збільшення затримки забезпечувати кожен задачу ПЧД.

Проведемо оглядовий аналіз методів виявлення і оцінимо можливість їхнього використання для задач мінімізації часу виявлення викличних сигналів абонентських станцій.

## 4.1 Аналіз методів виявлення випадкових сигналів

### 4.1.1 Постановка задач виявлення

В ході синтезу оптимальних структур виявників потрібне точне знання повної інформації про сигнал і про статистичні властивості шуму. Для випадкового сигналу завдання сильно ускладнюється. При цьому, чим складніша модель сигналу і модель шуму, тим складніша структура оптимального виявника. Завдання виявлення сигналу можна подати наступним чином. Нехай на вході системи спостерігається реалізація випадкового процесу  $y(t)$ , який може бути тільки шумом  $y(t) = v(t)$ , або сумою сигналу та шуму:

$$y(t) = x(t) + v(t), \quad (4.1)$$

де  $x(t)$  – корисний сигнал, що виявляється;

$v(t)$  – завада типу білого гауссового шуму (ГБШ).

Необхідно визначити алгоритм обробки спостережуваного процесу  $y(t)$  і характеристики алгоритму. За допомогою цього алгоритму виносяться рішення про наявність або відсутність сигналу в спостережуваному процесі. Вирішення розглянутої задачі може бути здійснено багатьма параметричними або непараметричними статистичними методами, за допомогою нейронних мереж та ін. [132–135]. При цьому дані проявники відрізняються, в основному, методами формування вирішальної статистики. Завершальною є процедура вибору альтернатив. Перевірці підлягає альтернативний вибір гіпотези:

$$\begin{aligned} H_0 : y(t) &= v(t), \\ H_1 : y(t) &= x(t) + v(t). \end{aligned} \quad (4.2)$$

Далі визначення факту виявлення  $x(t)$  зводиться до відшукування правила вибору рішення за спостережуваними даними  $y(t)$  на користь однієї з гіпотез  $H_0$  або  $H_1$ . При відомому розподілі ймовірностей випадкових процесів, при гіпотезах  $H_0$  і  $H_1$  за допомогою теореми Неймана – Пірсона знаходиться оптимальний виявник, який заснований на порівнянні функціоналу відношення правдоподібності з деяким порогом. Вибір порогу залежить від наявності апріорної інформації про характеристики випадкових процесів, спостережуваних на вході виявника. Якщо є вирішальне правило можна описати як деяку критичну область в просторі векторів вхідних сигналів.

Під час попадання вхідного сигналу в цю область приймається рішення про наявність шуканого об'єкта. В іншому випадку приймається рішення про його відсутність [136]. В ході прийняття рішення про вибір між гіпотезами  $H_0$  і  $H_1$  можуть виникнути такі ситуації:

- 1) за відсутності сигналу шум не перевищує деякий поріг  $T$  ;
- 2) за відсутності сигналу викид шуму перевищує поріг  $T$  ;
- 3) сума сигналу і шуму перевищує поріг  $T$  ;
- 4) сигнал присутній, але при цьому він не перевищує поріг  $T$  .

З розглянутих випадків у двох із них (першому і третьому) буде прийнято правильне рішення, а у двох інших (другому і четвертому) – неправильне.

Якщо вибрати інший поріг, то описана ситуація зазвичай змінюється. З такого розгляду приходимо до висновку, що при кінцевому значенні енергії сигналу та наявності випадкового шуму, прийняття рішення про наявність або відсутність сигналу завжди супроводжується двома видами помилок [137]. Помилка першого роду (помилкове виявлення, помилкова тривога – ПТ) виникатиме у разі прийняття рішення про те, що є сигнал з правильною нульовою гіпотезою  $H_0$ , яка передбачає, що сигналу немає (шум перевищує поріг і приймається неправильне рішення). Помилці другого роду (пропуск сигналу, пропуск цілі – ПЦ) відповідає випадок прийняття рішення про відсутність сигналу, в той час як сигнал є, але не виявляється в завадах (сигнал



присутній, але не перевищує заданий поріг). Тут помилка виникає внаслідок того, що визнається правильною нульова гіпотеза  $H_0$ . Ймовірність помилки 1-го роду  $P_{1ПТ}$  та 2-го роду  $P_{2ПЦ}$  безпосередньо залежать від функції розподілу ймовірностей шуму і суми сигнал+шум і від співвідношення сигнал/шум на вході порогової схеми БС (рис.4.1).

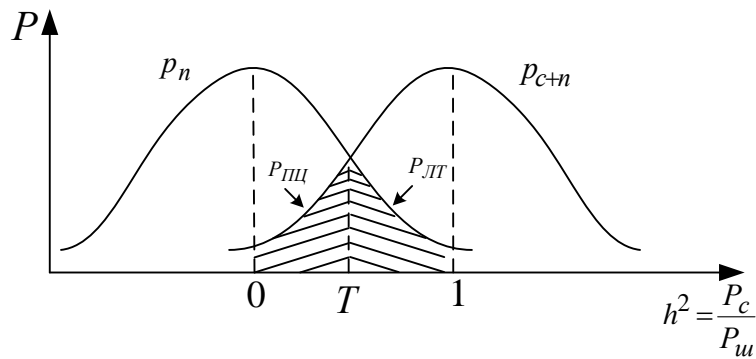


Рисунок 4.1 – Приклад розподілу ймовірностей сигналу і завади під час вирішення задачі виявлення

Дане співвідношення в лініях стільникового зв'язку має значний розкид за рівнями як корисних сигналів виклику  $x(t)$ , так і завад  $v(t)$ . Враховуючи це, як сигнали виклику (ВС) використовують складну їхньою формою, зокрема різні широкопasmові сигнали (ШСС).

Оптимальний прийом ШСС за допомогою узгоджених фільтрів дозволяє збільшувати  $h^2$  – співвідношення сигнал/шум пропорційно базі сигналу. Ймовірність  $P_{ПЦ}$  безпосередньо пов'язана з ймовірністю правильного виявлення  $P_{ПВ}$  співвідношенням:

$$P_{ПВ} = 1 - P_{ПЦ}. \quad (4.3)$$

Ймовірність  $P_{ПТ}$  виражається через щільність розподілу завади:

$$P_{ПТ} = \int_T^{\infty} f_z(T) dT, \quad (4.4)$$

де  $T$  – поріг виявлення.

Ймовірність  $P_{\text{пц}}$  визначається, відповідно з (4.1), через щільність розподілу ймовірності суміші сигналу і завади:

$$P_{\text{пц}} = 1 - \int_T^{\infty} f_{(c+z)}(T) dT. \quad (4.5)$$

Звідси з урахуванням (4.3) отримуємо

$$P_{\text{пв}} = \int_h^{\infty} f_{(c+z)}(T) dT. \quad (4.6)$$

Звідси випливає, що необхідно знайти такий алгоритм обробки прийнятого сигналу, який би мінімізував помилку під час помилкового виявлення  $P_{\text{пв}}$  і максимізував ймовірність правильного виявлення. Очевидно, таким є алгоритм "ідеального спостерігача". Однак в умовах апіорної невизначеності виникають труднощі в його реалізації. В таких випадках  $P_{\text{пв}}$  або  $P_{\text{пц}}$  фіксують, а в іншому – мінімізують. Розглянемо вирішення самої задачі виявлення для ряду типових для мобільних систем статистичних ситуацій.

#### **4.1.2 Вибір оптимальних статистичних алгоритмів виявлення**

##### Байєсівський алгоритм виявлення.

За наявності повної апіорної інформації про параметри сигналу та шуму, використовують параметричний алгоритм, оптимальний за критерієм середнього ризику (байєсівський критерій). Оптимальне байєсівське правило виявлення ґрунтується на мінімізації функції середнього ризику [136–138]:

$$R = \sum \sum_{y_i} \Pi_{ij} P_i \int p_n(y|H_j) dy, \quad (4.7)$$

де  $Y_i$  – область прийняття рішення;

$$\Pi = \begin{pmatrix} \Pi_{00} & \Pi_{01} \\ \Pi_{10} & \Pi_{11} \end{pmatrix} - \text{матриця втрат};$$

$P_1 = 1 - P_0$  – апіорна ймовірність наявності сигналу;

$p_n(y|H_j)$  – умовна щільність ймовірності (функція правдоподібності)

досліджуваної вибірки в припущенні, що правильна гіпотеза  $H_j$ . Байєсівський алгоритм виявлення зводиться до порівняння з порогом функціоналу відношення правдоподібності.

$$\Lambda(y) = \frac{P_n(y|H_1)}{P_n(y|H_0)}. \quad (4.8)$$

Значення порогу визначається формулою

$$T = \frac{\Pi_{01} - \Pi_{00}}{\Pi_{10} - \Pi_{11}} \times \frac{P_0}{P_1}. \quad (4.9)$$

Приймається рішення  $\rho_1$  (гіпотеза відхиляється  $H_0$ , тобто сигнал є), якщо  $\Lambda(y) \geq T$ , і приймається рішення  $\rho_0$  (приймається гіпотеза  $H_0$ , тобто спостерігається тільки шум), якщо  $\Lambda(y) < T$ . До недоліків алгоритму належить необхідність апіорної інформації про статистику сигналів і завад, що на практиці зустрічається досить рідко.

Алгоритм максимальної правдоподібності.

Якщо невідома матриця втрат  $\Pi_{ij}$ , і апіорні ймовірності гіпотези  $H_0$  і альтернативи  $H_1$ , то застосовується критерій максимальної правдоподібності, згідно з яким під час спостереження вибірки  $y = (y_1, \dots, y_n)$  приймається та з гіпотез, якій відповідає більше значення функції правдоподібності вибірки.

Наприклад, приймається гіпотеза  $H_0$ , якщо  $P_n(y|H_0) > P_n(y|H_1)$  (рішення  $\rho_0$ ), і ця гіпотеза відкидається, якщо  $P_n(y|H_1) \geq P_n(y|H_0)$  (рішення  $\rho_1$ ).

Оптимальний алгоритм максимальної правдоподібності диктує обчислення відношення правдоподібності (4.8) і порівняння його з одиницею [137]. Алгоритм МП не вимагає настільки повного обсягу інформації порівняно з алгоритмом Байєса, однак це ж і сприяє його меншій ефективності.

#### Знаковий алгоритм.

Даний алгоритм належить до класу непараметричних [139].

Відповідно до знакового алгоритму альтернатива  $H_1$  про наявність корисного сигналу визнається правильною, якщо для незалежної вибірки  $\vec{y} = (y_1, y_2, \dots, y_n)$

$$\sum_{i=1}^n \text{sign}Y_i \geq T, \quad (4.10)$$

де  $T$  – обраний поріг, що визначається заданим значенням ймовірності  $\alpha = P_{\text{лт}}$ , а знакова функція визначається так

$$\text{sign}Y_i = \frac{y_i}{|y_i|} = \begin{cases} 1, & y_i \geq 0 \\ 0, & y_i < 0 \end{cases}. \quad (4.11)$$

При нерівності, зворотній (4.10), альтернатива  $H_1$  відхиляється і приймається гіпотеза  $H_0$  про відсутність сигналу [138]. Із заданою величиною  $\alpha$  поріг  $h$  визначається наступним чином  $T = (y_\alpha \sqrt{n} + n)/2$ , (4.12), де  $y_\alpha$  – процентна точка нормального розподілу, відповідна ймовірність помилкових тривог [138].

Знаковий алгоритм простий у реалізації, він вільний від розподілу, однак його ефективність сильно змінюється за різної статистичної ситуації. Тому ці виявники рекомендують для використання в менш відповідальних задачах.

У знаково-рангових виявниках використовується інформація не тільки про знаки елементів вибірки, але і про ранги абсолютних величин цих спостережень. Облік знаків дозволяє поліпшити характеристики виявлення без порушення властивостей непараметричного виявника [137].

Нехай  $\vec{y} = (y_1, \dots, y_n)$  – спостережувана незалежна вибірка,  $R_i^+$  – ранг елемента  $|y_i|$ . Один із можливих знаково-рангових алгоритмів виявлення корисного сигналу на фоні завад полягає у порівнянні з порогом суми тих компонент вектора позитивних рангів, які відповідають позитивним вибірковим значенням  $y_i \geq 0$ .

Таким чином, виносяться рішення про наявність сигналу, якщо  $\sum_{i=1}^n R_i^+ \geq T$ .

Із заданою величиною  $\alpha$  поріг  $T$  визначається таким чином:

$$T_{\text{пор}} = \frac{n}{2} \left( y_\alpha \sqrt{\frac{n}{3} + \frac{n}{2}} \right), \quad (4.12)$$

де  $y_\alpha$  – відсоткова точка нормального розподілу, відповідна ймовірності помилкових тривог [137,138].

### Нейронні алгоритми виявлення

Основними вимогами, що висуваються до нейронних мереж для даної задачі, є такі:

1. Сучасні системи виявлення сигналів мають працювати в умовах, для яких характерні висока швидкість зміни зовнішньої обстановки і великий обсяг об'єктів, що підлягають виявленню. У зв'язку з цим, навчання нейронної мережі, яка має адаптуватися до такої обстановки, має проходити досить швидко.

2. Нейронна мережа повинна мати кількість входів, що дорівнює об'єму вхідної вибірки, і два виходи (один вихід відповідає за присутність сигналу, другий – за присутність тільки завади).

Сьогодні відомо кілька десятків нейромережних архітектур. Найбільш вивченими є такі нейромережні парадигми: багатошаровий персептрон, мережі Кохонена, Хопфілда, Хеммінга, мережа з радіально-базисними елементами [140]. Нейронна мережа Хеммінга працює досить швидко і просто.

Розв'язання задачі формується в результаті проходу сигналів всього лише через один шар нейронів. Ємність цієї мережі не залежить від розмірності вхідного сигналу, вона в точності дорівнює кількості нейронів. Відомо, що її можна застосовувати для надійної передачі сигналів в умовах завад [141].

Нейронна мережа Кохонена пристосована до узагальнення. У процесі навчання вхідні вектори асоціюються з відповідними вихідними векторами. Коли мережа навчена, додаток вхідного вектора призводить до необхідного вихідного вектора. Узагальнююча здатність мережі дозволяє отримувати правильний вихід навіть при вхідному векторі, який є неповним або неправильним. Це дозволяє використовувати дану мережу для розпізнавання образів, відновлення образів та підсилення сигналів. Нейронні мережі знаходять все більше застосування в різних задачах прийняття рішень. При виборі вдалої архітектури та методу навчання вдається отримати достатньо якісні рішення. Однак для цілей виявлення ВС при ПЧД їхнє використання пов'язане з досить великою втратою часу. Таким чином, незважаючи на переваги нейронних мереж, описаних вище, можливість використовувати їх для поставленої задачі є проблематичною.

#### **4.1.3 Обґрунтування вибору методу виявлення сигналу виклику**

З проведеного аналізу параметричних методів виявлення процедур Байєса та МП і з численних літературних джерел можна дійти висновку про те, що найкращими алгоритмами є оптимальні статистичні виявники [142]. Вони досить прості в реалізації, однак вимагають апріорних даних про функції розподілу ймовірностей сигналів і завад. Важливу роль в умовах значного рівня апріорної невизначеності відіграють численні непараметричні алгоритми

(в нашому огляді даних знакові і знаково-рангові). Практика показує [142], що ці алгоритми більш стабільні в широкому діапазоні розкидів статистичних параметрів порівняно з оптимальними параметричними алгоритмами. Даний клас алгоритмів, що дозволяє отримувати робастні рішення, вільні від розподілів, однак не володіють високою ефективністю.

Перспективним класом методів виявлення є також нейронні алгоритми, засновані на навчанні нейронних мереж.

Разом із тим у ході реалізації цих алгоритмів виникає необхідність у значному обсязі обчислювальних процедур, що може призвести до неприпустимих часових витрат. Багато практичних досліджень показують, що апіорна невизначеність не носить критичного характеру, що амплітуда багатопроменевих прийнятих сигналів у мобільних лініях зв'язку досить добре апроксимується Релеївським законом розподілу ймовірностей, а самі розподіли миттєвих значень сигналів і завад – нормальним законом [143].

Більш критичними для даних процедур є значний розкид рівнів сигналів і завад. При цьому самі рівні викличних сигналів нормалізуються за рахунок технологічних рішень, за рахунок використання ШПС-структур, що дозволяє стабілізувати необхідний рівень цих сигналів. Одночасно з цим при прийомі ВС діють не тільки шумові завади  $v(t)$ , але і ВС інших АС, а також, можливо, стаціонарні завади інших радіоелектронних систем. Все це призводить до того, що рівень сукупних завад  $v_{\Sigma}(t)$ , що заважають впевненому прийому ВС  $i$ -й АС, становить найбільшу апіорну невизначеність і сприяє появі помилок. Таким чином, параметричні статистичні алгоритми можуть бути рекомендовані за умови отримання більш достовірних даних про рівні сукупних завад, що заважають прийому ВС. Із зіставлення розглянутих методів виявлення випливає висновок про доцільність використання оптимальних параметричних алгоритмів виявлення за умови ідентифікації завадової обстановки у каналі виклику АС.

## 4.2 Вибір алгоритмів виявлення сигналів виклику абонентських станцій при просторово-часовому доступі

Зв'язок абонента з базовою станцією, згідно з існуючим протоколом, починається з виявлення сигналу виклику. Типовою ситуацією, що складається в ході виявлення сигналів АС, є прийом ВС з випадковою амплітудою на тлі гауссових шумових завад із відомим рівнем.

$$y = Hx(t) + v(t). \quad (4.13)$$

Виявлення ВС при ПЧД здійснюється за допомогою прийому на ненаправленій антені по широкому променю в секторі  $\pm 180^\circ$ .

Виявлення зводиться до задачі перевірки гіпотез за спостережуваними реалізаціями [145–147]:

$$y(t) = \begin{cases} H(t)x(t) + v(t), & \text{при гіпотезі } H_1, \\ v(t), & \text{при гіпотезі } H_0, \end{cases} \quad (4.14)$$

де  $t \in [0, T]$ ,  $T$  – період спостереження;  $A(t)$  – амплітуда сигналу;  $x(t)$  – виявляється широкосмуговий сигнал, структура якого апріорно відома. Однак, через випадковий характер амплітудно-фазової структури, ця структура може бути частково перекручена, що вимагає переходу від когерентного до некогерентного виявлення.

Коваріаційна функція гауссівської завади:  $v(t)$

$$K(t, u) = \sigma^2 \rho(t, u) = M\{v(t+u)v(t)\}, \quad (4.15)$$

де  $M\{\bullet\}$  – оператор математичного очікування;  $\sigma^2 \in R_+^1$  – спектральна щільність потужності шуму  $v(t)$ ; дисперсія шумового сигналу в смузі корисного сигналу



$\Delta f_c$ ,  $\rho(t, u)$  – нормована коваріаційна функція, яка предсталається  $\delta$ -функцією. Тому на практиці часто використовують неоптимальні виявники, які при допустимому, не дуже значному програті в ефективності, мають істотно більш просту структуру, ніж оптимальні виявники.

Одним із таких виявників радіосигналів у шумі є енергетичний виявник [148–150], який часто застосовують для виявлення невідомих квазідетермінованих радіосигналів.

Структура енергетичного виявника є оптимальною в ході виявлення гауссівського корисного сигналу з нульовим математичним очікуванням і некорельованими відліками на тлі гауссівського шуму з нульовим математичним очікуванням.

Відомо, що вирішальною статистикою в енергетичному виявнику є сума квадратів оброблюваних відліків. Структура енергетичного виявника може бути узагальнена: можна зводити відліки оброблюваної вибірки не в квадрат, а в довільний позитивний ступінь.

У загальному вигляді задача побудови оптимального виявника зводиться до синтезу алгоритму, що задовольняє критерій мінімуму ймовірності пропуску ВС (пропуску цілей ПЦ) за обмеження на ймовірність помилкового виявлення (помилкових тривог ПТ), тобто

$$P_{\text{пц}} = \min_{\delta \in D_i} P(A, \sigma^2), \quad P_{\text{пт}} = P(\gamma, \sigma^2) \leq T. \quad (4.16)$$

де  $A$  – амплітуда сигналу;  $\sigma^2$  – дисперсія шуму;  $\gamma = (\gamma(d_0|\bar{x}), \gamma(d_1|\bar{x}))$  – вирішальна вектор-функція, що належить множині вирішальних вектор-функцій  $D$ ;  $T$  – поріг помилкової тривоги;  $d_0$  – рішення про прийняття гіпотези  $H_0$  про відсутність сигналу;  $d_1$  – рішення про прийняття гіпотези  $H_1$  про наявність факту передачі сигналу [144, 145].

Структурна схема енергетичного виявника (рис.4.2) включає чотири каскади: лінійний смуговий фільтр, узгоджений з ВС  $i$ -й АС; квадратичний

детектор огибающей; интегратор; пороговый пристрій.

Даний виявник може застосовуватися для виявлення будь-якого сигналу, відомого або невідомого, детермінованого або випадкового процесу. Тому в силу своєї простоти й універсальності він застосовується в каналах із завмиранням, для виявлення детермінованих сигналів невідомої структури [146].

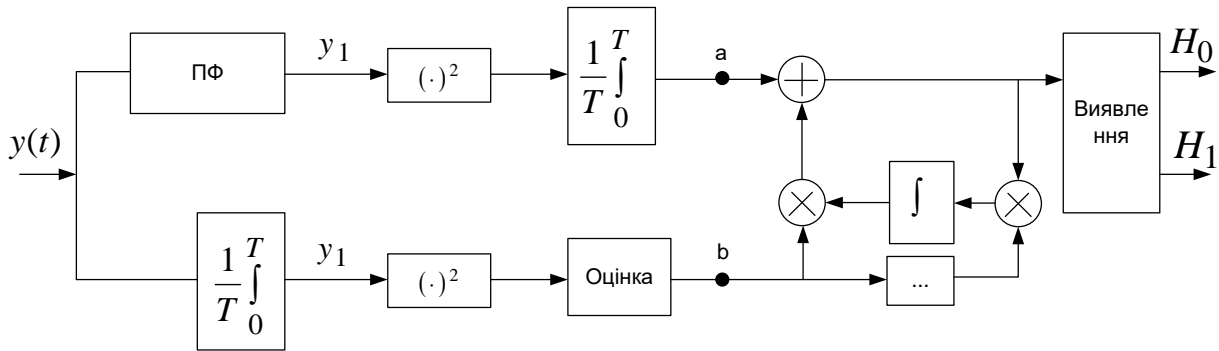


Рисунок 4.2 – Структурна схема енергетичного виявника викличних сигналів

Нормована до спектральної щільності потужності шумів статистика на виході енергетичного виявника має центральний розподіл  $\chi^2$  у разі відсутності сигналу, і нецентральний  $\chi^2$  – розподіл за наявності сигналу з параметром нецентральності, що дорівнює подвоєному відношенню сигнал-шум, і числом ступенів свободи що дорівнює подвоєному добутку тривалості сигналу на ширину смуги [147].

Для розрахунку робочих характеристик енергетичного виявника використовується узагальнена  $Q$ - функція Маркума, алгоритми обчислення якої відомо з [151]. Недоліком даного виявника є залежність порогу виявлення від невідомої спектральної щільності потужності шуму, що не гарантує постійного рівня помилкових тривог зі змінною інтенсивністю завад. Викличний сигнал з відомою структурою, що виявляється, можна подати у вигляді:

$$x(t) = Aa(t) \cos[\omega t + \psi(t) + \varphi], \quad (4.17)$$

де  $A$  – невідома амплітуда  $A \geq 0$  і невідома фаза несучої;  $\in [0, 2\pi]$  (де  $a(t)$  – обвідна, що характеризує амплітудну модуляцію;  $\psi(t)$  – обвідна, що характеризує фазову і частотно-фазову модуляцію. Виявлення ВС відбувається на фоні завади з невідомою дисперсією (випадок некогерентного виявлення) вирішення задачі за критерієм (4.17) призводить до виявника, що заснований за  $F$ -статистикою [146], яка є вибором гіпотези проти альтернативи:

$$Z = \frac{\chi_1^2(n_1, 0)}{\chi_2^2(n_2, \lambda_2)} \text{ при гіпотезі } H_0, \quad Z = \frac{\chi_1^2(n_1, \lambda_1)}{\chi_2^2(n_2, 0)} \text{ при гіпотезі } H_1. \quad (4.18)$$

де  $\chi_1^2(n_1, \lambda_1), \chi_2^2(n_2, \lambda_2)$  – незалежні коефіцієнти  $\chi^2$ -розподіли випадкової величини  $Z$ ;

$n_i$  – кількість ступенів свободи випадкової величини;

$\lambda_i, i = 1, 2$  – параметр нецентральності.

Оскільки одночасно мінімізувати  $P_{\text{пт}}$  і  $P_{\text{пц}}$  неможливо, в ході організації виявлення сигналу виклику АС важливо зафіксувати допустимий рівень  $P_{\text{пт}}$  і мінімізувати  $P_{\text{пц}}$ .

В інших ситуаціях, наприклад, у радіолокації, фіксують  $P_{\text{пц}}$ , зазвичай, оскільки велику небезпеку становить невиявлення об'єкта.

Очевидно, вибираючи  $P_{\text{пт}} \leq P_{\text{пт}}^{\text{don}}$  з умови мінімуму цього значення, цим самим припускаємо більше число пропусків викличних сигналів, а відповідно і деяке збільшення часу доступу до мережі. Інакше велика кількість помилкових тривог призведе до непродуктивних витрат БС і її завантаження.

Тому значення  $P_{\text{пт}}^{\text{don}}$  слід вибирати, виходячи з необхідної якості обслуговування QoS. Фіксуючи  $P_{\text{пт}}^{\text{don}}$ , можна ставити задачу оптимізації виявлення сигналу з відомою формою і невідомою дисперсією з використанням критерію мінімуму ймовірності пропуску  $\min_{\delta \in D_i} P_{\text{пц}}$ .

Для розрахунку робочих характеристик енергетичного виявника використаємо узагальнену  $Q$ -функцію Маркума [151]. Такий виявник є оптимальним для умов завад типу ГБШ. Однак скористатися відомими рішеннями, які запропоновані в роботах Шварца і Літтла [10], не є можливим. Відмінність цієї задачі в тому, що виявляти ВС  $x(t)$  доводиться не на тлі ГБШ, а на тлі станційних завад групи ВС інших АС і того ж ГБШ.

Завадова обстановка у викличному каналі постійно змінюється згідно з основним трафіком. Так, у періоди ЧНН на вході приймача ВС БС одночасно може здаватися більш 10 ВС АС, що піднімає рівень завадового фону на 10–20дБ по відношенню до теплового шуму.

Статистика такої завадової ситуації нестационарна і асимптотично прагне до нормального закону в силу виконання умов центральної граничної теореми. Після узгодженого прийому ВС  $i$ -й АС розподіл ймовірностей сукупних завад ще більше нормалізується. У нічні години число викличних сигналів АС знижується і становить понад 5–15 в одну хвилину. Таким чином, завадова обстановка утворюється з двох основних компонент:  $v(t)$  – теплового ГБШ з дисперсією в смузі прийому  $\sigma_v^2$  і  $x_z(t)$  – сукупного процесу ВС активних абонентських станцій з дисперсією  $\sigma_\Sigma^2 \gg \sigma_v^2$ . Такий інтегральний завадовий процес носить назву шуму Ліхтера [148]. Щільність розподілу ймовірностей такого шуму має характер полігауссівського,

$$P_L(x) = \frac{1-a}{\sqrt{2\pi\sigma_v^2}} \exp\left\{-\frac{x^2}{\sigma_v^2}\right\} + \frac{a}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \exp\left\{-\frac{x^2}{\sigma^2}\right\}, \quad (4.19)$$

де  $\sigma^2 = \sigma_v^2 + \sigma_\Sigma^2$  – дисперсія сукупного шуму;  $a = \omega\lambda$ ,  $\omega$  – середня частота появи ВС,  $\lambda$  – середня тривалість дії ВС АС. Аналітичний вигляд щільності ймовірності вирішальної статистики енергетичного виявника  $P_{\chi^2}(z, n, \sigma_a^2)$  знайти досить складно. Тому на практиці користуються методами статистичного моделювання.

Для отримання чисельного результату скористаємося апроксимацією [152]. Щільність розподілу ймовірності узагальненого центрального  $\chi^2$ -розподілу з числом ступенів свободи  $n$  і  $\sigma_a^2$  дисперсією подається у вигляді:

$$P_{\chi^2}(z, n, \sigma_a^2) = \frac{z^{\frac{n}{2}-1} \exp\left\{-\frac{z}{2\sigma_a^2}\right\}}{(2\sigma_a^2)^{\frac{n}{2}} \Gamma(n/2)}, \quad (4.20)$$

$$\text{де } \sigma_a^2 = \frac{\sigma_v^2}{(1-a)\sigma_v^2 + a\sigma^2}.$$

Умовна щільність розподілу ймовірностей вирішальної статистики, за умови, що правильна гіпотеза  $H_0$  :

$$P_0(z/H_0) = P_{\chi^2}(z, n, \gamma_0) \left[ a^{n-2} \left( \frac{\gamma_0}{\sigma_a^2} \right) F_{11} \left( \frac{n}{2}, \frac{z}{2\sigma^2} - \frac{z}{2\sigma_v^2} \right) \right], \quad (4.21)$$

$$\text{де } \gamma_0 = \frac{\sigma^2}{(1-a)\sigma_v^2 + a\sigma^2}; \quad {}_1F_1(A, B, C) = \frac{\Gamma(B)}{\Gamma(A)\Gamma(B-A)} \int_0^t \exp\{ct\} t^{A-1} (1-t)^{B-A-1} dt \text{ – вироджена}$$

гіпергеометрична функція Куммера.

Результати розрахунку за формулою  $P_{\text{лт}}(T) = \int_T^\infty P_0(z/H_0) dz$  наведено на рис.4.3.

Реалізація  $n=50$  отримана за відліків ВС і дисперсіях  $\sigma_\Sigma^2 / \sigma_v^2 = 19$  дБ  $a_1 = 0,001$ ,  $a_2 = 0,005$ ,  $a_3 = 0,01$ . Очевидно, коефіцієнт характеризує частку, що обмежує частини сукупного процесу Ліхтера. З рисунка випливає, що зі збільшенням кількості одночасно діючих сигналів виклику АС ймовірність помилкової тривоги  $P_{\text{лт}}$  знижується. З іншого боку  $T$ , вибором порогу вдається отримати необхідне значення  $P_{\text{лт}}$ .

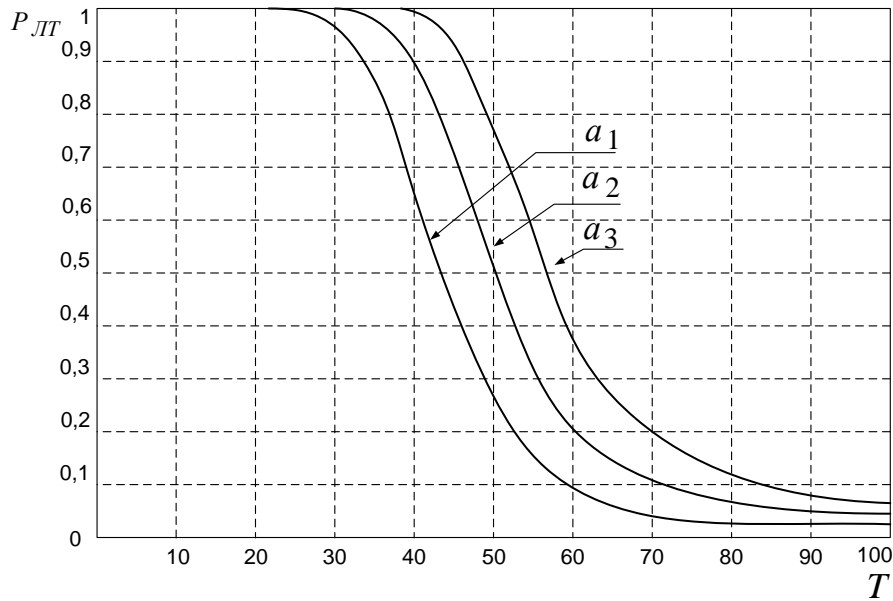


Рисунок 4.3 – Залежність ймовірності помилкової тривоги від порога виявлення  $P_F(T')$

Особливо значущими є залежності якості виявлення від співвідношення сигнал/шум, де як шум – шум Ліхтера. Дане відношення виглядає:

$$q = \sqrt{h^2} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n S_i^2}{\sigma^2}} ; h^2 = \frac{\sum_{i=1}^n S_i^2}{\sigma^2} . \quad (4.22)$$

Тут  $S_i$  – відліки сигналу,  $\sigma^2 = \sigma_1^2 + a\sigma^2$  – дисперсія шуму Ліхтера. Методом статистичного моделювання можуть бути отримані значення ймовірності правильного виявлення  $P_{ПВ}$  з фіксованою ймовірністю помилкової тривоги  $P_{ЛТ}$ . Зафіксуємо ймовірність помилкової тривоги на рівні  $P_{ЛТ} = 0,01$ . Ймовірність правильного виявлення  $P_{ПВ}$  була розрахована за приближеною аналітичною формулою [148–152]:

$$P_{\text{ПО}} = 1 - C \left\{ (1-a)^n \exp(-h^2/2) \times \sum_{r=0}^{\infty} \frac{(h^2/2)^r}{r!} \gamma\left(\frac{n}{2} + r, \frac{T}{2\sigma_a^2}\right) + a \exp(-h^2/2) \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(-h^2/2)^k}{k!} \gamma\left(\frac{n}{2} + k, \frac{T}{2\gamma_0}\right) \right\}. \quad (4.23)$$

За допомогою залежності (4.23) вдається описувати ефективність традиційного енергетичного виявника. Тут  $T$  – значення порогового рівня  $C = [(1-a)^n + a^n]^{-1}$  – нормована константа,  $n$  – обсяг вибірки. На рис.4.4 наведено графіки залежності ймовірності правильного виявлення  $P_{\text{ПВ}}(T)$  від порогового рівня, побудованого відповідно до (4.23).

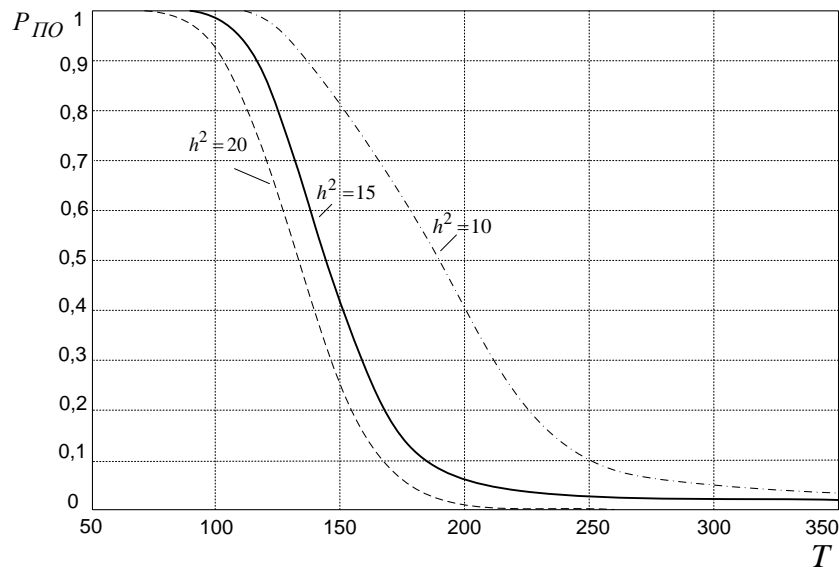


Рисунок 4.4 – Залежності ймовірності правильного виявлення  $P_{\text{ПВ}}$  від порогового рівня  $T$

На рис.4.5 наведено графіки залежності ймовірності правильного виявлення  $P_{\text{ПВ}}(h^2)$  за різних фіксованих значень ВСШ.

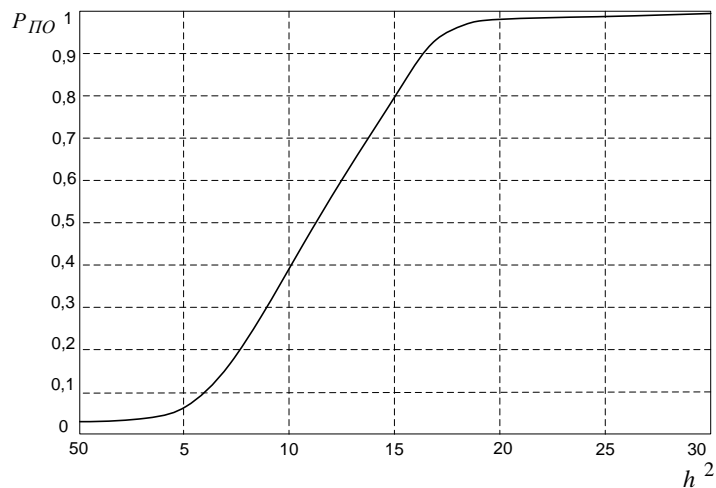


Рисунок 4.5 – Залежності ймовірності правильного виявлення  $P_{ПВ}$  за різних фіксованих значень ВСШ

Дані залежності дозволяють вибирати відповідні характеристики енергетичного виявника і задавати поріг  $T$  з метою фіксації значень  $P_{ПВ}$ . Разом з тим, дані характеристики не пов'язані з вказаними співвідношеннями. Знайдемо рішення, які мінімізують час виявлення ВС  $i$ -й АС.

### 4.3 Оптимізація алгоритмів виявлення викличних сигналів

#### Постановка задачі

В ході організації процедури виявлення ВС важливим є не тільки досягнення максимуму правильного виявлення  $P_{np}(k)$  за  $k$  – сигналами виклику, але і мінімізація числа цих сигналів. Ця задача оптимізації спрямована на забезпечення необхідного рівня обслуговування  $QoS$ , зокрема на мінімізацію затримки в наданні цього обслуговування.

#### Вибір методу рішення

Поставлена задача вирішується в класичній постановці як вибір гіпотези про наявність ВС ( $H_1$ ) проти альтернативи  $H_0$ . У силу великого



розосередження рівнів сигналів і завад на входах вирішальної схеми, остаточне рішення з одиничного випадку виявлення ВС ( $H_1$ ) не приймається. Зазвичай вимагається передача декількох ВС і кілька фактів виявлення цього сигналу. Відносно рішення з кількох правильних виявлень одиничних ВС, як правило, приймається за правилом "k" з "m", де m – заздалегідь встановлений обсяг вибірки ВС.

#### Розв'язання задачі оптимізації виявлення "k" з "m"

Процедура виявлення "k" з "m" зазвичай розбивається на два етапи. На 1-му етапі проводиться незалежне один від одного виявлення ВС за вибіркою обсягом m, де кожний елемент вибірки – окремий ВС. У результаті моніторингу отримуємо послідовність значень 0 і 1, які відповідають рішенням про відсутність, і виявлені ВС у спостереженнях  $y(t) = Hx(t) + v(t)$ , де  $x(t)$  – ВС. Таким чином, отримуємо повторну вибірку нулів і одиниць, що підлягає подальшій обробці на другому етапі. На другому етапі за отриманою статистикою  $n = 1, 2, \dots, m$  здійснюється підрахунок числа виявлених ВС. За час перевищення цієї кількості  $k \geq k_{sp}$  на інтервалі  $m$  приймається остаточне рішення про наявність виклику відповідної АС.

#### Результати аналізу алгоритму виявлення за правилом "k" з "m"

Результати отримаємо для типових мобільних каналів в умовах релеївського розподілу ймовірностей амплітуди сигналу  $x(t)$ , що приймається на тлі білого гауссівського шуму  $v(t)$ . В цих умовах: ймовірність правильного виявлення [153]:

$$P_{ni} = P(1|H_1) = P(1|H_0)^{(1+h^2/2)^{-1}}, \quad (4.24)$$

де  $h^2 = \frac{E_c}{N_0}$  – відношення енергії сигналу до спектральної щільності потужності шуму.

В результаті моделювання отримано графічні залежності  $P_{ПВ}$  від обсягу повторної вибірки  $m$  за різних значень  $k$  (рис.4.6). З наведених залежностей випливає, що з малими обсягами вибірки  $m \leq 5 \dots 7$  ймовірність правильного виявлення низька, водночас вона швидко росте зі зростанням  $m$ . Аналогічна залежність  $P_{ПВ}$  від  $k$ : із зростанням  $k$  збільшується ймовірність  $P_{ПВ}$ , що відповідає фізичним міркуванням.

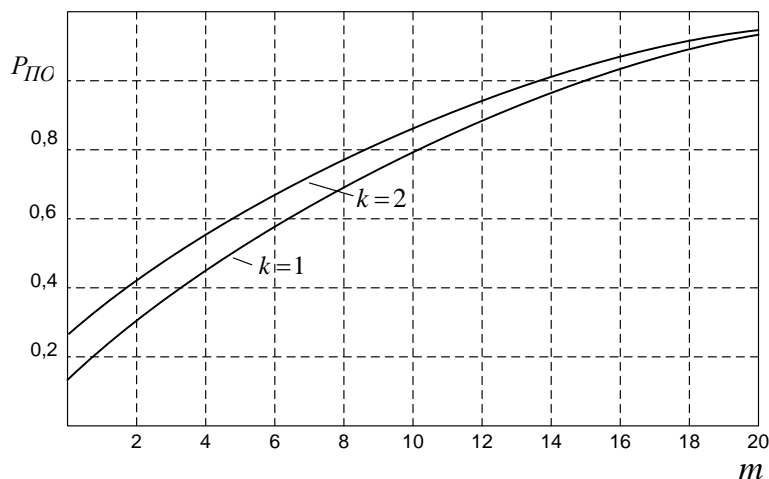


Рисунок 4.6 – Графіки залежності  $P_{ПВ}$  від обсягу повторної вибірки  $m$

Аналіз якості алгоритму виявлення за правилом "k" з "m"

Позначимо помилкове і правильне виявлення на одиничному інтервалі  $i = 1, 2 \dots n$  відповідно  $P(1/H_0)$  і  $P(1/H_1)$ , тоді ймовірність правильного виявлення  $P_{ПВ} = P_{ПВ}(r, m)$  і помилкової тривоги  $P_{ПТ} = P_{ПТ}(r, m)$ . Остаточне рішення залежить від ймовірностей  $P(1/H_0)$  і  $P(1/H_1)$ , а точніше від обсягів повторної вибірки  $m$  і  $k$ . Проаналізуємо залежності необхідних значень ймовірностей  $P_{ПТ}$  і  $P_{ПВ}$  від параметрів  $m$  і  $k$ . У результаті моніторингу отримуємо послідовність "m" випробувань, які є незалежними випробуваннями. При цьому розподіл ймовірностей події  $i = k$  може бути апроксимовано розподілом Бернуллі [154]:

$$P(k = i) = C_m^i p^i q^{m-i}, \quad (4.25)$$

де  $C_m^i = \frac{m!}{i!(m-i)!}$  – біноміальні коефіцієнти, що визначають число правильних виявлень з "m".

$p^i$  – ймовірність правильного виявлення  $i$ -го ВС;

$q = 1 - p$  – ймовірність пропуску цілі.

В результаті отримуємо:

$$P_{ЛГ} = 1 - (1 - P(1/H_0))^m \sum_z \binom{m}{z} \left( \frac{P(1/H_0)}{1 - P(1/H_0)} \right)^z, \quad (4.26)$$

$$P_{ПО} = 1 - \left( \prod_{i=1}^m (1 - P(1/H_0)) \right)^m \sum_z \sum_{1 \leq i_1 < \dots < i_z \leq m} \prod_{l=1}^z a_{i_l}, \quad (4.27)$$

де

$$a_i = P(1/H_1) / [1 - P(1/H_1)].$$

В лініях мобільного зв'язку параметри ВС вибираються, щоб ймовірність пропуску мети була б мінімальною, тобто  $P_{ПЦ} \ll 1$ , при цьому:

$$P_{ПЦ} = P(1/H_0) \cdot \left[ P_{ЛГ} / \binom{m}{k} \right]^{\frac{1}{k}}. \quad (4.28)$$

Формули (4.26)–(4.28) встановлюють залежність характеристик алгоритму  $P_{ЛГ}$  та  $P_{ПВ}$  його параметрів  $m$ ,  $k$  і характеристик системи первинної обробки  $P(1/H_0)$  і  $P(1/H_1)$ . Дослідити отримані вирази аналітично досить складно. Тому подальші результати отримані за допомогою математичного моделювання.

Оптимізація параметрів алгоритму. Для отримання чисельних результатів приймемо деякі обмеження:

– амплітуди сигналів  $S_i(t)$ ,  $i = 1, 2, \dots, m$  і їхні початкові фази є незалежними випадковими величинами, розподіленими відповідно за законом Релея і рівномірно на інтервалі  $[0, 2\pi]$ ;

– завада  $[0, 2\pi]$  – ГБШ зі спектральною щільністю  $N_0$ ;

– первинна обробка сигналів оптимальна, і при вибраних моделях сигналів і завади вона полягає у порівнянні з порогом квадрата модульного значення кореляційного інтеграла [155]. Відомо, що в цих умовах

$$P(1/H_1; D_i) = P(1/H_0)^{(1+h^2/2)^i}, \quad (4.29)$$

де  $h^2 = E_c/N_0$  – відношення сигнал-шум для спостереження  $y_i(t)$ ;  $E_c$  – середнє значення енергії сигналу  $S_i(t)$ . Вираз (4.29) при зроблених допущеннях дозволяє визначити ймовірність  $P_{ПВ}(k; m)$ . Результати розрахунку залежності  $P_{ПВ}(k; m)$  від параметрів  $m$  і  $k$  при  $P_{ПТ} = 10^{-7}$  постійних значеннях  $h^2$  наведено графіками на рис.4.7 і 4.8.

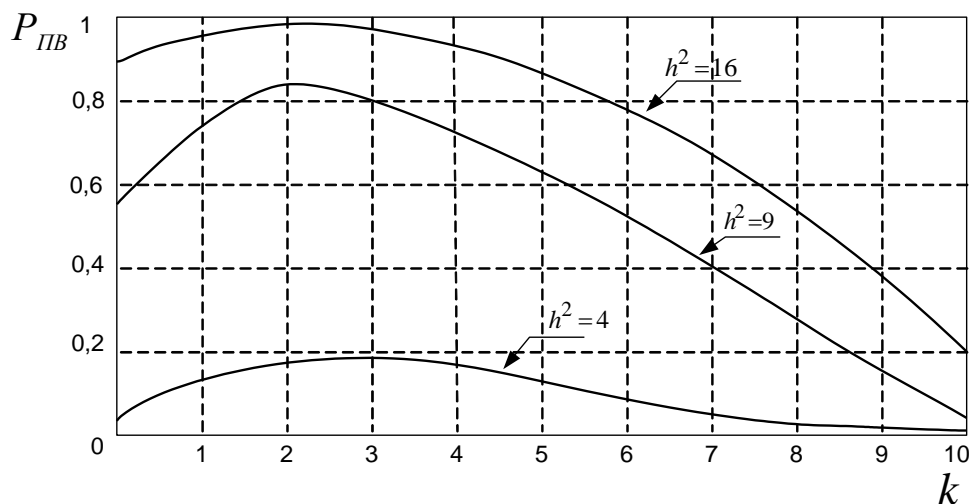


Рисунок 4.7 – Графіки залежності ймовірності  $P_{ПВ}$  від розміру повторної вибірки виявлених ВС при різному співвідношенні сигнал/шум

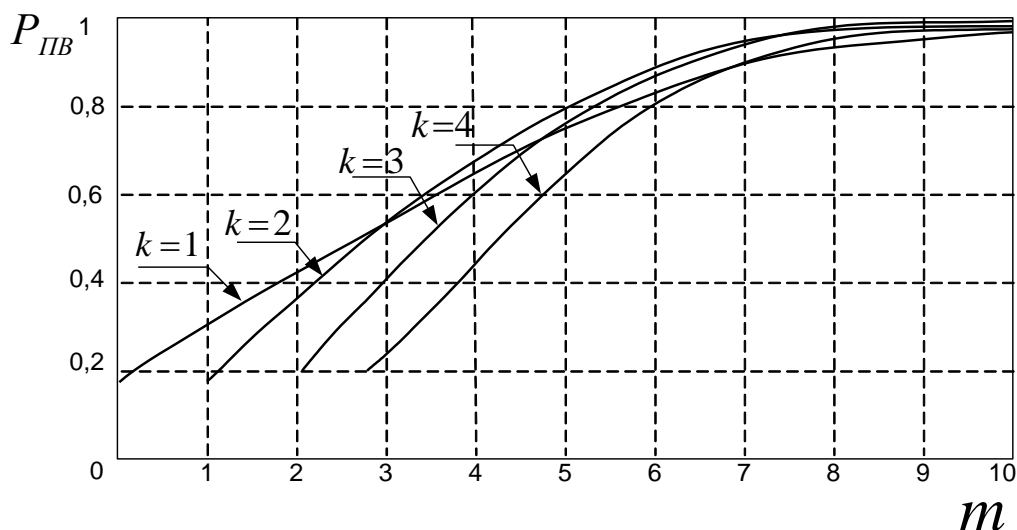


Рисунок 4.8 – Графіки залежності ймовірності  $P_{ПВ}$  від розміру успішних результатів повторної вибірки виявлених ВС

Графіки залежності ймовірності правильного виявлення від розміру успішних результатів повторної вибірки виявлених ВС.

З рис.4.7 видно, що і при  $m=10$  будь-якому значенні  $h_i^2$  залежність  $P_{ПВ}(k;m)$  має максимум, відповідний оптимальному значенню параметра  $k$ . Аналогічний результат отримано і для інших значень.

На рис.4.8 показано залежності від ймовірності  $P_{ПВ}(k;m)$  при  $m$  – різних значеннях  $k$ . З наведених тут графіків випливає, що існують такі мінімальні значення параметра  $m$ , які при відповідних оптимальних  $k$  забезпечують задану ймовірність правильного виявлення  $P_{ПВ}$ . При цьому для різних  $P_{ПВ}$  розрізняються і оптимальні значення параметрів.

Для  $P_{ПВ} = 0,5$  оптимальні  $m = 4, k = 1$ ;

для  $P_{ПВ} = 0,7$   $k = 2, m = 5$ ;

для  $P_{ПВ} = 0,9$   $m = 8, k = 3$ .

Таким чином, для алгоритмів виявлення  $k$  з  $m$  в умовах виявлення, що змінюються, умови існують оптимальні за критерієм максимуму якості виявлення параметри  $m, k$ . Їхні значення визначаються вимогами до

ймовірностей помилкової тривоги і правильного виявлення і характеристик первинної системи обробки спостережень.

#### **4.4 Оптимізація послідовної процедури виявлення сигналів виклику з супроводом у початковій стадії**

Запропонована у підрозділі 4.3 оптимізована процедура виявлення ВС за правилом "к" з "m" не враховує динаміку самого процесу виклику. Оскільки зазначена процедура однаково ефективна, якщо на інтервалі вибірки  $m$  при рівному співвідношенні нулів і одиниць залишається незмінним при всіх випадках розташування 0 або 1 на цьому інтервалі. Разом з тим випадок, коли послідовність рішень на даному інтервалі починається з нулів, наприклад, 0,0,0,0...1,1,... $m$  принципово відрізняється від послідовності 1,1,1,1...00. При послідовному моніторингу виявлених ВС на  $i$ -циклах урахування початкової стадії має принципове значення. Сама процедура будується так, що у разі невиявлення ВС на відповідних  $i$ -циклах відбувається скидання початкових даних і процедура переходить на наступний інтервал. Розглянемо ситуації послідовного виявлення ВС при різних початкових процедурах реалізації моніторингу [156–158].

Часто вважають, що при послідовному виявленні ВС АС використовується критерій 3 з трьох». ВС вважається виявленим, якщо цей сигнал був виявлений у трьох циклах передачі, що прямують один за одним. Водночас правилом скидання статистики вважається невиявлення ВС на основі критерію «2 пропуски поспіль». Такий процес, коли відбувається виявлення і супровід послідовно виявлених сигналів, можна розглядати як траєкторний моніторинг. Процес виявлення і супроводу траєкторії характеризується кількома станами. Якщо до моменту ще не було отримано жодного ВС, то такий стан називатимемо вихідним станом або станом з номером "0". По мірі надходження ВС процес переходитиме в інші стани, що мають номери 1, 2, ... і т.д. Логіка переходів від одного виявлення до іншого визначається процедурами

зав'язки і скидання траєкторій. Якщо на відрізках часу моніторингу ВС був виявлений і прийнята позначка була правильно прив'язана, то цьому відрізку ставитимемо у відповідність цифру "1", інакше – цифру "0", тобто, цифра "1" означає надходження позначки ВС на другий етап для аналізу процедури виявлення. Для аналізу і прийняття рішення щодо наявності або відсутності ВС слід розглянути статистику другого етапу в трьох останніх циклах прийому. Ці результати можна записати у вигляді послідовності з трьох цифр, наприклад, "011". Якщо аналіз проводиться в третьому циклі, то перша з цих цифр (розташована ліворуч цифра "0"), належить до першого циклу огляду. Наступні дві цифри належать до другого і третього циклів. Під час аналізу у четвертому циклі використовується нова послідовність. Вона формується з колишньою шляхом відкидання лівої цифри і додавання праворуч нової, що характеризує результат роботи в четвертому циклі. Наприклад, якщо в четвертому циклі ВС не був виявлений, то отримаємо "110". Трирозрядне двійкове число, аналізоване при зав'язці траєкторії, може приймати вісім різних значень. Тому, формально, процес зав'язки може перебувати у восьми різних станах. Однак деякі стани виявляються еквівалентними, наприклад, "000" і "100". У цих випадках у поточному циклі огляду траєкторія не буде зав'язана. А в наступному циклі обидва ці стани перейдуть в один і той самий новий стан. Фактично виявляється, що в ході використання критерію «3 з трьох» процес зав'язки траєкторії може перебувати в чотирьох станах, що розрізняються між собою по суті.

Процес виявлення і супроводу траєкторії наведений на рис.4.9 графом, де відображені переходи з одного стану в інший.

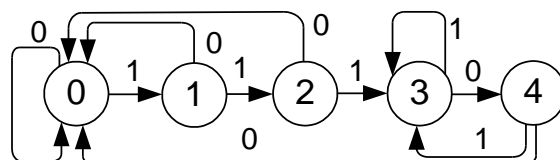


Рисунок 4.9 – Перехідний граф станів для критерію «3 з трьох» для траєкторії

0,1,2,3,4

На самому початку роботи процес знаходиться в нульовому стані (кружок з номером "0" всередині). Якщо результатом роботи в поточному циклі огляду є "1", то здійснюється перехід у стан "1". Цей перехід відображається стрілкою, що з'єднує стани "0" і "1" (стрілка позначена цифрою "1", що є результатом роботи в поточному циклі). Якщо ж результатом є "0", то процес залишається в нульовому стані. Аналогічно відображаються всі інші переходи. Під час зав'язки траєкторії процес знаходиться в стані "0", "1" або "2". Стан "3" може належати як до зав'язки траєкторії, так і до супроводу траєкторії. При супроводі траєкторії процес знаходиться в стані "3" або "4". Під час скидання траєкторії з супроводу здійснюється перехід зі стану "4" в стан "0".

Позначимо через  $q0_i, q1_i, q2_i, q3_i, q4_i$  ймовірності того, що процес роботи з траєкторією знаходиться в станах "0", "1", "2", "3", "4". Індекс  $i$  означає номер завершеного циклу огляду;  $i = 1, 2, \dots$ . Ймовірності з нульовим індексом описують стан до початку роботи; задаємо  $q0_0 = 1, q1_0 = q2_0 = q3_0 = q4_0 = 0$ . Припустимо, що відомі ймовірності станів  $q0_{i-1}, q1_{i-1}, q2_{i-1}, q3_{i-1}, q4_{i-1}$  після  $(i-1)$ -го циклу огляду. Позначимо через ймовірність  $p$  того, що результатом роботи в тому чи іншому циклі моніторингу є "1". Відповідно з ймовірністю  $(1-p)$  може спричинити "0". Цих даних достатньо, щоб визначити ймовірності станів після  $i$ -го циклу огляду. Наприклад, у стан "1" можна прийти тільки із стану "0" і тільки в тому випадку, якщо в поточному циклі огляду відмітка від ВС була отримана. Тому,  $q1_i = p \cdot q0_{i-1}$ . Користуючись поданим на рис.4.13 графом, запишемо вирази для інших ймовірностей. У результаті отримаємо рекурентні співвідношення

$$\begin{aligned}
 q0_i &= (1-p)q0_{i-1} + (1-p)q1_{i-1} + (1-p)q2_{i-2} + (1-p)q4_{i-1}; \\
 q1_i &= p \cdot q0_{i-1}; \\
 q2_i &= p \cdot q1_{i-1}; \\
 q3_i &= p \cdot q2_{i-1} + p \cdot q3_{i-1} + p \cdot q4_{i-1}; \\
 q4_i &= (1-p) \cdot q3_{i-1},
 \end{aligned}
 \tag{4.29}$$



які дозволяють знайти ймовірності станів після будь-якого циклу огляду. Ймовірність правильного виявлення і супровід траєкторії визначається як  $P_{ПВ} = q3_i + q4_i$ . На рис.4.10 наведено результати ймовірності виявлення та проведення траєкторії залежно від поточного номера циклу моніторингу за різних ймовірностей надходження ВС, отримані за наведеними вище формулами. З графіків випливає, що після достатньої кількості циклів огляду, ймовірність виявлення і супроводу траєкторії досягає деякого постійного значення, що залежить від ймовірності надходження ВС.

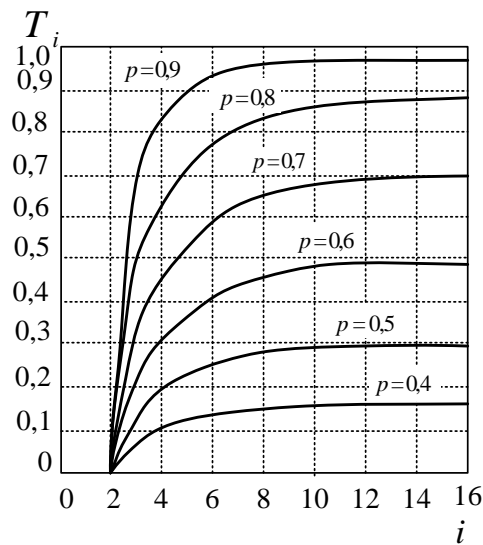


Рисунок 4.10 – Залежність ймовірності правильного виявлення від числа циклів оглядів для різних значень ймовірності разового виявлення

Знайти сталу ймовірність виявлення і супроводу траєкторії (при незмінній ймовірності надходження ВС за один цикл огляду) можна, якщо виконати ітераційні обчислення (4.29) для великої кількості циклів огляду. Існує ще один спосіб знаходження ймовірностей. З достатньо великою кількістю циклів виявлення  $i \gg 1$ , отримуємо:

$$q0_i = q0_{i-1}, q1_i = q1_{i-1}, q2_i = q2_{i-1}, q3_i = q3_{i-1}, q4_i = q4_{i-1}.$$

Тому індекси (4.29) можна опустити. Отримаємо однорідну систему лінійних рівнянь щодо невідомих  $q_0, q_1, q_2, q_3, q_4$ :

$$\begin{aligned} q_0 &= (1-p)q_0 + (1-p)q_1 + (1-p)q_2 + (1-p)q_4; \\ q_1 &= p \cdot q_0; \\ q_2 &= p \cdot q_1; \\ q_3 &= p \cdot q_2 + p \cdot q_3 + p \cdot q_4; \\ q_4 &= (1-p) \cdot q_3, \end{aligned} \tag{4.30}$$

Для отримання нетривіального розв'язання, систему (4.30) необхідно доповнити ще одним рівнянням.

$$q_0 + q_1 + q_2 + q_3 + q_4 = 1. \tag{4.31}$$

Після переходу від ітераційних формул (4.29) до системи рівнянь (4.30) виявилися невикористовуваними початкові дані  $q_{0_0} = 1$ ,  $q_{1_0} = q_{2_0} = q_{3_0} = q_{4_0} = 0$ .

Замість цих початкових даних з'явилося додаткове рівняння (4.31). Спільне розв'язання (4.30) і (4.31), з урахуванням імовірності виявлення і супроводу траєкторії, яка визначається формулою  $P_{ПВ} = q_3 + q_4$ , отримуємо

$$P_{ПВ} = \frac{p^3(2-p)}{1-p(1-p^2)}. \tag{4.32}$$

Отримаємо загальне розв'язання. Припускаємо, що для виявлення траєкторії використовується критерій "m" з "n". Скидання траєкторії з супроводу здійснюється при m пропусках ВС поспіль. Можна показати, що стосовно до цих критеріїв ймовірність виявлення ВС і супроводу траєкторії визначається формулою

$$P_{ПВ} = 1 - \frac{(1-p)^{m-1}(1-p^n)}{(1-p)^{m-1} + [1 - (1-p)^{m-1}]p^{n-1}}, \tag{4.33}$$

якщо  $1-p \ll 1$ ,  $P_{ПВ} \approx 1 - n(1-p)^m$ .

Розглянемо приклади деяких перехідних графів. На рис.4.11 наведений граф переходів у ході реалізації критерію зав'язки траєкторії «3 із чотирьох з обов'язковою другою відміткою» і критерію скидання з супроводу «3 пропуску поспіль». Назва відповідного критерію виявлення траєкторії обумовлена тим, що з появою послідовності "1011" рішення про зав'язку траєкторії не приймається (незважаючи на наявність трьох позначок). В іншому випадку, з появою після другого циклу послідовності "10", для прив'язки позначки в третьому циклі довелося б використовувати строб з великими розмірами. Для критеріїв, поданих графом на рис.4.11, ймовірність виявлення і супроводу траєкторії в сталому режимі має вигляд

$$P_{ПВ} = 1 - \frac{(1-p)^3 [(1+p) + p^2(2-p)]}{(1-p)^3(1+p) + p^2(2-p)}. \quad (4.34)$$

При цьому, якщо  $1-p \ll 1$ , то  $P_{ПВ} \approx 1 - 3(1-p)^3$ .

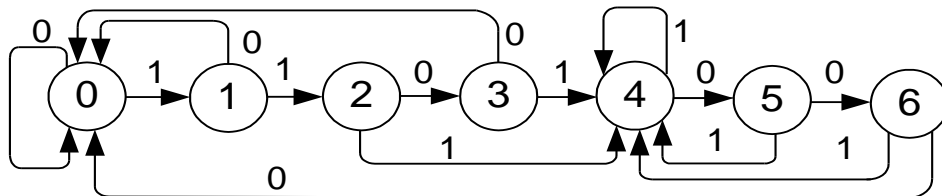


Рисунок 4.11 – Граф перехідних станів для критерію “три з чотирьох” з обов'язковою другою відміткою

Позначимо через  $P_0$  імовірність виявлення ВС у циклі огляду. Нехай  $P_\varepsilon$  – ймовірність події, яка полягає в тому, що відмітка від виявленого ВС не була прив'язана до супроводжуваної або зав'язуваної траєкторії. Тоді ймовірність надходження відмітки від ВС для перевірки критеріїв визначається як  $P_{ВС} = (1-\varepsilon) \cdot P_0$ .

Статистику ВС вважатимемо релеївською. Середнє значення відношення сигнал-шум позначимо через  $h^2$ . Імовірність виявлення ВС у поточному циклі огляду записуватимемо у вигляді  $P_0(h^2)$ . Ймовірність виявлення ВС при релеївських флуктуаціях сигналу [159–161]:

$$P_0(h^2) = \exp\left\{ -\frac{\lambda}{1+h^2} \right\}, \quad (4.35)$$

де  $\lambda = \ln(1/P_{\text{пт}})$ ,  $P_{\text{пт}}$  – ймовірність помилкової тривоги, що належить до одного циклу виявлення.

Задаючись значеннями відношення сигнал-шум  $h^2$ , знаходимо  $P_0 = P_0(h^2)$ . Потім визначаємо ймовірність надходження відмітки  $P_{\text{BC}} = (1 - P_\varepsilon) \cdot P_0$  і за наведеними вище формулами знаходимо ймовірність виявлення і супроводу траєкторії. На рис.4.12 наведено залежності сталої ймовірності виявлення і супроводу траєкторії від відношення сигнал-шум при  $P_{\text{пт}} = 10^{-6}$ ,  $P_\varepsilon = 0$ . Критерії: 1 – «3 з чотирьох з обов’язковою другою відміткою» і «3 пропуски поспіль»; 2 – «3 з трьох» і «2 пропуски поспіль»; 3 – «4 з чотирьох» і «2 пропуску поспіль».

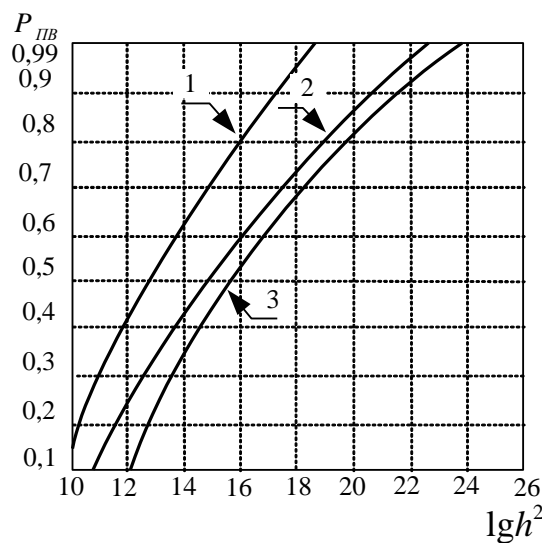


Рисунок 4.12 – Графіки залежності ймовірності правильного виявлення від співвідношення сигнал/шум

У завадах необхідно використовувати критерій виявлення траєкторій «4 з чотрьох», який володіє певними перевагами перед іншими критеріями, однак імовірність виявлення ВС і супроводу траєкторій виявляється нижчою, ніж під час використання інших критеріїв. У нескладних умовах можна отримати більш високу ймовірність, якщо використовувати критерій «3 з чотирьох з обов'язковою другою відміткою».

## **Висновки до розділу**

1. Методи виявлення сигналів є складовою частиною у вирішенні більш загальних задач, що виникають у безпроводових телекомунікаційних мережах, оскільки саме процедура виявлення викличного сигналу передує наданню самої послуги зв'язку абоненту. Особливе значення дана процедура набуває під час використання просторово-часового доступу, оскільки потрібно максимально скоротити відрізок часу від початку виклику до надання самої послуги. Під час використання просторово-часового доступу на БС перед наданням послуги необхідно провести ряд процедур з прийому і виявлення ВС кожної активованої АС, організувати для кожної з цих АС відповідну просторово-поляризаційну обробку їхніх сигналів, оцінити напрямки приходу сигналів і кількість станцій та ін. Все це вимагає значних обчислювальних витрат за умови мінімізації часу затримки надання послуги.

2.. Мінімізація затримки часу для надання послуги при просторово-часовому доступі може бути досягнута за рахунок ряду оптимізаційних процедур. До таких належать:

- вибір оптимального вирішального правила виявлення викличних сигналів;
- оптимальна процедура прийняття рішення виявлення ВС АС;
- підвищення завадозахищеності викличних сигналів, що приймаються на тлі теплового шуму та наявності ВС інших АС;
- підвищення ефективності обробки послідовностей ВС та ін.

3. У результаті аналізу параметричних і непараметричних методів виявлення ВС: байєсівського алгоритму, алгоритму максимальної правдоподібності, знакових і знаково-рангових алгоритмів, нейронних методів, включаючи методи персептрона, Кохонена, Хопфілда, Хеммінга, РБФ та ін. як основний обрано метод параметричного енергетичного виявлення, заснованого на використанні Q-функцій Маркума, який у силу своєї простоти й універсальності застосовується в каналах із завмираннями для виявлення детермінованих сигналів відомої структури.

4. Проведено аналіз характеристик енергетичного виявлення викличного сигналу АС на тлі шуму Ліхтера, що складається з незалежних компонент ГБШ і сукупності викличних сигналів інших АС. При цьому використана полігауссова апроксимація шуму Ліхтера і отримані методами машинного моделювання залежності ймовірності помилкової тривоги і правильного виявлення ВС за різних умов порога виявлення залежно від умов сигнально-завадової обстановки.

5. Запропоновано метод скорочення процедури виявлення запиту виклику абонентської станції з використанням непараметричної процедури оптимального прийому  $k$  сигналів з  $m$ -переданих, з урахуванням початкової стадії процедури виявлення, що дозволило заощадити відрізок часу процесу виявлення сигналів виклику для досягнення сталого режиму для адаптивного алгоритму просторово-часового доступу.

## **5 ВИБІР МЕТОДІВ ВИЗНАЧЕННЯ НАПРЯМКУ ПРИХОДУ ВИКЛИЧНИХ СИГНАЛІВ АБОНЕНТСЬКИХ СТАНЦІЙ**

Проблема визначення напрямку приходу електромагнітної хвилі (ЕМХ) має як самостійне значення (пеленгування джерел радіовипромінювання), так і є складовою компонентою більш загальних задач радіозв'язку, радіолокації, навігації та ін. Розроблена велика кількість способів визначення напрямку приходу сигналів: амплітудні, фазові, вузько- і широкобазисні, з релеївським розділом, з надрозділом та ін. [162–171].

Методи оцінки напрямку приходу сигналів (DOA – Direction of arrival estimation) лежать в основі багатьох задач телекомунікацій, у тому числі в задачах просторово-часового доступу. У задачах ПЧД на основі DOA вирішуються задачі установки головної пелюстки (ГП) діаграми спрямованості у напрямку викликаючої АС, задачі супроводу сигналу АС протягом сеансу.

Вирішенню проблем DOA присвячені роботи автора [172–178].

### **5.1 Аналіз методів визначення напрямку приходу сигналів**

Всі методи визначення напрямку приходу сигналу в точку спостереження (положення фазового фронту ЕМХ в обраній системі координат) засновані на тому чи іншому використанні ДС прийомної антени, будучи, по суті просторовим фільтром. З теорії антен відомо [179–182], що будь-яка антена має у своїй ДС максимум і мінімум прийому (передачі) з певного азимута. Використовуючи ці особливості ДС можна знайти за значеннями напруг  $U_{\max}$  або  $U_{\min}$  на виході антени відповідні напрямки, які є нормаллю по відношенню до фазового фронту хвилі. В силу специфіки застосування безпроводових систем, нас цікавитимуть напрямки азимутальних кутів. Кути приходу ЕМХ вертикальної площини зазвичай розташовані уздовж горизонту і їхній аналіз у даному випадку мало інформативний. Так, якщо характеристика спрямованості

(ХС)  $f(\beta)$ , де  $\beta$  – азимутальний кут, повертати згідно зі зміною цього кута, то напруга на виході антени відповідно змінюватиметься, що несе корисну інформацію, за якою можна визначити DOA:

$$U_{\text{вих}} = U_{\text{max}} f(\beta). \quad (5.1)$$

Для  $N$ -елементної лінійної антенної решітки характеристика спрямованості визначається виразами [180]:

$$f_{\Sigma}(\beta) = \sum_{n=1}^N I_n \exp\{jkz_n \cos \beta\}, \quad (5.2)$$

де  $I_n = |I_n| \exp\{j\varphi_n\}$  – комплексна амплітуда збудження  $n$ -го антенного елемента;  
 $z_n \cos \beta$  – різниця ходу променів, що приходять в точку початку координат. Прийом антеною базової станції сигналів АС здійснюється в головній пелюстці (ГП) ДС. Очевидно, що чим вужче ГП, тим менша ймовірність впливу небажаних сигналів і завад рівень переданого в напрямку точки прийому корисного сигналу, аналогічно при звуженні ГП передавальної антени також зростає. При розмірі апертури  $L/\lambda$  мінімальне значення ширини ГП становить  $\theta = 51\lambda/L$ . Відповідно до особливостей ХС  $f(\beta)$  на практиці використовують два основних методи DOA:

– метод максимуму, коли пеленг  $\beta$  знаходять за значенням  $U_{\text{max}}$  (де  $U_{\text{max}}$ , там і пеленг  $\beta_i$ ), при цьому визначається  $\varphi_n = kz_n \cos \beta_n$ ,  $\beta_n$  – пеленг  $n$ -й АС;

– метод мінімуму, коли використовують значення  $U_{\text{min}}$ .

Обидва зазначені методи володіють своїми перевагами і недоліками. Проаналізуємо їх.

Метод максимуму реалізується досить просто з використанням практично будь-якої антени. Юстування приймальної антени на кореспондента ( $\beta = \beta_s$ ) є нічим іншим, як реалізацією принципу максимуму. Разом з тим, положення



максимуму ДС, як правило, є більш розмитим порівняно з положенням мінімуму ДС. Роздільна здатність, точність визначення кута  $\beta_0$  при цьому методі невисока і має порядок однієї шостої ширини ГП ДС [173,182]:

$$\Delta\beta \approx 0,2\theta, \quad (5.3)$$

де  $\theta$  – ширина ГП ДС на рівні 0,7 або 0,5 при ДС за потужністю.

Однак точність можна коригувати, змінивши параметри (габарити) антени. Відомо [179,182], що ширина ГП антени пов'язана з її електричною довжиною  $l_a$  і визначається співвідношенням

$$\theta = k_A \lambda / l_A, \quad (5.4)$$

де  $k_A$  – коефіцієнт використання антени,  $k_A = 0,4 \div 0,6$ .

Так, для  $\lambda = 0,15$  м і радіусу апертури  $l = 2$  м отримуємо  $\theta = 8^\circ$ . Очевидно така точність для практики може виявитися не завжди достатньою.

З використанням методу максимуму пов'язана і роздільна здатність двох суміжних за напрямком приходу сигналів. На рис.5.1 у декартових координатах наведено графіки ДП двох однакових антен, що демонструють можливість вирішення двох суміжних сигналів з кутами приходу  $\beta_1$  і  $\beta_2$ .

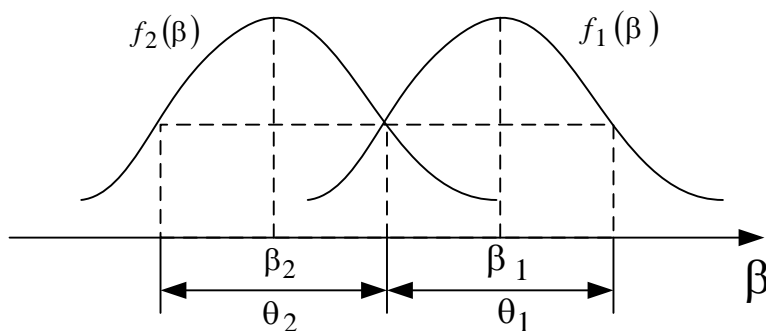


Рисунок 5.1 – Ілюстрація ситуації вирішення двох суміжних сигналів з кутами приходу  $\beta_1$  і  $\beta_2$

Роздільна здатність двох сигналів вважається граничною для даної антени з характеристикою  $f(\beta)$  (релеївська), якщо кутова відстань  $\Delta\beta = \beta_2 - \beta_1$ , така, що ХС  $f(\beta_2)$  і  $f(\beta_1)$  перетинаються на рівні, менше 0,7 (для ХС за напругою) і 0,5 (для ХС за потужністю).

Незважаючи на значну розмитість ХС у позиції максимуму, цей метод продовжує широко застосовуватися на практиці в силу простоти і узгодженості задачами розділу, з іншими основними задачами (виявлення, розрізнення, оптимального прийому та ін.). Проте найбільший ефект даний метод дає в комплексі з методом мінімуму (метод рівносигнальної зони).

На практиці широко використовуються багатопробневі антени (БПА), що становлять по суті аналог гребінчастого фільтра, при цьому пеленг легко визначається за фактом потрапляння сигналу в один з променів (рис.5.2). Така БПА зазвичай реалізується за умови використання матриці діаграм Баттлера [180].

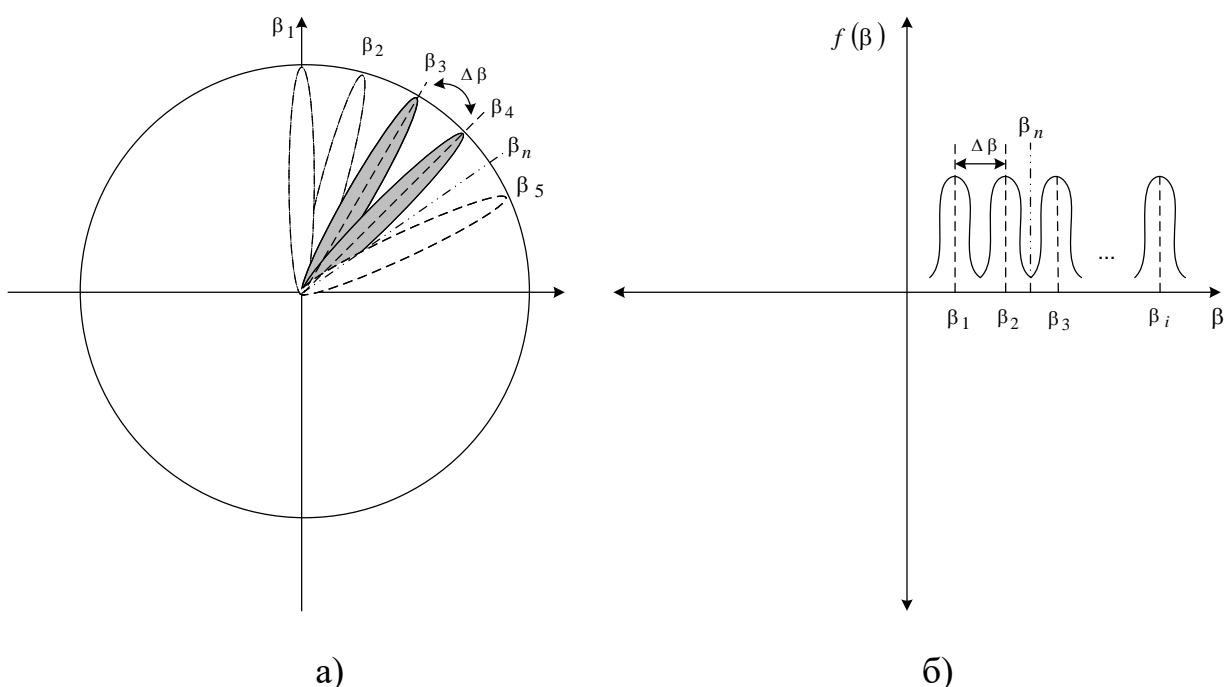


Рисунок 5.2 – Приклад багатопробневої антени в полярній (а) і декартовій системах координат (б)

Роздільна здатність прийнятих сигналів АС за допомогою БПА можливо на кутових відстанях  $\Delta\beta$ , що відповідають релеївському критерію. Враховуючи специфіку трафіку мобільних систем одночасно потрібно створювати велику кількість променів у вузькому секторі напрямків за кількістю викликів АС. Чим більше променів, тим складніше і більш потрібні антени, але і одночасно з цим покращується роздільна здатність суміжних сигналів АС. Однак така БПА для завдань безпроводового зв'язку навряд чи підійде, оскільки велика ймовірність попадання сигналу з кутом приходу  $\beta_i$  (рис.5.2,а) в нуль ДС. Що може трапитися, наприклад, під час переміщення АС. Більш конструктивною є БПА з керованою ХС, коли сигнал абонента супроводжується променем ГП ДС. До таких належать антенні решітки з адаптацією до зміни сигнально-завадової ситуації (адаптивна антенна решітка – ААР (рис.5.3)).

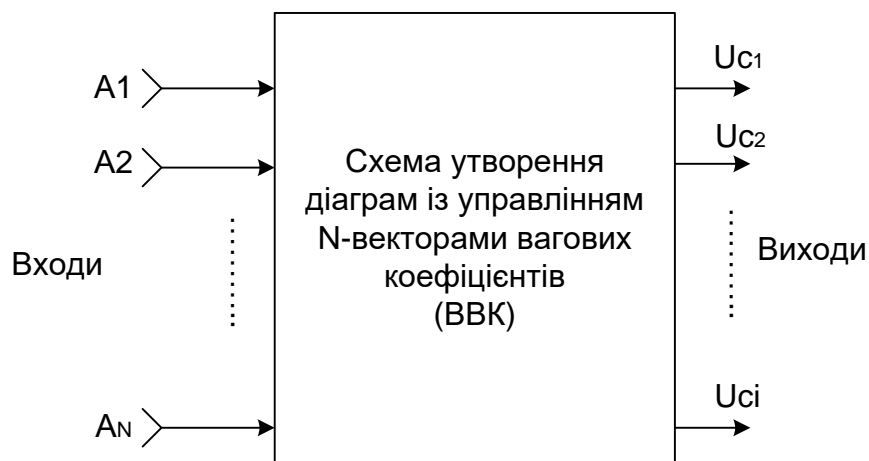


Рисунок 5.3 – Схема  $N$ - елементної адаптивної антенної решітки з  $i$ -виходами (за кількістю одночасно прийнятих сигналів абонентів)

Особливості застосування ААР для задач визначення напрямку приходу подано нижче.

Метод мінімуму передбачає наявність ДС антени із зоною мінімумів характеристики спрямованості. Більш того, у будь-якої антени конкретної поляризації є принаймні один мінімум ДС [180]. Часто використовують такі

зони рамкових антен. Ці антени використовують для практичного пеленгування, однак вони мають ряд недоліків, які призводять до зміщення оцінок DOA через антенний ефект, великого впливу навколишніх предметів, малої електричної довжини та ін. На практиці частіше використовують більш складні електронно-керовані конструкції. Так, виходи двох антен  $A_1$  і  $A_2$ , навантажені на узагальнене навантаження, можуть мати виходи відповідні сумарній або різницевої діаграм спрямованості. Електрична схема такої конструкції та відповідні  $\Sigma$  і  $\Delta$  діаграм наведені на (рис.5.4).

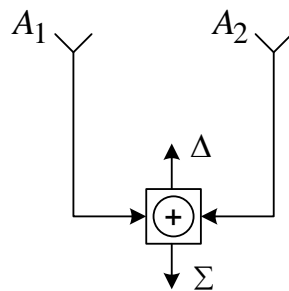
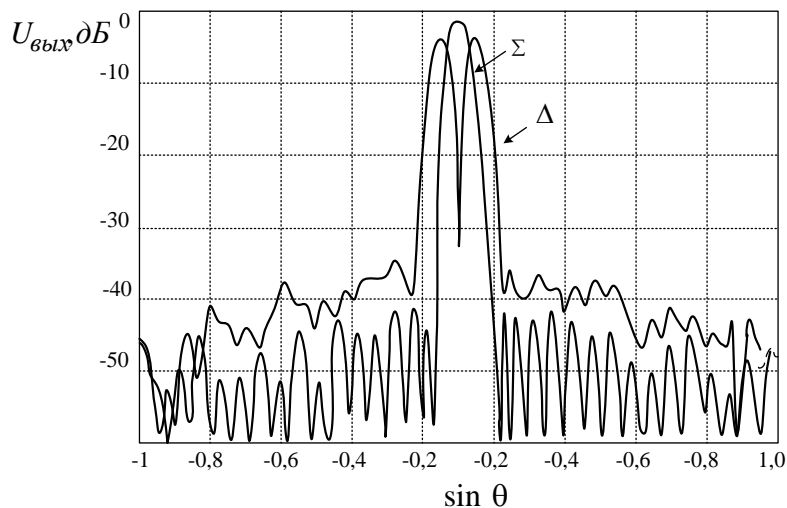


Рисунок 5.4 – Метод утворення  $\Sigma/\Delta$  ХС антенного пристрою ( $A_1; A_2$ )

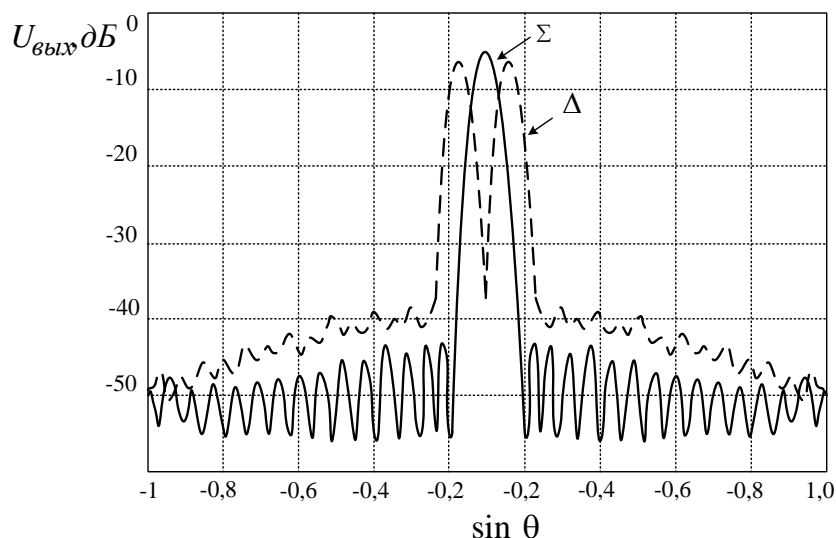
На рис.5.5 наведено формування діаграми спрямованості 32-елементної АР.



а)

Рисунок 5.5 – Формування діаграми спрямованості 32-елементної АР

(а) одна реалізація, (б) 50 усереднених реалізацій



б)

Рисунок 5.5 – (Продовження) Формування діаграми спрямованості  
32-елементної АР

(а) одна реалізація, (б) 50 усереднених реалізацій

У даній антенній конструкції утворюється одночасно 2 ХС:  $f_{\Sigma}(\beta)$  і  $f_{\Delta}(\beta)$  (метод рівносигнальної зони). Очевидно мінімум ХС  $f_{\Delta}(\beta)$  рівносигнальної зони значно більш гострий порівняно з зоною максимуму ХС  $f_{\Sigma}(\beta)$ .

Нашу подальшу увагу приділимо методам визначення напрямку приходу сигналів АС, заснованому на використанні антенних решіток, з електронно-керованим вектором вагових коефіцієнтів (ВВК), за допомогою якого вдається сформувати необхідну ХС  $f(\beta)$  (5.2).

Окремим питанням стоїть завдання кутового надрозділення (НР), в якій задача визначення напрямку приходу є супутньою. Метод надрозділення реалізується також за допомогою АР, однак на відміну від управління ААР, тут використовуються інші алгоритми. Більш докладний аналіз надрозділення дамо нижче. Тут зазначимо, що для успішного НР рішення потрібна більш висока якість прийому (відношення сигнал/шум), більш точні координати установки антенних елементів (АЕ) і самої конструкції антен, відомі дані щодо статистики сигналів і завад та ін. Крім того, існують певні незадовільні наслідки рішень,

коли в результаті використання методу СР виникають помилкові відмітки про виявлення неіснуючих цілей, зміщення в оцінках напрямку приходу. Разом з тим, задачі надрозділення є перспективними для практики [184–186] та їхнім застосуванням необхідно надавати певний пріоритет.

## 5.2 Аналіз методів визначення напрямку приходу сигналів абонентських станцій з оцінкою вектора розподілу поля

Під час вирішення задач ПЧД на висхідній ділянці АС→БС явне знання напрямку приходу  $\beta$  є обов'язковим, оскільки цей параметр входить як аргумент в алгоритм доступу. У зворотному напрямку БС→АС, необхідно знання зворотного пеленга, оскільки його пряме значення отримати не вдасться через те, що абонентський термінал, як правило, містить одну, рідше дві антени, що не дозволяє створити ДС з високою роздільною здатністю. Складність визначення пеленгу від АС неможливо в силу постійної зміни орієнтації цієї станції.

Таким чином, задачі ПЧД, просторової селекції і DOA (пеленгації) слід вирішувати ресурсами БС, де ці задачі вирішуються на основі  $N$  – елементної антенної решітки. Особливо привертає увагу розподіл вектора електричної компоненти ЕМХ сигналу на апертурі  $N$  – елементною АР [183]:

$$H = [h_1(t), h_2(t), \dots, h_L(t)]^T, \quad (5.5)$$

де  $H$  –  $(N \times L)$  матриця;

$h_i = [a_1 e^{i\varphi_{1i}}, a_2 e^{i\varphi_{2i}}, \dots, a_{N_i} e^{i\varphi_{N_i}}]$  –  $N$  -вимірний вектор, що характеризує розподіл і

просторову структуру поля  $i$ -го з викличного сигналу;

$a_{ki}$  – нормований коефіцієнт підсилення  $k$ -го антенного елемента АЕ в напрямку приходу  $\beta_i$   $i$ -го сигналу;

$\varphi_{ki}$  – фазовий зсув, обумовлений запізненням  $i$ -го сигналу на виході  $k$ -го АЕ по відношенню до точки, прийнятої за фазовий центр АР. Згідно з (5.2) шуканою оцінкою пеленга  $\beta_i = \frac{\arccos \varphi_i}{kz_i}$ . Таким чином, оцінка напрямку приходу  $\beta_i$  зводиться до отримання оцінки вектора  $h_i$ .  $T$  – операція транспонування.

Розглянемо спочатку специфіку просторово-часової задачі на висхідній ділянці, коли АС вимагає надання послуги зв'язку, і вона передає викличний сигнал (ВС). БС приймає ВС даної АС, виділяє його з множини ВС інших АС і позасистемних завод, що попадають у смугу викличних частот. Просторова селекція ВС здійснюється узгодженим з ШПС-структурою фільтром, а також на основі алгоритму адаптації, зокрема з використанням процедури оцінки ВВК адаптивної антенної решітки [185].

Інакше виглядає задача ПЧД на низхідній ділянці. Оскільки, в силу обмеженості ресурсів АС, сама задача вирішується на передавальній стороні, на БС. Розв'язання такої задачі зводиться до визначення та оцінки напрямку приходу СВ і установки в зворотному напрямку вузького променя передавальної антени БС. У даному випадку здійснюється синтез ДС у заданому напрямку приходу СВ даної АС.

Отримаємо оцінки  $N$ -вимірному вектора (5.5) у припущенні невраховування взаємного зв'язку між антенними елементами на основі прийому  $L$ -вимірних сигналів

$$y(t) = Hx(t) + v(t) = W_{opt}x(t) + v(t), \quad (5.6)$$

де  $v(t)$  –  $N$ -вимірний вектор гауссових теплових шумів;

$x(t) = [S_1(t), S_2(t), \dots, S_L(t)]$  –  $L$ -вимірний вектор прийнятих сигналів.

$W_{opt} = [w_1, w_2, \dots, w_L]^T$  – оптимальний  $i$ -вимірний вектор вагових коефіцієнтів, що визначає амплітудно-фазовий розподіл струмів на виході АЕ, що підлягає оцінці.

З використанням (5.6), отримаємо оцінку матриці  $H$  :

$$W_{opt} = E\{y(t)\}, \quad (5.7)$$

де  $E\{\}$  – оцінка за критерієм максимуму відношення сигналу  $i$ -й АС до суми завадових сигналів інших АС і шумів (МВСЗ), мінімуму середнього квадрата помилки (МСКП) та ін.

На підставі оцінки ВВК  $w_i$  здійснюється селекція корисного сигналу і знаходяться DOA-оцінки  $i$ -х сигналів прийнятих для даної АР [183].

Для критерію якості мінімум оцінки, яка визначається як середньоквадратичне відхилення прийнятого ВР від опорного сигналу для  $i$ -ї АС оптимальне значення ВВК  $W_{opt}$  знаходиться з розв'язання матричного рівняння Вінера-Хопфа:

$$\hat{w}_{МСКО}^{(i)} = R_{yy}^{-1} R_{yx_i}, \quad (5.8)$$

де  $R_{yy}$  – кореляційна матриця прийнятих сигналів АС, у тому числі  $i$ -й АС, а також шумів  $v(t)$ ;

$R_{yx_i} = \{y(t)x_i(t)\}$  – вектор взаємної кореляції опорного  $x_i(t)$  і вхідного сигналів  $y(t)$ .

Для критерію максимуму відношення  $i$ -го сигналу до суми завадових сигналів і шумів оцінка ВВК:

$$w_{МОСП}^{(i)} = \beta R_{зш}^{-1} V, \quad (5.9)$$

де  $R_{зш}$  – кореляційна матриця завадових сигналів і шумів;

$V$  – керуючий вектор, відповідний сигналу  $i$ -й АС;

$\beta$  – нормувальний коефіцієнт.



В ідеальному випадку при виборі значення  $W_{opt}^{(i)}$  здійснюється заглушення всіх, крім  $i$ -х діючих викличних сигналів АС і в напрямку СВ  $i$ -ї АС встановлюється максимум ДС отриманої в результаті створеного амплітудно-фазового розподілу (АФР).

Даний максимум ДС можна подати як  $F_{\max}^{\Sigma}(\beta)$ , що забезпечує сумарний вихід сумо-різницевого блоку (рис.5.4). Для отримання  $F_{\Delta}$  – різницевої ДС апертура ділиться на дві половини і здійснюється взаємне віднімання сигналів обох половин.

Кореляційна матриця прийнятих сигналів  $R_{yV}$  безпосередньо пов'язана з вектором вагових коефіцієнтів АР  $W_{opt}$  співвідношенням:

$$R_{yV} = W_{opt}^{-1} W_0, \quad (5.10)$$

де  $W_0$  – опорний вектор є початковим вектором вагових коефіцієнтів. У процесі функціонування цей вектор змінює свою орієнтацію відповідно до зміни напрямку приходу сигналу, що викликається абонентською станцією і характеризується виразом (5.5).

У процесі функціонування АР здійснює заглушення всіх вхідних сигналів за винятком  $j$ -го:

$$h_j = [a_1 e^{j \cdot 1j}, a_2 e^{j \cdot 2j}, \dots, a_{N_i} e^{j \cdot N_j}]. \quad (5.11)$$

Очевидно, в число слабких на  $j$ -му виході потрапляють сигнали інших викликаних станцій і завади зосереджені в даній ділянці частотного діапазону. Для вирішення задачі ПЧД усіх викликаючих АС на БС слід здійснювати оцінку всіх векторів  $h_j$ ,  $j=1,2,\dots,L$ . Таким чином, АР БС буде  $L$ -кратно використовуватися для забезпечення доступу і обробки всіх сигналів АС.

Знайдемо оцінку, використовуючи результати методики, наведеної в [187].

Методика побудови алгоритму оцінки  $\hat{h}_j, j=1,2,\dots,L$ .

1. Кореляційна матриця  $R_{yy}$  може бути отримана на підставі вибірки  $y_i, i=1,2,\dots,k$   $L$ :

$$R_{yy} = \frac{1}{k} \sum_{i=1}^{k-1} y_i y_i^H. \quad (5.12)$$

2. Проводиться оцінка числа джерел сигналів і визначаються значення власних чисел матриці  $R_{yy}$   $\lambda_i$ . Даній задачі присвячено окремий розділ.

3. Формуємо відбілюючу матрицю  $B$  розміру променя  $N \times L$

$$\hat{B} = [(\lambda_1 - \lambda_{\min})\Lambda_1, \dots, (\lambda_i - \lambda_{\min})\Lambda_L], \quad (5.13)$$

де  $\Lambda_i$  – власний вектор, що відповідає власному числу матриці  $R_{xx}$ . Власні числа  $\lambda_i$  мають бути впорядковані в міру зменшення, починаючи з  $\lambda_{\max}$ . При цьому  $\lambda_{\min}$  відповідає рівню теплового шуму.

4. Обчислюємо оцінки кумулянтів четвертого порядку відбілення вектора вхідних сигналів

$$Z(t) = \hat{B}y(t).$$

Ці кумулянти можуть бути виражені через оцінки відповідних моментних функцій.

5. Формуємо  $N^2 \times N^2$ -кумулянтну матрицю  $k_z$ .

6. Обчислюємо  $\lambda_i(k_z), \Lambda(\lambda_i(k_z))$  і формуємо  $L^2$  матриць  $M_i = \text{vecs}^{-1}(\Lambda(\lambda_i(k_z)))$ , де  $\Lambda(\lambda_i(k_z))$  –  $N^2$ -вимірний власний вектор,  $\text{vecs}^{-1}(\cdot)$  – оператор перетворення  $N^2$ -вимірного вектора на матрицю  $N \times N$ .

7. Обчислення унітарної матриці  $\hat{V}$  забезпечує спільну діагоналізацію  $L^2$  матриць  $M_i$  і визначення шуканої оцінки  $\hat{H} = \hat{B}\hat{V}$ . Для такої діагоналізації може бути використане узагальнене перетворення Гівенса.

Дана методика є досить складною для обчислення. Однак частина цих обчислень виконується в інтересах інших задач: забезпечення виявлення, доступу, захисту від завад та ін. У силу складності даний метод не знаходить практичного застосування. Більш конструктивним є метод рівносигнальної зони, який широко використовується в радіолокації.

### **5.3 Метод оцінки напрямку приходу сигналу абонентських станцій за допомогою рівносигнальної зони прийому**

Задача визначення пеленгу  $\beta_i$  за допомогою методу пошуку рівносигнальної зони складається з двох паралельних або послідовних процедур:

1. Знаходження оцінки ВВК  $w_{opt}$ , забезпечують максимум прийому по ГП ХС  $f_{\Sigma}(\beta)_{max}$ .
2. Знаходження різницевої ХС  $f_{\Delta}(\beta)$  шляхом ділення апертури антенної решітки на дві рівні частини.

Розглянемо дані процедури та методику реалізації зазначених алгоритмів.

Метод пеленгації з використанням рівносигнальної зони прийому є поширеною технологією для визначення кутових координат джерел радіовипромінювання в радіолокації. Антенна решітка амплітудного моноімпульсного пеленгатора складається з декількох (двох) ідентичних каналів прийому, що формують діаграми спрямованості з невеликим відхиленням головного променя від рівносигнального напрямку антени (рис.5.6).

Для визначення кутових координат  $\beta_i$  джерела випромінювання амплітудним моноімпульсним методом використовується порівняння відносних (нормованих) потужностей  $P_i$  сигналів, прийнятих одночасно двома половинами (каналами) антенної решітки, і далі оцінка положення джерела випромінювання

зводиться до розв'язання системи в загальному випадку нелінійних рівнянь [173]:

$$\frac{f_i(P_i)}{f_j(P_j)} = \frac{P_i}{P_j}, \quad (5.14)$$

де  $f_i(P_i)$  – діаграма спрямованості за потужністю  $i$ -го приймального каналу антеною системи. У процесі розв'язання  $i$  і  $j$  канали ААР мають бути ідентичні.

До алгоритмів моноімпульсної пеленгації вдається висувати більш жорсткі вимоги на швидкість і підвищену точність отримання інформації про кутові координати сигналів АС. Однак добре відоме основне обмеження даних методів: наявність умов багатопроменевого розповсюдження двох або більше джерел з порівнянними потужностями призводить до появи великих помилок вимірюваних кутових координат [174].

#### **5.4 Використання штучних нейронних мереж**

Відомо ряд методів боротьби з багатопроменевістю. Найбільш конструктивним вважається метод на основі штучних нейромережних (ШНМ) технологій, що дозволяє отримувати високу якість обробки в реальному масштабі часу.

Нейромережний алгоритм обробки багатопроменевих сигналів дозволяє визначати кількість СВ інших АС, їхні кутові координати в робочій області моноімпульсного простору антенної системи. За наявності двох і більше джерел випромінювання пропонується використовувати нейромережну структуру для відновлення функції розподілу випромінювання  $\hat{p}(\beta)$  по робочій області антенної решітки. Структурна схема запропонованого нейромережного методу обробки становить багатошаровий персептрон, що виконує функцію апроксимації двовимірної множини змінних входів нейронної мережі, які

застосовуються потужності  $P_i$  (відношення потужностей  $P_i/P_j$ ) сигналів обох каналів антенної решітки. Для входу нейронної мережі, відповідного  $i$ -му каналу, потужність сигналу формується у вигляді зваженої сумарної потужності сигналів від усіх  $N$  джерел, які потрапили у відповідну діаграму спрямованості:

$$P_i = \sum_{j=1}^N \hat{P}_j f_i(\beta_j), \quad i = 1, 2, \quad (5.15)$$

де  $\hat{P}_j$  – потужність СВ на вході приймальної антенної решітки,

$\beta_j$  – пеленги  $j$ -х АС.

Кожному виходу нейронної мережі ставиться у відповідність виділений напрям простору кутових координат антенної решітки. При рівномірному розподілі виходів нейронної мережі по простору, нейронна мережа має формувати на виході щільність розподілу потужності, вихідний шар мережі має містити велику кількість нейронів (порядку декількох сотень).

Таку кількість виходів необхідно, щоб сформувати сітку, яка спроможна покрити всю робочу область антенної системи і забезпечити необхідну роздільну здатність методу, при цьому в ряді практичних випадків накладаються обмеження на обсяг використовуваних алгоритмом обчислювальних ресурсів.

Як значення вихідних нейронів використовується функція розподілу потужності випромінювання  $\hat{p}(\beta)$  по робочій області антенної системи. Для  $j$ -го точкового джерела радіовипромінювання (ДРВ) з напрямком приходу ( $\beta_j$ ) розподіл потужності випромінювання  $\hat{p}_j(\beta)$  описується дельта-функція Дірака:

$$\hat{p}_j(\beta) = \hat{P}_j \delta(\beta - \beta_j). \quad (5.16)$$

Однак при такій моделі розподілу потужності випромінювання виникають труднощі, пов'язані з дискретністю сітки кутових напрямів, відповідних вихідних нейронів ІНС. Виходи нейронної мережі мають значення, відмінні від 0, у разі, коли стан одного з ДРВ точно (або з заданою помилкою  $\delta x$ ) збігається з напрямком, поставлених у відповідність даного нейрона, і мають значення 0 у всіх інших випадках. Якщо помилка  $\delta x$  вибрати рівній половині кроку дискретизації сітки вихідних нейронів, тоді точність пеленгування ДРВ дорівнюватиме  $\delta x$ . При цьому для збільшення точності запропонованого алгоритму пеленгації необхідно збільшувати розмірність вихідного шару нейронів ШНМ, що пов'язано з часовими і алгоритмічними труднощами під час навчання ШНМ. Якщо помилка  $\delta x$  вибрати менше половини кроку дискретизації сітки вихідних нейронів, то з'являється ненульова ймовірність того, що внесок одного (або більше) ДРВ не буде враховано в підсумковому розподілі потужності в такій системі, що призведе до пропуску ДРВ і, відповідно, до зменшення точності пеленгування. Тому для виключення можливості пропуску ДРВ як функція  $\hat{p}_j(\beta)$ , відбиває розподіл у просторі потужності  $j$ -го ІРІ з координатами  $(\beta_j)$  замість дельта-функції Дірака в роботі застосовується функція Гаусса з центром, поєднаним з кутовими координатами ІРІ:

$$\hat{p}_j(\beta) = \hat{P}_j \exp\left(-\frac{(\beta - \beta_j)^2}{2\sigma_\beta^2}\right), \quad (5.17)$$

де стандартне відхилення  $\sigma_x$  і  $\sigma_y$  вибирається, виходячи з геометрії задачі.

Таким чином формується навчальна вибірка: для кожного розташування джерел випромінювання розподіл потужності  $\hat{p}(\beta)$  (вихід нейронної мережі) моделювалося у вигляді суми розподілів потужності від окремих джерел:

$$\hat{p}(\beta) = \sum_{j=1}^N \hat{p}_j(\beta). \quad (5.18)$$

Отриманий розподіл характеризує рівень потужності випромінювання від усіх активних джерел у кожній точці розглянутої області, відповідний запропонованій моделі. Цей розподіл дискретизується згідно з розмірами вихідного шару ШНМ, і кожен відлік використовується як необхідний вихід відповідного нейрона вихідного шару під час навчання.

В робочому режимі (коли мережа навчена) на вхід мережі подаються виміряні потужності  $P_i$  сигналів усіх каналів антенної системи, а з виходу знімається дискретизована оцінка просторового розподілу потужності випромінювання  $\hat{p}(\beta)$ .

Для визначення числа джерел та їхніх координат використовується додаткова постобробка вихідного сигналу ШНМ, що полягає в побудові моделі розподілу потужності випромінювання (5.17) і (5.18) і порівнянні її з вихідним сигналом ІНС. Дана задача вирішується методом багатовимірної оптимізації функціонала середньоквадратичної неузгодженості виходу ІНС і сформованої моделі розподілу

$$\Phi = \sum_k \left( \hat{p}(\beta) - \sum_{j=1}^N \hat{P}_j \exp\left(\frac{(\beta_k - \beta_j)^2}{2\sigma_x^2}\right) \right)^2, \quad (5.19)$$

$$\{N, (\beta_j)_{j \in [1, N]}, \hat{P}_j\} = \arg \min \Phi$$

за набором параметрів джерел випромінювання (кількість  $N$ , координати  $(\beta_j)_{j \in [1, N]}$  та потужності  $\hat{P}_j$  джерел випромінювання), де індекс  $k$  у координатах використовується для перебору всіх кутових координат, відповідних нейронів вихідного шару.

## 5.5 Особливості реалізації нейромережних методів оцінки пеленгу

Для проведення чисельних експериментів у роботі використано програмну реалізацію багатошарового перцептрона (з одним прихованим шаром). У всіх шарах ІНС використовувалися функції активації в експоненційній формі сигмоїда [134,135]. Як процедура навчання застосовано алгоритм зворотного поширення помилки з критерієм середньоквадратичного відхилення. Для навчання ШНМ як набору пар «вхід-вихід», необхідних у задачах розпізнавання, сформовано навчальну вибірку зі спеціально генерованих сигналів за описаною вище методикою. В ході формування значень вихідних нейронів істотну роль відіграє вибір значень стандартного відхилення  $\sigma_{\beta}$  у модельній функції (5.19) розподілу потужності випромінювання одного ІРІ в просторі. Значення стандартних відхилень, близькі до ширини робочої області простору, занадто сильно розподіляють потужність джерела випромінювання по всій досліджуваній області. Значення  $\sigma_{\beta}$  менше кроку дискретизації сітки призводять до сильної концентрації щільності потужності поблизу положення ІРІ, а отже, занижують внесок ІРІ в сусідніх вузлах сітки. Тому в дослідженнях стандартні відхилення вибиралися рівними 2.5 кроку сітки вузлів у просторі кутових координат.

Для підвищення надійності на етапі постобробки оптимізація функціонала середньоквадратичної неузгодженості (5.19) виходу ІНС і моделі розподілу потужності (5.17) і (5.18) проводилася в два етапи.

На першому етапі виконувалася оптимізація за кількістю джерел  $N$  і їхніми координатами  $(\beta_j)$  при фіксованих однакових потужностях випромінювання  $\langle \hat{P}_j \rangle$  від усіх сигналів. На другому етапі – оптимізація за величинами потужностей випромінювання  $\hat{P}_j$  при знайдених на першому етапі числі й координатах джерел.

На рис.5.6 наведено приклад залежності величини функціоналу неузгодженості  $\Phi$  (нормованого на перший елемент) від числа шуканих піків



для випадку трьох джерел випромінювання. Функціонал неузгодженості  $\Phi$  приймає найменше значення з кількістю піків  $\hat{N}$ , відповідному шуканому значенню  $N$ :

$$N = \arg \min_{\hat{N}} \Phi. \quad (5.20)$$

Таким чином, можна зробити висновок, що запропонований алгоритм дозволяє оцінювати число джерел випромінювання в робочій області антенної системи.

Помилка визначення координат з одним джерелом не перевищила 12% від ширини ДС одного приймального каналу антеною системи за рівнем -3 дБ. За збільшенням кількості джерел помилка визначення координат збільшується. Зокрема, для трьох джерел помилка склала 48%. Подальше збільшення числа джерел призводить до ще більш сильного падіння точності. Крім того, сильний вплив на роздільну здатність зумовлює відносне розташування джерел.

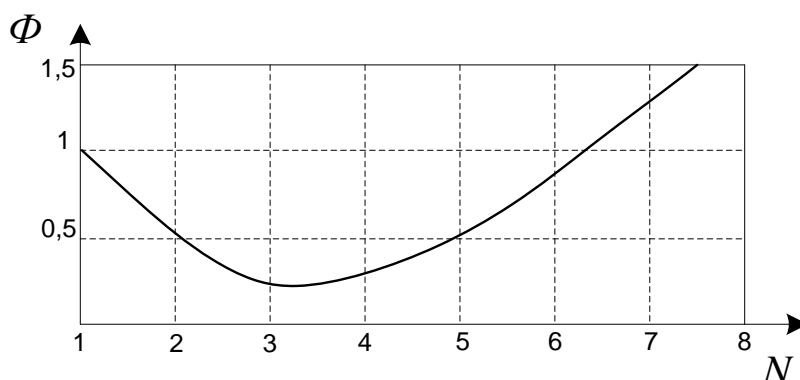


Рисунок 5.6 – Приклад залежності нормованої величини функціоналу неузгодженості (3) від числа шуканих піків для трьох джерел

## 5.6 Методи надроздільної здатності під час визначення напрямку приходу сигналу абонентської станції

Основною проблематикою в задачах ПЧД з використанням адаптивних антенних решіток (АР) є задача визначення напрямку приходу сигналів від мобільних абонентських станцій (АС). Дана задача вирішується на основі

різних методів: пеленгації з використанням рівносигнальної зони, оцінок характеристик спрямованості AP, з релеївським розділом, з надрозділом здатністю (ПЗ) та ін., що володіють своєю ефективністю [134].

Методи оцінки напрямку приходу сигналів (DOA - Direction of arrival estimation) лежать в основі багатьох задач телекомунікацій. Аналіз даних методів з точки зору їхньої ефективності і можливості бути реалізованим є достатньою мірою актуальною задачею під час вирішення задач ПЧД у системах мобільного зв'язку.

Проблема визначення напрямку приходу електромагнітної хвилі має як самостійне значення (пеленгування джерел радіовипромінювань), так і є складовим компонентом більш загальних задач радіозв'язку, радіолокації, навігації та ін. [177].

В рамках досліджуваної проблематики проведено (здійснено) оцінку теоретичної граничної роздільної здатності деяких методів надрозділення. На основі моделювання різних сценаріїв сигнально-завадової обстановки отримано значення теоретичної граничної точності розглянутих методів.

У ході реалізації методів надрозділення в просторовій області вдається визначати положення спектральних складових (напрямків приходу), аналізованих (прийнятих) сигналів. У роботах Джонсона, Кейпон та ін. [188,189], на основі методів нелінійного спектрального аналізу були розроблені методи надрозділення сигналів, рознесених на як завгодно малу відстань.

Є велика кількість алгоритмів, що реалізують метод надрозділення, до яких належать [169]:

1) методи, засновані на визначенні положень локальних максимумів псевдоспектра  $D(\theta)$  на сканування по простору: Кейпона, "теплого шуму", Борджоті-Лагунас;

2) методи, засновані на розкладанні просторової кореляційної матриці  $R$  за власними векторами  $V_k$  і  $k$  – власним значенням – метод MUSIC, EV (eigenvector);

3) методи, засновані на поділі сигнального і шумового просторів. До таких належать методи ROOT-MUSIC і ESPRIT, орієнтовані на використання лінійних еквівалентних AP.

У табл.5.1 наведена узагальнена порівняльна характеристика найбільш популярних методів оцінки напрямків кутової понадроздільної здатності сигналів.

Таблиця 5.1 – Порівняльна характеристика методів оцінки напрямку приходу сигналів кутової надроздільної здатності

№	Метод оцінки напрямку приходу сигналів	Переваги	Обмеження і недоліки методу
1	2	3	4
1	<p>Класичний метод формування променя (Метод Бартлетта або метод затримок – розширення спектрального аналізу за Фур'є), [184]:</p> $D_F(\theta) = \frac{\vec{a}(\theta)^H R_{xx} \vec{a}(\theta)}{\vec{a}^H(\theta) \vec{a}(\theta)},$ <p><math>\vec{v}(\theta)</math> – вектор відгуку AP, тобто фактично стовпці вагових коефіцієнтів для всіх кутів приходу сигналів.</p>	Проста реалізація	<p>Метод, заснований на скануванні променем AP в просторі і визначенні максимуму рівня випромінювання. Низька роздільна здатність, яка визначається шириною основного променя AP і рівнів бічних пелюсток. Роздільна здатність залежить від ширини основного променя AP і пов'язана з обмеженням релеївського розділу. Недолік може бути пом'якшений збільшенням кількості елементів AP. Збільшення співвідношення сигнал/шум або збільшення часу спостереження не змінюють розділення.</p>

Продовження таблиці 5.1

1	2	3	4
2	<p>Алгоритми лінійного передбачення (алгоритм авторегресійної моделі або метод максимуму ентропії (ММЕ)), [190]:</p> $D_{MME}(\theta) = R_{11}^{-1} /  \vec{a}(\theta)^H R_{11}^{-1} ^2.$ <p>Застосування до аналізу часових рядів (часового спектра). Обмеження використання до оцінки просторового спектра – лінійна еквідистанційна решітка з рівномірним амплітудним розподілом.</p>	<p>Можливість застосування в АР з нерегулярною структурою розміщення АЕ.</p>	<p>Складність коректної оцінки необхідного порядку авторегресійної моделі – довжини фільтра (довжини вектора <math>R_{11}^{-1}</math>).</p> <p>З малою довжиною фільтра спектр виходить плавним, але з недостатнім розділенням, а надвелика довжина фільтра передбачення, при гарному розділенні, призводить до сильно флюктуючого спектра – високим рівнем бічних пелюсток випадкового характеру.</p>

Продовження таблиці 5.1

1	2	3	4
3	<p>Метод Кейпона (Minimum variance method (MVDL) – метод мінімального відхилення або найменшої варіації (дисперсії)), [189]:</p> $D_c(\theta) = 1 / (\bar{a}(\theta)^H R^{-1} \bar{a}(\theta))$	<p>Що застосовується до AP будь-якої конфігурації (одно-, дво-, тривимірним, регулярним і нерегулярним AP) Підвищення роздільної здатності порівняно з методом Фур'є.</p>	<p>Необхідність у великій кількості навчальних вибірок (удвічі більше, ніж кількість елементів решітки), що збільшує обсяг обчислювальних операцій. Слабка ефективність методу за малих обсягів вибірки і вихідних даних. Неможливість пеленгації сигналів сильно корельованих джерел. Кількість елементів AP не накладає обмежень на роздільну здатність. Роздільна здатність зростає необмежено в ході збільшення співвідношення сигнал/шум і обсягу вибірки.</p>

Продовження таблиці 5.1

1	2	3	4
4	<p>Алгоритм теплового шуму (Thermal Noise Algorithm (TNA)), [191]:</p> $D_{TNA}(\theta) = 1/(\bar{a}(\theta)^H R^{-2} \bar{a}(\theta)).$ <p>Під час використання високих ступенів зворотної кореляційної матриці отримуємо алгоритм з високою роздільною здатністю:</p> $D(\theta) = 1/(\bar{a}(\theta)^H R^{-k} \bar{a}(\theta)), k > 2$	<p>За ідеальних умов (без урахування технічних характеристик і помилок апаратури) зростає роздільна здатність порівняно з методом Кейпона.</p>	<p>Із зростанням ступеня <math>k</math> реальна роздільна здатність залишається незмінною, але істотно зростає обчислювальна складність.</p>
5	<p>Метод Борджотті-Лагунаса, [192]:</p> $D_{БЛ}(\theta) = \frac{D_C}{D_{TNA}} = \frac{\bar{a}(\theta)^H R^{-1} \bar{a}(\theta)}{\bar{a}(\theta)^H R^{-2} \bar{a}(\theta)}.$	<p>Належить до групи алгоритмів на основі оцінки параметрів теплового шуму</p>	<p>Нормування відношення сигнал/шум на виході АР потужністю теплового шуму.</p>

Продовження таблиці 5.1

1	2	3	4
6	<p>Метод MUSIC (Multiple signal classification - метод багатосигнальної класифікації), [193]:</p> $D_{MUSIC}(\theta) = \frac{1}{\bar{a}(\theta)^H \left( \sum_{k=M+1}^R Q_k \cdot Q_k^H \right) \bar{a}(\theta)},$ <p>де <math>Q_k</math> – власні вектори кореляційної матриці <math>R</math>;  <math>M</math> – число джерел випромінювання</p>	<p>Велика роздільна здатність порівняно з методом Кейпона. Метод ефективний, коли співвідношення сигнал/шум і кількість елементів АР прагнуть до нескінченності. Що застосовується до АР будь-якої конфігурації.</p>	<p>Метод MUSIC є граничним випадком Кейпона при спрямованому до нескінченності відношенні сигнал/шум. Необхідність попередньої оцінки розмірності сигнального і шумового підпросторів. Критичний до невизначеностей параметрів математичної моделі і до величини співвідношення сигнал/шум, коли джерела близько розташовані. Велика обчислювальна складність методу, що визначається обчисленням сингулярного розкладання коваріаційної матриці виходів елементів АР. Метод не дає результатів для корельованих джерел сигналів. Root-MUSIC дозволяє здійснювати пеленгацію когерентних сигналів.</p>

На основі аналізу табл.5.1 становить інтерес отримання оцінок роздільної здатності представлених методів кутової понадроздільної здатності залежно від кількості сигналів, що приходять з різних напрямків, значення відносини сигнал/(завада+шум) (SNR), кореляції сигналів і їх кількості, кількості елементів антенної решітки.

### **5.6.1 Дослідження методів оцінки напрямку приходу сигналів з надрозділенням**

Проведемо дослідження методів оцінки напрямку приходу сигналів з надрозділенням 8-елементної еквідистантної лінійної антенної решітки на основі імітаційного моделювання в пакеті математичного моделювання MatLab13.x.

В основі аналізу методів понадроздільної здатності розглядалися методи: неадаптивного формування променя (НФП), Кейпона, теплового шуму, Борджотті–Лагунас, максимальної ентропії (ММЕ), багатосигнальної класифікації (MUSIC).

Отримання оцінок роздільної здатності методів кутової понадроздільної здатності сигналів за запропонованою методикою ґрунтується на моделюванні 5-ти сценаріїв сигнально-завадової обстановки при варіації різних параметрів.

З метою отримання адекватних кількісних і якісних оцінок теоретичної граничної точності методів використовувалися значення параметрів, близькі до межі стійкості методів, наведено в табл.5.2 [178].

Метою задачі оцінки методів кутової понадроздільної здатності сигналів є визначення кутових координат джерел випромінювання при спостереженні  $M$  - вибірок даних з виходів 8-антенних елементів еквідистантної лінійної АР і порівняльний аналіз методів за критерієм роздільної здатності.

В рамках даного дослідження використовуємо ряд припущень:



- відома кількість оцінюваних сигналів (це дозволяє вибрати кількість навчальних вибірок рівним оптимальному і тим самим уникнути додаткових втрат);
- кількість оцінюваних сигналів не перевищує кількості антенних елементів (в іншому випадку отримуємо вироджені оцінки);
- сигнали є невідомими детермінованими функціями (що є характерним для систем зв'язку);
- набір з  $N$  будь-яких векторів напрямку є лінійно незалежним (гратчаста множина AP є однозначною, тільки у разі, якщо будь-яка множина однозначних векторів напрямку  $N$ , які формують цю гратчасту множину в багатозв'язній області утворює лінійно незалежну множину, при  $N \leq M$ , де  $M$  кількість АЕ) [10];
- у смузі обробки як шум використовується гауссовий білий шум, некорельований у всіх просторових каналах з однаковою потужністю (додаткова оцінка параметрів шуму істотно ускладнює задачу оцінювання напрямку приходу сигналів).

Таблиця 5.2 – Вихідні дані для реалізації сценаріїв моделювання методів оцінки напрямку приходу сигналів кутової понадроздільної здатності

Параметр	Значення			
Сценарій моделювання 1				
Кількість аналізованих сигналів	4			
Кількість антенних елементів AP	4			
Відношення сигнал/завада+шум, дБ	10;35			
Фаза сигналу,	$\pi/4$	$\pi/3$	$\pi/2$	$\pi$
Кути приходу сигналів, $\beta$	$-20^0$	$-10^0$	$0^0$	$30^0$

У разі неприйняття до уваги використовуваних припущень, аналітична модель оцінки вагового вектора AP значно ускладнюється у зв'язку зі збільшенням кількості параметрів, що визначають апіорну інформацію про процеси AP, що спостерігаються.

Продовження таблиці 5.2

Параметр	Значення							
Сценарій моделювання 2								
Кількість аналізованих сигналів	4							
Кількість антенних елементів AP	4							
Відношення сигнал/завада+шум, дБ	10;35							
Фаза сигналу,	$\pi/4$							
Кути приходу сигналів, $\beta$	$-20^0$	$-10^0$	$0^0$	$30^0$				
Сценарій моделювання 3								
Кількість аналізованих сигналів	4							
Кількість антенних елементів AP	50							
Відношення сигнал/завада+шум, дБ	10;35							
Фаза сигналу,	$\pi/4$	$\pi/3$	$\pi/2$	$\pi$				
Кути приходу сигналів, $\beta$	$-20^0$	$-10^0$	$0^0$	$30^0$				
Сценарій моделювання 4								
Кількість аналізованих сигналів	4							
Кількість антенних елементів AP	4	10	50	100				
Відношення сигнал/завада+шум, дБ	10							
Фаза сигналу,	$\pi/4$	$\pi/3$	$\pi/2$	$\pi$				
Кути приходу сигналів, $\beta$	$-20^0$	$-10^0$	$0^0$	$30^0$				
Сценарій моделювання 5								
Кількість аналізованих сигналів	8							
Кількість антенних елементів AP	10;50							
Відношення сигнал/завада+шум, дБ	0							
Фаза сигналу,	$\pi/8$	$\pi/4$	$3\pi/8$	$\pi/2$	$5\pi/8$	$3\pi/4$	$7\pi/8$	$\pi$
Кути приходу сигналів, $\beta$	$-15^0$	$-35^0$	$-55^0$	$80^0$	$15^0$	$35^0$	$55^0$	$80^0$

При цьому істотно зростає обчислювальна складність, що робить модель даних практично нездійсненною.

## 5.6.2 Результати моделювання спектральних оцінок роздільної здатності методів надрозділення

Сценарій 1. Розглядаються некорельовані сигнали від чотирьох точкових джерел випромінювання з кутами приходу:  $-20^0, -10^0, 0^0, 30^0$  і фазою:  $\pi/4, \pi/3, \pi/2$  і  $\pi$  (табл.5.2). Кількість елементів АР - 10, відстань між АЕ -  $d = \lambda/2$ . Співвідношення сигнал/шум: 10; 35 дБ. З аналізу графіків рис.5.8, а впливає, що неадаптивний метод формування променя (по Фур'є) не дає можливості просторового розділення сигналів, як можна бачити 3 з чотирьох сигналів, що знаходяться в одному елементі розширення. Решта методів володіють більш високими характеристиками розділу сигналів і дозволяють оцінювати кути приходу даних сигналів з різною точністю. Як можна бачити найбільш високоточним методом є метод ММЕ, разом з тим в спектрі присутні помилкові піки. З розглянутого набору методів, тільки методи MUSIC і ММЕ забезпечують отримання максимуму потужностей приходу сигналів з розглянутих напрямків. Зі збільшенням до 35 дБ (рис.5.8, б) значно підвищується роздільна здатність методів за винятком методів Борджотті–Лагунас і класичного НФМ.

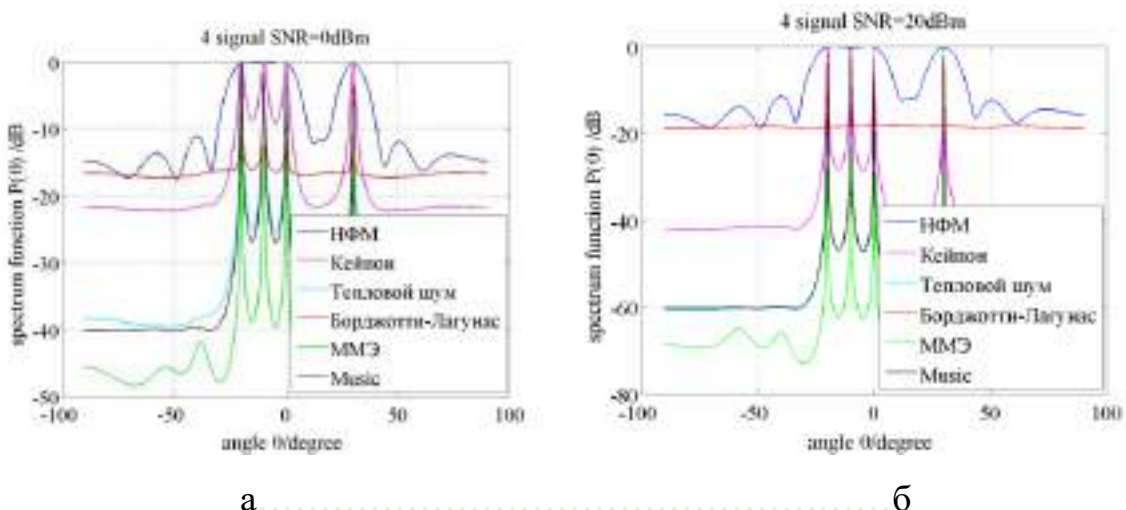


Рисунок 5.8 – Графіки залежності потужності випромінювання від кута приходу некорельованих сигналів методів понадроздільної здатності:

а – SNR=10 дБ; б – SNR=35 дБ

2. Сценарій 2. Даний сценарій передбачає прийом чотирьох корельованих сигналів з фазою  $\pi/4$ . Як видно з отриманих результатів, наведених на рис.5.9, а, б практично всі методи не справляються із завданням оцінки просторового розподілу джерел випромінювання при співвідношенні  $SNR$  0 дБ. Зі збільшенням співвідношення  $SNR$  до 20 дБ найкращий результат забезпечує метод ММЕ.

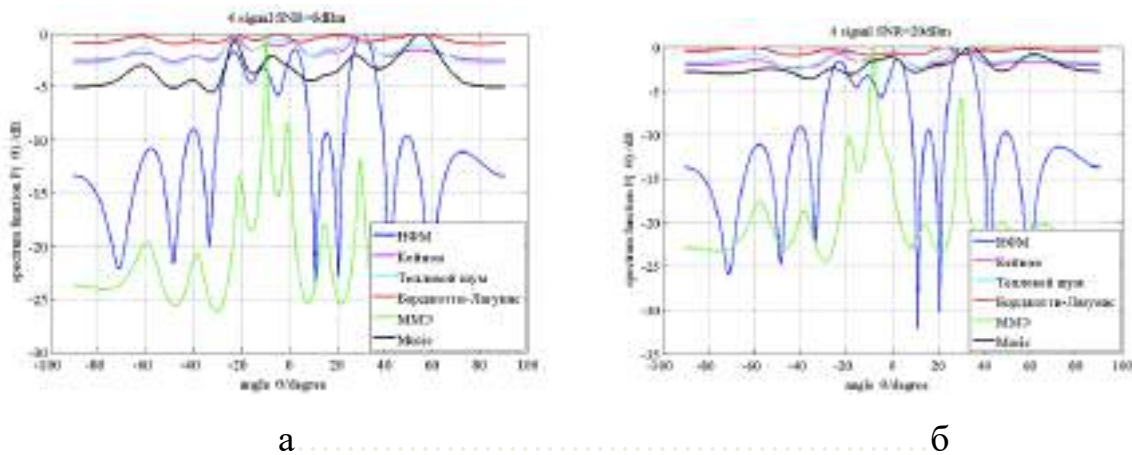
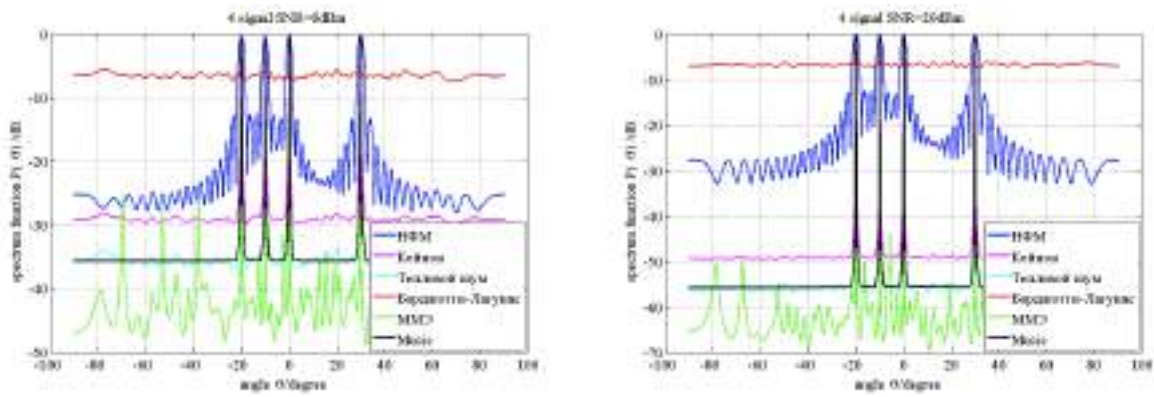


Рисунок 5.9 – Графіки залежності потужності випромінювання від кута приходу корельованих сигналів методів понадроздільної здатності:

а –  $SNR=10$  дБ; б –  $SNR=35$  дБ

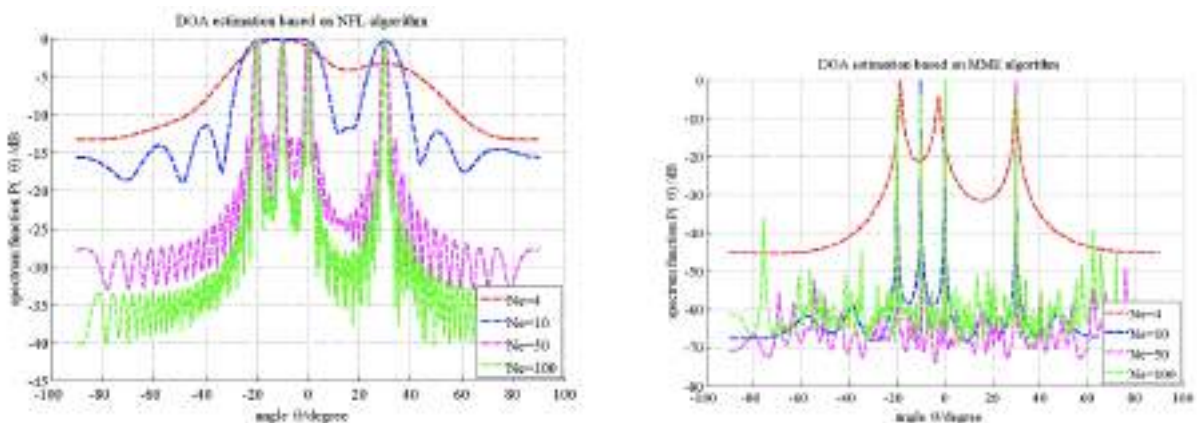
Сценарій 3. Розглянемо варіант використання AP з кількістю елементів 50 (рис.5.10, а). Як можна бачити з аналізу отриманих залежностей, метод ММЕ в ході оцінки просторового випромінювання джерел дає неправдиві піки, що в цілому погіршує його характеристики незалежно від співвідношення  $SNR$  (рис.5.10, б). Найбільшою точністю характеризуються методи MUSIC і Кейпона. Зменшення і збільшення співвідношення  $SNR$  помітно не позначається на роздільній здатності методів.



а ..... б

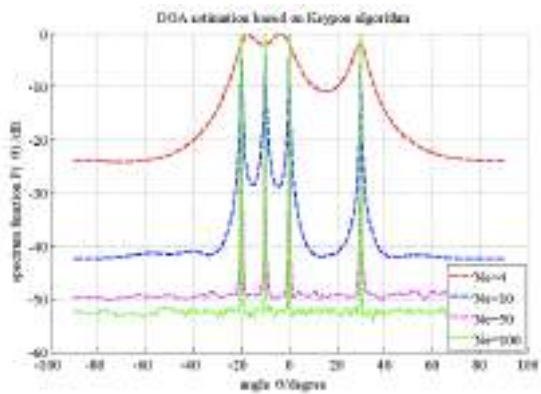
Рисунок 5.10 – Графіки залежності потужності випромінювання від кута приходу некорельованих сигналів методів понадроздільної здатності використання з кількістю елементів AP  $N = 50$ : а – SNR=10 дБ; б – SNR=35 дБ

Сценарій 4. Проаналізуємо роздільну здатність методів понадроздільної здатності під час використання AP з кількістю АЕ: 4; 10; 50; 100 при  $SNR=0$  дБ (рис.5.11, а-е). Характер залежностей показує, що роздільна здатність оцінки напрямку приходу сигналів для кожного з розглянутих методів істотно може бути збільшена в ході збільшення кількості АЕ.

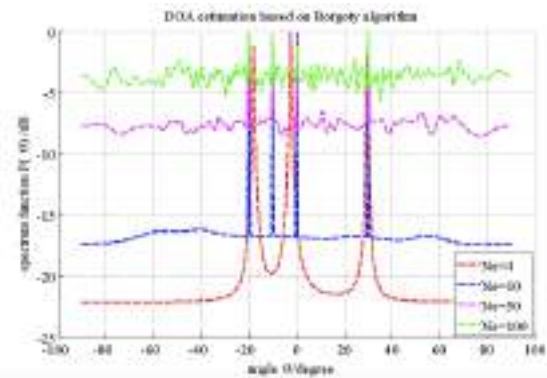


а ..... б

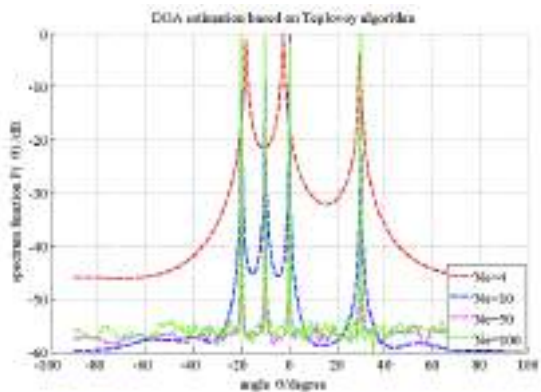
Рисунок 5.11 – Графіки залежності потужності випромінювання від кута приходу некорельованих сигналів методів понадроздільної здатності з кількістю елементів AP а-е:  $N = 4;10;50;100$  і  $SNR=10$  дБ



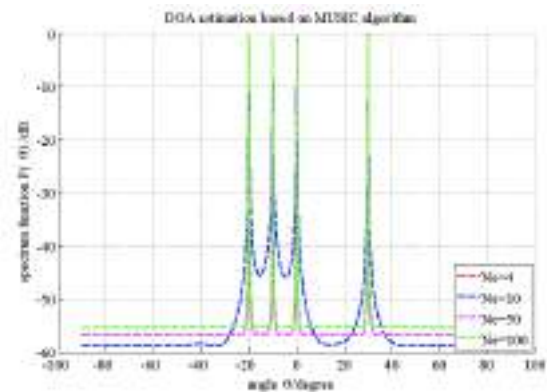
В



Г



Д



е

Рисунок 5.11 (Продовження) – Графіки залежності потужності випромінювання від кута приходу некорельованих сигналів методів понадроздільної здатності з кількістю елементів АР а–е:  $N = 4;10;50;100$  і  $\text{SNR}=10$  дБ

5. Сценарій 5. На рис. 5.11, а-в наведено результати оцінок напрямку приходу 8-ми сигналів з різними фазами і кутами приходу під час використання АР з 10-ю і 50-ю АЕ (табл.5.2). Як можна бачити з характеру залежностей наведених на рис.5.12, а, б, ключовим параметром, що впливає на роздільну здатність, є значення співвідношення числа оцінюваних сигналів і числа АЕ.

З аналізу залежностей на рис.5.12, а можна бачити, що з кількістю антенних елементів, рівній 10, кореляційна матриця вироджується із жоден з методів не забезпечує просторове розділення сигналів, оскільки кількість

сигналів перевищує суму середньої кількості антенних елементів і рангу кореляційної матриці  $\left( N > \frac{N + \text{rank}\{R_{xx}\}}{2} \right)$  [176].

Деякого мірою поліпшити результат просторового оцінювання приходу сигналів виходить шляхом збільшення числа АЕ до 50 і, як можна бачити з рис.5.12, б, стабільно високий результат при значеннях  $SNR=0$  дБ дає метод MUSIC.

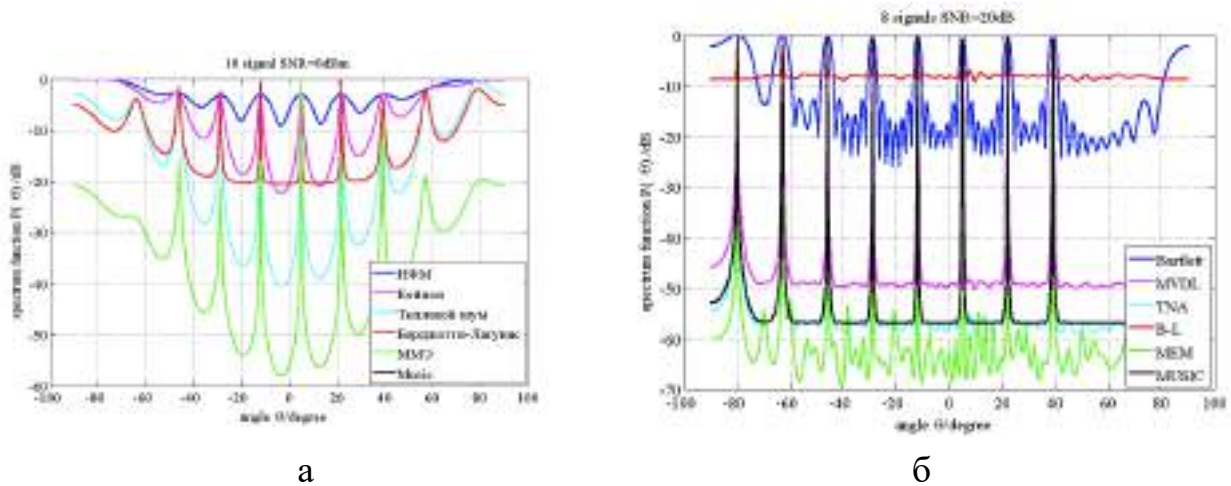


Рисунок 5.12 – Графіки залежності потужності випромінювання від кута приходу некорельованих сигналів методів надроздільної здатності при  $SNR=0$  дБ використання з кількістю елементів АР: а –  $N = 10$ ; б –  $N = 50$

Необхідно зазначити, що отримані результати оцінок просторового розділення розглянутих методів є потенційно досяжними в рамках зазначених припущень методики аналізу.

### 5.6.3 Аналіз отриманих результатів проведеного імітаційного моделювання методів надроздільної здатності

Аналіз отриманих результатів проведеного імітаційного моделювання за оцінкою просторового розділення кутів приходу сигналів від чотирьох джерел випромінювання показав:

1. Класичний неадаптивний метод формування променя є найпростішим у реалізації на практиці, проте має істотний недолік, пов'язаний з обмеженням релеївського розділення [9]. Як показує аналіз залежностей на рис.5.11а, цього недоліку можна уникнути тільки збільшенням кількості АЕ. Поліпшення співвідношення сигнал/шум або збільшення часу спостереження не змінюють розділення (рис.5.8, а, б).

2. Оцінка просторового розділення джерел за методом Кейпона перевершує класичний метод формування променя, оскільки він використовує кожний доступний ступінь свободи для концентрації отриманої енергії вздовж напрямку потрібного пеленга. Існуюча при цьому мінімізація потужності може бути інтерпретована як обмеження деякою здатністю заглушення шуму для більш сфокусованого формування нуля в напрямках присутності інших джерел сигналу. При цьому зменшується спектральне розсіювання з близько розташованих джерел, хоча роздільна здатність формування ДС антени за Кейпоном залежить від співвідношення сигнал-шум (рис.5.8, а, б) і від апертури АС (рис.5.11, в).

3. Серед непараметричних методів безперервного аналізу: "теплого шуму", Борджотті-Лагунас метод Кейпона володіє найнижчою роздільною здатністю (рис.1, а). Разом з тим, зі збільшенням числа АЕ, що збільшує кінцеву довжину вибірки, на тлі випадкових амплітудно-фазових помилок у каналах прийому методи Борджотті-Лагунас і "теплого шуму" можуть втрачати свою перевагу над алгоритмом Кейпона (рис.5.10, б).

4. Метод багатосигнальної класифікації MUSIC є граничним випадком методу Кейпона при співвідношенні сигнал/шум, який прагне до нескінченності, що узгоджується з більш високою роздільною здатністю MUSIC порівняно з алгоритмом Кейпона. Аналізуючи наведені графіки рис.5.8, а, б, дійшли до висновку, що метод MUSIC здатний забезпечити роздільну здатність незалежно від співвідношення сигнал-шум, сигналів, що приходять при достатньому кутовому рознесенні джерел. Водночас з аналізу робіт [6, 9, 11] відомо, що метод MUSIC критичний до невизначеностей параметрів



математичної моделі, а також до величини співвідношення сигнал/шум у разі, коли джерела мають близькі за значенням пеленги. Як видно з графіків, наведених на рис.5.9, а, б, метод MUSIC передбачає некорельованість сигналів джерел між собою, що в реальних умовах багатопроменевого випромінювання далеко не завжди можливо. Якщо досить велике значення відношення сигнал-шум і час збору даних, а модель сигналу досить точна, метод MUSIC дає статистично можливі оцінки, що перевершують оцінки інших методів розглянутих у роботі (рис.5.9, а, б).

5. Результати імітаційного моделювання підтверджують статистичну здатність розглянутих методів оцінювання кутів приходу сигналів від абонентських станцій. Оцінка здійснювалася на основі просторово-часової вибірки на виході восьмиелементної лінійної еквідистантної антенної решітки, з урахуванням взаємної кореляції сигналів.

6. В ідеальних умовах дані методи кутової понадроздільної здатності дозволяють отримувати як завгодно точні значення напрямку приходу сигналів. Водночас передбачається, що для успішного вирішення задачі понадроздільної здатності потрібно більш високу якість прийому (відношення сигнал/шум). При цьому будуть точно відомі геометричні та електродинамічні параметри АР, точні координати установки антенних елементів (АЕ) з урахуванням виконання умови  $d < \frac{\lambda}{2 \sin \theta_{\max}}$ , де  $d$  – відстань між сусідніми АЕ, параметри самих дозволених сигналів.

7. На підставі проведеного дослідження, стає зрозумілим, що глобально оптимального методу понадроздільної здатності не існує. Привабливість тих чи інших методів значною мірою залежить від наявності та обсягу апріорної інформації про досліджувані процеси, від способу оцінки результатів векторів відгуку АР і способу її використання стосовно діючої сигнальнозавадової обстановки, конфігурації АР і її геометричних параметрів та ін.

Крім того, існують певні негативні наслідки рішень: виникнення помилкових відміток про виявлення неіснуючих джерел випромінювань, зміщення в оцінках напрямку приходу сигналів.

Проведений порівняльний аналіз показав, що проблема використання методів понадроздільної здатності в задачах просторово-часового доступу залишається актуальною для досліджень, оскільки залишаються недостатньо вивченими питання, пов'язані з отриманням об'єктивних оцінок граничної точності кутів приходу сигналів залежно від ряду окремих параметрів діючої сигнально-завадової обстановки.

Результати моделювання методів із отриманням численних оцінок роздільної здатності показали, що роздільна здатність даних методів дозволяє їх використання в задачах просторово-часового доступу за суворо обмежених умов.

### 5.7 Аналіз якості методів визначення напрямку приходу сигналів

Для аналізу потенційної межі області понадроздільної здатності введемо цільову функцію як функцію матриць відношення сигнал/шум ( $\dot{R}_{SN}$ ) і сигнал/завада ( $\dot{R}_{SI}$ ) значень  $\theta$  аналізованих джерел випромінювання:

$$\dot{F}(\dot{R}_{SN}, \dot{R}_{SI}, \theta) = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M [\dot{V}_0(\theta_i) - \dot{W}^+(\theta, \dot{R}_{SN}, \dot{R}_{SI}) \dot{V}(\theta_i)] \times [\dot{V}_0(\theta_i) - \dot{W}^+(\theta, \dot{R}_{SN}, \dot{R}_{SI}) \dot{V}(\theta_i)]^*, \quad (5.21)$$

де  $\dot{F}$  – функція втрат. Встановлюючи значення кутових координат  $\theta$  за допомогою методів оцінки напрямку сигналів, можна для матриць ( $\dot{R}_{SN}, \dot{R}_{SI}$ ) знайти області значень, за яких цільова функція (5.21) має мінімуми або задовольняє умови роздільного спостереження джерел. Під час виконання критерію мінімуму середнього квадратичного відхилення (МСКВ) у напрямку  $i$ -го джерела випромінювання результуюча діаграма спрямованості цифрової антени повинна містити мінімум, тобто

$$\dot{V}_{\Sigma}(\theta_i, \dot{R}_{SN}, \dot{R}_{SI}) = \dot{V}_0(\theta_i) - W^+(\theta, \dot{R}_{SN}, \dot{R}_{SI}) \dot{V}_0(\theta_i) \rightarrow \min. \quad (5.22)$$

Цільова функція (5.21) є квадратом значень результуючих діаграм спрямованості (5.22) в напрямках АС. Глибина провалу результуючої діграми спрямованості має дорівнювати відношенню сигнал/шум на початку оцінювання. Як порогові значення цільової функції слід використовувати залежність глибини заглушення окремого джерела від його рівня над власним шумом. Порогова глибина заглушення сигналу кожної АС залежить тільки від його рівня над шумами і не залежить від відношення сигнал/шум інших АС. Для  $N$  джерел їх заглушення буде можливо під час виконання умови

$$\dot{F}(\dot{R}_{SN\_N}, \dot{R}_{SI\_N}) \leq L(\dot{R}_{SN\_N}, \dot{R}_{SI\_N}), \quad (5.23)$$

де  $L(\dot{R}_{SN\_N}, \dot{R}_{SI\_N})$  – сумарна багатовимірна порогова функція, що встановлює залежність між матрицями відношень сигнал/шум, сигнал/завада і необхідної глибини одночасного заглушення сигналів усіх інших АС. На рис.5.13 наведено графік цільової  $\dot{F}(\dot{R}_{SN\_N}, \dot{R}_{SI\_N})$  і порогової  $L(\dot{R}_{SN\_N}, \dot{R}_{SI\_N})$  функцій двох сигналів, коли порогова функція перевищує рівень самих сигналів на 14дБ, при відношенні сигнал/шум одного з сигналів  $h_2^2 = 30$  дБ. Очевидно, надрозділення має місце там, де порогова функція знаходиться вище спадної цільової функції. Як можна бачити з графіка на рис.5.13, межа області понадроздільної здатності з урахуванням підсилення сигналів АР складає 34 дБ. Такий рівень сигналів потрібний для понадроздільної здатності джерел, якщо кутова відстань між ними складає 0,1 діаграми спрямованості основної пелюстки АР, і в лініях мобільного зв'язку досягти не завжди вдається. Більш універсальним, проте менш точним є метод релєївської роздільної здатності сигналів, що визначає мінімальну відстань на рівні 0,7 двох пелюсток ДС, за яких ще можна розрізнити сигнали АС. Розрахунки показують [194], що при співвідношеннях,

вказаних у прикладі, і при ширині ДС АР кутова роздільна здатність двох сигналів може становити  $0,1\beta$ :

$$\Delta\beta \cong 0,1\theta. \quad (5.24)$$

Порівнюючи дане співвідношення з (5.2), видно, що метод понадрозділення дає перевагу вдвічі.

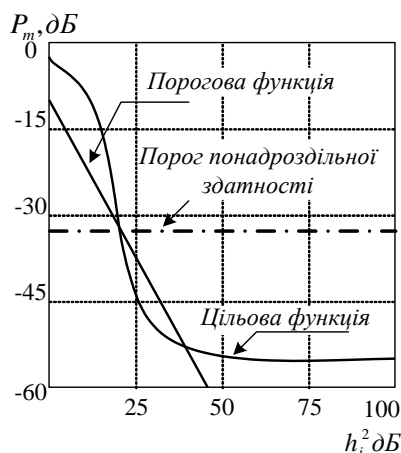


Рисунок 5.13 – Співвідношення порогової і цільової функції з надроздільною здатністю

Разом з тим, слід зважати на те, що для реалізації методу понадроздільної здатності потрібні досить високі енергетичні параметри сигналів, які обчислюються 30 дБ і вище, що в лініях безпроводового стільникового зв'язку досягти не завжди вдається. Крім того, необхідні точні співвідношення конструкції антени, і це не запобігає появі помилкових артефактів.

## 5.8 Позиціонування на основі супутникових навігаційних систем GPS і ГЛОНАСС

Супутникові навігаційні інфраструктури набувають у сучасному житті все більшу популярність. При цьому можна припустити, що на кожній станції встановлено GPS-приймач, що визначає координати даної станції.

Далі станції обмінюються координатами з БС, що дає можливість обчислювати напрямки (азимути) на станції.

Позиціонування на основі даних від супутникових навігаційних систем (СНС) забезпечує високу точність обчислення координат, швидкості й напрямки руху різних об'єктів, а також істотно підвищує ефективність систем стільникового зв'язку за рахунок високоточної часової синхронізації TDMA і CDMA-систем.

Навігаційні системи GPS і ГЛОНАСС надають інформацію про місцезнаходження, швидкості руху та часу (Position, Velocity, Time, PVT) за будь-яких погодних умов необмеженому числу абонентів на землі, у повітряному і морському просторі.

Основною помилкою в ході поширення навігаційного сигналу є затримки в іоносфері. Однак їх можна з високою точністю коригувати, застосовуючи дві несучі навігаційного сигналу і визначаючи затримку між двома частотами. Якщо абоненту доступна тільки одна частота, то доцільно використовувати алгоритм визначення затримки з урахуванням широти, на якій знаходиться користувач, часу доби і року. Для цих цілей найчастіше використовується уточнена модель Клобучара. Параметри для цього алгоритму передаються в навігаційному повідомленні, а його точність становить 50–60%. На середніх широтах затримка в іоносфері, як правило, не перевищує 14 м, хоча в момент піку сонячної активності затримка збільшується до 50 м. Інша можливість коригування іоносферних помилок для користувачів одночастотних приймачів полягає у використанні поправок від диференціальних систем (використання двох приймачів супутникового сигналу і спільна обробка).

Іншим істотним джерелом помилок є затримка сигналу в тропосфері, яка не залежить від частоти, а тому визначається з урахуванням висоти місцезнаходження абонента, положення супутників і атмосферних параметрів, насамперед утримання парів води. Затримка поширення сигналу в тропосфері створює помилку близько 2,3 м, якщо супутник знаходиться в зеніті; близько 9,3 м – при куті піднесення супутника  $15^\circ$  і 20...28 м для кута піднесення  $5^\circ$ . Ці

показники враховуються за допомогою різних математичних моделей під час виконання приймачем навігаційного рішення.

Також під час навігаційних вимірювань враховується нерівномірність гравітаційного поля Землі, гравітаційний вплив Місяця і Сонця, світловий тиск та пов'язані з ним збудження орбіт супутників, інші геодинамічні явища, а також завади, пов'язані з перевідбиттям сигналів від різних поверхонь, що призводить до багатопроменевого поширення радіосигналів.

У навігаційних системах GPS і ГЛОНАСС оцінка точності навігаційних вимірювань ґрунтується на використанні статистичної теорії рішень, оскільки два основних параметри, від яких залежить точність, змінюються в часі. Точність визначення місця розташування залежить від сукупності діючих на систему помилок і взаємного геометричного положення супутників і приймача. Таким чином, точність задається поєднанням еквівалентної помилки вимірювання дальності абонентом (User Equivalent Range Error, UERE) і показника зниження точності, зумовленого геометричними факторами (Geometrical Dilution Of Precision, GDOP):

$$\text{Точність визначення місця розташування} = \text{UERE} \cdot \text{GDOP}. \quad (5.35)$$

Геометричний показник зниження точності залежить від кількості заморожуваних робочих супутників. З 24 супутників у будь-який час у зоні видимості користувача знаходяться від 5 до 11 супутників (за умови, що будівлі або особливості місцевості не закривають їх). Якщо видно вісім супутників, то GDOP зазвичай не перевищує трьох. Однак при робочому сузір'ї з 24 супутників, якщо із зони видимості йдуть кілька супутників, GDOP істотно погіршується. В системі GPS при штатному стані супутникового угруповання показник зниження точності PDOP не має перевищувати шести в 99,9% випадків, у будь-якій точці земної кулі, в будь-який час. Дані про величину PDOP можуть бути визначені без виконання вимірювань розташування, коли відомі приблизні координати приймача і альманах. Програмне забезпечення

навігаційних приймачів, як правило, може передбачати геометрію руху супутників у таких ситуаціях. Альманах системи передається в навігаційному повідомленні, а також може бути отриманий від допоміжних мереж, наприклад, через мережу Інтернет.

В табл.5.3 наведено значення показників точності визначення місцезнаходження і часу в супутникових систем GPS і ГЛОНАСС [7,25]

Таблиця 5.3 – Точність визначення місцезнаходження і часу в супутникових систем GPS і ГЛОНАСС

GPS SPS	ГЛОНАСС С/А-код	Умови та обмеження
Прогнозована точність < 100 м у горизонтальній площині в 95% випадків < 156 м у вертикальній площині в 95% випадків < 300 м у горизонтальній площині в 99,99% випадків < 500 м у вертикальній площині в 99,99%	Прогнозована точність < 45 м у горизонтальній площині в 95% випадків	Залежить від покриття і стандартів надійності обслуговування. Період вимірювань — 24 год для будь-якої точки земної кулі
Відносна точність < 1,0 м у горизонтальній площині в 95% випадків < 1,5 м у вертикальній площині в 95% випадків	Відносна точність < 1,0 м у горизонтальній площині в 95% випадків	Приймачі використовують одні й ті ж супутники, обчислення проводяться приблизно в один і той самий час
Точність передачі часу < 340 нс в 95% випадків	Точність передачі часу < 1 мкс в 95% випадків	Час GPS визначається за уніфікованим часом обсерваторії ВМС США. Час ГЛОНАСС визначається за Держ еталону часу (UTC SU)

Основна проблема для більшості існуючих сьогодні супутникових навігаційних систем полягає в недостатній цілісності. Міжнародні організації ІКАО та ІМО заперечували проти автономного використання систем GPS і ГЛОНАСС без допоміжних систем, які б передавали повідомлення цілісності,

інформує користувачів про системні збої і неполадки. Так само, для нашої задачі, доводиться ставити одну систему (мобільного зв'язку) залежно від іншої (переходів), і навряд чи таке рішення є доцільним з точки зору ефективності використання.

Вважаємо метод на основі супутникових навігаційних систем не може бути використаний для поставленої задачі.

### **Висновки до розділу**

1. Знання пеленгів, напрямків приходу сигналів АС є важливою практично корисною інформацією, що дозволяє поліпшити якість просторово-часового доступу: забезпечується супровід сигналу АС при переміщеннях, встановлюється головна пелюстка діаграми спрямованості АР у напрямку станції, яка здійснює виклик, пришвидшується збіжність адаптивних алгоритмів антенної решітки, де пеленг використовується як початкові умови. Інформація про напрямлення приходу сигналу в задачах просторового доступу необхідна як на висхідній ділянці для якнайшвидшого формування вагових коефіцієнтів ААР і супроводу кутового переміщення АС, так і на низхідній ділянці для синтезу адаптивної ДС АР у напрямку АС.

2. Є велика кількість методів та алгоритмів оцінки напрямків приходу сигналів, проте всі вони зводяться до методів оцінки максимуму або мінімуму прийому сигналу антеною. При цьому методи мінімуму більш точні порівняно з методами максимуму, що пояснюється різною крутизною діаграм спрямованості в зазначених областях. Враховуючи прямий функціональний зв'язок амплітудно-фазового розподілу сигналів по елементах АР зі значенням напрямку приходу, показана процедура та методика оцінки вектора розподілу, значення якого може бути обчислено спільно з оцінкою вектора вагових коефіцієнтів ААР. Обчислювальна складність даного методу обмежує його широке застосування.



3. Більш швидкодіючим і простим у реалізації є алгоритм оцінки приходу сигналу з використанням суморізницевої діаграми спрямованості. Визначення пеленгу при цьому здійснюється за допомогою рівносигнальної зони, що дозволяє отримувати вдвічі більшу точність порівняно з релеївською роздільною здатністю. Даний метод є одним із найбільш конструктивних у застосуванні до задач просторово-часового доступу.

4. Для аналізу якості методів визначення напрямку приходу сигналів з понадроздільною здатністю побудована залежність порогової і цільової функцій методу понадроздільної здатності для випадку розділу двох сигналів із відношенням сигнал/шум одного з сигналів  $h^2 = 30$  дБ. Розрахунки показують застосування методів надрозділення ефективно у випадку, коли межа області надроздільної здатності з урахуванням підсилення сигналів АР складає 34 дБ. Такий рівень сигналів потрібний для надроздільної здатності джерел, якщо кутова відстань між ними складає 0,1 діаграми спрямованості основної пелюстки АР, і в лініях мобільного зв'язку досягти не завжди вдається.

5. Для організації просторово-часового доступу у низхідному каналі зв'язку для подальшої установки головної пелюстки діаграми спрямованості в напрямку АС, яка здійснює запит на виклик, і так само задача супроводу сигналу АС протягом сеансу зв'язку, показано, що на основі зіставлення оцінок роздільної здатності алгоритмів напрямку приходу сигналів від АС, з'являється можливість здійснювати раціональний вибір алгоритму за різних сигнально-завадових умов і конфігурації антенної решітки. Проаналізовано методи понадроздільної здатності з отриманням численних оцінок, які показали, що роздільна здатність даних методів дозволяє їхнє використання в задачах просторово-часового доступу за достатньо обмежених умов.

6. Отримані дані щодо напрямків приходу можуть бути рекомендованими для подальшого використання в алгоритмі просторово-часового доступу як опорні сигнали, а також при вирішенні задачі підвищення енергетичного потенціалу з віддаленими окремими станціями в напрямку низхідного каналу.

7. Досить перспективним видається використання штучної нейронної мережі в задачі пеленгування за допомогою рівносигнальної зони, з використанням різниці сум діаграми спрямованості. Даний метод дозволяє здійснювати обробку багатопроменевих сигналів АС і визначати при цьому кількість викличних сигналів одночасно діючих в аналізованому спектрі просторових частот.

8. Як нейронна мережа пропонується використовувати багат шаровий перцептрон, використовуваний як апроксиматор входів. Для отримання необхідної роздільної здатності вихідний шар мережі має містити кілька сотень нейронів.

9. Для визначення числа ВС та їх спрямованості необхідна додаткова постобробка вихідного сигналу нейронної мережі, що полягає в побудові моделі розподілу потужності випромінювання і порівнянні її з вихідним сигналом. Дану задачу вирішено методом багатокритеріальної оптимізації функціонала неузгодженості з використанням критерію МСКВ. У всіх шарах нейронної мережі використано функцію активації в експоненційній формі сигмоїда. Як процедура навчання застосовано алгоритм зворотного поширення помилки з критерієм МСКВ.

10. У результаті проведеного моделювання досліджено значення функціоналу неузгодженості з різною кількістю одночасно спостережуваних сигналів. Найменше значення функціонала отримало при  $N=3..4$ . Зі збільшенням числа  $N$  якість оцінки знижується. Погіршення при  $N=1..2$  викликано, очевидно помилками експерименту. Отримана точність трьох пеленгів склала менше 15% релєївської.

## 6 МЕТОДИ ОРГАНІЗАЦІЇ ПРОСТОРОВО-ЧАСОВОГО ДОСТУПУ У СИСТЕМАХ МОБІЛЬНОГО ЗВ'ЯЗКУ

Доступ багатьох користувачів до спільного ресурсу телекомунікаційних систем забезпечує максимальне кількісне охоплення споживачів інформаційних послуг. Серед відомих розрізняють методи доступу з закріпленими ресурсами та методи надання ресурсів на вимогу. Проблеми доступу до загального ресурсу базової станції безпроводової телекомунікаційної системи реалізуються на основі розрізнення сигналів абонентських станцій (АС). Для розрізнення цих сигналів використовуються ті чи інші фізичні параметри. До таких розпізнавальних ознак належать [43,97,130]:

- часові параметри, коли встановлюється відповідний порядок доступу: багатостанційний доступ з часовим поділом (БДЧП). Найчастіше використовують методи з випадковим множинним доступом (ВМД), до яких належать методи АЛОНА, метод подвійної експоненційної відстрочки (ВЕВ), деревоподібні методи та ін.;

- частотні параметри, коли сигнали станцій доступу розрізняються за частотою (МДЧР);

- структурні параметри, коли станції доступу використовують широкосмугові сигнали за частотою (ППРЧ) або часу (ШПС) структури сигналів;

- просторові або поляризаційні параметри, коли сигнали станцій доступу розрізняють за їхнім просторовим або поляризаційним параметром: (МДПР). Іншими словами: сигнали станцій розрізняються за кутом приходу на базову станцію, за їхнім пеленгом, або за поляризацією.

Сьогодні у мобільних системах уже впроваджені методи TDMA, FDMA, CDMA. Вони використовуються індивідуально або в різних поєднаннях. Просторові методи доступу (SDMA) до цього часу є предметом подальших досліджень. Хоча самі просторові параметри давно використовуються в задачах рознесеного прийому, MIMO, в ході побудови мікро- і фемтостільників та ін.

У даному розділі інтегровано завдання просторово-часового доступу в загальносистемну проблематику, з метою отримання позитивного ефекту від запропонованого доступу й істотного зростання продуктивності мобільної мережі, економії радіочастотного спектра, забезпечення високої завадостійкості, електромагнітної сумісності та, відповідно, можливості надання якісних послуг споживачам інформації.

Задачами проведеного дослідження є аналіз варіантів організації та можливостей побудови системи просторово-часового доступу, спільно з адаптивною просторово-часовою обробкою прийнятих антенною решіткою (АР) сигналів стосовно до систем мобільного зв'язку і оцінки її ефективності. У роботі як основний метод взято саме просторовий (просторово-часовий) доступ в ході використання якого крім самого доступу, вдається отримати і ряд інших корисних якостей мобільної телекомунікаційної системи.

### **6.1 Концептуальні основи організації просторово-часового доступу**

Найбільш простою, очевидною реалізацією методу організації ПЧД може бути використання на базовій станції багатопроменевої антени, діаграма спрямованості (ДС) якої утворює віяло пелюсток. У межах кожної з пелюсток можна здійснювати прийом сигналів АС, локалізованих у виділеному просторі, як це проілюстровано на рис.6.1.

Така схема є відносно простою, а сусідні промені (пелюстки ДС КАР) досить добре розв'язані між собою. Багатопелюсткова антена (БПА) відмінно працює в умовах, коли відомі азимути на кореспондуючі станції, а прийом їхніх сигналів здійснюється в межах головного максимуму виділеної пелюстки ДС.

Застосування зазначеної схеми з фіксованими пелюстками БПА для зв'язку з рухомими об'єктами системи мобільного зв'язку не може вважатися конструктивним, оскільки азимут АС часто змінюється, і при цьому відбувається втрата зв'язку із-за відходу сигналу АС за межі максимуму даної пелюстки ДС. Крім того, при переході з однієї пелюстки до іншої необхідно

здійснювати відповідні маніпуляції з алгоритмом управління, подібні процедури роумінгу.

Таким чином, схема з фіксованими пелюстками ДС БПА для завдань ПЧД не підходить, потрібна реалізація ПЧД з урахуванням динаміки азимутальних параметрів АС.

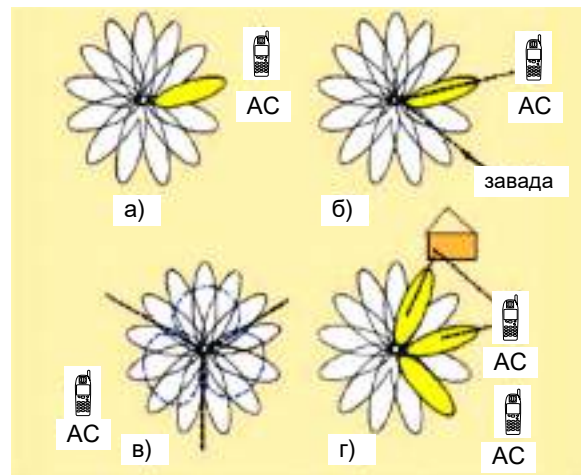


Рисунок 6.1 – Варіанти організації КАР

а) з перемиканням пелюсток; б) з адаптивним формуванням ДС; в) з контурним формуванням ДС; г) багатопелюсткова ДС з багатостанційним прийомом

Дана схема може бути реалізована, наприклад, за допомогою кільцевої антенної решітки (КАР) і відповідної схеми утворення діаграм, наприклад, матриці Батлера.

У багатьох наукових роботах робили спроби активного використання просторових параметрів сигналів для вирішення різних задач, у тому числі й просторово-часових методів доступу, наприклад, у супутникових системах [195–197]. Однак багато з них носили приватний характер, мали автономний, часто загальносистемний характер.

Розглянемо більш докладно моделі просторово-поляризаційних параметрів й алгоритми розділу, що реалізують просторово-поляризаційний-

часовий доступ. Інша назва цих алгоритмів так само широко використовується: методи просторово-часового доступу (ПЧД).

## 6.2 Метод організації просторово-часового доступу з використанням синтезованої діаграми спрямованості багатоеlementної антени

Питання синтезу ДС досить добре подані в класичних роботах [198,199].

Для  $N$ -elementної АР і міжелементних відстаней рівних  $d/\lambda$  може бути синтезована ДС вигляду:

$$E(\beta) = \frac{\sin[ Nn(d/\lambda)\sin \beta ]}{N \sin[ n(d/\lambda)\sin \beta ]}. \quad (6.1)$$

За такої ДС, при напрямку приходу сигналу по нормалі до площини АР ширина головної пелюстки  $\beta$  залежить від параметрів АР ( $\beta_{pad} = 0,886/(Nd/\lambda)$ );  $\beta_{pad} = 50,8/(Nd/\lambda)$ ) і діапазону частот. На рис.6.2 наведена структура алгоритму ПЧД із синтезом багатопроменевої ДС.

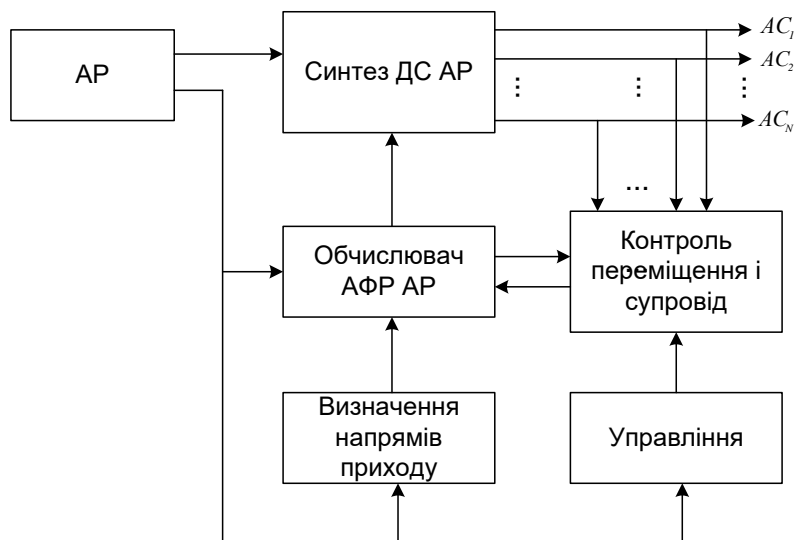


Рисунок 6.2 – Структура алгоритму ПЧД із синтезом багатопроменевої діаграми спрямованості

Серед відомих методів синтезу існують методи, орієнтовані на отримання необхідного АФР за елементами АР, методи фазового розподілу та амплітудного розподілу. Відомі алгоритми синтезу ДС: парціальних діаграм, власних функцій, інтеграл Фур'є, евристичні та ін. [200–203].

Перевагами методів ПЧД із синтезом ДС є добре відпрацьованими, відомі методики синтезу і висока точність з орієнтацією на статичні сигнально-завадові ситуації.

Недоліки методів ПЧД:

1. Велика обчислювальна складність, що призводить до часових і алгоритмічних витрат.
2. Складність використання методу в умовах динамічної СЗО, пов'язана з переміщенням АС, а також за наявності значної багатопроменевості.
3. Критерії функціонування, орієнтовані на проміжний результат.
4. Програш у відношенні сигнал/завада+шум (ВСЗШ) при максимумі головної пелюстки (ГП).
5. Синтез ДС для  $N$ -напрямків становить різні алгоритми, кожен із яких вирішує свою задачу.
6. Отримання цілісного виграшу для  $N$  абонентів проблематичне.
7. Прийнятий в задачах синтезу ДС детермінований підхід призводить до помітних втрат за наявності випадкової просторово-поляризаційної компоненти сигналів і завад.

Наявність цих недоліків не дає підставу рекомендувати даний метод синтезу ДС під час вирішення завдань ПЧД.

### **6.3 Метод просторово-часового доступу з використанням адаптивних методів з просторово-часовою обробкою сигналів**

Виявлення і оцінка багатовимірних сигналів вимагає вичерпної апріорної інформації про просторові та часові характеристики сигналів, шуму і завад.

Проте фактично є відомості лише про деяких з цих характеристик, і тому відсутня інформація має бути отримана в процесі функціонування системи. Широке використання для цієї мети методів адаптації призвело до створення систем адаптивної просторово-часової обробки сигналів (ПЧОС), у ході синтезу яких застосовується весь арсенал адаптивних методів: розширення числа оцінюваних параметрів, використання ітеративних процедур, емпіричних оцінок та ін. [198].

Реалізація зіставлення довільно спотвореного сигналу з довільними характеристиками АР здійснена тільки статистично за рахунок використання матричного зважування вхідних даних, адаптується до характеристик прийнятого сигналу [183]. Це прийнято називати статистично оптимальним формуванням ДС, де вибір вагових векторів базується на статистиці прийнятого сигналу на тлі чинного шуму і завад. Вагові коефіцієнти вибираються з метою оптимізації відгуку формувача ДС так, щоб вихід решітки містив мінімальні шумові складові й сигнали, що надходять з напрямків, відмінних від напрямку на джерело корисного сигналу [198].

На рис.6.3 наведена структурна схема оптимального алгоритму прийому  $i$ -ї АС з оцінкою вектора ВВК.

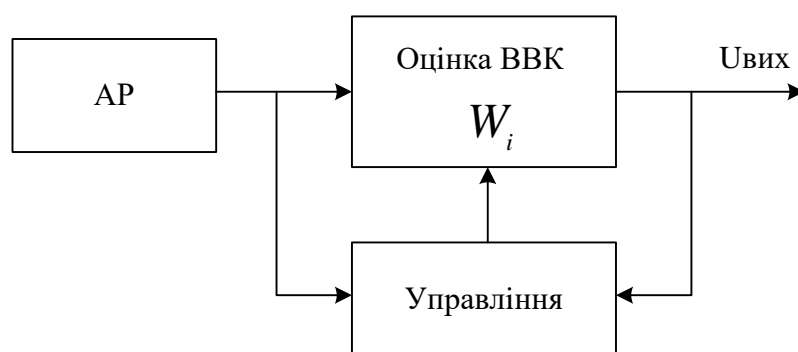


Рисунок 6.3 – Структурна схема оптимального прийому  $i$ -го сигналу АС

Для забезпечення ПЧД при азимутальних переміщеннях АС може бути запропонована адаптивна антенна решітка, діаграма спрямованості якої



коригується відповідно до динаміки просторових змін прийнятих сигналів АС. У даному випадку реалізується групова ПЧОС з великим об'ємом обчислень з обмеженням на якість прийому для вирішення електродинамічної задачі (рис.6.4).

Переваги:

1. Знаходження групового рішення одночасно для  $N$ -абонентських станцій в одному алгоритмі є більш прямим, коротким, ніж сума рішень за кожним сигналом виклику  $N$  АС. Цим підтвердженням є нерівність трикутника (нерівність Коші-Шварца:  $\|x\| \times \|y\| \geq | \langle x, y \rangle |$ ).

2. Мінімальний час збіжності до сталого режиму.

Недоліком є висока вимога до обчислювача.

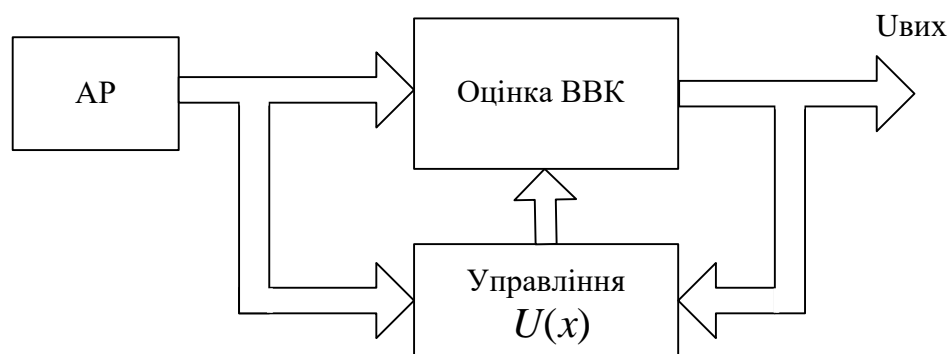


Рисунок 6.4 – Структурна схема ПЧД під час оптимальної групової обробки  $N$ -сигналів АС

Конструктивним постає метод, заснований на організації індивідуального ПЧД для кожного прийому конкретної АС, при цьому сигнали інших АС слід розглядати як такі, що заважають. Таким чином, організовується  $N$  одночасно незалежних каналів ПЧОС, що відповідають кількості сигналів, які приймаються АС, кожна з яких оптимізована під конкретний сигнал АС. Для кожного конкретного абонента організовується окремий алгоритм ПЧД.

Даний метод просторово-часової обробки припускає знаходження індивідуальної оцінки вектора вагових коефіцієнтів (ВВК)  $W_i$ , орієнтованого для кожного  $i$ -го кореспондента. Алгоритм оцінки  $W_i$ ,  $i = \overline{1, N}$  реалізується у вигляді  $i$ -паралельних процедур, виконаних на час сеансу зв'язку  $i$ -ї АС (рис.6.5).

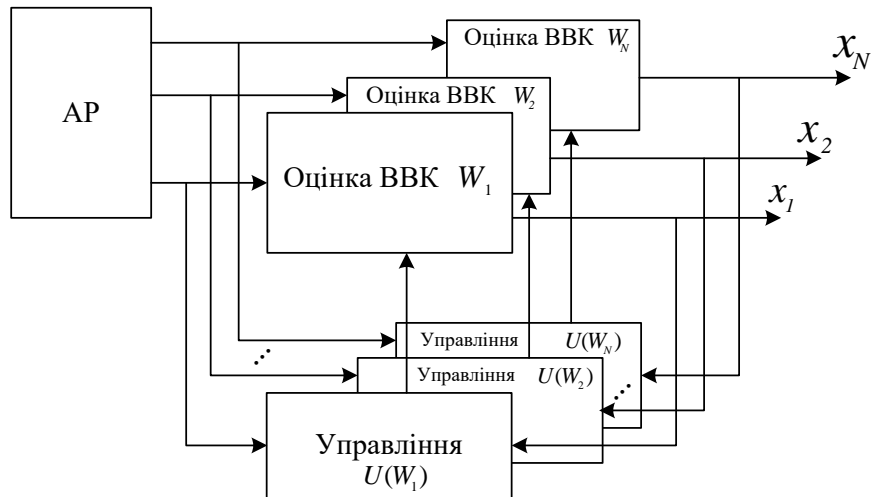


Рисунок 6.5 – Структурна схема ПЧД при оптимальному прийомі  $N$ -сигналів АС з знаходженням індивідуальних значень оцінки ВВК  $i$ -го сигналу АС

З таким методом ПЧОС всі сигнали інших АС працюють у даному частотному каналі, які становлять завади для прийому сигналів даної конкретної АС, що обробляється відповідним ВВК  $W_i$  (рис.6.6.).

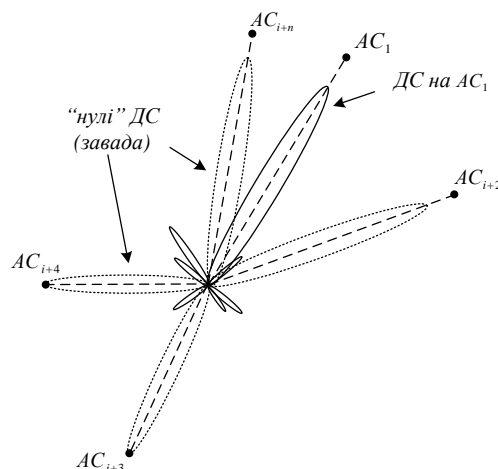


Рисунок 6.6 – Варіант розподілу рівнів прийому ААР під час обробки викличних сигналів, що надходять від АС

Переваги методів ПЧД з використанням індивідуальної оцінки ВВК є:

1. Оптимальність алгоритму.
2. Цільність алгоритму управління ВВК без необхідності отримання проміжних значень ДС та ін.
3. Можливість узгодженості з динамікою сигнально-завадових ситуацій.
4. Критерій ефективності, орієнтований на якість прийому сигналів, а не на значення ДС.
5. Знаходження групового рішення для  $N$  АС в єдиному алгоритмі.
6. Мінімальний час збіжності в сталому режимі складається з 2–6 ітерацій.

Недоліки:

1. Одиночний алгоритм, орієнтований для прийому однієї АС.
2. Можливість нестійкої роботи за недостатньої обумовленості матриці і в цілому задачі.

На рис.6.7 наведено варіант просторово розподілених АС, розміщених під різними азимутами по відношенню до БС. На кожну АС орієнтований максимум прийому ДС, при цьому всі інші азимуты інших АС – заглушуються.

Можливий випадок близького розташування азимутів сусідніх АС (рис.6.7).

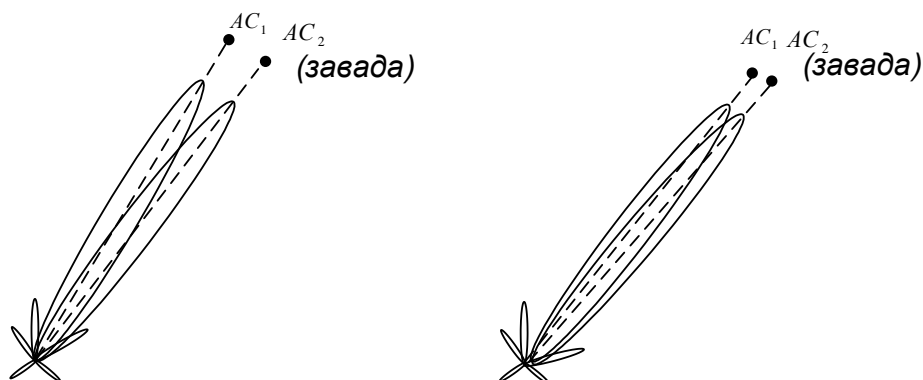


Рисунок 6.7 – Зразковий розподіл рівнів прийому ААР :

а) під час обробки  $AC_1$   $AC_2$  при близьких азимутах б) ефект "засліплення" ААР

У цьому випадку також виконується умова заглушення стороннього сигналу, хоча рівень прийому дещо знижується. Цей ефект відомий під назвою "засліплення" ААР. Для виключення випадків "засліплення" використовують спільну просторову і поляризаційну обробку. Для цього необхідно використовувати двополяризаційні (наприклад, турнікетні) антенні елементи. Іншим конструктивним методом, орієнтованим на просторово-поляризаційну обробку, є використання АЕ у вигляді магнітно-електричного диполя (рис.6.8).

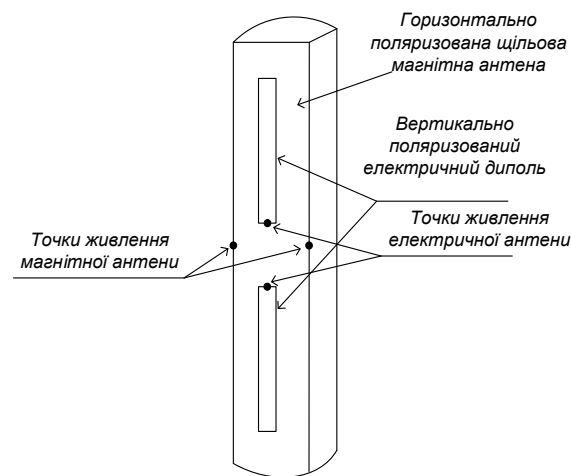


Рисунок 6.8 – Конструкція (щілина+вібратор) комбінованого магнітно-електричного антенного елемента

Розглянемо більш докладно відповідні алгоритми просторово-часової обробки сигналів (ПЧОС), придатних для реалізації індивідуального ПЧД в умовах динаміки змін просторових параметрів прийнятих сигналів.

#### 6.4 Методи просторово-часової обробки сигналів, орієнтовані на просторово-часовий доступ

ПЧОС – це обробка зосередженого по частоті сигналу на виході  $N$  – елементної антени шляхом відповідного складання прийнятих реалізацій, за якого здійснюється заглушення всіх завад у смузі прийому цього сигналу.

Важливою перевагою ПЧОС є те, що даний метод відмінно поєднується з іншими, частотно-часовими, кодовими, різними організаційними методами, вдало доповнюючи їх, і розширює потенціал якості прийому сигналів за рахунок розширення простору прийняття рішень.

Крім того, ПЧОС володіє рядом переваг порівняно з іншими методами обробки. Так, ПЧОС не пов'язаний з додатковою втратою часових і частотних ресурсів. Більш того, при ПЧОС вдається реалізувати повторне використання робочих частот, коли може бути організовано прийом різних сигналів на одній і тій самій частоті. Крім того, при ПЧОС значно меншою мірою позначаються нелінійності та обмеження динамічного діапазону. Застосування цих методів дає можливість зберегти параметри корисних сигналів, вимоги до каналів зв'язку, режими ведення зв'язку, без збільшення виділеної смуги частот. Просторові і поляризаційні параметри у багатьох випадках є єдиними, за допомогою яких вдається розрізнити корисні сигнали та завади. Для деяких типів завад, наприклад, імпульсних, ці параметри є єдино передбачуваними. При цьому задача режекції завад зводиться до супроводу нулем поляризаційної діаграми (ПД) або діаграми спрямованості (ДС) діючої завади. Ряд відомих методів заглушення завад, включаючи компенсаційні, заснований на виділенні опорного каналу, вільного від корисного сигналу. Такий канал може бути отриманий за допомогою супроводу корисного сигналу нулем поляризаційної та (або) просторової діаграми антени.

Поєднання методів адаптивної просторово-часової і поляризаційно-часової обробки сигналів дозволяє виключити ефект «засліплення» антенної решітки при близьких і подібних напрямках приходу корисного сигналу і завад. Важливою перевагою поляризаційно-часових методів оброблення є те, що заглушення завади шляхом ортогоналізації по відношенню до неї поляризації приймальної антени може вирішуватися одночасно з завданням погодженого з поляризацією прийому корисного сигналу керування поляризацією передавальної антени.

Просторово-часові та поляризаційно-часові методи можуть припускати як групову, так й індивідуальну обробку сигналів декількох джерел. В останньому випадку в напрямку кожного джерела формується своя діаграма (рис.6.6). Розглянутий багатодіаграмний (багатопроменевий) характер приймальної антени при багатостанційному доступі в системах супутникового зв'язку дозволяє реалізувати метод повторного використання частот (ПВЧ), який крім економії частотного та енергетичного ресурсу дозволяє поліпшити діапазонність приймальних трактів, застосовувати загальні вузли і блоки (наприклад, генератори) для окремих напрямків прийому. Легко реалізується перехід з режиму ПВЧ у режим заглушення завад. На жаль, у мобільних системах метод ПВЧ важко реалізувати через зниження ступеня поляризації багатопроменевих сигналів. Таким чином, можливості, які відкриваються в ході застосування ПЧД і ПЧОС, безпосередньо впливають на саму концепцію застосування мобільної телекомунікаційної системи.

Проблема підвищення завадозахищеності просторово-часового прийому сигналів може бути поставлена значно ширше, зокрема з включенням у контур адаптації не тільки приймальної, але і передавальної антени, а також приймачів, передавачів, модемів та інших підсистем. При цьому до мінливих у процесі адаптації параметрів можуть належати не тільки суто «антенні» параметри – характеристики спрямованості й поляризацію, але і самі параметри корисних сигналів, і сама мобільна ТКС у цілому: потужність, частота, тривалість, структура сигналів та ін. Таким чином, предметом дослідження в даному розділі буде знаходження придатних для використання в ПЧД алгоритмів ПЧОС, що зводяться до синтезу ААР [202,204,205].

## **6.5 Основні передумови для організації просторово-часового доступу**

Та чи інша властивість ААР досягається відповідним вибором комплексних вагових коефіцієнтів (ВК)  $w_i$ ,  $i=1,2,\dots,N$ , включених на виході приймальних антенних елементів (АЕ) і перед загальним суматором (рис.6.9).

За допомогою адаптивного процесора ВК забезпечують відповідне формування сумарної ДС і поляризаційної діаграми, тобто ВК разом із загальним суматором є діаграмоутворювальною схемою [183].

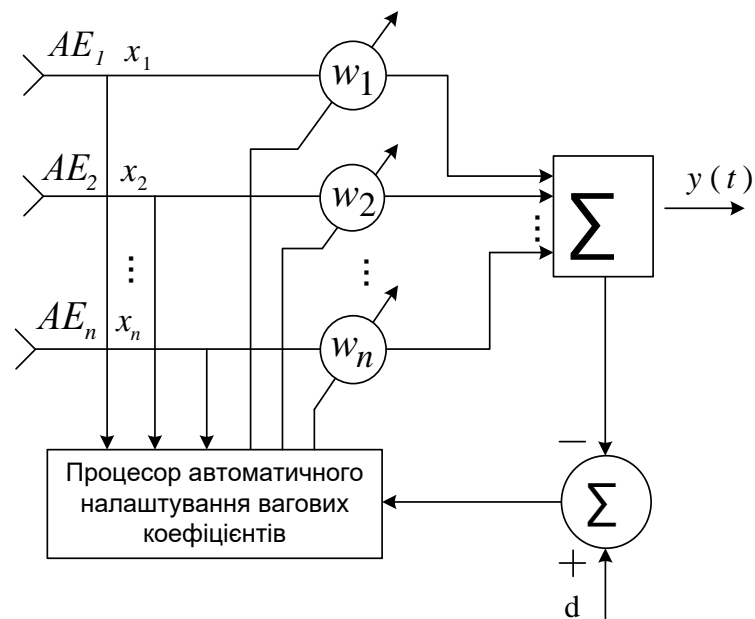


Рисунок 6.9 – Включення ВК в ААР

Водночас визначення призначення ВК можна інтерпретувати як завдання формування таких співвідношень між прийнятими  $N$ -реалізаціями корисного сигналу  $S_i(t)$ ,  $N$ -антенних елементів, сумою  $j$  вузькосмугових анізотропних завад  $\sum_{j=1}^J n_j(t)$  і шумом  $u(t)$ , які після складання на загальному суматорі дозволяють забезпечити максимум відношення сигнал/(завада+шум), мінімум середовищ неквадратичного відхилення прийнятого сигналу від заданого чи інший критерій:

де 
$$y(t) = \sum_{i=1}^N w_i x_i(t), \quad (6.2)$$

$$x_i(t) = s(t) + \sum_{j=1}^J n_{ij}(t) + v_i(t). \quad (6.3)$$

За допомогою ВК формуються їхні вектори (ВВК):

$$W^T(t) = (w_1(t), w_2(t), \dots, w_N(t)). \quad (6.4)$$

У загальному випадку ВВК  $W(t)$  має володіти можливістю змінювати як амплітуди, так і фази приймальних сигналів, тобто він має бути комплексним. Швидкість цих змін має бути узгоджена зі швидкістю зміни сигнально-завадової ситуації, а діапазон узгоджується з динамічним діапазоном змін рівнів сигналів і завад, а також фазових співвідношень у різних елементах ААР. Очевидно, ідеальною є ситуація, коли швидкість змін ВВК нескінченно велика, а динамічний діапазон змін амплітудно-фазових характеристик необмежений. Однак на практиці, виходячи з можливостей технічної реалізованості та інших причин доводиться обмежувати ці характеристики, що, взагалі кажучи, призводить до відповідного зниження ефективності ААР. У цьому сенсі говорять про ААР з обмеженнями.

На відміну від інших проблем антенної техніки, де кінцевим результатом розв'язуваних завдань є синтез ДС за різних обмежень на конструкцію, габарити, спектральний склад сигналів і завад та інші параметри, кінцева мета використання ААР полягає в тому, щоб забезпечити необхідні якісні характеристики (максимізувати їх) корисних сигналів на виході антени, тобто отримати вихідне співвідношення

$$y(t) = y(w, t) = (w(t), x^*(t)) = W^T(t)x^*(t) = w_1(t)x_1(t) + w_2(t)x_2(t) + \dots + w_N(t)x_N(t), \quad (6.5)$$

де вираз у дужках означає скалярний добуток векторів, що задовольняє заздалегідь обраний критерій. При цьому сумарна ДС ААР як така, може взагалі не розглядатися, хоча як проміжна характеристика, вона, безумовно, становить інтерес. Так, ДС ААР може бути отримана за допомогою скалярного добутку ВВК  $W(t)$  на вектор  $f(\theta)$ :



$$F(\theta) = (W^T(t), f^*(\theta)), \quad (6.6)$$

де  $f^T(\theta) = (f_1(\theta), f_2(\theta)e^{i\varphi_{01}}, \dots, f_N(\theta)e^{i\varphi_{N01}})$ ;  $f_i(\theta)$  – ненормовані ДС приймальних елементів ААР;  $\varphi_{i01}$  – фази огинаючої хвилі одиничної амплітуди, відраховувані від фази сигналу з виходу 1-го елемента (при  $\varphi_{01} = 0$ ), зафіксовані на виходах приймальних елементів за рахунок просторових відмінностей [206,207].

Важливою властивістю ААР є інваріантність деяких критеріїв функціонування по відношенню до сумарної ДС. Це має велике практичне значення, пов'язане з можливістю довільного, в тому числі й випадкового, розташування антенних елементів. При цьому відпадає необхідність застосування жорстких кріплень, скорочується час розгортання і т.д.

У ААР кількість антенних елементів  $N$  може бути мінімальною (наприклад,  $N \geq 2$ ) і вибирається, виходячи з очікуваної кількості наявних завад. Значення в  $N$  ААР розглядається як число ступенів свободи, оскільки саме воно визначає кількість незалежно формованих ДС, тобто кількість завад, яка здатна придушити ААР з одним виходом, становить  $J \leq N - 1$ .

Разом із тим АЕ можуть бути багаторазово використані й на кожному з них може бути мінімізовано  $N - 1$  завад. Слід, однак, вказати на те, що при цьому кратно падає рівень прийнятого сигналу і відношення сигнал/шум.

Задачу заглушення завад в ААР можна вирішувати по-різному. Так, використовуючи принцип поділу [183,208], можна спочатку оцінити  $\theta_j$ , ( $j = \overline{1, J}$ ) – напрямки приходу цих завад та їхню поляризацію, а потім вирішити задачу управління ВВК ААР і знаходження її ДС і ПД з нулями, орієнтованими в напрямку приходу завад. Однак розв'язання цієї задачі досить складне, пов'язане з перетворенням матриць, і це вирішення [208] вдається знайти далеко не для кожної ситуації. На практиці застосовується більш конструктивне рішення, що ґрунтується не на декомпозиції, а на безпосередньому перебуванні оцінки  $\hat{W}(t)$  ВВК. Сьогодні відомо кілька рішень,

що розрізняються: як вибраними критеріями ефективності, так і передбачуваними обмеженнями. До найбільш поширених критеріїв належать:

– максимум відношень рівнів корисного сигналу до суми завад (МВСЗ) на виході ААР;

– мінімум середнього квадрата відхилення (МСКВ) прийнятого сигналу від заданого еталонного  $y_s(t)$  на виході ААР;

– мінімум потужності завад на виході ААР;

– максимум правдоподібності;

– різні інші модифікації критеріїв.

Синтезовані при цьому алгоритми функціонування ААР виходять із розв'язання статистичних задач. Серед усього різноманіття рішень можна виділити два основних напрямки, що історично з'явилися першими. Асимптотичні рішення, пов'язані з іменами Ширмана, Хоуелса, Епплбаума, Уїдрой та ін., припускають наявність гіпотези ергодичності сигнально-завадовій ситуації. Ці рішення здебільшого ґрунтуються на знаходженні оцінки кореляційної матриці (або її обігу), що характеризує сигнально-завадову ситуацію або інших, наприклад, градієнтних, процедурах у вказаних межах. У літературі до цього часу основна увага приділяється розвитку саме цього напрямку [155,209,210].

Інший напрям ґрунтується на припущенні марківської апроксимації прийнятої реалізації та динаміки змін ВВК. Відмова від ергодичності дозволяє ефективно вирішувати нестационарні задачі з використанням добре розробленого апарату рекурентної лінійної або нелінійної фільтрації. З використанням цього підходу одержано ряд результатів за просторово-часової і поляризаційно-часової обробки [ 211].

## **6.6 Аналіз застосування алгоритмів просторово-часової обробки для просторово-часового доступу сигналів абонентських станцій**

### **6.6.1 Асимптотичні методи синтезу адаптивних антенних решіток**

Асимптотичні методи засновані на отриманні таких значень ВВК  $W(t)$ , які можуть бути досягнуті в стаціонарних умовах при  $t \rightarrow \infty$ , тобто в умовах, коли основні перехідні процеси в ланцюгах прийому вже закінчуються. Такі рішення досить широко використовуються в радіолокації, де є вільний часовий відрізок, вільний від корисного сигналу. При передачі сигналів зв'язку такого відрізка немає. Крім того, у каналах мобільних систем більш складна динамічна сигнально-завадова обстановка, що ускладнює використання стаціонарно-орієнтованих алгоритмів. Водночас асимптотичні рішення зручні під час аналізу ефективності ААР, при зіставленні тих чи інших моделей, алгоритмів або сигнально-завадових ситуацій [200,206]. Зупинимося на їхньому розгляді докладніше.

### **6.6.2 Критерій МСКВ прийнятого сигналу від заданого еталону**

Даний критерій запропоновано Уїдроу [209]. Він є найбільш популярним під час вирішення різних задач радіозв'язку, радіолокації та ін. Його популярність пояснюється не тільки тим, що синтезовані на базі МСКВ алгоритми мають досить просту структуру, але й тим, що отримані рішення добре вписуються в загальні критерії, за якими функціонують мобільні телекомунікаційні системи. Інший важливий критерій мінімуму ймовірності помилки  $\min p_{ош}$  функціонально пов'язаний з енергетичним співвідношенням сигналу і завади. Для найпростіших ситуацій якість прийому залежить від відношення сигнал/шум  $p_{ош} = (h^2)$ , де  $h^2 = P_c/P_w$  у даному випадку важливим є той факт, що в ході використання МСКВ остаточні результуючі завади, після

ПЧОС, носять характер відновлювального процесу і можуть бути апроксимовані процесом типу «білого» шуму. ПЧОС – алгоритм функціонує за критерієм МСКВ, ґрунтованому на отриманні відхилену  $v(t)$ . Найбільш простим розв’язанням може служити процедура порівняння прийнятої після зважування реалізації  $W^T(t)X(t)$  з еталонним сигналом  $y_s$ :

$$v(t) = W^T X(t) - y_s(t). \quad (6.7)$$

Знайдемо послідовно квадрат цієї нев’язки і її математичне очікування:

$$v^2(t) = W^T X(t) X^T(t) W(t) - 2y_s W^T(t) X(t) + y_s^2; \quad (6.8)$$

$$M[v^2(t)] = W^T(t) R_{xx} W(t) - 2W^T(t) r_{xy} + \overline{y_s^2(t)}, \quad (6.9)$$

де  $r_{xy}$  – вектор коваріації між вектором прийнятих сигналів і бажаним еталонним сигналом,

$$r_{xy} = (x_1(t)y_s(t); x_2(t)y_s(t); \dots; x_N(t)y_s(t)), \quad (6.10)$$

$R_{xx}$  – кореляційна матриця сигналів, прийнятих ААР,  $R_{xx} = \overline{X(t)X^T(t)}$ .

Знайдемо мінімум нев’язки з виразу (6.8). У даному випадку він буде єдиним, оскільки функція (6.8) є квадратичною щодо  $W(t)$ , а матриця  $R_{xx}$  – додатно визначена. Прирівнюючи градієнт (6.8) до нуля, знайдемо мінімальне її значення:

$$dv^2/dW(t) = \nabla \omega(\overline{v^2(t)}) = 2R_{xx} W(t) - 2r_{xy} = 0. \quad (6.11)$$

$$\hat{W}_{opt} = R_{xx}^{-1} r_{xy}. \quad (6.12)$$

Вираз (6.12) є розв’язком векторно-матричного рівняння Вінера–Хопфа. При цьому оптимальна ДС ААР може бути обчислена за формулою

$$F(\theta) = (\hat{W}_{opt}(t), f^*(\theta)), \quad (6.13)$$

де  $\hat{W}_{opt}(t)$  – подано в комплексному вигляді.

Рівняння (6.12) можна подати і в іншому вигляді, якщо припустити, що еталонний сигнал  $\bar{y}_s^2 = S(t)$ . Тоді з (6.5) отримаємо

$$\hat{W}_{opt}(t) = sR_{xx}^{-1}V, \quad (6.14)$$

де  $V^T = (1, e^{j\theta_1}, e^{j\theta_2}, \dots, e^{j\theta_{N-1}})$  – вектор фазових набігів, відлічуваних від 1-го елемента ААР, що входить у вирази (6.13) і (6.6).

З урахуванням рівності  $r_{xy} = E\{x(t), y_s(t)\} = sV(t)$  отримаємо:

$$\hat{W}_{opt}(t) = sR_{xx}^{-1}V(t). \quad (6.15)$$

За допомогою цього критерію можуть бути розроблені процедури, що мають рекурентну форму, зокрема процедури стохастичної апроксимації, лінійної або нелінійної фільтрації, а також й процедури Калмана–Б'юсі, зокрема методи рекурентного звернення кореляційної матриці. Особливості синтезу цих процедур будуть розглянуті нижче.

### 6.6.3 Критерій максимуму відношення рівнів сигнал/шум

Даний критерій (МВСШ) застосуємо до тих ситуацій, коли на інтервалі спостереження вдається отримати достатньо точно і просто енергетичні параметри прийнятих сигналів і завад. Практично це вдається реалізувати при незмінності, стаціонарності сигнально-завадової ситуації. Інакше: даний критерій ґрунтований на припущенні ергодичної апроксимації ситуації.

Діючи суто формально, запишемо в чисельник потужність корисного сигналу  $E\{y_s(t)^2\} = |W^T S|^2$ , а в знаменник – потужність всіх завад  $E\{y_n(t)^2\} = |W^T n|^2$ . У нашому випадку як завади  $n_i$  виступатимуть сигнали усіх інших, крім АС з сигналом  $S(k)$ :

$$\frac{P_s}{P_z} = \frac{|W^T S|^2}{|W^T n|^2} = \frac{W^T [SS^T] W}{W^T [nn^T] W} = \frac{W^T R_{ss} W}{W^T R_{nn} W}, \quad (6.16)$$

де  $W$  – ВВК ААР у сталому ( $W(\infty)$ ) стані;  $n$  – вектор завад, що містить як пофарбовані завади заважаючих сигналів інших станцій  $n_j(t)$  при  $j = \overline{1, J}$ , так і білі шуми  $v_i(t)$  при  $i = \overline{1, N}$  діють у кожному з  $N$  елементів.

Використовуючи формальний параметр:

$$z \triangleq R_{nn}^{-1/2} W \quad (6.17)$$

отримаємо відношення (6.16) у вигляді

$$\frac{P_s}{P_z} = \frac{z^T R_{nn}^{-1/2} R_{ss} R_{nn}^{-1/2} z}{z^T z}, \quad (6.18)$$

де чисельник становить квадратичну форму і приймає значення між мінімальним і максимальним власним значенням симетричної матриці  $R_{nn}^{-1/2} R_{ss} R_{nn}^{-1/2}$  або, що те ж саме, матриці  $R_{nn}^{-1} R_{ss}$ . Оптимальне значення сигнал/завада зводиться до знаходження максимального власного вектора  $W_{opt}$ , власне значення якого  $(s/n)_{opt}$  знаходиться з виразу [206]

$$R_{ss} W_{opt} = (s/n)_{opt} R_{nn} W_{opt}. \quad (6.19)$$

Підставляючи сюди (6.22), отримаємо

$$R_{ss} W_{opt} = \frac{W_{opt}^T R_{ss} W_{opt}}{W_{opt}^T R_{nn} W_{opt}} R_{nn} W_{opt}. \quad (6.20)$$

Вважаючи, що  $S^T W_{opt}$  – скаляр, скоротимо обидві частини рівняння (6.20) і, позначивши  $(W_{opt}^T S / W_{opt}^T R_{nn} W_{opt}) = \mu$ , отримаємо

$$W_{opt} = 1/\mu R_{nn}^{-1} S \quad (6.21)$$

чи

$$W_{opt} = \alpha R_{nn}^{-1} V, \quad (6.22)$$

де  $\alpha = \sqrt{S/c}$   $S$  і  $V$  визначаються з (6.20) і (6.21).

Вирази (6.21) і (6.22) є основними для алгоритмів, що використовують критерій МВСЗ. Зіставляючи вирази (6.12) і (6.15), дійшли висновку про їхню близьку структуру. Однак для критерію МВСЗ потрібне значення  $R_{nn}^{-1}$ , що на практиці реалізувати вдається не завжди, у першу чергу через те, що при отриманні оцінки  $R_{nn}^{-1}$  корисний сигнал виступає як завада. Одним із методів оцінки є алгоритм із вирахуванням корисного сигналу [212,213]. Даний критерій більш зручний тому, що корисний сигнал  $S(t)$  або вектор  $V(t)$  можуть бути апріорно відомі з достатньою точністю, оскільки оцінка його здійснюється паралельно.

#### 6.6.4 Критерій мінімуму рівня завад на виході ААР

Для відомих напрямків та інших параметрів корисного сигналу оптимальний ВВК у припущенні завад типу «білого» шуму знаходиться з виразу [206]

$$W_{МП} = R_{nn}^{-1} I / I^T R_{nn}^{-1} I, \quad (6.23)$$

де  $I^T = (1,1,1,\dots,1)$ .

При цьому передбачається, що на вході ААР забезпечено узгодження площині апертури з фазовим фронтом хвилі корисного сигналу. Очевидно, ВВК з (6.29) в даних умовах завад у кожному з приймальних каналів забезпечує підсилення, зворотно пропорційно рівню завади.

ВВК оптимальний за критерієм максимуму правдоподібності визначається з виразу:

$$W_{МП} = \frac{R_{nn}^{-1} V}{V^T R_{nn}^{-1} V} X(t) \quad (6.24)$$

Оскільки рівняння (6.23) і (6.24), аналогічні, отримані за критеріями максимуму правдоподібності і мінімуму рівня завад на виході ААР розв'язання можуть бути зведені до вигляду [202]:

$$W = \frac{1}{N_0} R_{nn}^{-1} V, \quad (6.25)$$

де  $N_0$  – спектральна щільність потужності шуму ААР.

До вигляду

$$W_{CKO} = \frac{1}{N_0} \cdot \frac{S_0}{N_0 + S_0} R_{nn}^{-1} V. \quad (6.26)$$

Таким чином, отримане розв'язання приводиться до виконання схожим до критерію МСКВ, якщо завади  $n_i$  вважати «білими» шумами, а  $S(t)$  сигналами, які мають рівень  $S_0$ . Виходячи з наведеного огляду, можна зазначити, що всі розглянуті критерії за однакових обмежень на завади призводять до рішень, що відрізняються постійним множником (6.25), (6.26), (6.22). Отже, практичне використання того чи іншого критерію може



визначатися конкретними умовами функціонування ТКС і обумовлюється сигнально-завадовою обстановкою.

Є ряд методів використання отриманих алгоритмів, що дозволяють їхню практичну реалізацію. Так, процедура знаходження оцінки ВВК, які визначаються на основі розглянутих критеріїв, нашою виходить на необхідність отримання значень оберненої матриці  $R_{xx}^{-1}$  і  $R_{nn}^{-1}$  чи інших матричних процедур. На практиці це значення зазвичай невідомо, що вимагає пошуку спеціальних методів розв'язання рівнянь оцінки. Одним із методів розв'язання рівнянь (6.12) і (6.22) є заміна реальної матриці  $R_{xx}$  на її оцінку  $\hat{R}_{xx}$ , отримувану з вибірових значень результатів спостережень (6.3). Максимально правдоподібною оцінкою матриці загальної сукупності  $X_k(t)$ , де  $k$  – обсяг вибірки, є вибірова коваріаційна матриця [202,206]:

$$\hat{R}_{xx} = \frac{1}{k-1} \sum_{i=1}^k [X_i - \bar{X}]^T [X_i - \bar{X}], \quad (6.27),$$

де  $X_i$  –  $i$ -е вибірове значення вектора (6.9),  $i = \overline{1, k}$ ;  $\bar{X}$  – середнє значення вектора, визначається як вибірова оцінка за  $k$ -реалізацією  $N$ -вимірного вектора ( $N$ -розмірність ААР),

$$\bar{X} = \frac{1}{k} \sum_{i=1}^k x_i. \quad (6.28)$$

Очевидно, для отримання оцінки (6.27) і обернення матриці  $R_{xx}^{-1}$  потрібний досить значний обсяг обчислень, зростає зі збільшенням розмірності ААР. Розмірність ще більше зростає у зв'язку з необхідністю подання вектора  $X(t)$  у вигляді двох, а частіше чотирьох квадратних компонент, що ще більше ускладнює процес обчислення. Водночас нестационарність статистики, що реально має місце в каналі мобільних систем, вимагає постійного оновлення

вибіркових даних. Все це істотно ускладнює безпосереднє розв'язання рівняння (6.12) і призводить до зміщення вибіркової оцінки (6.27).

Більш конструктивним є рекурентне обчислення матриці, наприклад, за допомогою формули Вудбері:

$$\hat{R}(k+1) = \frac{k}{k+1} \hat{R}(k) + \frac{1}{k+1} X^T(k+1)X^*(k+1) \quad (6.29)$$

на підставі чого оцінка оберненої матриці може бути отримана у вигляді

$$\hat{R}_{xx}^{-1}(k+1) = \frac{k+1}{k} \hat{R}_{xx}^{-1}(k) - \frac{k+1}{k^2} \left[ 1 + \frac{1}{k} X^*(k+1) \hat{R}_{xx}^{-1}(k) X^T(k+1) \right]^{-1} \hat{R}_{xx}^{-1}(k) X^T(k+1) \cdot X^*(k+1) \hat{R}_{xx}^{-1}(k). \quad (6.30)$$

Разом із тим таке рекурентне обчислення видається не менш ускладненим, або формована при цьому вибірка  $X(k+1)$ ,  $k=1,2,\dots$  на практиці є неоднозначною, а також має місце нестационарність, що вимагає додаткової модернізації процедури, пов'язаної з кроковою постійною. Тим не менш у стаціонарних умовах підстановка оцінки  $\hat{R}_{xx}^{-1}$ , отриманої згідно з (6.30), дозволяє знайти розв'язання рівняння (6.18), що визначає функціонування алгоритму ПЧОС.

Дане розв'язання є асимптотичним у тому сенсі, що воно вимагає стаціонарності сигнально-завадової ситуації, вимагає апріорного формування вибіркової статистики. Однак воно знаходить широке використання у задачі аналізу, в той час як в задачах синтезу зазвичай використовують рекурсивні процедури.

Асимптотичні методи, основані на оберненні вибіркової коваріаційної матриці прийнятих сигналів та рекурентні методи, засновані на градієнтних процедурах у стаціонарних умовах та за інших рівних умов володіють однаковою ефективністю. Разом з тим, перевагою рекурсивних методів є їхній динамічний характер, що дозволяє отримувати оцінку ВВК у реальному

масштабі часу, що узгоджується з динамічністю процесу зв'язку у безпроводових системах. Водночас асимптотичні методи пов'язані з великими втратами часу на набір і обробку статистики для оцінки та обігу коваріаційної матриці.

### 6.7 Рекурентні методи синтезу адаптивних антенних решіток

Інший альтернативний клас алгоритмів ПЧОС заснований на рекурентному управлінні та безпосередньому вираженні ВВК ААР за результатами нев'язки  $v(k)$  на кожному  $k$ -му кроці дискретизації  $y(k)$ . За рахунок такої адаптації рекурентні методи конструктивніші порівняно з розглянутими вище асимптотичними. Рекурентні адаптивні алгоритми не вимагають великих витрат на обчислення матриць і обмежені невеликим об'ємом постійної та оперативної пам'яті.

Рекурентні процедури обчислень оцінки  $\hat{W}_{opt}(t)$  відрізняються тим, що послідовність рішень знаходиться, починаючи не з етапу отримання готового розв'язання (6.12), а з більш раннього етапу – з пошуку екстремуму градієнта функції, що містить як аргумент величини  $W(t)$ . Все це дозволяє проводити аналіз і облік 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  $\Delta(k)$ . У загальному випадку дискретний з кроком градієнтний алгоритм має вигляд

$$W(k) = W(k-1) - \mu \nabla(k), \quad (6.31)$$

де  $\mu$  – коефіцієнт (крокова постійна), що враховує швидкість пошуку екстремуму.

Алгоритм (6.31) показує, що значення ВВК на  $k$ -му кроці дорівнює значенню ВВК на попередньому ( $k-1$ )-му кроці з адаптивним доданням  $\mu\nabla(k)$ , яка залежить від відхилення різниці  $y_s(k) - y(k)$ . Процедура (6.31) при значенні  $\Delta t = (t_{k+1} - t_k) \rightarrow 0$  переходить у безперервну, яка може бути подана у вигляді диференціального рівняння

$$dW(t)/dt = \mu\nabla(t). \quad (6.32)$$

Відомий алгоритм, названий алгоритмом Уїдроу - Хоффа [209]:

$$\hat{W}(k) = \hat{W}(k-1) + 2\mu[y_s(k) - y(k)]X(k). \quad (6.33)$$

Цей самий алгоритм при безперервній процедурі набуває вигляду диференціального рівняння:

$$d\hat{W}(t)/dt = 2\mu[y_s(t) - y(t)]X(t) = 2\mu v(t)X(t). \quad (6.34)$$

На рис.6.10 наведена структурна схема дискретного алгоритму  $N$ -вимірної ААР, виконана згідно з (6.33), на рис.6.11 – структурна схема безперервного алгоритму (6.34), на рис.6.12 – схема алгоритму (6.34), подана у векторній інтерпретації, де подвійним рядком позначені векторні зв'язки. Робота алгоритму отримання оцінки ВВК (6.34) може бути пояснена дещо спрощено.

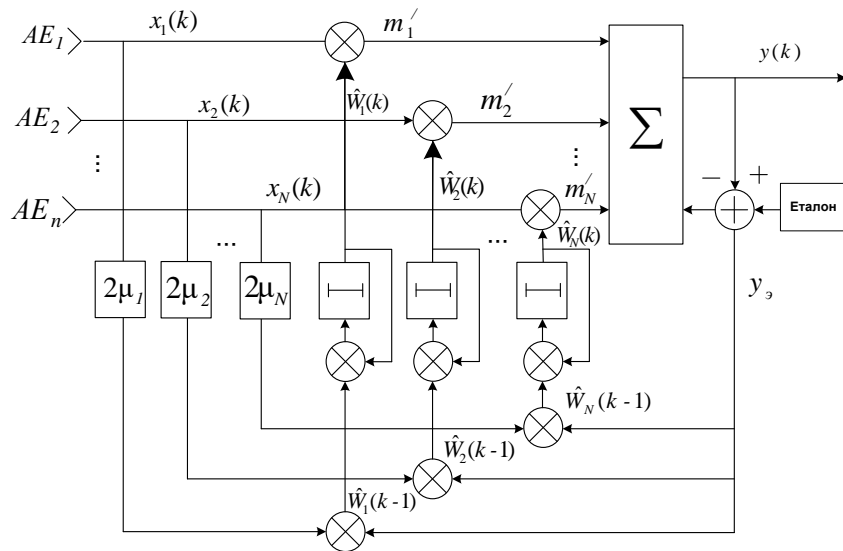


Рисунок 6.10 – Структура управління ВВК  $N$ -елементної ААР з використанням рекурсивної процедури Калмана-Б'юсі

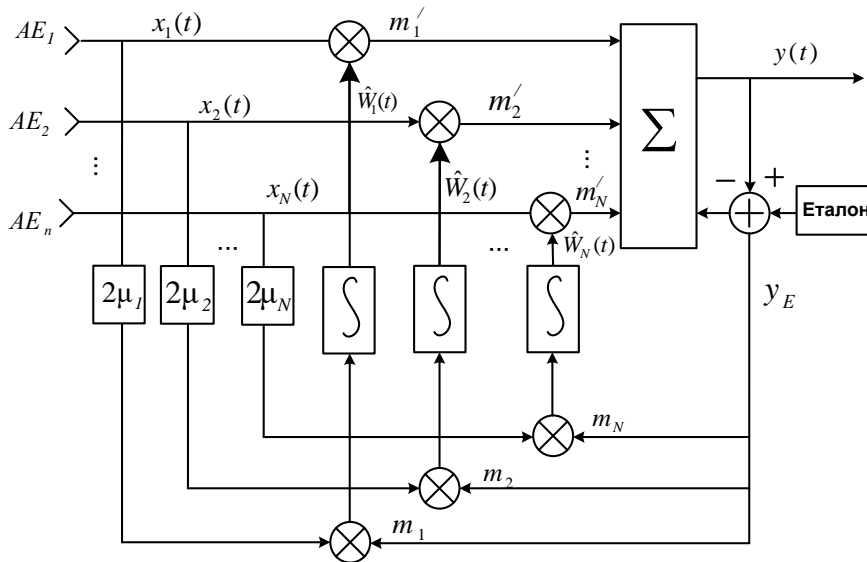


Рисунок 6.11 – Структурна схема управління ВВК ААР, синтезована за алгоритмом Уїдрю

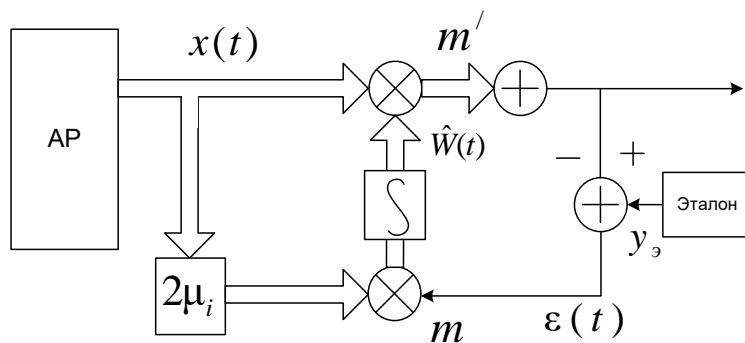


Рисунок 6.12 – Векторна версія рекурентної процедури Уїдрю

Сигнали та завади  $x_i(t)$ , прийняті  $N$  антенними елементами, перемножуються на  $\hat{w}_i(t)$ , і на виході загального суматора  $\sum_1$  формується вихідний сигнал  $y(t)$ , який далі використовується в приймальному тракті. Паралельно в суматорі  $\sum_2$  формується сигнал відхилення (6.7) – різниці прийнятого  $y(t)$  і еталонного  $y_s(t)$  сигналів. У разі повної відповідності  $y_s(t) \equiv S(t)$  величина отриманої нев'язки  $\gamma(t)$  містить всю інформацію про стан завод  $\sum_j n_{ij}(t)$  і шумів  $v_i(t)$ , що входять до складу прийнятої реалізації (6.3). На перемножувачі  $m_i$  при  $i = \overline{1, N}$  надходить сигнал відхилення  $\gamma(t)$ . При цьому  $x_i(t)$  підсилюється в  $2\mu_i$  раз. У результаті перемноження на виході кожного  $m_i$  формується напруга, пропорційна до тієї частини завод  $n_{ij}(t)$ , яку корельовано з компонентами, що містяться у нев'язці  $v(t)$ . Ця напруга після інтегрування є шуканою оцінкою ВВК –  $\hat{w}_i(t)$  подається на один із входів помножувачів. Очевидно, перемножувачі  $m_i$  спільно з інтеграторами здійснюють операцію статистичного усереднення за часом процесів на вході помножувачів  $m_i$ :

$$\int x_i(t)v(t)dt = \int s_i(t)v(t)dt + \sum_{j=1}^j \int n_{ij}(t)v(t)dt + \int v_i(t)v(t)dt. \quad (6.35)$$

Перший інтеграл у правій частині рівності зі збільшенням часу інтегрування дорівнює нулю, оскільки за умовою задачі  $S_i(t)$  некорельовані з  $\gamma(t)$ . Прагне до нуля і останній інтеграл чинності некорельованості ізотропних шумів  $v_i(t)$  зі значенням відхилення  $v(t)$  в різні моменти часу, тобто на формування оцінки  $\hat{w}_i(t)$  основний вплив має лише другий інтеграл. Це відбуватиметься до тих пір, доки у нев'язання  $v(t)$  входять складові, що корелюють з заводами  $n_{ij}(t)$ . Оскільки критерієм даної процедури є мінімізація середнього квадрата різниці нев'язки  $\gamma(t)$ , то в процесі функціонування

алгоритму ААР за допомогою ВВК  $\hat{w}_i(t)$  встановиться якийсь мінімум  $\gamma^2(t)$  саме за рахунок мінімізації рівня завад  $n_{ij}(t)$  на виході ААР.

Зазначимо один важливий факт, який відрізняє ААР з використанням критерію МСКВ від ААР, у яких прийнятий критерій МВСЗ. У ААР, синтезованих за критерієм МВСЗ, що вводиться на кожен канал прийому опорний сигнал, який визначає положення головного максимуму ДС, має бути точно погоджений з положенням антенних елементів решітки. У розглянутих у даному підрозділі ААР еталонний сигнал  $y_s(t)$  у загальний канал прийому вводиться вже після загального суматора. Тому явної залежності алгоритму ААР від розташування антенних елементів тут не існує, що дозволяє використовувати дані алгоритми при випадковому або невідомому розташуванні приймальних елементів решітки або невідомому напрямку приходу сигналу і завад, наприклад, під час використання ААР на рухомих об'єктах. Розглянемо більш детально процедури (6.34) – (6.37), що допускають ряд важливих узагальнень.

Процедури виду (6.32) – (6.33) є нічим іншим, як процедурами стохастичної апроксимації [206], умова збіжності та стійкості яких забезпечується відповідним вибором коефіцієнта  $\mu$ . Зокрема, для процедури Робінса–Монро, якій якраз і відповідають рівняння (6.37) – (6.40), мають бути виконані умови Дворецького:

$$\sum_{k=1}^{\infty} \mu^2(k) < \infty; \quad \sum_{k=1}^{\infty} \mu(k) = \infty. \quad (6.36)$$

Для безперервного випадку ці умови набувають вигляду

$$\int_0^{\infty} \mu^2(t) dt < \infty; \quad \int_0^{\infty} \mu(t) dt = \infty. \quad (6.37)$$

Такі умови задовольняє функція  $\mu(k) = \frac{1}{k+1}$  за  $k = \overline{1, \infty}$ , а умови (6.36) – функція  $\mu(t) = \frac{1}{t}$  за  $t \in (0, \infty)$ .

Розглядати постановку задачі і її вирішення зручно з позицій теорії рекурентної лінійної та нелінійної фільтрації в просторі станів. Методи і алгоритми стохастичної апроксимації, у тому числі (6.31) – (6.34), є окремим випадком більш загальних процедур [47], таких, як процедури фільтрації Стратоновича, Калмана – Б'юсі та ін. Відомо, що алгоритми типу (6.32) – (6.34) за умов (6.32), (6.33) сходяться з ймовірністю 1 до оцінюваного значення і є рекурентним методом знаходження умовного середнього значення. Іншими словами, процедури (6.32) – (6.34) призначаються для оцінки постійних випадкових величин, для яких стан оцінюваної величини ВВК можна визначити простим диференціальним рівнянням

$$dW(t)/dt = 0. \quad (6.38)$$

Якщо ж припустити випадково змінну у часі модель стану ВВК, що справедливо за випадкових змін напрямку приходу сигналу і завад, а також зміни в часі параметрів, то стан ВВК необхідно виразити у вигляді багатовимірного ( $N$ -вимірного) стохастичного диференціального рівняння

$$dw_i(t)/dt = -\alpha_i(t)w_i(t) + \sum_{j=1}^N b_{ij}(t)\xi_m^{(j)}(t) \text{ при } i, j = \overline{1, N}, \quad (6.39)$$

де  $\alpha_i(t)$  – не випадкові величини, що характеризують швидкість зміни ВВК  $\alpha_i(t) = \tau_{кор}^{-1}$ ;  $\tau_{кор}$  – інтервал кореляції цих змін;  $\xi_m^{(j)}(t)$  – 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 породжує шум і визначають інтенсивність змін кожної з компоненти ВВК.



Випадкові процеси, що описуються стохастичними диференціальними рівняннями типу (6.39), належать до класу марківських, а коефіцієнти  $a_i(t)$  і  $\beta_{ij}(t) = \sum_{k=1}^{\infty} b_{ik}(t)b_{jk}(t)$  називаються відповідно коефіцієнтами зносу і дифузії цих процесів. Очевидно, вираз (6.38) є окремим випадком (6.39) при  $a_i(t) = \beta_{ij}(t) = 0$ .

Для отримання оцінки ВВК з використанням стандартних процедур лінійної та нелінійної фільтрації необхідно крім рівняння стану задавати рівняння спостереження. Для цієї мети можна було використовувати рівняння (6.9) або (6.11), проте вперше не входить значення ВВК, а в другому це значення ВВК має загальний вигляд, у той час як необхідно ров'язати задачу оцінки саме оптимального ВВК. Враховуючи (6.11), рівняння спостереження, подамо у вигляді

$$y(t) = W^T(t)x(t) = W_{opt}^T(t)X(t) + v_n(t), \quad (6.40)$$

де  $X(t)$  – вектор, отриманий на підставі (6.3) з вектора  $x(t)$  без урахування ізотропного шуму  $u_i(t)$ ;

$v_n(t)$  – шум спостереження, утворений у результаті зваженої суми шумів  $u_i(t)$ , а також є результатом різних помилок апроксимації, прийнятих у моделі.

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

$$d\hat{w}_i/dt = -a_i(t)\hat{w}_i(t) + \sum_{j=1}^N K_{ij}(t)F_j(\hat{w}_i t), \quad (6.41)$$

де  $F_j(\hat{w}_i, t) = dF_j(\hat{w}_i, t)/d\hat{w}_i$  –  $N$ -вимірний вектор-стовпчик, отриманий через похідні за часом спостереження від логарифма функції правдоподібності

$$F(w_t, t) = \frac{1}{V_H} [2y_\ominus(t)y(w_t, t) - y^2(w_t, t)], \quad (6.42)$$

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

$$dK(t)/dt = B(t)V_H B^T(t) + K(t)A(t) + A^T(t)K(t) - K(t)F''(\hat{w}_t, t)K(t), \quad (6.43)$$

тут  $F'(\hat{w}_t, t) = d^2F(\hat{w}_t, t)/d\hat{w}_t^{(i)}d\hat{w}_t^{(i)}$  – квадратна  $N \times N$  матриця,  $A(t)$  – діагональна матриця з елементами  $a_i(t)$ .

З урахуванням (6.5) значення похідних у виразі (6.42) визначаються виразами таким чином:

$$F'(\hat{w}_t, t) = \begin{bmatrix} F'_1 \\ F'_2 \\ \dots \\ F'_N \end{bmatrix}; \quad F''(\hat{w}_t, t) = \begin{bmatrix} F_{11} & F_{12} & \dots & F_{1N} \\ F_{21} & F_{22} & \dots & F_{2N} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ F_{N1} & F_{N2} & \dots & F_{NN} \end{bmatrix};$$

де  $F(w_t, t) = \frac{1}{V_H} [2y_\ominus(t)y(w_t, t) - y^2(w_t, t)]$ ;  $F_j = 2V_H^{-1} [y_\ominus(t) - y(w_t, t)]x_j(t) = 2V_H^{-1}v(t)x_j(t)$ ;

$$F'_i(\hat{w}_t, t) = 2V_H^{-1}v(t)x_i(t);$$

$F_{ij}$  – елемент матриці  $F''(\hat{w}_t, t)$ , що стоїть на  $ij$ -му місці,  $F_{ij} = -x_i(t)x_j(t)$ .

З урахуванням цього рівняння оцінки ВВК (6.42) набуває вигляду

$$\begin{aligned} d\hat{w}_i(t)/dt &= -a_i(t)\hat{w}_i(t) + \sum_{j=1}^N 2K_{ij}(t)V_H^{-1} [y_\ominus(t) - y(t)]x_j(t) = \\ &= -a_i(t)\hat{w}_i(t) + 2V_H^{-1}v(t) \sum_{j=1}^N K_{ij}(t)x_j(t), \end{aligned} \quad (6.44)$$

або у векторній формі

$$d\hat{W}(t)/dt = A(t)\hat{W}(t) + 2V_H^{-1}v(t)K_{ij}(t)X(t). \quad (6.45)$$

Рівнянню (6.44) відповідає структурна схема алгоритму оцінки ВВК ААР, наведена на рис.6.13.

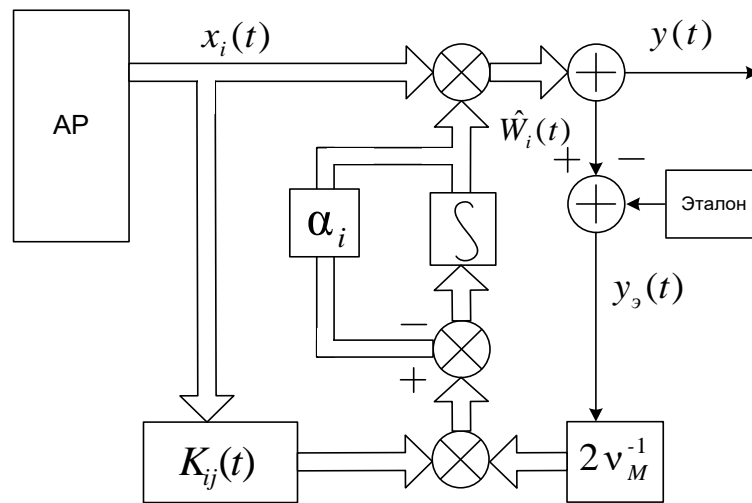


Рисунок 6.13 – Структурна схема алгоритму оцінки ВВК ААР

Переклад у дискретну форму цього алгоритму здійснюється звичайним методом [206].

Із зіставлення алгоритмів (6.44) – (6.45) і (6.32) – (6.34) видно, що їхні структури дуже схожі. Однак, в алгоритмі (6.44), застосовано модель (6.39), де замість коефіцієнта  $2\mu_i$  використовується коефіцієнт у вигляді суми функцій:

$2V_H^{-1} \sum_{j=1}^N K_{ij}(t)$ . Це, з одного боку, дозволяє за допомогою величини  $V_H^{-1}$

враховувати різні значення рівнів шумів у каналах спостереження (із збільшенням рівня шумів коефіцієнт підсилення зменшується), а з іншого – за допомогою функцій  $K_{ij}(t)$  забезпечувати наявність перехресних (міжканальних) зв'язків за рахунок інших  $i \neq j$  (при  $i, j = \overline{1, N}$ ) каналів та прийомних елементів ААР. Питання збіжності та стійкості процедур оцінки (6.33), (6.34), (6.45) будуть розглянуті нижче. Наведені дослідження показують, що ці процедури сходяться зі сталим станом на інтервалі  $\tau \leq \tau_{кор}$ , тобто при виборі кроку дискретизації  $\Delta t = 0,1\tau_{кор}$  перехідний процес завершується вже за 3–10 кроків.

Розглянута задача оцінки ВВК лінійна як за постановкою (6.40), (6.37), так і за розв'язанням (6.33) – (6.45)] і відповідає лінійному варіанту фільтра Калмана-Б'юсі. Відмінною особливістю отриманого тут розв'язку є те, що апостеріорна дисперсія (6.43) виявилася залежною від результатів спостережень за рахунок наявності матриці  $F^{\wedge}(\hat{w}_t, t)$ . На відміну від класичних розв'язань тут потрібно обчислення значень матриці  $K_{ij}(t)$  в реальному масштабі часу.

Синтез алгоритмів ААР у просторі станів допускає і подальше узагальнення. Це узагальнення може бути поширене і на нелінійні задачі. Так, наявність нелінійностей амплітудної і фазової характеристик у  $N$  каналах прийому, а також обмеження динамічного діапазону цих каналів можуть бути враховані в рівнянні спостереження, яке на відміну від (6.5), (6.40) приймає нелінійний вигляд:

$$y(t) = W^T(X_t, t); \quad y(t) = W_{opt}^T(x_t, t)X(t) + v_n(t). \quad (6.46)$$

$W(x_t, t)$  – ВВК, що залежить від рівня або інших параметрів спостережуваних процесів  $x(t)$ .

Нелінійним може виявитися і рівняння стану (6.41). Так, може бути враховано нелінійність частотної характеристики контуру управління та інші нелінійності регульовальної характеристики (наприклад, її астатизм або гістерезисний вид).

Ця нелінійність може бути виражена за допомогою коефіцієнта зносу  $a_i(w_t, t)$ , що дозволяє враховувати залежність зазначених характеристик від величини оцінюваного значення ВВК.

Може бути також враховано нелінійність регульовальної характеристики типу щодо оцінюваного ВВК від самої його величини за допомогою коефіцієнтів зносу, а також величин  $b_{ij}(w_t, t)$ .

З урахуванням згаданих нелінійностей рівняння стану подано у вигляді:

$$dw(t)/dt = -a(w_t, t) + \sum_{j=1}^N b_{ij}(w_t, t) V_m^{(j)}(t). \quad (6.47)$$

Нелінійні алгоритми ААР до теперішнього часу залишаються ще слабо дослідженою стороною загальної проблеми антенної техніки, що пояснюється, з одного боку, новизною цього наукового напрямку, а з іншого – складністю досліджень, які потребують, конкретизації нелінійності та специфічності рішень. Загальний вигляд нелінійного алгоритму ААР згідно з виразами (6.46) і (6.47) наведений на рис.6.14. Певна конкретизація лінійних алгоритмів ААР є в роботі [206].

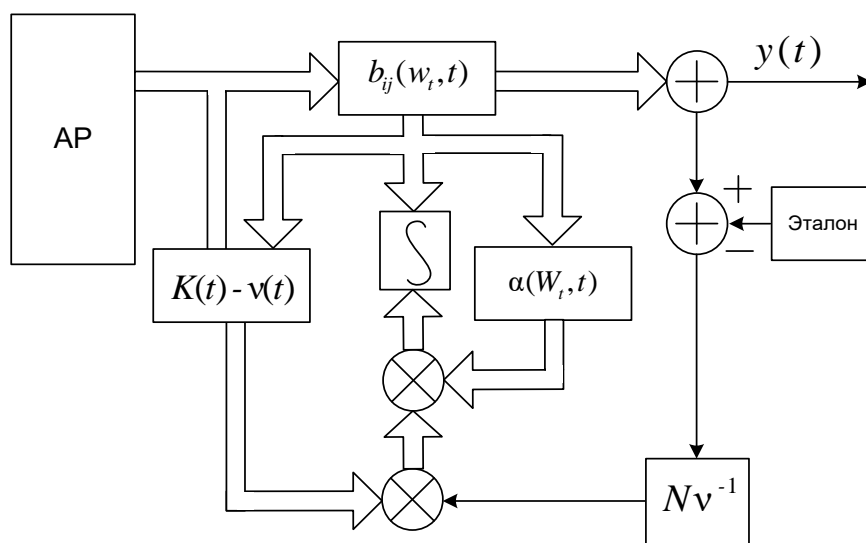


Рисунок 6.14 – Нелінійний алгоритм ААР

### 6.7.1 Адаптивні антенні решітки

ААР дозволяють вирішити задачу поліпшення відношення сигнал/(завада+шум) у лінійній частині приймача [183,213,214]. У цьому випадку розв'язання знаходиться шляхом лінійного зважування та складання

сигналів у каналах прийому. При цьому сигнал на виході загального суматора дорівнює

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

де  $N$  – кількість гілок рознесення або число АЕ;  $w_i$  – ваговий коефіцієнт  $i$ -го АЕ;

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

Визначення ВВК здійснюється залежно від обраного критерію оптимальності.

### **6.7.2 Алгоритми адаптивних антенних решіток, синтезовані за критерієм мінімуму середньоквадратичного відхилення**

За критерієм мінімуму середньоквадратичного відхилення (МСКВ) ВВК визначається з рекурентної формули [213]:

$$\vec{W}(k+1) = \vec{W}(k) + 2\mu[d(k) - \vec{W}(k)^T \vec{X}(k)] \vec{X}(k), \quad (6.48)$$

де  $k$  – дискретний час;  $\mu$  – кроковий коефіцієнт;  $d(k)$  – опорний сигнал у момент часу  $k$ ;  $\vec{X}(k)$  – вектор вхідних впливів у момент часу  $k$ .

Особливості роботи в багатопроменевих лініях зв'язку накладають певні обмеження на застосування того чи іншого алгоритму, синтезованого за критерієм МСКВ. Для роботи цього алгоритму необхідно мати інформацію про структуру сигналу, однак така інформація не завжди може бути відома. Таким чином, алгоритм, синтезований за критерієм МСКВ, може бути ефективно використаний у тих випадках, коли структура випромінюваного і прийнятого сигналу однакова і точно відома.

### 6.7.3 Алгоритми адаптивних антенних решіток, синтезовані за критерієм максимуму вихідного відношення потужності корисного сигналу до суми потужностей завад і шуму

Алгоритми, що використовують апіорну інформацію про напрямлення приходу корисного сигналу, синтезуються за критерієм максимуму вихідного відношення потужності корисного сигналу до суми потужностей завад і шуму (МВСЗ) [213]:

$$\vec{W}(k+1) = \vec{W}(k) - 2\mu[\vec{X}_n^T(k)\vec{W}(k)\vec{X}_n(k) - \vec{V}_c], \quad (6.49)$$

де  $\vec{V}_c = [A_{1c}e^{(-j\varphi_1)}, A_{2c}e^{(-j\varphi_2)}, \dots, A_{Nc}e^{(-j\varphi_N)}]$  – вектор хвильового фронту сигналу;  $A_{ic} = \vec{E}_i(\Theta_c, \Phi_c) \vec{\varepsilon}_c$  – векторна характеристика спрямованості  $i$ -го АЕ за напруженістю електромагнітного поля,  $\vec{E}_i(\Theta_c, \Phi_c)$  – напруженість електромагнітного поля;  $\vec{\varepsilon}_i$  – одиничний вектор поляризації хвилі, що приходить;  $\mu$  – кроковий коефіцієнт.

В алгоритмах, синтезованих за критерієм МВСЗ, в інформаційному параметрі використовується напрямок приходу сигналу. Однак настройка ВВК здійснюється за завадами, у відсутності випромінювання корисного сигналу, інакше він може бути заглушений. Це обмеження не завжди здійсниме або ж вимагає додаткових витрат, що робить небажаним його застосування.

### 6.7.4 Алгоритми адаптивних антенних решіток, синтезовані за критерієм мінімуму вихідної потужності

Для алгоритмів ААР, синтезованих за критерієм мінімуму вихідної потужності (МВП) [213] як цільова функція використовується значення потужності вихідного сигналу антеною решітки

$$E\{y^2(t)\} = \vec{W}^T \cdot R_{xx}^{-1} \vec{W}, \quad (6.50)$$

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

Безпосередня мінімізація (6.50) може бути виконана різними методами безумовної оптимізації [213].

При цьому ВВК визначатиметься виразом:

$$\vec{W}_{opt} = s R_{xx}^{-1} \vec{V}_y, \quad (6.51)$$

де  $s$  – нормуючий коефіцієнт;  $\vec{V}_y$  – вектор управління, що задає передбачуваний кут приходу сигналу.

Вираз для визначення ВВК можна записати в рекурентній формі:

$$\vec{W}(k+1) = \vec{W}(k) - 2\mu[\vec{W}^T(k) \vec{X}(k)][\vec{X}(k) - \vec{W}(k)(\vec{W}^T(k) \vec{X}(k))]. \quad (6.52)$$

### 6.7.5 Алгоритм адаптивної антенної решітки, синтезований для динамічної сигнально-завадової обстановки

При нестационарній СЗО відбуваються просторово-часові зміни параметрів сигналу і завади. Ці зміни можуть відбуватися через впливи середовища поширення радіохвиль, переміщення приймача або передавача завади та інших причин. Для такої СЗО рівняння стану ВВК матиме загальний вигляд [183,215,216]:

$$d\vec{W}(t)/dt = F(t)\vec{W}(t) + G(t)u(t), \quad (6.53)$$

де  $F(t)$  і  $G(t)$  є відповідно: матрицями стану й інтенсивностей змін параметрів сигналів й завад (елементи  $f_{ij}$ ,  $i, j = \dim \vec{W}(t)$ , є величинами, зворотними



коефіцієнтам взаємної кореляції між  $i$  і  $j$  компонентами);  $\vec{u}(t)$  – вектор, що породжує білий гауссовий шум моделі (6.53), з спектральною щільністю потужності  $N_u$ .

Для нестационарної СЗО були розроблені процедури [213], що визначають стан ВВК у динаміці:

$$\frac{d\vec{W}(t)}{dt} = F(t)\vec{W}(t) + P(t)H(t)N_v^{-1} \left[ H(t)\vec{W}(t) - y(t)_e \right], \quad (6.54)$$

де  $y(t)_e$  – еталонне значення корисного сигналу;  $H(t)$  – матриця значень вхідних сигналів;  $P(t)$  – матриця значень апостеріорної дисперсії оцінки  $\hat{w}(t)$ , що визначається з рівняння Ріккати:

$$\frac{dP(t)}{dt} = F(t)P(t) + P(t)F^T(t) - P(t)H(t)N_v^{-1}H(t)P(t) + G^T(t)N_uG(t). \quad (6.55)$$

Для дискретного випадку процедура (6.54) набуде вигляду

$$\vec{W}(k+1) = (I + F(k))\vec{W}(k) + P(k)H(k)N_v^{-1} \left[ H(k)\vec{W}(k) - y(k)_e \right], \quad (6.56)$$

де  $I$  – одинична матриця.

### **6.7.6 Порівняльний аналіз ефективності алгоритмів адаптивних антенних решіток при динамічній сигнально-завадовій обстановці**

Очевидно, що наближення або видалення МС від БС не спричинить зниження ефективності алгоритмів ААР, тому що потужність сигналу регулюється автоматично, так, що БС приймає сигнал постійної потужності. Зниження ефективності алгоритмів ААР може відбуватися при зміні кута

приходу сигналу. Розглянемо, яка максимальна зміна кута приходу сигналу може статися під час виконання алгоритмом одного кроку рекурсії.

Час на виконання одного кроку рекурсії  $t_p$  можна визначити з співвідношення:

$$t_p = K_{ком} (N - 1)^2 t_{кц}, \quad (6.57)$$

де  $K_{ком}$  – кількість командних циклів, які виконуються на одному кроці ( $K_{ком} \approx 25$ );  $N$  – кількість антенних елементів;  $t_{кц}$  – час виконання командного циклу.

Наприклад, час виконання команд процесором ADSP-2181: 25 ... 30 нс, (до 40 MIPS). Всі команди виконуються за один командний цикл. Зміна положення МС за один крок рекурсії  $\Delta x$  визначається виразом:

$$\Delta x = vt_p, \quad (6.58)$$

де  $v$  – швидкість руху абонента, прийmemo  $v = 60 \text{ км/год} = 1,7 \cdot 10^{-8} \text{ м/нс}$ .

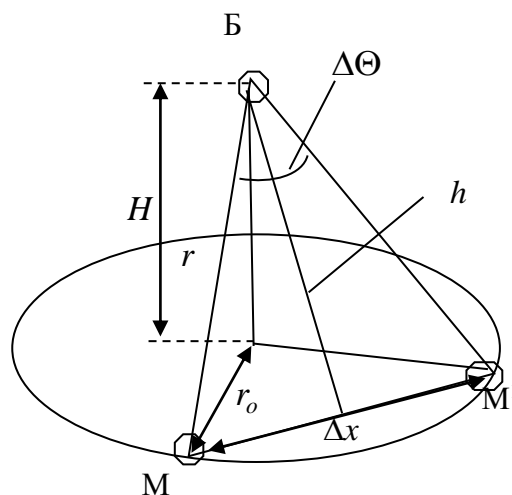


Рисунок 6.15 – Зміна кута приходу сигналу  $\Delta\Theta$  за 1 крок (Б – положення БС, М – положення АС у момент часу  $k$ , М¹ – положення МС у момент часу  $k + 1$ )

Зробимо розрахунок зміни кута приходу сигналу від МС  $\Delta\Theta$  за один крок рекурсії. На рис.6.15 показана зміна положення МС за один крок рекурсії  $\Delta x$ , висота вежі БС  $H$ , відстань між підставою БС і МС  $r_o$ , відстань між БС і МС  $r$  і  $h$  – висота рівнобедреного трикутника МБМ<sup>1</sup>. Прийmemo  $H = 30$  м,  $r_o = 50$  м. Тоді відстань між БС і МС становитиме  $r = \sqrt{H^2 + r_o^2} = 58$  м. Висоту трикутника МБМ  $h$  визначимо із співвідношення  $h = \sqrt{r^2 - 0,5\Delta x} \approx 58$  м.

Зміну кута приходу сигналу від МС можна визначити із співвідношення:

$$\Delta\Theta = 2 \cdot \arctg\left(\frac{0,5\Delta x}{h}\right) \cdot 180 / \pi. \quad (6.59)$$

Результати розрахунку зміни кутів приходу сигналу від МС наведені в табл.6.1.

Таблиця 6.1 – Результати розрахунку зміни кута приходу сигналу від МС за один крок рекурсії

Кількість антенних елементів $N$	Час на виконання одного кроку рекурсії $t_p$ , нс	Зміна положення МС за один крок рекурсії $\Delta x$ , м	Зміна кута приходу сигналу від МС за один крок рекурсії $\Delta\Theta$ , град
4	6750	$1.125 \cdot 10^{-4}$	$1.11 \cdot 10^{-4}$
8	36750	$6.125 \cdot 10^{-4}$	$6.05 \cdot 10^{-4}$
16	168750	0.0028	0.0028

За допомогою імітаційного моделювання проведено дослідження за швидкістю збіжності та ефективності заглушення завад даних алгоритмів при нестационарній СЗО. Як вихідні дані взято такі значення: початкові кути приходу сигналу  $\Theta_c = 0$  градусів, завади  $\Theta_n = 30$  градусів, при зміні кута

приходу сигналу і завади на кожному кроці на  $\Delta\Theta$  (табл.6.1). Енергетичні співвідношення було обрано з таких міркувань. Відомо, наприклад, що для GSM необхідне для якісної роботи системи відношення сигнал/шум на прийомі базової станції має становити не менше 9 дБ. Тому, прийняті відношення сигнал/шум  $\frac{P_c}{P_{ш}} = 13$  дБ, відношення сигнал/завада  $\frac{P_c}{P_n} = 0$  дБ, ВСЗШ на вході

ААР становить  $\frac{P_c}{P_n + P_{ш}} = -0.2$  дБ.

Як показали дослідження, при нестационарній СЗО алгоритми, синтезовані за критеріями МСКВ, МВСЗ, МВМ, мають приблизно однакову швидкість збіжності й ефективність заглушення завад. На рис.6.16 наведено графіки залежностей ВСЗШ на виході ААР від часу для алгоритму МВСЗ. З кількістю антенних елементів  $N = 4$ ,  $N = 8$  і  $N = 16$ . З даних графіків видно, що швидкість збіжності становить близько 10-ти кроків, що свідчить про досить позитивні показники перехідних процесів. Однак після ста кроків рекурсії ефективність даних алгоритмів поступово знижується.

У зв'язку з цим були проведені дослідження при більш тривалій роботі алгоритмів. На рис.6.17 наведений графік залежності ВСЗШ від часу з кількістю антенних елементів  $N = 4$  при 3000 кроках рекурсії, що відповідає 0,02 с реального часу. Як видно з даного графіка, за незначний час ефективність алгоритму знижується більш, ніж на 10 дБ.

Так само виходячи із залежностей (рис.6.16), можна зробити висновок, що якщо при  $N = 4$  ВСЗШ встигає досягти свого потенційного значення, то при  $N = 8$  і при  $N = 16$ , ВСЗШ, не встигаючи досягнути потенційного значення, знижується протягом часу тим стрімкіше, чим більше антенних елементів містить ААР.

Крім того, швидкість збіжності й стабільність положення в сталому режимі даних алгоритмів в основному визначаються кроковим коефіцієнтом  $\mu$ .

За великих і постійних значень цього коефіцієнта  $\mu = 1$  відбувається швидка збіжність алгоритму до потенційного значення критерію оцінки ефективності. Разом з тим, у сталому режимі спостерігається нестабільність (рис.6.18).

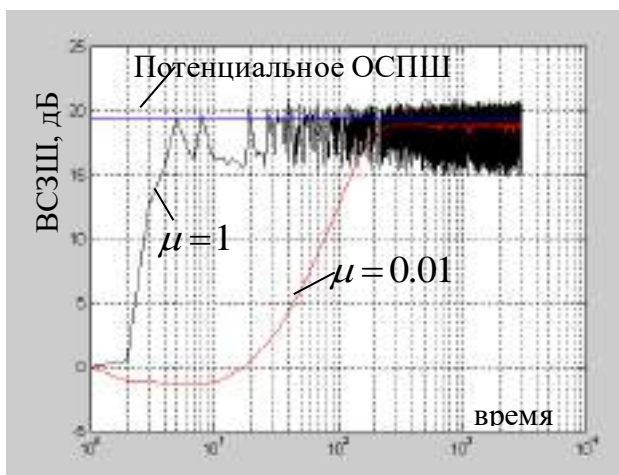


Рисунок 6.18 – Залежність ВСЗШ на виході чотириелементної ААР від часу за різних значень крокового коефіцієнта  $\mu$

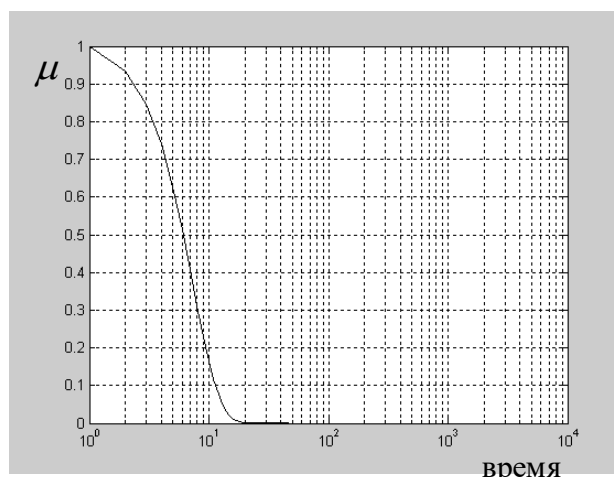


Рисунок 6.19 – Залежність крокового коефіцієнта  $\mu$  від часу

За малих і також постійних значень коефіцієнта  $\mu = 0,01$  спостерігається повільна збіжність і стабільність у сталому режимі (рис.6.19).

Тому для підвищення швидкості збіжності і водночас для стабілізації в сталому режимі застосовують коефіцієнт  $\mu$  не постійний, а той, що залежить від часу, де з кожним кроком рекурсії коефіцієнт  $\mu$  зменшується.

Так, для проведення експерименту й отримання результатів, наведених на рис.6.16 і рис.6.17, був використаний рекурсивний метод визначення коефіцієнта  $\mu$ :  $g(0) = 0$ ;  $g(k) = g(k - 1) - k / 30$ ;  $k = \overline{1, K}$ , де  $K$  – кінцевий час роботи алгоритму;  $\mu(k) = \exp(g(k))$ ;  $k = \overline{0, K}$ .

Графік залежності крокового коефіцієнта  $\mu$  від часу показаний на рис.6.19. У зв'язку з тим, що кроковий коефіцієнт  $\mu$  протягом часу стрімко зменшується, а оновлююча інформація, що надходить, з кожним кроком має все

меншу вагу. Тому, при динамічній СЗО кроковий коефіцієнт має розраховуватися залежно від швидкості зміни цієї динаміки.

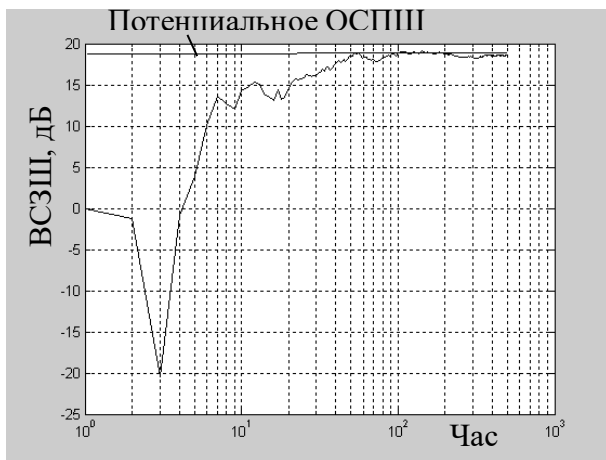


Рисунок 6.20 – Залежність ВСЗШ на виході чотириелементної ААР від часу для алгоритму (6.56)

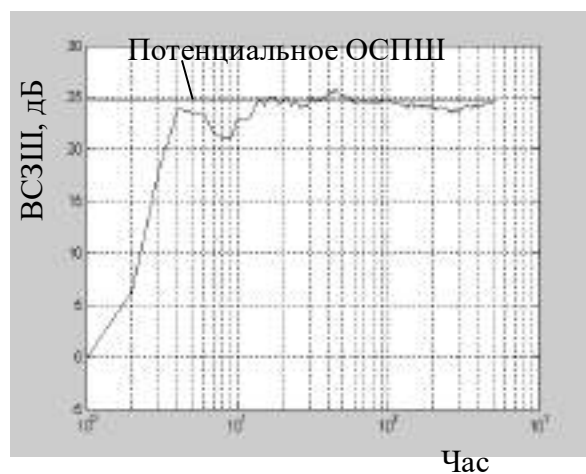


Рисунок 6.21 – Залежність ВСЗШ на виході восьмиелементної ААР від часу для алгоритму (6.56)

За допомогою імітаційного моделювання проведено аналіз швидкості збіжності та ефективності алгоритму, синтезованого для динамічної СЗО. Як вихідні дані взято ті ж значення, що і в попередньому прикладі. На рис.6.20–6.22 наведено залежність від часу ВСЗШ на виході чотири, восьми і 16-елементної ААР відповідно для алгоритму (6.56). Як видно з наведених графіків, в час адаптації дещо більше порівняно з алгоритмами, синтезованими для стаціонарної СЗО, і становить від 10-ти до 40-ка кроків. Однак, в ході досягнення свого потенційного значення ВСЗШ знаходиться в межах відхилення ВВК, що є керівним параметром у процесі адаптації та утримання необхідного оптимального значення в сенсі мінімуму середнього квадрата відхилення прийнятого сигналу від заданого (еталонного).

Було проведено також аналіз ефективності даного алгоритму під час тривалої його роботи. На рис.6.23 наведено графік залежності ВСЗШ від часу з кількістю антенних елементів  $N = 4$  при 3000 кроках рекурсії. З графіка випливає, що протягом часу з досить великою динамікою зміни СЗО

ефективність алгоритму (6.56) залишається стабільною і близькою до потенційної.

Проведено дослідження щодо залежності ефективності алгоритму (6.56) від кількості антенних елементів. На рис.6.24 наведено графіки залежності ВСЗШ від кількості антенних елементів  $N$  при значенні сигнал/завада  $P_c/P_n = 0$  дБ, за різних відношень сигнал/шум  $P_c/P_{ш}$ . Крива 1 (рис.6.24) відповідає значенню  $P_c/P_{ш} = 10$  дБ, крива 2 відповідає  $P_c/P_{ш} = 20$  дБ і, крива 3 відповідає  $P_c/P_{ш} = 30$  дБ.

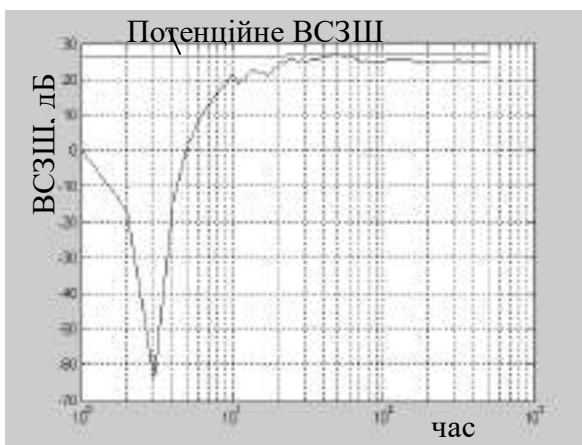


Рисунок 6.22 – Залежність ВСЗШ на виході 16-елементної ААР від часу для алгоритму (6.56)

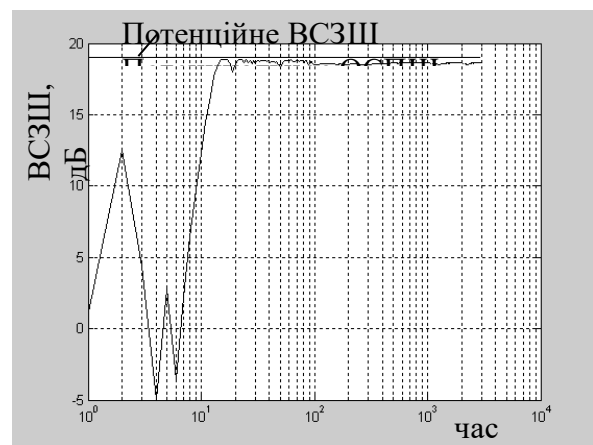


Рисунок.6.23 – Залежність ВСЗШ на виході чотириелементної ААР від часу для алгоритму (6.56) при 3000 кроках

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

Проведено порівняльний аналіз алгоритму Уїдрой-Хоффа та алгоритму Калмана -Б'юсі. Графіки залежності ВСЗШ від часу надано на рис.6.25. Крива 1 відповідає випадку використання алгоритму Уїдрой -Хоффа. Крива 2 – алгоритму Калмана-Б'юсі. Водночас, як показує аналіз процедури Калмана-Б'юсі, поряд з оптимальністю для складної сигнально-завадової обстановки

вона характеризується максимально коротким часом збіжності до сталого стану, тобто його збіжність забезпечується на інтервалі часу, що відведений для дії сигналів виклику і становить від трьох до 10 кроків дискретизації.

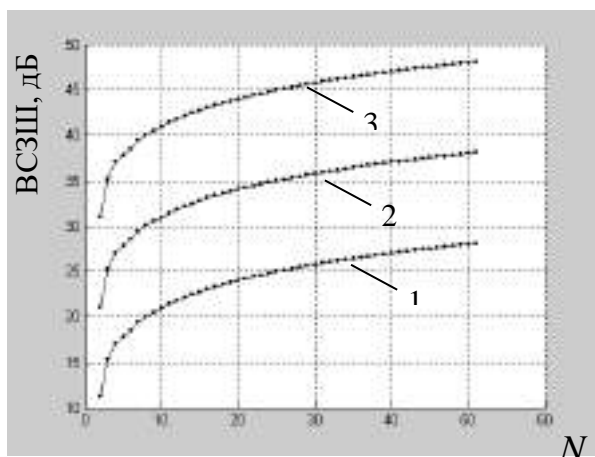


Рисунок 6.24 – Залежність ВСЗШ на виході ААР від кількості антенних елементів

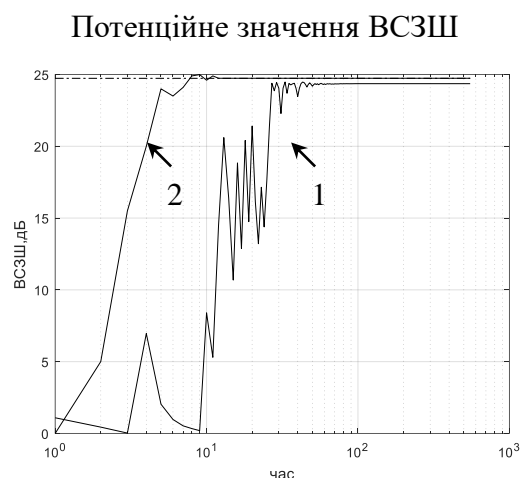


Рисунок 6.25 – Залежність ВСЗШ на виході восьмиелементної ААР від часу для алгоритму Уїдроу - Хоффа (крива 1) та Калмана-Б'юсі (крива 2)

Таким чином, для систем рухомого зв'язку можна рекомендувати алгоритми ААР, синтезовані на основі методів калманівської фільтрації формування ВВК з кількістю антенних елементів, що дорівнює 4 ... 16.

## 6.8 Оцінка ефективності адаптивної антенної решітки при дискретизації вагових коефіцієнтів

### 6.8.1 Методи дослідження

Квантування вагових коефіцієнтів у загальному випадку призводить до зміни вихідної потужності корисного сигналу на величину  $\Delta P_c$ , а сумарної потужності завад і шуму на величину  $\Delta P_{з+ш}$ . Тому з урахуванням того, що



квантуванню передуює нормування вагового вектора на  $w_{\max}$ , мають місце співвідношення:

$$P_{\text{скв}} = P_c / w_{\max}^2 + \Delta P_c, \Delta P_{\text{з+ш\_кв}} = P_{\text{з+ш}} / w_{\max}^2 + \Delta P_{\text{з+ш}}, \quad (6.60)$$

де  $P_c$ ,  $\Delta P_{\text{з+ш}}$  – відповідно потужність сигналу і суми завад і внутрішнього шуму на виході ПФ з неквантованими ваговими коефіцієнтами (ваговим вектором  $W$ );

$P_{\text{скв}}$ ,  $\Delta P_{\text{з+ш\_кв}}$  – аналогічні потужності на виході просторового фільтра (ПФ) з квантованими ваговими коефіцієнтами (ваговим вектором  $W_{\text{кв}}$ ).

У разі дії завад в області бічних пелюсток характеристики спрямованості узгодженого з корисним сигналом просторового фільтра положення максимуму головного пелюстка практично збігається з напрямком приходу корисного сигналу [183]. А оскільки зміна головної пелюстки поблизу максимуму через квантування незначна, то в ході оцінки коефіцієнта втрат можна прийняти:

$$\Delta P_c \approx 0. \quad (6.61)$$

Крім того:

$$P_{\text{з+ш}} \approx \Delta P_{\text{ш}}, \quad (6.62)$$

оскільки при оптимальній просторовій фільтрації в разі, коли кількість завад  $M$  менше кількості каналів ПФ  $N$ , відбувається практично повне заглушення завад [217,218].

Зменшення ВСЗШ через квантування вагових коефіцієнтів характеризується коефіцієнтом втрат:

$$K = \frac{Q_{\text{кв}}}{Q} = \frac{P_{\text{скв}} / P_{\text{з+ш\_кв}}}{P_c / P_{\text{з+ш}}}. \quad (6.63)$$

З урахуванням (6.61) – (6.63):

$$K \approx \left( 1 + \frac{\Delta P_{3+u}}{P_u / w_{\max}^2} \right)^{-1} = (1 + \xi)^{-1}, \quad (6.64)$$

де  $\xi = \Delta P_{3+u} / (P_u / w_{\max}^2)$ .

Знайдемо оцінку середнього коефіцієнта втрат  $\bar{K}$  при усередненні за положенням джерел завад. Функція  $(1 + \xi)^{-1}$  є опуклою (з урахуванням того, що  $\xi \geq 0$ ). Тому відповідно до нерівності Йєнсена [219] для середнього коефіцієнта втрат справедлива така оцінка знизу:

$$\bar{K} \approx E \left\{ \left( 1 + \frac{\Delta P_{3+u}}{P_u / w_{\max}^2} \right)^{-1} \right\} \geq \left\{ \left( 1 + \frac{\Delta P_{3+u}}{P_u / w_{\max}^2} \right) \right\}^{-1}, \quad (6.65)$$

де  $E$  – символ математичного сподівання.

Для випадку квантування з постійним кроком оцінимо середній приріст потужності завад  $\Delta P_{3+u}$ , використовуючи методику, застосовану в [220]. Приріст потужності завад дорівнює:

$$\begin{aligned} \Delta P_{n+u} &= P_{3+u\_кв} - P_{3+u} = W_{кв}^* R W_{кв} - W^* R W = \\ &= (W + \Delta W)^* R (W + \Delta W) - W^* R W = \\ &= \Delta W^* R \Delta W + 2 \operatorname{Re}(\Delta W^* R \Delta W) = \\ &= \operatorname{tr}(\Delta W \Delta W^* R) + \operatorname{Re}[\operatorname{tr}(W \Delta W^* R)], \end{aligned} \quad (6.66)$$

де  $\Delta W = W - W$  – вектор помилок квантування вагових коефіцієнтів;

$R = \frac{1}{2} E\{XX^*\}$  – коваріаційна матриця вектора  $X$  комплексних огинаючих

суми завад і шуму;

\* – знак ермітового сполучення;  $\operatorname{tr}(\cdot)$  – слід матриці.

Усреднимо (6.66), враховуючи, що з досить великою кількістю розрядів квантувача (більшому шести [221]) можна вважати статистично незалежними такі випадкові величини: вектори  $\Delta W$  і  $W$ ; компоненти  $\Delta W_i$  вектора  $\Delta W$ ; матриці  $\Delta W \Delta W^*$  і  $R$ .

Середнє збільшення потужності завад дорівнює:

$$\Delta P_{n+u} = \text{tr}(E\{\Delta W \Delta W^*\} E\{R\}) = \text{tr}(2R_{\Delta W} E\{R\}), \quad (6.67)$$

де коваріаційна матриця вектора помилок квантування  $\Delta W$ :

$$R_{\Delta W} = \frac{1}{2} E\{\Delta W \Delta W^*\}; \quad (6.68)$$

$\sigma_{\Delta W}^2$  – дисперсія компонентів вектора  $\Delta W$ ;  $I$  – одинична матриця.

Підставляючи (6.68) в (6.67) і використовуючи те, що наслідок коваріаційної матриці завад  $\text{tr}(R)$  не залежить від розташування джерел завад і дорівнює  $N \Delta P_{n+u\_ex}$  [183], отримаємо:

$$\Delta P_{z+u} = \sigma_{\Delta W}^2 P_{z+u\_ex} N. \quad (6.69)$$

У більшості задач просторової фільтрації  $P_{z\_ex} \gg P_{u\_ex}$ , тому середній приріст потужності завад приблизно дорівнює:

$$\Delta P_{z+u} = \sigma_{\Delta W}^2 P_{z\_ex} N. \quad (6.70)$$

Слід зазначити, що відома й інша оцінка середнього приросту потужності завад, обумовленого квантуванням, яка перевищує оцінку (6.70) в  $N$  раз [222, 183]:

$$\Delta P_{z+u} < \sigma_{\Delta W}^2 P_{n\_ex} N^2. \quad (6.71)$$

Оцінка (6.71), отримана усередненням відомої нерівності для ермітових форм:

$$\Delta P_{3+ш} = \Delta W^* R \Delta W \leq \lambda_{\max} \|\Delta W\|^2,$$

з урахуванням того, що для додатньо певної коваріаційної матриці найбільше власне число:

$$\lambda_{\max} < \text{tr}(r) = N \Delta P_{3-вх}, \text{ а } \lambda_{\max} E\{\|\Delta W\|^2\} = N \sigma_{\Delta W}^2.$$

Повернемося до оцінки середнього коефіцієнта втрат (6.65). Прийmemo, що потужності внутрішніх шумів у каналах ПФ однакові й рівні  $\Delta P_{ш-вх}$ . Тоді:

$$\frac{P_{ш}}{w_{\max}^2} = \frac{1}{w_{\max}^2} \sum_{i=1}^N P_{ш-вх} |w_i|^2 = P_{ш-вх} \frac{\|W\|^2}{w_{\max}^2} = P_{ш-вх} \|W_{\text{норм}}\|^2, \quad (6.72)$$

де  $W_{\text{норм}}$  – нормований ваговий вектор. Вектор  $W_{\text{норм}}$  статистично незалежний від вектора помилок квантування  $\Delta W$ , тому (з урахуванням (6.70) і (6.72)) незалежні й випадкові величини  $P_{ш} / w_{\max}^2$ . Отже,  $\Delta P_{3+ш}$ :

$$E\left\{\frac{\Delta P_{3+ш}}{P_{ш} / w_{\max}^2}\right\} = \overline{\Delta P_{3+ш}} E\left\{\frac{1}{P_{ш} / w_{\max}^2}\right\}. \quad (6.73)$$

Підставляючи (6.73) і (6.72) в (6.65), отримаємо нерівність:

$$\bar{K} \geq \left(1 + \Delta \sigma_{\Delta W}^2 Q_{3-вх} N E\left\{\frac{1}{\|W_{\text{норм}}\|^2}\right\}\right)^{-1}, \quad (6.74)$$

де  $Q_{3-вх} = P_{3-вх} / P_{ш-вх}$  – відношення завада/шум на вході ПФ.

Як показує моделювання:

$$\sqrt{D\{\|W_{\text{норм}}\|^2\}} / E\{\|W_{\text{норм}}\|^2\} \ll 1,$$

зокрема, при  $N = 10$  і  $Q_{\text{нкг}} = 20 \dots 50$  дБ ця величина не перевищує 0.15. Тому:

$$E\{1/\|W_{\text{норм}}\|^2\} \approx 1/E\{\|W_{\text{норм}}\|^2\},$$

а оцінку (6.74) можна переписати у вигляді:

$$\bar{K} \geq (1 + \Delta\sigma_{\Delta w}^2 Q_{\text{з-вх}} / \bar{\alpha})^{-1},$$

де  $\bar{\alpha} = E\{\|W_{\text{норм}}\|^2\} / N$ .

Для отримання оцінки середнього коефіцієнта втрат у закінченому вигляді потрібно визначити величини  $\sigma_{\Delta w}^2$  і  $\bar{\alpha}$ .

Визначимо дисперсію компонентів вектора помилок квантування  $\sigma_{\Delta w}^2$ . Квадратурні складові компонентів  $\Delta W_i$  розподілені рівномірно в інтервалі:  $[-d/2, d/2]$ , де  $d$  – величина кроку квантування. Тому:

$$\sigma_{\Delta w}^2 = E\{(\text{Re } \Delta w_i)^2\} + E\{(\text{Im } \Delta w_i)^2\} = \frac{d^2}{6}. \quad (6.75)$$

У даному ПФ межами лінійної ділянки характеристики квантувача нормованих квадратурних складових вагових коефіцієнтів є  $-1$  і  $+1$ , тому крок квантування дорівнює:

$$d = 2 / 2^{n_{\text{кг}}}, \quad (6.76)$$

де  $n_{\text{кг}}$  – кількість розрядів квантувача. Підставляючи (6.76) в (6.75), отримаємо:

$$\sigma_{\Delta w}^2 = \frac{1}{6} \left( \frac{2}{2^{n_{\text{кв}}}} \right)^2 = \frac{1}{3 \cdot 2^{2n_{\text{кв}}-1}}. \quad (6.77)$$

Величину  $\bar{\alpha}$ , що входить в (6.75) і, визначити аналітично не вдається, тому вона оцінена на математичній моделі ПФ.

### 6.8.2 Результати досліджень

На рис. 6.26 показано значення  $\bar{\alpha}$  залежно від  $M$ , отримані усередненням 100 реалізацій при  $N=10$  і  $20$  для значень  $Q_{\text{пкв}}$  20 дБ і 50 дБ. На рис. 6.26 видно, що  $\bar{\alpha}$  залежить головним чином від числа завад і практично не залежить від ставлення завада/шум і числа каналів. Якщо прийняти, що кількість завад, що становить практичний інтерес, не перевищує 20, то залежність  $\bar{\alpha}(M)$  досить добре апроксимується функцією:

$$\bar{\alpha}(M) = 0.48 + 0.52 \exp(-0.17M), \quad (6.78)$$

графік якої також наведено на рис.6.26 [217].

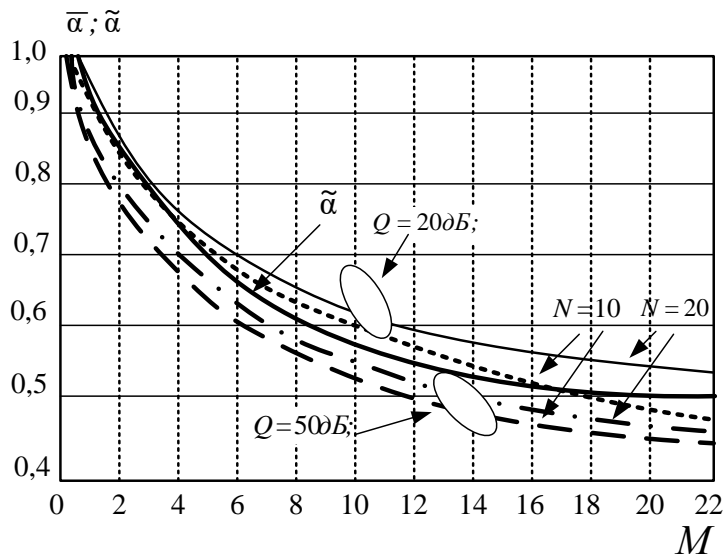


Рисунок 6.26 – Залежність значення  $\bar{\alpha}$  від  $M$

Підставляючи (6.77) і (6.78) в (6.74), отримаємо остаточний вираз для оцінки знизу середнього коефіцієнта втрат:

$$\bar{K} \geq \tilde{K} = \left( 1 + \frac{Q_{з-вх}}{3 \cdot 2^{n_{кв}} \cdot \tilde{\alpha}(M)} \right)^{-1}, \quad (6.79)$$

яке справедливо принаймні при  $N = 10 \dots 20$ ,  $M < N$ ,  $Q_{з-вх} = 20 \dots 50$  дБ.

Якщо величину  $\bar{K}$  потрібно оцінити лише орієнтовно, то (6.79) можна спростити, замінивши функцію  $\tilde{\alpha}(M)$  її середнім значенням, приблизно рівним 0.7:

$$\bar{K} \geq \tilde{K} = \left( 1 + Q_{з-вх} / 2^{n_{кв}} \right)^{-1} = \tilde{\tilde{K}}. \quad (6.80)$$

Порівняємо оцінки (6.79) і (6.80) з отриманими на моделі значеннями середнього коефіцієнта втрат за таких умов:

$$Q_{з-вх} = 30 \text{ дБ}, \quad n_{кв} = 5 \dots 8, \quad N = 10 \dots 20.$$

На рис.6.27 безперервною лінією показано залежності оцінки  $\tilde{K}$  від  $M$ , штриховою лінією зображена оцінка  $\tilde{\tilde{K}}$ , окремими символами показано значення середнього коефіцієнта втрат, що отримані на моделі.

На рис. 6.27 видно, що при великій розрядності квантувача ( $n_{кв} = 6 \dots 8$ ), коли  $\bar{K} > 0,8$  оцінка  $\tilde{K}$  і результати моделювання збігаються, а помилка оцінки  $\tilde{\tilde{K}}$  не перевищує 5% при  $n_{кв} = 5$ , коли співвідношення:

$$E\{\Delta P_{з+ш} / (P_{ш} / W_{\max}^2)\} \ll 1,$$

не виконується, розраховані значення менше отриманих на моделі, що пояснюється тим, що  $\tilde{K}$  є оцінкою знизу. Зазначимо, що якщо  $n_{кв}$  і  $Q_{з_вх}$  такі, що  $\bar{K} > 0,8$ , то  $\bar{K}$  практично не залежить від  $M$  і як оцінка середнього коефіцієнта втрат цілком можна використовувати величину  $\tilde{K}$ .

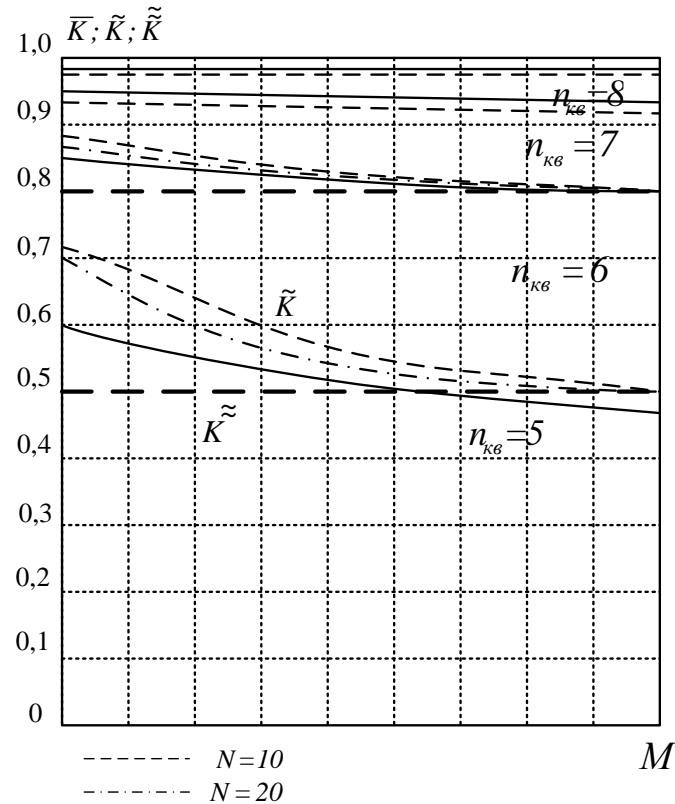


Рисунок 6.27 – Залежність оцінки  $\tilde{K}$  від  $M$

На рис.6.28 наведено сімейство залежностей від  $Q_{з_вх}$  середнього коефіцієнта втрат, отриманого на моделі при  $N=10$ ,  $M=5$ ,  $n_{кв}=5...11$ ,  $Q_{з_вх}=10...80$  дБ (безперервна лінія), а також його оцінки  $\tilde{K}$ , розрахованої за формулою (6.80) (штрихова лінія). На рис. 6.28 видно, що у всьому цьому широкому діапазоні значень розрядності квантувача і відношення завада/шум результати розрахунку і моделювання практично збігаються, якщо  $\bar{K} > 0,5$ . І відрізняються не більше, ніж на 0,1 за менших значень  $\bar{K}$ .



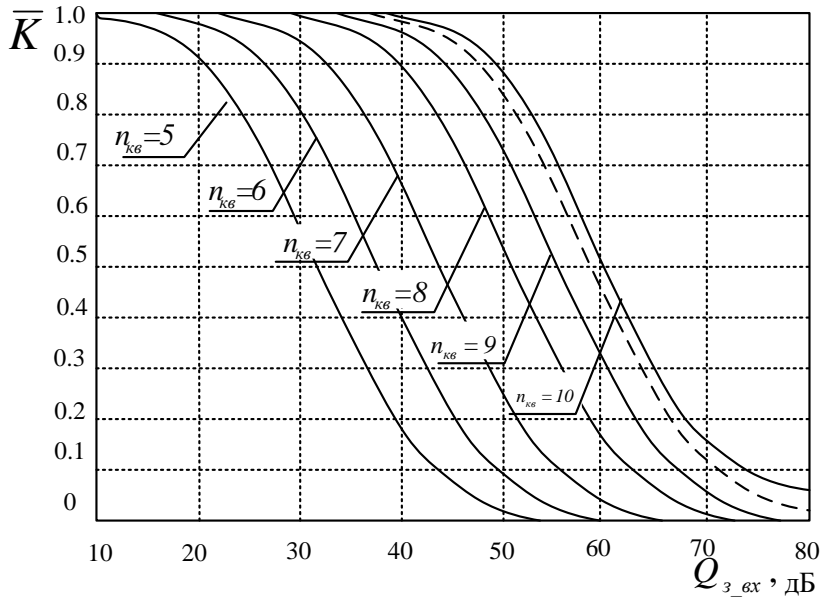


Рисунок 6.28 – Залежність  $\bar{K}$  від  $Q_{з\_вх}$

Оцінка (6.80) дозволяє отримати простий аналітичний вираз для необхідної розрядності квантувача:

$$n_{кв}^{необ} \approx \frac{1}{2} \log_2 \frac{Q_{з\_вх}}{1/\bar{K}^{доп} - 1}, \quad (6.81)$$

де  $\bar{K}^{доп}$  – допустима величина середнього коефіцієнта втрат. Якщо величину допустимого відносного зменшення середнього коефіцієнта втрат  $\delta\bar{K}^{доп} = 1/\bar{K}^{доп} - 1$  і відношення завада/шум  $Q_{вх}$  виразити в децибелах, то необхідна розрядність ваг дорівнюватиме:

$$n_{кв}^{тр} \approx \frac{1}{6} (Q_{вх[дБ]} - \delta\bar{K}_{[дБ]}^{доп}). \quad (6.82)$$

Визначимо необхідну розрядність вагових коефіцієнтів для двох типових значень допустимого середнього коефіцієнта втрат.

При  $\bar{K}^{доп} = 0,8$ :

$$n_{кв}^{необ} \approx (Q_{вх[дБ]} + 6)/6. \quad (6.83)$$

При  $\bar{K}^{don} = 0,9$ :

$$n_{кв}^{необ} \approx (Q_{n_{вх}[дБ]} + 10) / 6. \quad (6.84)$$

З наведених співвідношень випливає, що незалежно від величини допустимих втрат необхідна розрядність квантувача збільшується на 1 біт зі збільшенням вхідного відношення завада/шум на 6 дБ. Аналогічне співвідношення, як відомо, має місце між розрядністю і динамічним діапазоном квантувача в ході квантування коливань в різних завданнях цифрової обробки сигналів [222–225].

### 6.9 Аналіз ефективності ААР, виконаних за критерієм МСКВ

Для практичних цілей великий інтерес становить аналіз ступеня впливу сумарних завод на виході ААР з оптимальними ваговими коефіцієнтами у сталому режимі при незмінній сигнально-завадовій обстановці.

Така ситуація типова для випадку прийому корисних сигналів  $i$ -й АС за наявності заводових впливів від інших АС. Тому аналіз ефективності ААР проведено шляхом порівняння відповідних співвідношень сигнал/(завада+шум) на вході й виході решітки. Для аналізу виберемо лінійний алгоритм ААР з оцінкою ВВК за формулою (6.48).

Аналіз ефективності ПЧОС проведимо за такими двома показниками:

$$\eta_0(t) = \frac{W^T(t)R_{ss}W(t)/W^T(t)R_{rr}W(t)}{W^T(0)R_{ss}W(0)/W^T(0)R_{rr}W(0)}, \quad (6.85)$$

$$\eta_i(t) = \frac{W^T(t)R_{ss}^{(i)}W(t)/W^T(t)R_{rs}^{(i)}W(t)}{W^T(0)R_{ss}^{(i)}W(0)/W^T(0)R_{rs}^{(i)}W(0)}, \quad (6.86)$$

де  $W(t)$  – значення ВВК після адаптації;  $W(0)$  – значення ВВК до адаптації;

$R_{SS} = E\{S_n(t)S_n^T(t)\}$  – КМ – сигналів;  $S_n(t) = [S_{n1}(t), S_{n2}(t), \dots, S_{nL}(t)]$  – сумарний вектор напруг сигналів на виході елементів АР;  $R_{SS}^{(i)} = E\{S^{(i)}(t)S^{(i)T}(t)\}$  – КМ  $i$ -го сигналу;  $R_{rs}^{(i)} = E\{[P(t) + S^{(i)}(t)][P(t) + S^{(i)}(t)]^T\}$  – КМ завад і всіх сигналів крім  $i$ -го;  $i = \overline{1, I_c}$   $R_{rr} = E\{P(t)P^T(t)\}$  -КМ завад.

Показник (6.85) є загальноприйнятим під час аналізу ефективності ПЧОС [226,227] і характеризує ступінь заглушення завад (коефіцієнт завадозахисту) в ході використання методів ПЧОС. Показник (6.86) характеризує коефіцієнт завадозахисту для кожного з сигналів і дозволяє оцінити ослаблення корисних сигналів під час застосування ПЧОС.

Розглянемо спочатку значення показників ефективності з виразів (6.85), (6.86) під час впливу однієї ( $J=1$ ) зосередженої вузькосмугової завади  $n(t)$  і шуму  $v(t)$ . Чисельні значення коефіцієнтів  $\eta_0(t)$  і  $\eta(t)$  отримаємо для різних рівнів сигналів і завад, а також кутів приходу вступної площині  $X$ . Очевидно, для площини  $Y$  результати будуть аналогічні. Напрямок приходу сигналу виберемо  $\theta_s = 0$ .

На рис.6.29–6.30 наведено графіки залежностей коефіцієнтів  $\eta_0(t)$  і  $\eta(t)$  від значення різниці кута напрямків приходу сигналу і завади  $\Delta\theta^0$  для різної кількості антенних елементів  $N$ . З аналізу залежностей можна бачити, що зі збільшенням числа  $N$  значення коефіцієнтів  $\eta_0(t)$  і  $\eta(t)$  суттєво зростають.

При цьому теоретично можуть бути отримані значні перевищення рівнів заглушення завад по відношенню до сигналу з різними напрямками їхнього приходу  $\theta_n$  і  $\theta_s$ , що досягають 50 дБ і більше (рис. 6.29). Однак, з будь-яким числом характерно зниження всіх вибраних коефіцієнтів ефективності з наближенням напрямку приходу завади  $\theta_n$  до сигналу  $\theta_s$  (при  $(\theta_n - \theta_s) \rightarrow 0$ ), що можна інтерпретувати як «засліплення» ААР. Із збільшенням рівня завад порівняно з шумом  $P_n/P_u = 10$  дБ і  $P_n/P_u = 100$  (рис.6.30) показник  $\eta(t)$  зростає, що пояснюється точністю оцінки значень  $\hat{W}_i(t)$ .

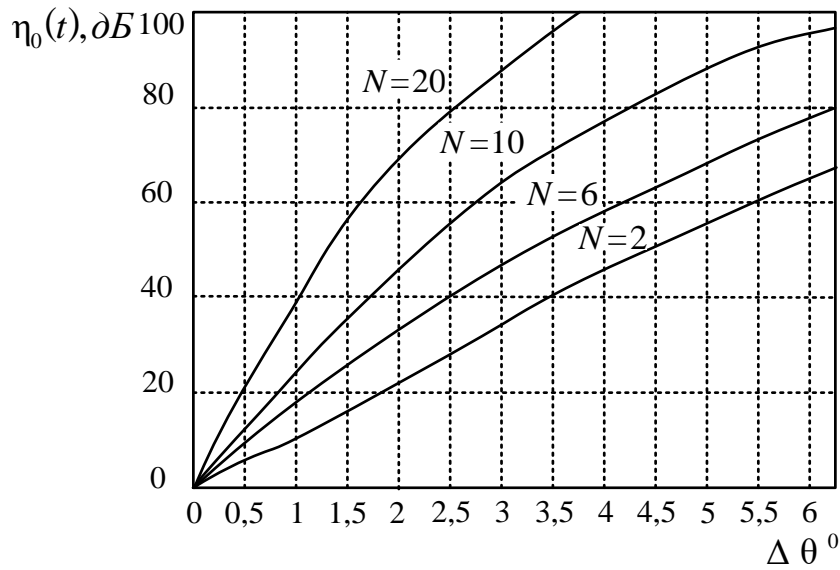


Рисунок 6.29 – Графіки залежностей коефіцієнта заглушення завад  $\eta_0(t)$  від значення різниці кута приходу сигналу і завади  $\Delta\theta$

У даному випадку обробка сприяє зменшенню відносного рівня завади на виході ААР, хоча абсолютне значення її, що є одним з компонентів шуму спостереження  $V_n$ , збільшується за рахунок зростання дисперсії помилки оцінки  $K_{ij}(t)$ .

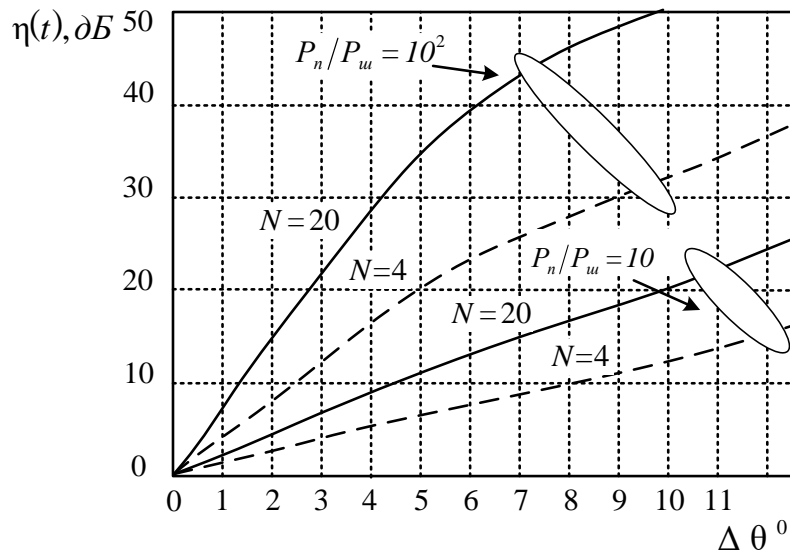


Рисунок 6.30 – Графіки залежностей коефіцієнта завадозахисту  $\eta(t)$  від значення відмінності кута приходу сигналу і завади  $\Delta\theta$

На рис. 6.31 наведено графіки  $\eta(t)$  для випадку впливу двох завад  $n^{(1)}(t)$  і  $n^{(2)}(t)$  залежно від зміни підсилення приходу однієї з них при фіксованому напрямку іншої ( $\theta_s = 5^\circ$ ). Графіки, наведені на рис.6.31, відрізняються від зображених на рис.6.29, тим, що в ході збігу напрямків приходу завад ( $\theta_1 = \theta_2 = 5^\circ$ ) відзначається збільшення ефективності ААР на 10–15 дБ. У даному випадку вплив декількох завад, що приходять з одного і того ж напрямку, сприймається як вплив однієї завади з сумарною потужністю  $P_{n\Sigma} = P_{n1} + P_{n2}$ . Тобто вплив декількох завад, що приходять з різних напрямків ( $\theta_{n1} \neq \theta_{n2}$ ), призводить до великих втрат порівняно з випадком впливу однієї завади сумарної потужності.

Чисельні значення коефіцієнтів (6.85) і (6.86) отримані без урахування технологічних помилок антенних систем, кінцевої розв'язки між антенними елементами ААР та інших обмежень, що зустрічаються на практиці. Всі ці обмеження відповідним чином знижують ефективність ААП. Тому значення наведених показників можна розглядати як потенційно можливі.

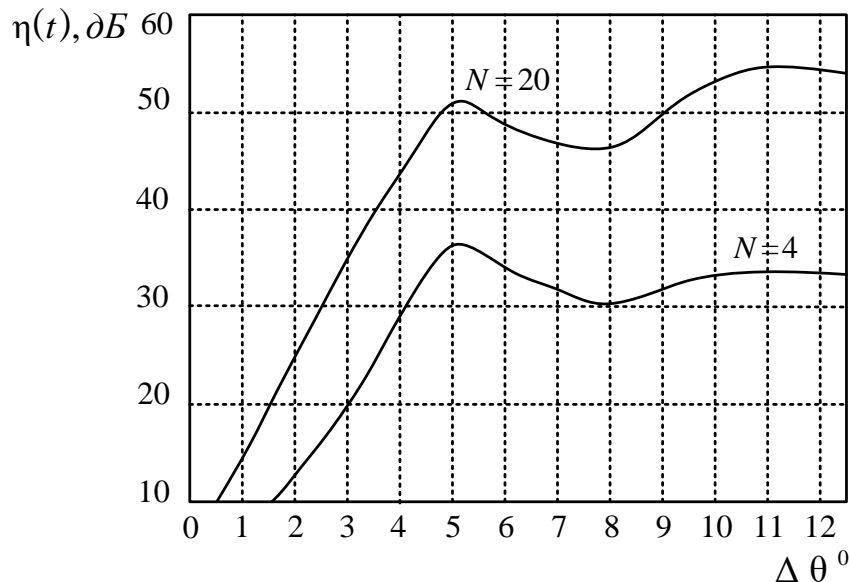


Рисунок 6.31 – Графіки залежностей коефіцієнта завадозахисту  $\eta_0(t)$  від значення різниці кута приходу сигналу і завади  $\Delta\theta$

Дослідження чутливості ААР за показниками (6.85)–(6.86) до відхилення параметрів обраної моделі, зокрема до наявності не враховуються в моделі випадкових флуктуацій ВВК, показують, що помилка в задачі коефіцієнта зносу  $a_i(t)$ , що входить до рівняння стану, в одну й іншу сторону на порядок призводить до втрат ефективності, не перевищує 1 дБ. Водночас нехтування флуктуаціями фазового фронту прийнятих сигналів і завад пов'язано з втратами, сягають 5–7 дБ.

## **6.10 Поляризаційно-часова обробка сигналів при ПЧД**

### **6.10.1 Особливості поляризації в лініях зв'язку безпроводових систем**

Поляризація є фізичною характеристикою електромагнітного поля, що визначає особливості просторового розташування і зміни у часі вектора його напруженості. Залежно від того, яку форму знаходить у площині, перпендикулярній до напрямку поширення, геометрична фігура, утворена кінцем вектора напруженості, розрізняють лінійну, еліптичну або кругову поляризацію [206,216].

З точки зору отримання необхідного енергетичного потенціалу в лініях зв'язку та чи інша поляризація переваг не має, тому на практиці найчастіше застосовується лінійна поляризація, що пов'язано з простотою конструкцією антен.

Однак у деяких випадках внаслідок впливу середовища розповсюдження або просторових переміщень носіїв засобів зв'язку можливі різні зміни орієнтації площини лінійної поляризації, що вимагає від системи відстеження цих поляризаційних змін. Застосування ж кругової поляризації, інваріантної до повороту площини поляризації, дозволяє обійтися без систем відстеження. Так, у супутниковому зв'язку кругова поляризація застосовується з метою

виключення впливу фарадеївського обертання площини поляризації, викликаного анізотропією іоносфери.

Електромагнітні хвилі, випромінювані антенами з фіксованими поляризаційними параметрами, є повністю поляризованими. Повністю поляризована хвиля володіє відомим положенням вектора напруженості  $E(t)$ , а для неполяризованої хвилі всі положення  $E(t)$  випадкові й рівноймовірні. Ступінь поляризації при цьому визначається як відношення потужності повністю поляризованої частини хвилі до всієї її потужності, що дорівнює сумі поляризованої і неполяризованої частин.

Зміна поляризації випромінюваних хвиль може здійснюватися шляхом зміни просторової орієнтації антен або амплітуд і фаз (комплексних вагових коефіцієнтів) струмів, що живлять ортогонально поляризовані випромінювачі: диполі, спіральні, круглі або квадратні рупори або інші антенні елементи, що утворюють дво- або тривимірний поляризаційний базис.

За допомогою відповідного вибору поляризації приймальної антени для будь-якої частково поляризованої хвилі завжди можна отримати максимальну потужність сигналу на узгодженому навантаженні. Ця потужність

$$P_c = 0,5\Pi A_{ef}(1 + m \cos \delta), \quad (6.87)$$

де  $m$  – ступінь поляризації сигналу;

$\delta$  – кут між точками на сфері Пуанкаре, що визначають стан поляризації сигналу і антени (у разі їхньої лінійної поляризації  $\delta$  – кут між векторами діючої довжини антени і напруженості поля);

$A_{ef}$  – ефективна площа антени;

$\Pi$  – величина вектора Пойнтинга, що характеризується щільністю потоку потужності поля сигналу в точці прийому.

Багато задач поляризаційно-часової обробки безпосередньо зводяться до одержання екстремальних значень потужності прийнятих сигналів. Для

повністю поляризованої хвилі ( $m=1$ ) потужність сигналу на підставі виразу (6.87)  $P_c = A_{\text{эф}} P \cos^2(\delta/2)$ . При виборі поляризації антени, що відповідає значенню  $\delta/2 = n\pi$  (де  $n=0,1,2,\dots$ ), отримуємо узгоджений поляризаційний прийом, що забезпечує максимум потужності сигналу:  $P_{c\text{max}} = A_{\text{эф}} P$ . Вибір  $\delta/2 = (2n+1)\pi/2$  дозволяє отримати  $P_{c\text{min}} = 0$ , тобто режектувати даний сигнал. При цьому ефективність поляризаційно-часової обробки залежить від точності установки значень параметрів поляризації антени по відношенню до поляризації поля сигналу. До основних обмежень, що знижують ефективність поляризаційно-часової обробки, можуть належати:

- конструктивні й технологічні помилки антенної системи;
- помилки під час визначення параметрів поляризації прийнятих сигналів;
- помилки пристроїв керування поляризаційними параметрами антени.

Проаналізуємо вплив цих обмежень. Якість конструкції антенної системи визначається поляризаційною розв'язкою, яка характеризується співвідношенням рівнів основною і кросполяризаційною компонентою прийнятих сигналів. У ході використання серійно виготовлених вузлів антенних систем досяжний рівень поляризаційної розв'язки становить 25–35 дБ. Для її поліпшення використовуються різні конструктивні ускладнення: поляризаційні фільтри, дво- і тридзеркальні антени, гофровані рупори та інші пристрої, що дозволяють мінімізувати рівень кроскомпоненти і отримати розв'язку 40–50 дБ і більше в смузі частот  $\pm(10 \div 25)f_{cp}$ .

Помилки в процесі визначення поляризаційних параметрів прийнятих сигналів можуть мати різну природу. Ці помилки можуть бути обумовлені невизначеністю розташування або зміною параметрів випромінюючої системи кореспондента (наприклад, при зв'язку з рухомими об'єктами). Водночас, якщо поляризація переданого сигналу і визначена, то в точці прийому вона може бути іншою. Основними механізмами, що викликають ці відмінності, є:



– взаємодія основних випромінювань в напрямку кореспондента компоненти поля з відбитими від різних предметів або розсіяними на неоднорідностях середовища компонентами з внутрішньоміським зв'язком, лініях зв'язку сантиметрового або міліметрового діапазонів у разі наявності на радіотрасі гідрометеорів або інших дрібнодисперсних утворень;

– поява і взаємодія звичайних і незвичайних складових під час поширення в анізотропних середовищах, наприклад, в іоносфері;

– зміщення точки прийому відносно осі основного випромінювання виникає під час використання гостронаправлених антен, наприклад, у тропосферному каналі зв'язку.

Розглянуті поляризаційні відхилення, як правило, випадково змінюються у часі. Разом із тим швидкість цих змін визначається інтервалами кореляції для діапазонів використовуваних хвиль, становить від частини секунди до декількох хвилин, що дає можливість за допомогою різних електронних методів досить точно їх відслідковувати і вважати наявну ступінь поляризації, що входить у вираз (6.87), близькою до одиниці.

Помилки в застосовуваних для цього випадку статистичних методах оцінки поляризації сигналів залежать як від самої статистичної структури випадкового сигналу, так і від рівня завад типу власних або інших неполяризованих «білих шумів». При оптимальній рекурентній фільтрації сигналів дисперсія помилки оцінки

$$\Delta^2 = 2P_c / (1 + \sqrt{1 + h^2}), \quad (6.88)$$

де  $h^2$  – відношення потужності сигналу до спектральної щільності потужності білого шуму в каналі прийому.

Для райсівських каналів зв'язку (наприклад, каналів з прямою радіовидимістю) значення дисперсії помилки може складати (30–40) дБ по

відношенню до дисперсії флуктуаційного компоненту сигналу, тобто точність оцінки може бути досить висока.

Помилки пристроїв керування поляризаційними параметрами антен залежать від помилок в оцінці параметрів сигналів і конструктивних помилок самих антен. При цьому керування поляризацією, що полягає у встановленні відповідних значень комплексних вагових коефіцієнтів в антенних елементах, можна здійснити на основі оцінки цих значень. Аналіз таких алгоритмів показує, що в реальних каналах зв'язку можна таким чином вибирати поляризацію приймальної антени по відношенню до сигналу, і що рівень ортогонального компонента буде нижчий основного на 20–25 дБ. Такі реальні можливості поляризаційно-часової обробки сигналів у ході заглушення завад та вирішення інших задач. Для успішного вирішення цих задач антенні системи засобів зв'язку мають забезпечувати можливість оперативного вибору відповідних значень поляризаційних параметрів, тобто вони мають складатися з двох або трьох ортогонально поляризованих антенних елементів, що утворюють поляризаційний базис і забезпечених пристроями управління амплітуд і фаз (пристроями управління комплексними коефіцієнтами  $w_i(t)$ ).

Найбільш широко поляризаційні та поляризаційно-часові методи застосовуються під час вирішення таких задач: боротьба з завадами; забезпечення узгодженого прийому та мінімізація впливу завмирань; повторне використання частот; юстування антен; забезпечення електромагнітної сумісності; поляризаційної маніпуляції та ін. Зупинимось докладніше на особливостях вирішення деяких з них.

### **6.10.2 Синтез методів поляризаційно-часової обробки сигналів при ПЧД**

Боротьба з завадами шляхом поляризації є перспективним методом обробки, особливо в тих випадках, коли завади діють у межах ГП ДС приймальної антени. Розглянемо розв'язання цієї задачі з позицій оптимального

стохастичного управління. Задачі поляризаційно-часової обробки, так само як і просторово-часової, можуть бути вирішені різними способами. Так, оцінюючи поляризацію сигналів і завад, можна побудувати систему управління поляризаційним базисом приймання антени, що забезпечує безперервну ортогоналізацію, того базису по відношенню до завади. Розв'язання цієї задачі може бути складним, особливо в ході нелінійної ситуації, коли умови теореми про поділ не виконуються.

Більш конструктивним у даному випадку виявляється розглянутий вище підхід, коли оцінці підлягають не самі параметри поляризації спостережуваних сигналів і завад, а значення оптимальних вагових коефіцієнтів  $w_i(t)$  при  $i = 1, 2$  для антенної системи, що складається з двох взаємно ортогональних антенних елементів, включених між антенними елементами і загальним суматором і забезпечують, наприклад, МСКВ прийнятого сигналу  $y(t)$  від еталонного  $y_0(t)$ . Очевидно, вибір тих чи інших значень вагових коефіцієнтів  $w_i(t)$  призводить до відповідних перетворень поляризаційного базису антеною системи, що, в свою чергу, визначає рівень частково поляризованих сигналів і завад на виході загального суматора, але не чинить впливу на рівень безполяризованого «білого» шуму, що потрапляє в смугу частот прийому. Рівняння стану ВВК, спостереження і оцінки  $\hat{w}(k)$  в даному випадку аналогічні відповідним рівнянням для ААР (6.39), (6.40) і (6.41).

Структурна схема пристрою оцінки вагових коефіцієнтів, згідно з (6.44) здійснює поляризаційно-часову обробку, наведену на рис.6.31. Можна простежити, що використання обраного критерію МСКВ призводить до мінімуму потужності завад на виході системи, що для поляризаційних систем обробки означає ортогоналізацію поляризації антени по відношенню до завад.

Можливі різні узагальнення і спрощення розглянутого алгоритму поляризаційно-часової обробки. За наявності нелінійностей у рівняннях (6.3) і (6.4) значення  $K_{ij}(t)$  виявляються залежними від оцінок вагових коефіцієнтів, що певним чином ускладнить синтезовану процедуру. При незмінній сигнально-

завадній ситуації, коли завади повністю поляризовані, рівняння стану (6.39) спрощується і зводиться до вигляду  $dw_i(t)/dt=0$ . Відповідно можуть бути спрощені й рівняння (6.41). Оскільки тут  $A=0$ , то перший доданок у правій частині (6.41) зникає, що дозволяє рівняння оцінки у векторній формі записати у вигляді

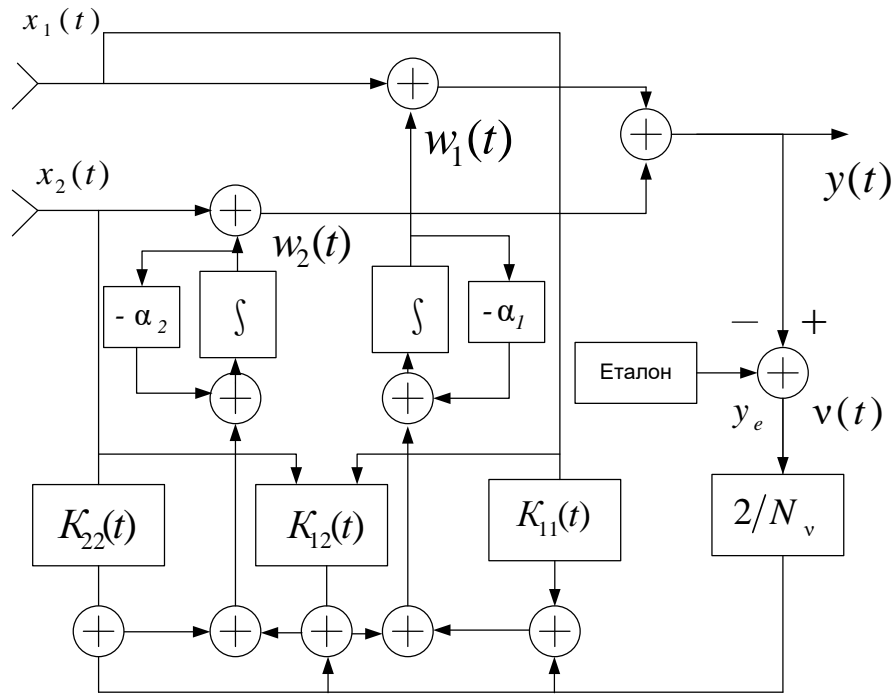


Рисунок 6.31 – Схема пристрою оцінки вагових коефіцієнтів, що здійснює поляризаційно-часову обробку сигналів

$$\frac{d\hat{w}(t)}{dt} = K(t)A^T(t)V_n^{-1}v(t). \quad (6.88)$$

Рівняння (6.88) є безперервним варіантом відомої процедури Уїдроу-Хопфа. Таким чином, синтезовані алгоритми можна розглядати як узагальнення процедури для більш складної статистичної ситуації і загальних частково поляризованих полів.

Швидкість збіжності розглянутих процедур оцінки досить висока і вкладається в межі інтервалу кореляції, для дискретних процедур вона дорівнює 10–15 кроків. При неоптимальних параметрах фільтра, наприклад, під час використання процедури (6.88), для довільної сигнально-завадової ситуації цей час зростає і може досягати 300 кроків і більше.

Дані результати аналогічні отриманим у завданнях для ААР і можуть бути поширені і на просторово-поляризаційно-часові завдання. При цьому рівняння (6.88) відповідає алгоритму обробки просторово-часових сигналів і завад із плоским фазовим фронтом і точковим просторовим спектром. При флуктуаційних фронтах необхідно використовувати процедури (6.41).

$$d\hat{w}_i(t)/dt = -a_i(t)\hat{w}_i(t) + \sum_{j=1}^N K_{ij}(t)F_j(\hat{w}_i, t), \quad (6.89)$$

де  $F_j(\hat{w}_i, t) = dF_j(\hat{w}_i, t)/d\hat{w}_i$  –  $N$ -вимірний вектор-стовпчик, отриманий через похідні з часу спостереження від логарифма функції правдоподібності.

Проаналізуємо ефективність розглянутих задач для різних значень кута  $\delta$ , що є половиною центрального кута сфери Пуанкаре і точки з'єднання, які відповідають значенням поляризації сигналу і завади. Для аналізу виберемо коефіцієнт (6.85), що показує, наскільки рівень сигналу по відношенню до завади на виході системи більший, ніж на вході:

$$\eta = (d_{сввх}/(d_{з\_вих} + d_{шввих}))/ (d_{с\_вих}/(d_{звх} + d_{швх})), \quad (6.90)$$

де  $d_{с\_вих} = W^T R_c W$ ,  $d_{з\_вих} = W^T R_z W$ ,  $d_{шввих} = W^T W$  – нормовані по одиничному значенню спектральної щільності потужності неполяризованого "білого" шуму рівні сигналу, завади і самого шуму відповідно. Значення оптимальних вагових коефіцієнтів визначимо з матричного рівняння Вінера-Хопфа  $W = R_{xx}^{-1} r_{xy}$ , де  $R_{xx} = R_c + R_n + R_u$ , а  $R_c, R_n, R_u$  – кореляційні матриці сигналу, завади і шуму

відповідно;  $r_{xy}$  – матриця взаємної кореляції між векторами прийнятого і еталонного сигналів. Незважаючи на те, що процедура аналізу заснована на рівнянні фільтра Вінера, вона для даного випадку може застосовуватися, оскільки фільтр Калмана володіє тією ж ефективністю. Залежність  $\eta$  від  $d_n$  наведена на рис.6.32, звідки видно, що із зменшенням рівня шуму ступінь заглушення завади зростає.

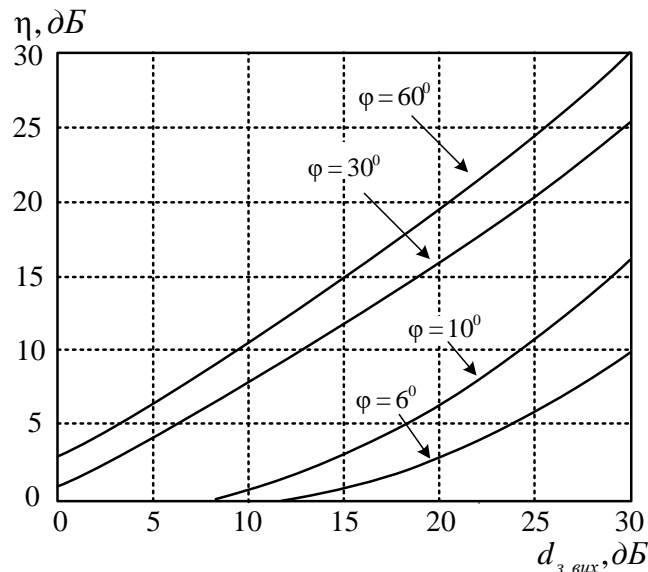


Рисунок 6.32 – Графіки залежностей коефіцієнта завадозахисту  $\eta$  від значення відмінності кута приходу сигналу і завади  $\Delta\theta$

Ефективність зростає також зі збільшенням відмінності поляризації сигналу та завади (зі збільшенням  $\delta$ ). Характерно, що навіть при малій відмінності в поляризаціях сигналу і завади (при  $\delta \leq 30^\circ$ ) можна досягти рівня заглушення 20 дБ і більше, що відповідно підвищує якість ЕМД.

### 6.10.3 Методи просторово-часового доступу з поляризаційно-часовою обробкою сигналів

Подані в попередніх розділах алгоритми належать до випадків використання або тільки просторових, або тільки поляризаційних відмінностей у прийнятій сигналу і завади. На практиці ж досить часто доводиться

зустрічатися з випадком, коли виникають умови «засліплення». Особливо характерним є такий випадок ЕМД для рухомих об'єктів. Виникає природне прагнення поєднати можливість просторово-часової і поляризаційної обробки в ААР керованою поляризацією. Одним із перших таку ідею запропонував Комптон. Суть його роботи полягала у синтезі ААР, здатної реагувати на відмінності в поляризації сигналу і завади. При цьому завади передбачалися повністю поляризованими. Більш загальне рішення, придатне для застосування заглушення частково поляризованих завад, наведено в роботі [216]. Ідея ААР, керованою поляризацією, є конструктивною і з тих позицій, що в даному випадку використовується комплексне вирішення проблеми завадостійкості. Більш того, з метою подальшого підвищення якості функціонування РЕЗ необхідно залучати максимальну кількість методів забезпечення завадостійкості, включаючи не тільки просторово-поляризаційні, але і частотно-часові, організаційні та ін. Антена, що дозволяє синтезувати спільні просторово-часові та поляризаційно-часові алгоритми обробки, може бути сконструйована у вигляді сітки, у вузлах якої розміщені антенні елементи, що складаються з двох або трьох ортогонально поляризованих променів: електричних (напівхвильові диполі, спіралі, більш складні конструкції), магнітних (квадратні, круглі рупори, щілини та ін.) або комбінованих (щілина і диполь). Розглянемо ААР, складену з антенних елементів, що мають два незалежних ортогонально поляризованих випромінювача, приклад такої лінійної ААР, що складається з турнікетних АЕ, наведений на рис.6.33.

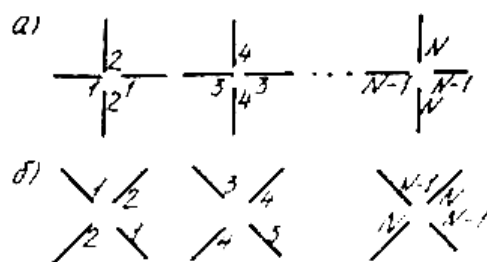


Рисунок 6.33 – ААР з двома незалежними ортогонально поляризованими випромінювачами

Перехід до розгляду трикомпонентних випромінювачів у даному випадку не викликає принципових труднощів. Вибираючи антенні елементи решітки з однією й іншою, ортогональною поляризацією, і однакової спрямованості, число рівноправних ступенів свободи збільшують удвічі порівняно з випадком, коли решітка складається з елементів однієї якої-небудь поляризації. У зв'язку з цим узгодженням ААР з керованою поляризацією є те, що розміщення в одному електричному центрі двох антенних елементів дозволяє зменшити габаритні розміри апертури без втрати числа ступенів свободи решітки.

Методи просторово-часової обробки, так само як і поляризаційно-часової, полягають у відповідному ваговому відношенні або фазуванні вихідних напруг приймальних антенних елементів:  $x_i(t)$  при  $i = \overline{1, N}$ .

Таким чином, загальні структури алгоритмів поляризаційно-часової та просторово-часової обробки збігаються [рис. 6.13, рівняння (6.12), (6.34), (6.38), (6.45), (6.47)]. Однак вхідні в них параметри, значення змінних, а також фізичні результати дещо інші. Так, рівняння стану типу (6.38) відповідає повністю поляризованим сигналам і завадам, які не змінюють поляризаційні параметри протягом часу. Для частково поляризованих сигналів і завад, що характерно під час спостереження сигналів рухомих об'єктів, при зв'язку в декаметровому діапазоні, в лініях далекого тропосферного поширення і в інших випадках, рівняння стану має вигляд (6.39), а в разі наявності нелінійностей – (6.46). Математична інтерпретація коефіцієнтів  $a_i(t)$  і  $\beta_{ij}(t)$  залишається тією ж, тобто це коефіцієнти зносу і дифузії.

Ідентичність задач синтезу алгоритмів просторово-часової і поляризаційно-часової обробок зручна не лише з методологічної точки зору, але має і ряд конструктивних переваг. Для розглянутої спільної задачі (або задачі синтезу ААР з керованою поляризацією) проведемо аналіз ефективності використаними показниками (6.85)–(6.90). На рис.6.34–6.37 наведено графіки коефіцієнтів  $\eta(t)$   $\eta_0(t)$ , де  $N$  характеризує  $N$ -елементну сітку, у якій одна половина елементів має одну поляризацію, а інша половина – ортогональна їй.



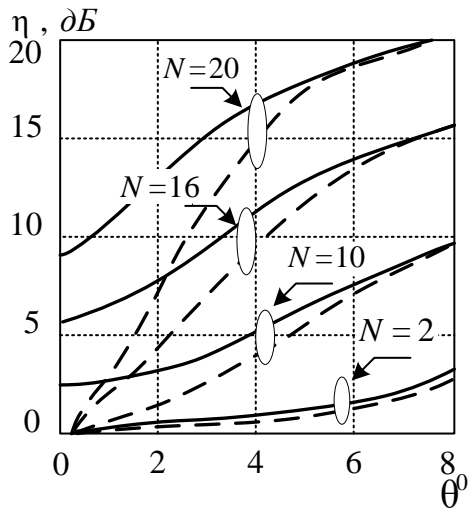


Рисунок 6.34 – Залежність  $\eta$  від  $\theta^0$  при відношенні  $P_3/P_{u1} = 10^2, P_c/P_{u1} = 10$

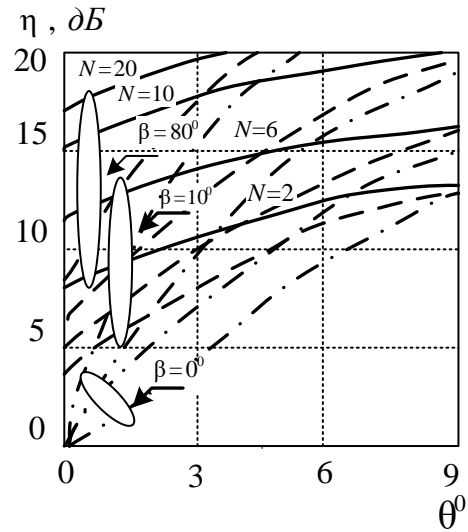


Рисунок 6.35 – Залежність  $\eta$  від  $\theta^0$  при  $\beta = 80^\circ$

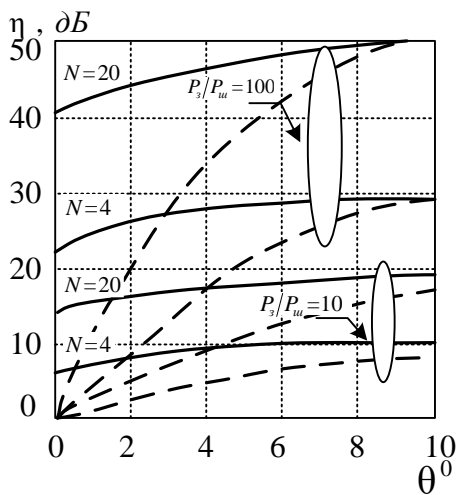


Рисунок 6.36 – Залежність  $\eta$  від  $\theta^0$  при  $\beta = 0^\circ$

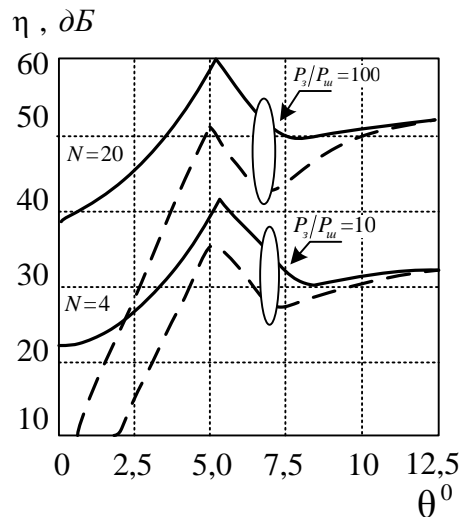


Рисунок 6.37 – Залежність  $\eta$  від  $\theta^0$  у випадку дії двох завад

На рис.6.34 наведено графіки коефіцієнта  $\eta$ , що визначається при відношенні  $P_3/P_{u1} = 10^2$ ;  $P_c/P_{u1} = 10$  для різної кількості антенних елементів  $N$ . Безперевні лінії відповідають  $\beta = 30^\circ$ , переривчасті –  $\beta = 0$ . Як і на рис.6.29, тут видно, що коефіцієнт  $\eta$  зростає зі збільшенням кількості антенних елементів.

Помітне зниження  $\eta$  наголошується, коли завада  $n(t)$  стає близькою за просторовими і поляризаційними параметрами з сигналом, а при  $\theta=0$  і  $\beta=0$ , де сигнал і завада збігаються за цими параметрами, ситуація є найгіршою:  $\eta \rightarrow 0$  – і решітка при цьому «засліплюється». На практиці для виключення такої ситуації доцільно передбачати можливість зміни поляризації переданих сигналів, що дозволяє навіть в області збігу установ просторових спектрів сигналів і завад (при  $\theta \rightarrow 0$ ) отримувати значний позитивний ефект. Це є важливою перевагою ААР з керованою поляризацією.

На рис.6.35 для випадку співвідношень  $P_n/P_u = 10^2$ ;  $P_s/P_u = 10$  наведено графіки коефіцієнта  $\eta$ , що показує, наскільки більше заглушується завада по відношенню до сигналу. Безперервні лінії відповідають  $\beta = 80^\circ$ , тобто випадку, коли повністю поляризовані складові сигналу та завади, що значно розрізняються. Така ситуація ( $\beta = 80^\circ$ ) може відповідати лінії зв'язку з управлінням поляризацією переданих сигналів, що забезпечує максимізацію поляризаційних відмінностей сигналу і завади в точці прийому. З графіків видно, що із зменшенням просторових відмінностей між сигналом і завадою (при  $\theta \rightarrow 0$ ) перевага у відношенні сигнал/завада знижується на 3–8 дБ. Однак навіть при  $\theta \rightarrow 0$  цей вигравш становить від 40 до 80 дБ залежно від числа елементів ААР. На цьому рисунку штриховими лініями показано графіки  $\theta \rightarrow 0$  для випадку близьких значень поляризаційних параметрів між сигналом і завадою ( $\beta = 10^\circ$ ). Ці графіки можуть відображати ситуацію, коли керування поляризацією передавальної антени не здійснюється або здійснюється зі значними помилками, наприклад, у протяжних лініях зв'язку декаметрового діапазону.

Значення вигравшів тут на 10–16 дБ нижче, проте під час зміни просторових кутів приходу завади на  $5\text{--}10^\circ$  від сигналу цей вигравш різко зростає і вже мало залежить від стану поляризації завади. Штрих-пунктирними лініями показано графіки, коли поляризація сигналу і завади збігається ( $\beta = 0^\circ$ ).

Криві для  $N=2$  показують ефективність поляризаційно-часової обробки з використанням одиночної турнікетної антени.

На рис.6.37 наведено графіки  $\eta$ . Безперервні лінії відповідають  $\beta=80^\circ$ , штрихові –  $\beta=0^\circ$ . З графіків видно, що втрати ефективності ААР при збігу просторових параметрів сигналу та завади невеликі (3–5 дБ).

Графіки  $\eta$  для випадку впливу двох завад, одна з яких приходить з фіксованим параметром  $\theta_1=5^\circ$ , а другий параметр  $\theta_2$  – варіюється, зображено на рис.6.38. Зіставлення графіків рис. 6.29–6.31 і 6.34–6.37 показує помітну перевагу ААР з управляючою поляризацією.

Таким чином, використання ААР з керованою поляризацією дозволяє майже вдвічі зменшити лінійні розміри решітки, що особливо важливо за наявності значних за обігом обмежень. При цьому не тільки не знижується якість оброблення, але здобувається корисна властивість – можливість боротьби з завадами, просторові параметри яких близькі або збігаються з корисним сигналом, що суттєво піднімає надійність ЕМД.

#### **6.10.4 Додаткові випадки застосування поляризаційно-часової обробки**

Забезпечення поляризаційного узгодження виконується з метою поліпшення ЕМД, підтримки максимального рівня корисного сигналу і зменшення можливих поляризаційних втрат, викликаних випадковістю поляризації прийнятих сигналів. Воно необхідне не тільки на приймальній стороні. Для анізотропних каналів зв'язку (іоносферного, каналу з дискретними розсіювачами та ін.) погодження поляризації передаваних сигналів з власними поляризаціями середовища поширення дозволяє не тільки збільшувати рівень сигналу в точці прийому, але і значно зменшувати багатопроменевість.

Повторне використання частот, що є різновидом ущільнення незалежних інформаційних потоків шляхом передачі їх на одній частоті з ортогональними

поляризаціями, застосовується у багатьох супутникових системах зв'язку з метою економії частотного спектра і зниження вимог до широкополосності характеристик антенно-хвильових трактів. Для цього потрібна поляризаційна розв'язка між ортогональними каналами не менше, ніж 27–30 дБ. Реально забезпечуються навіть великі значення розв'язки, однак за наявності на радіотрасі дощів, особливо кристалів льоду, ця розв'язка знижується до 8–10 дБ. Шляхом використання поляризаційних попередніх спотворень на передавальній стороні та узгодження на прийомі вдається відновити ортогональність. Задачу узгодження на прийом можна вирішувати за допомогою пристроїв, побудованих за алгоритмом (6.8), оскільки для кожного інформаційного потоку може бути вибраний свій еталон. Очевидно, на основі систем із повторним використанням може застосовуватися поляризаційна маніпуляція.

Забезпечення електромагнітної сумісності систем зв'язку з різними радіоелектронними засобами є однією з основних проблем ЕМД як під час проєктування, так і під час їхньої експлуатації. Поляризаційна розв'язка в даному випадку може бути отримана до 30–40 дБ і знаходить широке застосування у радіорелейному зв'язку. Так, у багатопробієвих антенах застосовується ортогональна поляризація для сусідніх променів. На цей час у нашій країні і за кордоном впроваджується телевізійне мовлення з використанням вертикальної і горизонтальної поляризації, яка навіть при фіксованих поляризаціях антен дозволяє знизити рівень завад кросполяризаційних компонент на 10–15 дБ. Більш високі показники ЕМС РЕЗ можуть бути отримані за допомогою антен зі змінною поляризацією на основі розглянутих вище алгоритмів.

Юстування антен може проводитися за показниками відхилення поляризації сигналу від заданої. Суть методу в тому, що розрахункове значення поляризації зберігається лише в напрямку максимуму випромінювання ГП ДС. Вже на рівні -3 дБ від максимуму кросполяризовані компоненти досягають

-30...-27 дБ, на рівні -10 дБ їхня величина може скласти -10...-3 дБ, тобто, спостерігаючи за рівнем кроскомпоненти, можна досить успішно відстежувати величину відхилення головної пелюстки (ГП) ДС від лінії, що зв'язує кореспондентів. Таке юстування виявляється більш конструктивним порівняно з традиційно використовуваною, заснованою на спостереженні енергетичного рівня сигналу. Особливо корисними такі методи юстування можуть опинитися в тропосферних лініях зв'язку, де спостерігаються значні завмирання сигналу і тому точне юстування провести надзвичайно складно.

### **6.11 Оцінка обчислювальної ефективності алгоритмів синтезу багатопроменевої діаграми спрямованості**

Застосовуваний в сучасних алгоритмах оперативного управління керуючими струмами математичний апарат передбачає використання для їхньої реалізації ЕОМ. Необхідність обробки великих обсягів інформації в реальному масштабі часу підвищує вимоги до швидкодії ЕОМ. У зв'язку з цим сьогодні велика увага приділяється питанню оцінки часу і обсягу пам'яті, необхідних для реалізації розроблених методів.

Обсяг обчислювальних витрат у ході вирішення конкретної задачі визначається структурою програми, системою команд ЕОМ, кількістю обчислювальних циклів, кількістю цих повторень у програмі, що реалізує синтезований алгоритм та іншими факторами. У загальному випадку час, необхідний для реалізації обчислювального алгоритму, прямо пропорційний числу машинних операцій, що містяться в програмі і зворотно пропорційний кількості операцій, що виконуються ЕОМ за одиницю часу.

Проведемо оцінку обчислювальної ефективності синтезованих алгоритмів. Зазначимо, що загальна кількість арифметичних операцій, необхідних для визначення керуючих струмів, складається з кількості операцій, витрачених на реалізацію розроблених алгоритмів синтезу ДН із заданими параметрами.

Оцінимо кількість операцій, необхідних для реалізації алгоритму (6.39) оперативного управління комплексними амплітудами струмів у каналах плоских багатофункціональних антенних решіток, заснованого на методі парціальних ДН з використанням функцій Котельникова.

Кожен з коефіцієнтів  $M$  є значенням заданої ДН у напрямку, який визначається коефіцієнтами  $p$  і  $q$ . Виходячи з того, що відомо кількість парціальних ДН, що беруть участь в процесі синтезу, кількість операцій, необхідних для знаходження комплексного вектора вагових коефіцієнтів КВК за допомогою алгоритму (3.40), розраховується за формулою:

$$\tau = N_x N_y ((22 \cdot P \cdot Q) + 2), \quad (6.91)$$

де  $P, Q$  – кількість використовуваних парціальних діаграм.

Таким чином, для визначення комплексних вагових коефіцієнтів (КВК) решітки з числом випромінювачів  $N_x = N_y = 51$ , яка формує три незалежних промені ДН, кожен промінь якої сформований п'ятьма парціальними діаграмами знадобиться  $1436 \cdot 10^3$  операцій.

В ході реалізації алгоритму (3.3) знаходження КВК, заснованого на матричному методі синтезу, основні обчислювальні витрати припадають на розрахунок і звернення елементів матриці  $[B]$ . Однак ця інформація може бути розрахована заздалегідь і занесена в пам'ять АР. Таким чином, у ході реалізації матричного методу синтезу розраховується зважена сума значень ДН у  $S$  напрямках. У разі лінійної решітки для цього знадобиться  $(2S - 1) \cdot N$  операцій, в разі плоскої –  $(2S - 1) \cdot N_x \cdot N_y$  операцій. Множення зверненої  $[B]$  матриці на вектор  $f(s)^*$  займає ще  $N^2(N - 1)$  операцій в разі лінійної решітки і  $(N_x N_y)^2(N_x N_y - 1)$  в разі плоскої.

Таким чином, загальна кількість операцій, необхідних для реалізації матричного методу синтезу в разі лінійної решітки знаходиться з виразу:

$$\tau = (2S - 1) \cdot N + N^2(N - 1). \quad (6.92)$$

Вираз для розрахунку кількості операцій, необхідних для реалізації матричного методу синтезу в разі плоскої решітки має вигляд:

$$\tau = (2S - 1) \cdot N_x N_y + (N_x N_y)^2 (N_x N_y - 1). \quad (6.93)$$

Для розрахунку КВК лінійної АР з кількістю випромінювачів  $z_0 = 36$ , що формує трипроменеву ДН знадобиться 45540 операцій, а для розрахунку КВК плоскої АР з кількістю випромінювачів  $N_x = N_y = 51$  і формуючої трипроменеву ДН знадобиться приблизно  $1759 \cdot 10^7$  операцій.

Реалізуючи аналітичний метод формування двох незалежно орієнтованих пелюсток, достатньо всього лише розрахувати величину двох дискретів фазування АР і підсумувати їх. У разі лінійної решітки для реалізації алгоритму знадобиться  $23N$  операцій, а в разі плоскої –  $35N_x N_y$ .

Таким чином, найбільш високою оперативністю відрізняється аналітичний метод фазового синтезу, однак його можливості і області застосування обмежені, тому що він дозволяє формувати тільки одно- або двопробневі ДН і застосовується тільки для лінійних і плоских решіток з дискретним фазуванням. Метод парціальних діаграм володіє більшою оперативністю порівняно з матричним методом, однак область його застосування обмежується лінійними і плоскими АР. Матричний метод синтезу також досить оперативний і найбільш універсальний, тому що придатний для використання в решітках будь-якої геометрії, проте для знаходження КВК з його використанням, доводиться здійснювати найбільшу кількість обчислень.

Потужності сучасних ЕОМ дозволяють реалізовувати розроблені алгоритми в реальному масштабі часу.

## Висновки до розділу

1. Просторово-часовий доступ у безпроводових системах може бути реалізований на існуючій технічній та технологічній базі незалежно від інших використовуваних методів, що є результатом залучення додаткової ресурсної множини просторово-поляризаційних параметрів.

2. Методи просторово-часового доступу АС до ресурсів БС ґрунтуються на використанні алгоритмів просторово-часової обробки прийнятих сигналів, що реалізуються на основі  $N$ –елементних адаптивних антенних решіток.

3. Сигнали в радіолініях безпроводового зв'язку є частково когерентними та частковополяризованими, що є результатом багатопроменевого поширення радіохвиль, множинного перевідбиття сигналів від навколишніх споруд і конструкцій. Наявність багатопроменевості призводить до зниження якості просторово-часової обробки.

4. Застосовано значну кількість методів і алгоритмів синтезу ААР, що розрізняються як за призначенням, так і критеріями ефективності функціонування. В основу всіх методів покладена оцінка комплексного вектора вагових коефіцієнтів (ВВК), що включаються в трактах прийому кожного АЕ і керовані за тими чи іншими алгоритмами.

Проведено огляд найбільш популярних методів синтезу ААР, до яких належать алгоритми МСКВ, МВМ, МВСЗ. Кожен із цих методів припускає знаходження оцінки вектора вагових коефіцієнтів, включеннях на виході АЕ антенної решітки.

5. Суть завдання ПЧД кожної з АС до ресурсів БС полягає в груповому використанні приймальної антенної решітки, за якого для кожної з АС формується індивідуальний розподіл структури прийнятого поля сигналу за допомогою вибору ВВК  $w_i$ . Таким чином одночасно створюється стільки варіантів розподілів, скільки на даний момент приймається сигналів АС. Кожен із цих розподілів забезпечує максимально вдале співвідношення сигнал/завада+шум для прийому сигналу АС і встановлення нульових рівнів



прийому для інших АС. Методи просторово-часової і поляризаційно-часової обробки сигналів можуть незалежно і спільно використовуватися. Під час спільного використання за рахунок поляризаційних алгоритмів вдається отримати додаткову ефективність, зокрема виключається ефект "засліплення" антенної решітки при однакових напрямках приходу сигналу і завади.

6. Історично першим було запропоновано рішення ПЧОС Уїдроу, що ґрунтується на зверненні вибіркової коваріаційної матриці прийнятих сигналів і завад. У даному рішенні використовується рівняння оцінки Вінера-Хопфа. Методи Уїдроу-Хоффа, які є відносно простими. Проте для їхньої збіжності потрібно 50–150 кроків дискретизації, що для задач ПЧД може виявитися неприпустимим, оскільки саму задачу ПЧД необхідно завершити до часу надання послуги АС, тобто за  $t \leq 2 \div 5$  с. Більш доцільними складниками є процедури Каламана-Б'юсі, орієнтовані на більш динамічну сигнально-завадову обстановку і час збіжності 3–10 кроків дискретизації.

7. Більш конструктивним для використання у задачах ПЧД є рекурсивні процедури реалізації ПЧОС. Це дозволяє здійснювати корекцію ВВК у реальному масштабі часу, що особливо важливо для зв'язку зі змінними АС. Допустимість аналізу ефективності рекурсивних процедур за результатами аналізу процедур на основі вибірових оцінок ґрунтується на тому, що обидві ці задачі мають загальне формулювання постановки рішення розв'язання задачі та загальні критерії ефективності.

8. Аналіз якості ПЧД проведено за критеріями рівнів заглушення інших випромінювань під час прийому сигналу АС. З графіків випливає, що ці рівні теоретично можуть досягати значних величин: 40–60 дБ і більше. Реальні рівні очевидно слід очікувати орієнтовно за рівнем теплового шуму, тобто що дорівнюють 20–27 дБ.

9. Якість обробки зростає пропорційно числу АЕ. В ході реалізації АР на БС для ПЧД число АЕ слід вибирати з діапазону 24–36 одиниць. При цьому в

одній і тій самій конструкції (щілинній антені) можна розміщувати і ортогонально-поляризований диполь, наявний у самій щілині.

10. Аналіз ефективності завдань ПЧД і ПЧОС показує, що при близьких за азимутом прийому АС або при збігу цих азимутів виникає ефект "засліплення" ААР. Даний ефект може бути подоланий кількома методами, до яких належать просторово-поляризаційні методи, коли застосовуються АЕ у вигляді двополяризаційної конструкції (турнікетна антена, комбінація щілина–електричний диполь). Іншим методом дана конфліктна ситуація може бути вирішена традиційними часовими процедурами: АЛОНА, ВЕВ, деревовидними алгоритмами та ін.

11. Під час поляризаційно-часової обробки сигналів АС можуть бути використані алгоритми, аналогічні просторово-часовій обробці. Спільне використання двох зазначених методів призводить до зростання можливостей ПЧД.

12. На базі багатоелементних антен у разі необхідності можна реалізувати технології МІМО, просторово-поляризаційного рознесеного прийому, що дозволить мінімізувати втрати за рахунок багатопроменевості.

13. Для отримання реальних показників ефективності ПЧД необхідно аналізувати обрані алгоритми з урахуванням ряду характерних обмежень:

- за складом і структурою АЕ і всієї АР;
- за наявністю впливу всередині самої АР;
- за впливом вибраних початкових умов;
- за швидкістю обчислювальних процедур та ін.

Впливу даних та інших обмежень присвячені наступні розділи монографії.

## 7 АНАЛІЗ ВПЛИВУ ОБМЕЖЕНЬ В ХОДІ РЕАЛІЗАЦІЇ МЕТОДІВ ПРОСТОРОВО-ЧАСОВОГО ДОСТУПУ

Характеристики ААР залежать не тільки від алгоритму управління, але і від параметрів власне антенної решітки: числа АЕ, характеристик спрямованості і поляризаційних характеристик АЕ, взаємного впливу АЕ, конфігурації решітки та ін. При цьому всі ці фактори різною мірою призводять до зниження реально досяжного ВСЗШ, а деякі можуть викликати також і зменшення швидкості збіжності процесу адаптації.

Погіршення реально досяжного ВСЗШ викликано тим, що під час створення «нуля» ДС для заглушення завади відбувається загальна зміна всієї ДС і, отже, зменшення підсилення корисного сигналу. Крім того, може мати місце так званий ефект «гратчастих нулів», коли під час заглушення завади виникає «нуль» ДС в іншому напрямку. Важливе значення для завдання ПЧД відіграє швидкість збіжності алгоритму ПЧОС, тому зростає роль початкових умов. Розглянемо більш докладно вплив різних обмежень [228,229].

### 7.1 Узагальнений аналіз залежності характеристик ААР від параметрів антенних пристроїв

За відсутності когерентності між корисним сигналом  $\vec{X}_c(t) = a(t)e^{-j(\omega_0 t + \varphi(t))} \vec{D}_c$  і завадою  $\vec{X}_{nv}(t) = a_v(t)e^{-j(\omega_0 t + \varphi_v(t))} \vec{D}_{nv}$  кореляційну матрицю вхідних сигналів можна записати у вигляді [183,227]:

$$R_{xx} = \sigma_{iii}^2 I + P_c \vec{V}_c^+ \vec{V}_c + \sum_{\gamma=1}^n P_\gamma \vec{V}_{n\gamma}^+ \vec{V}_{n\gamma}, \quad (7.1)$$

де  $\sigma_{iii}^2$  – потужність теплового шуму в смузі сигналу;  $P_c$  – потужність корисного сигналу;  $P_\gamma$  – потужність  $\gamma$ -ї завади від сусідньої АС.

Подамо фазові набіги  $\psi_i$  і  $\psi_{n\gamma}$  у вигляді:

$$\psi_i = \vec{k}_c \times \vec{r}_i, \quad (7.2)$$

$$\psi_{ni} = \vec{k}_{ni} \times \vec{r}_i, \quad (7.3)$$

де  $\vec{k}_c$  – вектор хвильового фронту сигналу,  $\vec{r}_i$  – вектор координат  $i$ -го АЕ.

В цьому випадку для вихідного ВСЗШ доцільний вираз [206]:

$$\eta = P_c \vec{V}_c P_{nm}^{-1} \vec{V}_c^+. \quad (7.4)$$

Очевидно, що оскільки масштабування ВВК не змінює значення ВСЗШ, то вираз (7.4) справедливий і для критерію МВСЗ. Тому для зменшення викладок обмежимося розглядом критерію МСКВ.

Неважко довести, що для випадку впливу однієї завади (1-го сигналу заважає АС) для оптимального значення ВВК справедливий вираз [183]:

$$\vec{W}_{onm} = k \left\{ \vec{V}_c^+ - \frac{P_1 \vec{V}_c \vec{V}_1^+}{\sigma_{mi}^2 + P_1 \vec{V}_1 \vec{V}_1^+} \vec{V}_1^+ \right\}. \quad (7.5)$$

Використовуючи позначення  $\vec{V}_i \vec{V}_j^+ = \rho_{ij}$ , отримаємо

$$\vec{W}_{onm} = k \left\{ \vec{V}_c^+ - \frac{P_1 \rho_{c1}}{\sigma_{mi}^2 + P_1 \rho_{11}} \vec{V}_1^+ \right\}. \quad (7.6)$$

З урахуванням виразів (7.4) і (7.6) вираз для висхідного ВСЗШ

$$\eta = \frac{P_c \rho_{cc}}{\sigma_{mi}^2} \left\{ 1 - \frac{P_1 |\rho_{c1}|^2}{(\sigma_{mi}^2 + P_1 \rho_{11}) \rho_{cc}} \right\}. \quad (7.7)$$

Величина  $\rho_{1c}$  є скалярним добутком векторів  $\vec{V}_c$  та  $\vec{V}_1$  її абсолютне значення можна виразити співвідношенням

$$|\rho_{1c}| = |\vec{V}_1| |\vec{V}_c| \cos \gamma = \sqrt{\rho_{11}} \sqrt{\rho_{cc}} \cos \gamma, \quad (7.8)$$

де  $\gamma$  – узагальнений кут між  $\vec{V}_c$  і  $\vec{V}_1$  у комплексному векторному просторі. (У виразі (7.8) використано позначення  $|\vec{V}_1| = \sqrt{\vec{V}_1 \vec{V}_1^+} = \sqrt{\rho_{11}}$ ,  $|\vec{V}_c| = \sqrt{\vec{V}_c \vec{V}_c^+} = \sqrt{\rho_{cc}}$ ).

Введемо позначення нормованого коефіцієнта просторової кореляції (КПК) між напрямними векторами сигналу  $V_c$  і завади  $V_n$ . Очевидно, КПК однозначно визначається через  $\cos \gamma$ :

$$\alpha_{ij} = \frac{\vec{V}_i \vec{V}_j}{|\vec{V}_i| |\vec{V}_j|} = \frac{\rho_{ij}}{\sqrt{\rho_{ij}} \sqrt{\rho_{jj}}}, \quad i, j = C \text{ або } 1, 2, \dots, n. \quad (7.9)$$

Тоді вираз для висхідного ВСЗШ можна подати у вигляді

$$\eta = \frac{P_{\Sigma c}}{\sigma_{ui}^2} \left\{ 1 - \frac{P_{\Sigma \Sigma}}{\sigma_m^2 + P_{n\Sigma}} |\alpha_{1c}|^2 \right\}, \quad (7.10)$$

$$\text{де } P_{\Sigma c} = P_c \sum_{i=1}^m |A_c^i|^2. \quad (7.11)$$

$$P_{\Sigma c} = P_1 \sum_{i=1}^m |A_{n1}^i|^2, \quad (7.12)$$

де  $A_c^i = \vec{E}_i(\theta, \Psi_c) \vec{\varepsilon}_c A_c^i$  ;  $A_{nv}^i = \vec{E}_i(\theta_v, \Psi_v) \vec{\varepsilon}_v$  ;  $\vec{E}_i(\theta, \Psi_c)$  – векторна характеристика спрямованості  $i$ -го АЕ за параметром напруженості електричного поля;

$\vec{\varepsilon}_c$  – одиничний вектор поляризації хвилі, що надійшла.

Використовуючи вираз (7.10) оцінимо нижнє і верхнє значення ВСЗШ. Очевидно, що максимальне значення ВСЗШ має вигляд

$$\eta_{\max} = \frac{P_{\Sigma c}}{\sigma_{mi}^2}. \quad (7.13)$$

Максимальна ВСЗШ досягається тоді, коли завада пригнічена до нуля і КПК  $\alpha_{1c} = 0$ . З виразу (7.13) видно, що максимальне ВСЗШ не залежить від місцезнаходження АЕ та джерела завад, а визначається ХС АЕ і поляризацією корисного сигналу. В цих умовах оптимальний ВВК має вигляд

$$\vec{W}_{opt} = k\vec{V}_c^+ . \quad (7.14)$$

Отже, якщо всі  $A_c^i$  однакові (АЕ ідентичні й однаково орієнтовані) корисний сигнал на виходах усіх АЕ знаходиться в фазі й когерентно підсумовується, як у звичайній ФАР. У разі, коли  $A_c^i$  різні, ВСЗШ знижується, незважаючи на те, що корисний сигнал заздалегідь підсумовується когерентно. Відмінність значень може виявитися результатом впливів навколишнього оточення (щогли, покрівлі та ін).

Для оцінки нижнього значення ВСЗШ припустимо, що рівень сигналу перевищує АС на вході ААР значно більше потужності теплового шуму

$$P_{n\Sigma} \gg \sigma_u^2 . \quad (7.15)$$

У цьому випадку вираз (7.10) спрощується і набуває вигляду

$$\eta \approx \frac{P_{\Sigma c}}{\sigma_{mi}^2} \{1 - |\alpha_{1c}|^2\} . \quad (7.16)$$

З виразу (7.16) випливає, що ВСЗШ на виході ААР залежить тільки від  $\eta_{max}$  і  $|\alpha_{1s}|$  і не залежить від потужності завад. При цьому рівняння (7.16) визначає нижнє значення ВСЗШ. Використовуючи вираз (7.13), (7.16) отримаємо

$$\frac{P_{\Sigma c}}{\sigma_u^2} \{1 - |\alpha_{1c}|^2\} < \eta \leq \frac{P_{\Sigma c}}{\sigma_u^2} . \quad (7.17)$$

Залежності нормалізованого значення ВСЗШ на  $|\alpha_{1c}|$  показані на рис.7.1

(Нормалізоване значення ВСЗШ  $h_n = \frac{h}{h_{\max}}$  змінюється в межах  $([1 \div 1 - |\alpha_{1c}|^2])$ ).

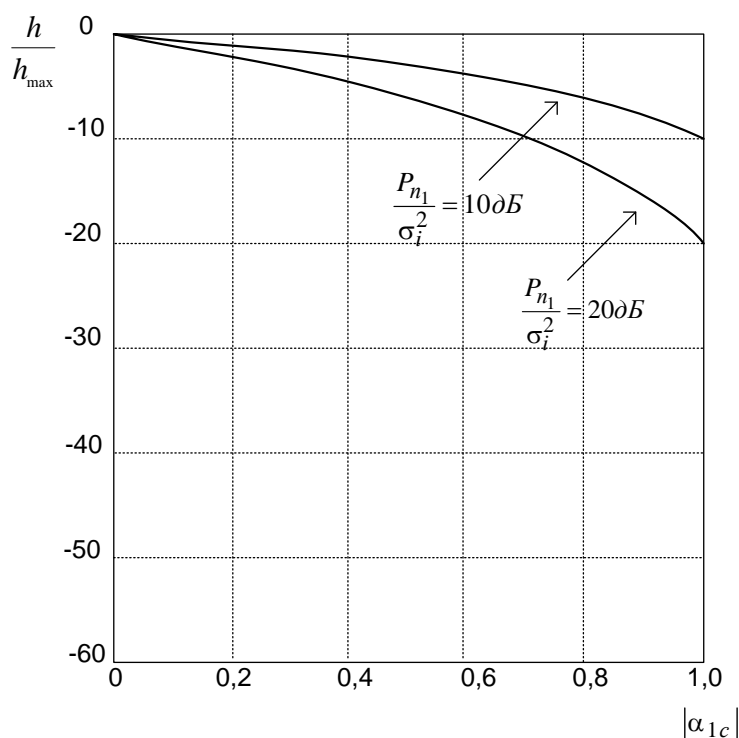


Рисунок 7.1 – Графік зниження залежності ВСЗШ від коефіцієнта просторової кореляції

З аналізу залежностей (рис.7.1) випливає, що за малих значень  $\frac{P_{n\Sigma}}{\sigma_{ui}^2}$  ВСЗШ у загальному вигляді наближається до верхньої межі, а за великих значень  $\frac{P_{n\Sigma}}{\sigma_{ui}^2}$  – до нижньої. Разом із тим  $|\alpha_{1c}| \ll 1$ , незалежно від значення  $\frac{P_{n\Sigma}}{\sigma_{ui}^2}$  ВСЗШ завжди наближається до верхньої межі. Отже, зменшуючи значення КПК  $|\alpha_{1c}|$ , можна значно поліпшити характеристики ААР у сталому режимі.

Підхід до оцінки характеристик ААР на основі використання коефіцієнтів просторової кореляції можна використовувати і за наявності двох і більше завад [230–232]. Однак, при цьому, як КПК виступає узагальнений кут між  $\vec{V}_c$  і гіперплощиною, утвореною векторами  $\vec{V}_{n1}, \vec{V}_{n2}, \dots, \vec{V}_{nm}$ .

Зазначимо, що в загальному випадку КПК залежать від таких факторів [228]:

- кута приходу корисного сигналу;
- кута приходу завади;
- розташування АЕ в решітці;
- орієнтації АЕ;
- характеристик спрямованості АЕ;
- поляризації корисного сигналу;
- поляризації завад.

Очевидно, що в ході побудови АР для зменшення КПК необхідно належним чином підбирати конфігурацію решітки, тип і орієнтацію АЕ.

Необхідно зазначити, що КПК впливають не тільки на вихідне ВСЗШ, але в ряді випадків і на швидкість збіжності процесу адаптації. Останнє твердження належить до алгоритмів управління ААР, що синхронізуються на основі градієнтного методу. Це викликано тим, що швидкість збіжності алгоритмів, заснованих на градієнтному методі, залежить від обумовленості (відношення найбільшого власного значення до найменшого) матриці Гессе (кореляційної матриці вхідних сигналів). Обумовленість кореляційної матриці, в свою чергу, залежить від КПК.

Наприклад, можна показати, що у випадку, коли на вхід  $N$  – елементної ААР впливають корисний сигнал і одна потужна завада, власні значення кореляційної матриці мають вигляд [206].

$$\left. \begin{aligned} \lambda_1 &= \sigma_u^2 + \frac{1}{2}(P_{c\Sigma} + P_{n\Sigma}) + \frac{1}{2}\sqrt{(P_{c\Sigma} - P_{n\Sigma})^2 + 4P_{c\Sigma}P_{n\Sigma}|\alpha_{1c}|^2} \\ \lambda_2 &= \sigma_u^2 + \frac{1}{2}(P_{c\Sigma} + P_{n\Sigma}) - \frac{1}{2}\sqrt{(P_{c\Sigma} - P_{n\Sigma})^2 + 4P_{c\Sigma}P_{n\Sigma}|\alpha_{1c}|^2} \\ \lambda_i &= \sigma_u^2, i = 3, \dots, N \end{aligned} \right\}. \quad (7.18)$$

Тоді, якщо  $|\alpha_{1c}| = 1$ , маємо



$$\left. \begin{aligned} \lambda_1 &= \sigma_{uu}^2 + P_{c\Sigma} + P_{n\Sigma} \\ \lambda_2 &= \sigma_{uu}^2 \end{aligned} \right\}. \quad (7.19)$$

У свою чергу, коли  $|\alpha_{1c}| = 0$ , отримаємо

$$\left. \begin{aligned} \lambda_1 &= \sigma_{uu}^2 + P_{n\Sigma} \\ \lambda_2 &= \sigma_{uu}^2 + P_c \end{aligned} \right\}. \quad (7.20)$$

Отже, коли  $P_c \gg \sigma_m^2$ , швидкість збіжності процесу адаптації при  $|\alpha_{1c}| = 0$  виявляється істотно вищою, ніж під час  $|\alpha_{1c}| = 1$  виконання рівності

$$\vec{V}_1 = c\vec{V}_c, \quad (7.21)$$

де  $c$  – комплексний скаляр. У свою чергу (7.21) задовольняється під час виконання таких умов [233]

$$\left. \begin{aligned} |A_c^i| &= C_1 |A_{n1}^i| \\ \left( \arctg\left(\frac{\operatorname{Im}\{A_c^i\}}{\operatorname{Re}\{A_c^i\}}\right) - \arctg\left(\frac{\operatorname{Im}\{A_{n1}^i\}}{\operatorname{Re}\{A_{n1}^i\}}\right) - (\bar{k}_c - \bar{k}_{n1})r_i \right) &= 2\pi C_2 \\ i &= 1, \dots, N \end{aligned} \right\}. \quad (7.22)$$

де  $C_1$  і  $C_2$  – дійсні константи.

Умови (7.22) відповідно означають:

1. Відношення між коефіцієнтами підсилення сигналу і завади мають бути однаково для всіх АЕ.

2. Різниця фаз між сигналом і завадою, обумовлена місцезнаходженням елемента, а також відмінностями між фазовими  $A_c^i$  і  $A_{n1}^i$ , має бути визначена з

точністю до  $2\pi$  (вимога про площину фазового фронту корисного сигналу та завад).

Розглянемо більш докладно вплив окремих факторів, що визначають ефективність ПЧОС і отримаємо більш конкретні кількісні дані.

## 7.2 Аналіз ефективності методів ПЧД з урахуванням реальної ширини спектра прийнятих сигналів

Відомо, що алгоритми адаптивної просторової обробки сигналів (АПЧОС), синтезовані за різними критеріями, що передбачає наявність апіорної інформації в ході монохроматичного сигналу, з точністю до постійного множника сходяться до розв'язання рівняння Вінера-Хопфа [183].

Проведемо порівняльну оцінку потенційних характеристик алгоритмів АПЧОС для випадку реальних (з ненульовою шириною спектра) сигналів і завад. В ході вирішення цієї задачі обмежимося двома найбільш характерними критеріями: (мінімумом середньоквадратичного відхилення прийнятого сигналу від опорного (МСКВ) і максимумом вихідного відношення потужності корисного сигналу до суми потужностей завад і шумів (МВСЗШ). Для цих критеріїв оптимальні розв'язання мають вигляд

$$\vec{W}|_{МСКВ} = R_{xx}^{-1} \vec{R}_{xr}, \quad (7.23)$$

$$\vec{W}|_{МВСЗШ} = \beta R_{III}^{-1} \vec{V}_y, \quad (7.24)$$

де  $\vec{W}$  – вектор вагових коефіцієнтів (ВВК), що визначає амплітудно-фазовий розподіл струмів на виходах елементів-АР;

$R_{xx} = R_{ss} + R_{nn}$  – кореляційна матриця сигналу, завад і шуму;

$R_{ss} = E\{\vec{S}(t)\vec{S}(t)^+\}$  – кореляційна матриця сигналу;

$R_{III} = E\{\vec{P}(t)\vec{P}(t)^+\} + \sigma_u^2 I$  – кореляційна матриця завад і теплового шуму;

$\vec{R}_{xr} = E\{\vec{X}(t)r(t)^*\}$  – вектор взаємної кореляції вхідного  $\vec{X}(t) = \vec{S}(t) + \vec{P}(t)$  і опорного  $r(t)$  сигналів;

$\vec{V}_y$  – вектор керування;

$\beta$  – коефіцієнт нормування;

$\vec{S}(t)$  – вектор сигналів на входах антенних елементів (АЕ);

$\vec{P}(t)$  – вектор завад на входах АЕ;

$\sigma_u^2$  – дисперсія теплового шуму;

$I$  – одинична матриця;

$E\{\bullet\}, *, \mp$  – знаки математичного очікування, комплексного і ермітового сполучення відповідно.

В монохроматичному наближенні вектори  $\vec{S}(t), \vec{P}(t)$  можна подати у вигляді

$$\vec{S}(t) = \dot{s}(t)\vec{V}_c, \quad (7.25)$$

$$\vec{P}(t) = \dot{p}(t)\vec{V}_n, \quad (7.26)$$

де  $\dot{s}(t) = \dot{S}(t)e^{i\omega_0 t}$ ;  $\dot{p} = \dot{P}(t)e^{i\omega_0 t}$ ;  $\dot{S}(t); \dot{P}(t)$  – комплексні оригінальні сигналу і завади;

$\omega_0$  – робоча частота;

$\vec{V}_c^T = [1, e^{i\Phi_{c1}} \dots e^{i\Phi_{cN-1}}]$ ;  $\vec{V}_n^T = [1, e^{i\Phi_{n1}} \dots e^{i\Phi_{nN-1}}]$ ;  $\phi_{cj}, \phi_{nj}$  – фазові зрушення сигналу і

завади, обумовлені різницею ходу (запізненням) між першим і  $j+1$  АЕ;

$^T$  – знак транспонування.

Використовуючи (7.25), (7.26), можна отримати такі вирази для кореляційних матриць сигналу і завади:

$$R_{cc} = E\{\vec{S}(t)\vec{S}(t)^+\} = P_c \begin{vmatrix} 1 & e^{-i\phi_{c1}} & \dots & e^{-i\phi_{cN-1}} \\ e^{-i\phi_{c1}} & 1 & \dots & e^{-i\phi_{cN-2}} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ e^{-i\phi_{cN-1}} & e^{-i\phi_{cN-2}} & \dots & 1 \end{vmatrix}, \quad (7.27)$$

$$R_{nn} = E\{\vec{P}(t)\vec{P}(t)^+\} = P_n \begin{vmatrix} 1 & e^{-i\phi_{n1}} & \dots & e^{-i\phi_{nN-1}} \\ e^{-i\phi_{n1}} & 1 & \dots & e^{-i\phi_{nN-2}} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ e^{-i\phi_{nN-1}} & e^{-i\phi_{nN-2}} & \dots & 1 \end{vmatrix}. \quad (7.28)$$

де  $P_c = E\{\dot{S}(t)\dot{S}(t)^*\}$ ,  $P_n = E\{\dot{P}(t)\dot{P}(t)^*\}$  – потужності сигналу і завад.

Аналогічно для вектора  $\vec{R}_{xr}$  можна записати

$$\vec{R}_{xr} = E\{\vec{X}(t)r(t)^*\} = P_c \vec{V}_c, \quad (7.29)$$

(тут враховано взаємну некорельованість сигналу, завади і шуму і покладаючи  $r(t) = s(t)$ ).

З урахуванням обліку міжелементної декореляції комплексних огинаючих складові векторів  $\vec{S}(t)$ ,  $\vec{P}(t)$  набувають вигляду

$$\dot{S}_j(t) = \dot{S}_j(t) e^{i\omega_0 t} e^{j\phi_{c_j}}, \quad (7.30)$$

$$\dot{P}_j(t) = \dot{P}_j(t) e^{i\omega_0 t} e^{j\phi_{n_j}}. \quad (7.31)$$

де  $\dot{S}_j(t)$ ,  $\dot{P}_j(t)$  – комплексні огинальні сигналу завади на виході  $j$ -го АЕ.

Враховуючи вирази (7.30), (7.31), кореляційні матриці  $R_{cc}$  і  $R_{nn}$  подамо у вигляді

$$R_{cc} = P_c \begin{vmatrix} 1 & \rho_{c1} e^{-i\phi_{c1}} & \dots & \rho_{cN-1} e^{-i\phi_{cN-1}} \\ \rho_{c1} e^{-i\phi_{c1}} & 1 & \dots & \rho_{cN-2} e^{-i\phi_{cN-2}} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \rho_{cN-1} e^{-i\phi_{cN-1}} & \rho_{cN-2} e^{-i\phi_{cN-2}} & \dots & 1 \end{vmatrix}, \quad (7.32)$$

$$R_{nn} = P_n \begin{vmatrix} 1 & \rho_{n1} e^{-i\phi_{n1}} & \dots & \rho_{nN-1} e^{-i\phi_{nN-1}} \\ \rho_{n1} e^{-i\phi_{n1}} & 1 & \dots & \rho_{nN-2} e^{-i\phi_{nN-2}} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \rho_{nN-1} e^{-i\phi_{nN-1}} & \rho_{nN-2} e^{-i\phi_{nN-2}} & \dots & 1 \end{vmatrix}, \quad (7.33)$$

де  $\rho_{cj}$ ,  $\rho_{nj}$  – нормовані коефіцієнти взаємної кореляції комплексних оригінальних сигналу і завади на виходах 1-го і  $j+1$ -го АЕ.

Значення  $\rho_{cj}(\rho_{nj})$  залежать від ширини і форми спектра сигналу (завади). Наприклад, у разі, коли оригінальна спектра сигналу апроксимується гауссівською кривою, ця залежність має вигляд:

$$\rho_j = e^{-\frac{(\Delta\omega\tau_j)^2}{4\pi}}, \quad (7.34)$$

де  $\Delta\omega$  – ширина спектра;

$\tau_j$  – груповий час запізнювання.

З аналізованої структури кореляційних матриць (7.27), (7.28), (7.32), (7.33), можна визначити, що в монохроматичному наближенні

$$\vec{W}|_{MCKB} \neq \vec{W}|_{MBC3II}.$$

Оцінимо відмінності векторів  $\vec{W}|_{MCKB}$  і  $\vec{W}|_{MBC3II}$ . Обмежимося випадком двоелементної АР і, підставляючи (7.32) (7.33) у вирази (7.23) і (7.24), отримаємо

$$\bar{W}\Big|_{MCKB} = \left| \frac{1 + \frac{P_c + \sigma_{ш}^2}{P_{\Pi}} - \rho^2 \left( \frac{P_c}{P_n} + e^{i(\phi_c - \phi_n)} \right)}{\rho \left( e^{i\phi_c} + e^{i\phi_c} \left( \frac{P_c + \sigma_{ш}^2}{P_n} \right) - e^{i\phi_n} - \frac{P_c}{P_{\Pi}} \right)} \right|, \quad (7.35)$$

$$\bar{W}\Big|_{MBC3Ш} = \left| \frac{1 + \frac{\sigma_{ш}^2}{P_{\Pi}} - \rho e^{i(\phi_c - \phi_n)}}{\frac{\sigma_{ш}^2}{P_n} e^{i\phi_c} + e^{i\phi_c} - \rho e^{i\phi_n}} \right|, \quad (7.36)$$

де  $\rho_c = \rho_n = \rho$ ;  $\phi_{c1} = \phi_c$ ;  $\phi_{n1} = \phi_n$ .

Результати розрахунків залежності вихідного відношення потужності корисного сигналу до суми потужностей завади і шуму (BC3Ш) від величини  $\rho$ , наведені на рис.7.2 (криві 1, 3 – вираз (7.35), криві 2, 4 – вираз (7.36)).

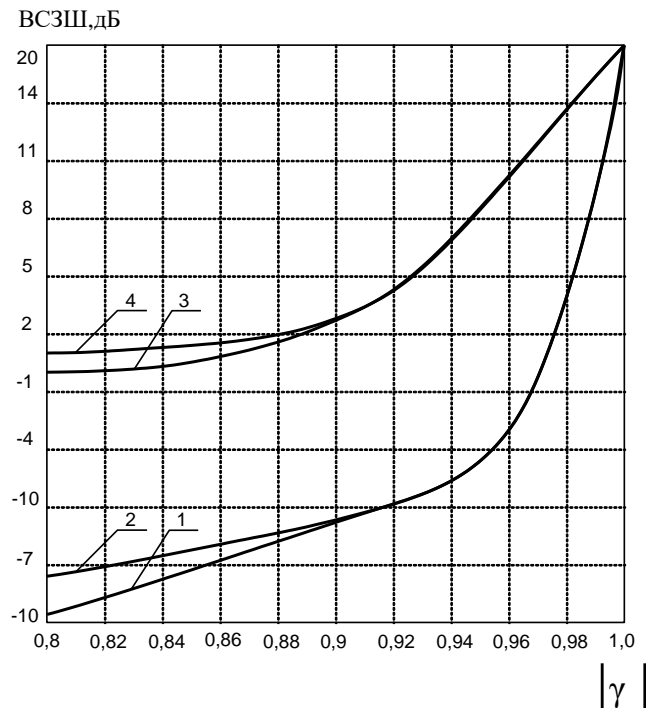


Рисунок 7.2 – Графіки залежності BC3Ш від величини КПК

Під час виконання розрахунків використано такі вихідні дані:

$$\phi_c = 0; \phi_n = \pi \sin 15^\circ = 0,812; 101g \frac{P_n}{P_c} = 20 \text{ дБ.}$$

$$101g \frac{P_n}{P_c} = 10 \text{ дБ (криві 1, 2); } 101g \frac{P_n}{P_c} = 3 \text{ дБ (криві 3, 4).}$$

Таким чином, врахована можливість перевищення сигналу заважає АС ( $P_s / P_n$ ) відповідно в 10 разів (криві 1,2) і в 2 рази (криві 3,4).

Аналіз графіків показує, що з розширенням спектра сигналів і завад ВСЗШ знижується практично до нуля. З реальною широкосмуговістю в системах мобільного зв'язку  $\Delta\omega / \omega_0 = (0,001 \div 0,05)$  це зниження становитиме від 3 до 6 дБ. При цьому алгоритми, синтезовані за критерієм МВСЗШ, менш чутливі до параметрів широкосмуговості, ніж алгоритми, синтезовані за критерієм МСКВ.

### 7.3 Аналіз впливу багатопроменевості сигналів на якість ПЧД

Незважаючи на відносно короткі лінії радіозв'язку в мобільних системах, прийняті сигнали відзначаються значними завмираннями. Причинами завмирань є багатопроменевий характер поширення радіохвиль. У розділі 2 були розглянуті рекомендації щодо мінімізації результатів багатопроменевості з використанням еквалізації. Разом із тим, залишкові явища все ж присутні і, отже, доцільно провести аналіз впливів багатопроменевості на якість ПЧОС на ПЧД.

Зазначимо, що у відомій літературі [235–238] прийнято вважати статистику завмирань в мобільних системах релеївською. Визначено, що релеївський розподіл амплітуди прийнятих сигналів призводить до найбільш важких умов прийому, коли повністю відсутня постійна складова квадратурних компонент випадкової амплітуди. Беручи версію релеївських завмирань, тим самим слід розраховувати на незадовільний результат. Розглянемо більш реалістичну ситуацію з розподілом випадкової амплітуди за законом Райса:

$$P(x) = \frac{x}{\sigma_x^2} \exp\left(-\frac{x^2 + m_x}{2\sigma_x^2}\right) I_0\left(\frac{m_x x}{\sigma_x^2}\right), \quad (7.37)$$

$I_0$  – модифікована функція Бесселя 1-го роду нульового порядку;

$x = A(t) = \sqrt{A_s^2(t) + A_c^2(t)}$ ,  $A_c, A_s$  – відповідно косинусний та синусний квадратури.

Для Райсівського розподілення характерна наявність регулярної складової (ненульове середнє значення) квадратур  $A_c, A_s$ :  $m_c = m_s \neq 0$ .

Відомо також, що із збільшенням регулярної складової якість прийому поліпшується, зростає достовірність.

Розглянемо вплив багатопроменевості і розсіювання радіохвиль на ефективність процедур АПЧОС, синтезованих за критеріями МСКВ, МВСЗ і МВМ. Розмір еквівалентної апертури АР, розміщеної на щоглі БС, зазвичай невеликий (до 10–15 довжин хвиль), тому для оцінки впливу багатопроменевості на ефективність алгоритмів АПЧОС скористаємося поданням прийнятих сигналів у вигляді суми регулярної та флуктуаційної складових.

Сигнали, що складаються з суми регулярної та флуктуаційної компонент, носять назву частково когерентних, при цьому ступінь когерентності визначається:

$$K_p = \frac{P_m}{\sigma_x^2} = 1 / K_\phi. \quad (7.38)$$

Для кількісної характеристики ефектів розсіювання використовуємо величину  $K_{\phi n} = \frac{P_{\phi n}}{P_p}$ , що становить відношення потужностей флуктуаційної і регулярної складових прийнятих сигналів. Для моделювання явища зниження просторової когерентності прийнятих сигналів використовуємо припущення, що сигнали і завади подаються у вигляді суми регулярних та флуктуаційних складових за різних значень  $K_{\phi n}$  і різного ступеня просторової когерентності флуктуаційних компонент.



Під час аналізу багатопроменевості, обумовленої особливостями поширення радіохвиль і перевідбиття від різних навколишніх предметів, розглянемо дві граничні ситуації:

– сигнали, що прийшли з сусідніх променів, когерентні (така ситуація характерна для вузькосмугових у просторово-часовому сенсі сигналів і завад, і може бути як наслідком багатопроменевості, так і результатом наявності перевідбиття корисного сигналу);

– сигнали, що прийшли з сусідніх променів, некогерентні (такий випадок може мати місце в ході використання широкосмугових сигналів (ШПС) і досить велика різниця ходу сусідніх променів).

Наприклад, якщо тривалість імпульсу псевдовипадкової послідовності (ПВП), що використовується для розширення спектра сигналу  $t_u = 200$  нс, то зазначений ефект спостерігається при різниці ходу променів 60 і більше метрів, що практично не зустрічається відбиття від навколишніх предметів у мобільних системах зв'язку.

Некогерентна багатопроменевість еквівалентна наявності додаткових (некорельованих із корисним сигналом) завад і призводить до необхідності використання для їхнього заглушення додаткових ступенів свободи ААР. Потужності інтерферуючих променів можуть бути співмірними, так і істотно відрізнятися в той чи інший бік [239–240].

Для опису зазначених варіантів багатопроменевості використано модель вхідних сигналів у вигляді ( $X$ ), а кількісну оцінку впливу розсіювання і багатопроменевості на ефективність ААР, що реалізує алгоритми, синтезовані за критеріями МСКВ, МВСЗ та МВМ, отримаємо шляхом імітаційного моделювання на ЕОМ.

Використовуємо алгоритми, що реалізують критерії МСКВ, МВСЗ і МВМ на основі градієнтного методу.

Для більшої спільності результатів і зіставлення їх з відомими розглянемо такі алгоритми, що реалізують критерій МСКВ на основі рішення рівняння

Вінера-Хопфа шляхом безпосереднього обертання вибіркової кореляційної матриці (алгоритм БЗМ МСКВ) і на основі методу фільтрації Калмана-Б'юсі (алгоритм КБ).

Для досліджень використовуємо імітаційну модель чотириелементної лінійної еквідистантної АР з ізотропними і автономними АЕ, розосередженими в просторі на  $d_i = \frac{\lambda_c}{2}$  ( $\lambda_c$  – довжина хвилі корисного сигналу), а сигнально-завадова обстановка характеризувалася такими параметрами: кут приходу корисного сигналу, відносно нормалі до лінії розташування АЕ  $\theta_c = 0^\circ$ , кут приходу завади  $\theta_n = 20^\circ$ , відношення потужностей сигналу і завади до потужності теплового шуму в тракці прийому корисного сигналу  $\frac{P_c}{\sigma_{ш}^2}$  і  $\frac{P_n}{\sigma_{ш}^2}$  відповідно дорівнюють 13 і 40 дБ.

Як початкове значення ВВК для алгоритму МСКВ, МВСЗ і МВМ обрано вектор, що визначає ізотропне ХС решітки.

Результати розрахунків залежності ВСЗШ ( $h$ ), на вході ААР, що реалізує алгоритми МСКВ, МВСЗ, МВМ, БЗМ та КБ від співвідношення потужностей флуктуаційної і регулярної складових ( $K_p$ ), показано на рис. 7.3 в припущенні, що флуктуаційну компоненту має лише завада, а корисний сигнал залишається регулярним.

Вплив флуктуації корисного сигналу на вихідний ВСЗШ наведено на рис.7.4. (при цьому флуктуаційні складові сигналів на виходах окремих АЕ виявилися повністю когерентними між собою). Позначення залежностей на рис. 7.3–7.4 наведено в табл.7.1.

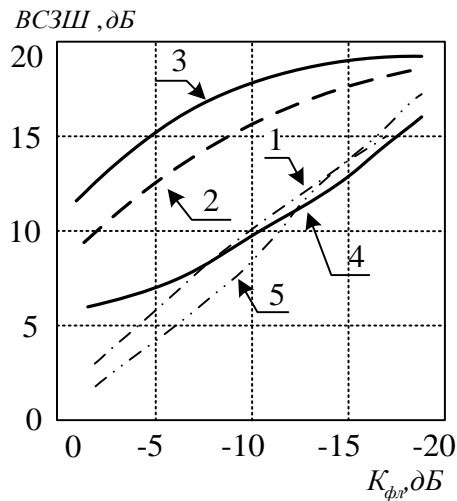


Рисунок 7.3 – Залежність BC3II від  $K_{\phi}$  завади

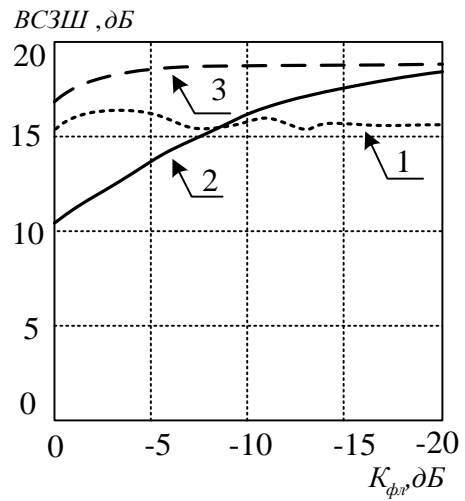


Рисунок 7.4 – Залежність BC3II від  $K_{\phi}$  сигналу

На рис.7.5–7.9 наведено результати розрахунку залежності вихідного BC3II від ступеня просторової когерентності завад (нормованого коефіцієнта взаємної кореляції сигналів з виходів сусідніх АЕ ( $K_{12}$ )) для алгоритмів МСКВ, КБ, БЗМ МСКВ, МВСЗ та МВМ, а на рис.7.10. побудована залежність вихідного BC3II ААР, що реалізує алгоритм БЗМ МСКВ з різним ступенем когерентності корисних сигналів і завад для випадку, коли порушення просторової когерентності моделювалося шляхом використання випадкових (корельованих між собою) початкових фаз сигналів (завад) на виходах АЕ). При цьому крива 1 відповідає випадку порушення просторової когерентності корисного сигналу, крива 2 – заваді.

Таблиця 7.1 – Позначення залежностей на рис. 7.3 –7.4

Номер рисунка	Номер залежності	Алгоритм	$K_{\phi}$	$K_{12}$
7.3	1	МСКВ	Змінна	1
	2	БЗМ МСКВ	-//-	-//-
	3	КБ	-//-	-//-
	4	МВСЗ	-//-	-//-
	5	МВМ	-//-	-//-
7.4	1	МВМ	Змінна	1
	2	БЗМ МСКВ	-//-	1
	3	БЗМ МСКВ	-//-	0

Графіки, позначені на рис.7.5–7.9 цифрами 1,2,3 отримано значення  $K_p$ , відповідно -20дБ; -6дБ; і -1,8 дБ).

З аналізу отриманих результатів випливає, що наявність випадкових флуктуацій компонент вхідних сигналів і завад завжди негативно позначається на ефективності АПЧОС і при цьому значно більше впливають випадкові флуктуації завад (залежно від рівня флуктуаційних складових втрати ефективності алгоритмів МСКВ та МВМ досягають 15 дБ).

Дещо менші втрати властиві алгоритмам МВСЗ і БЗМ МСКВ, а в разі алгоритму КБ при значенні  $K_p = 2$  дБ ВСЗШ знижується тільки на 7 дБ. Флуктуації корисного сигналу призводять до помітних впливів тільки під час використання алгоритмів, синтезованих за критерієм МСКВ. Але і для цих процедур навіть за однакових умов регулярної та флуктуаційної складових втрати не перевищують 6–7 дБ (рис.7.3). Причиною такого зменшення ефективності є відміна корисного сигналу від опорного.

Зменшення ступеня просторової когерентності завад призводить до значного зниження ефективності АПЧОС для всіх розглянутих алгоритмів. При цьому зміна  $K_{12}$  в діапазоні [1–0,3] призводить до зниження ВСЗШ на 20 дБ в алгоритмі МСКВ, 16–18 дБ в алгоритмах МВМ, МВСЗ і БЗМ МСКВ та 15–16 дБ в алгоритмі КБ. Таким чином, алгоритм КБ має кілька кращих характеристик порівняно з іншими як у разі наявності випадкових компонент, так і у випадку обробки частково когерентних завад. Що ж стосується корисного сигналу, то в разі його часткової когерентності такого зниження ефективності не відбувається, а спостерігається навіть певне поліпшення порівняно з випадком, коли випадкові складові сигналів на виходах окремих АЕ когерентні між собою. Даний ефект пояснюється тим, що порушення просторової когерентності може бути зведене до деякої невизначеності кутів приходу, наслідком якої є зменшення заглушення відповідних сигналів, тобто знижується заглушення як завади, так і корисного сигналу. Однак, виграш, який

виникає за рахунок зменшення заглушення корисного сигналу, здебільшого компенсується зменшенням його підсилення АР через некогерентне складання.

На рис.7.11 і 7.12 наведено результати дослідження алгоритму МСКВ для випадку, коли флуктуації здійснюються в тому ж масштабі часу, що і в алгоритмі КБ. Із зіставлення залежностей, поданих на рис.7.11, 7.12 з відповідними результатами для алгоритму КБ (рис.7.3 і 7.6), впливає, що дана ситуація ефективності алгоритмів приблизно однакова. Однак і для такого випадку алгоритм КБ більш доречний (прийнятний) для обробки частково когерентних сигналів (завад), оскільки його ефективність потенційно може бути покращена за рахунок використання матриці стану, ідентифікованої відповідно до матриці просторової когерентності сигналів з виходів АЕ.

Результати дослідження ефективності АПЧОС у разі наявності завад, когерентних із корисним сигналом, наведено на рис.7.13, а на рис.7.14 зображена діаграма спрямованості ААР, що реалізує алгоритм МВСЗ. При цьому криві 1, 2 і 4 на рис.7.13 відповідають алгоритмам МВСЗ, МВМ і МСКВ, початковий ВВК яких визначає ізотропну ХС решітки, а залежність 3 – алгоритму МСКВ для випадку, коли у вихідному стані АР сфазована на джерело корисного сигналу.

З аналізу отриманих залежностей впливає, що за наявності завад, когерентних з корисним сигналом, алгоритми МВСЗ і МВМ виявляються непридатними для виконання, оскільки вихідний корисний сигнал при цьому пригнічується до рівня шуму. Заглушення корисного сигналу можна пояснити виродженням кореляційної матриці вхідних сигналів, зокрема одне власне число належить одночасно як корисному сигналу, так і когерентній з ним заваді. Відомі з літератури [206] способи усунення зазначеного ефекту призводять до значного ускладнення ААР, тобто неефективні стосовно зв'язку. Таким чином, багатопроменевість відіграє помітну негативну роль, і це необхідно враховувати в ході синтезу алгоритмів.

Водночас, можливе зменшення рівня багатопроменевості, наприклад, за допомогою раціонального розміщення АЕ в межах апертури АР. Крім цього,

без ускладнення апаратури, наявності когерентних з сигналом завад можна уникнути за рахунок здійснення налаштування за відсутності корисного сигналу у вхідних реалізаціях, тобто під час "пауз" або у вільному частотному каналі ліній зв'язку зі стрибкоподібною зміною частоти.

До того ж, характеристиками алгоритму МСКВ за наявності когерентних завад, істотно відрізняються від МВСЗ або МВМ. Зокрема, ВСЗШ (заглушення корисного сигналу) залежить від початкового ВВК (орієнтації максимуму результатної ХП). При орієнтації максимуму ХС у напрямку на джерело корисного сигналу може бути досягнуто ВСЗШ тільки на 3–7 дБ менше, ніж за відсутності когерентних завад.

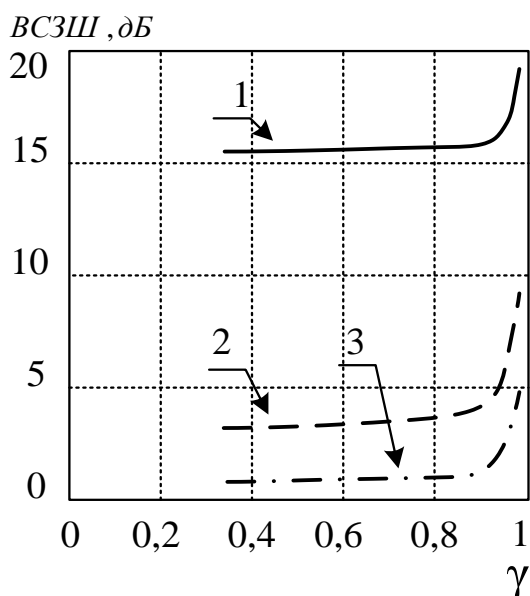


Рисунок 7.5 – Залежність ВСЗШ від  $\gamma$  завади (алгоритм МСКВ)

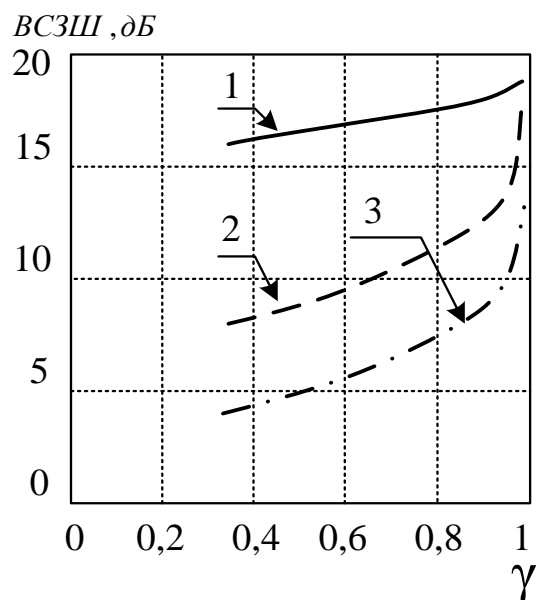


Рисунок 7.6 – Залежність ВСЗШ від  $\gamma$  сигналу (алгоритм Калмана-Б'юсі)

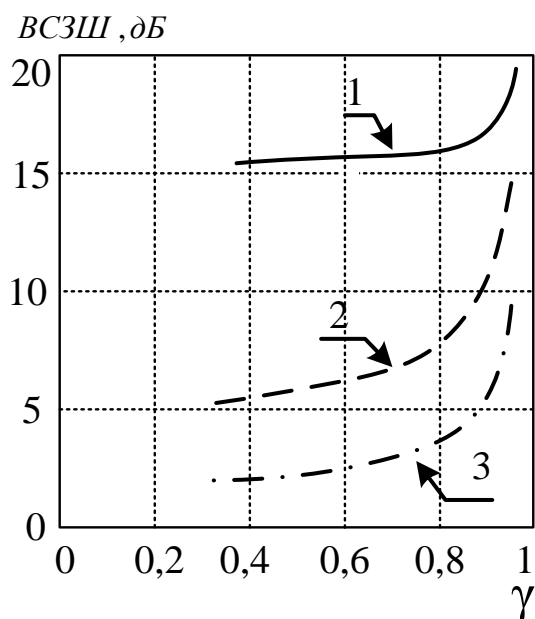


Рисунок 7.7 – Залежність ВСЗШ від  $\gamma$  завади (алгоритм БЗМ МСКВ)

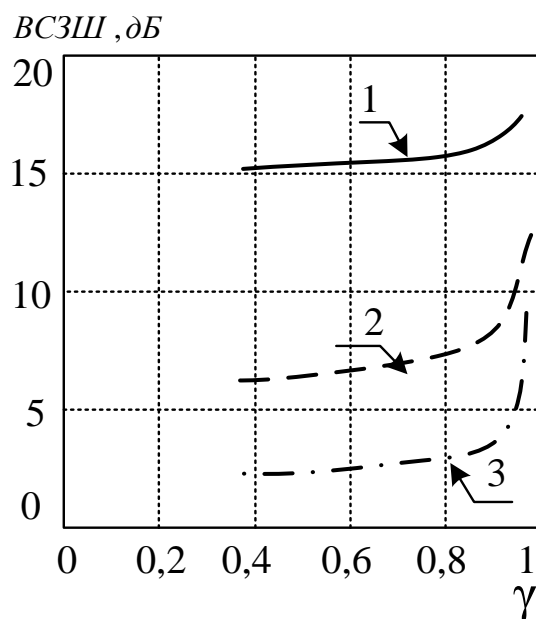


Рисунок 7.8 – Залежність ВСЗШ від  $\gamma$  сигналу (алгоритм МВСЗ)

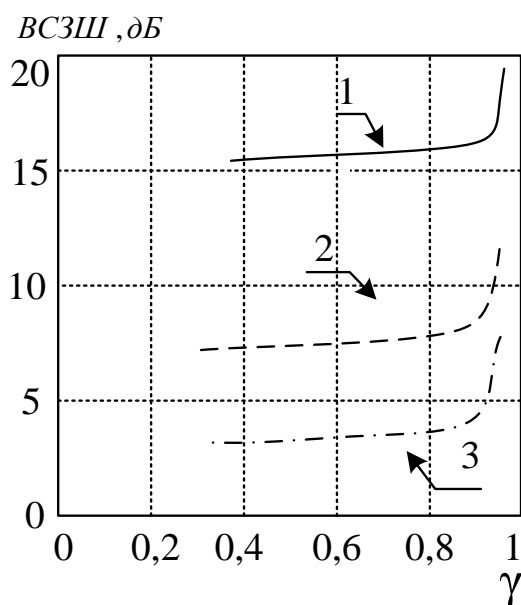


Рисунок 7.9 – Залежність ВСЗШ від  $\gamma$  завади (алгоритм МВМ)

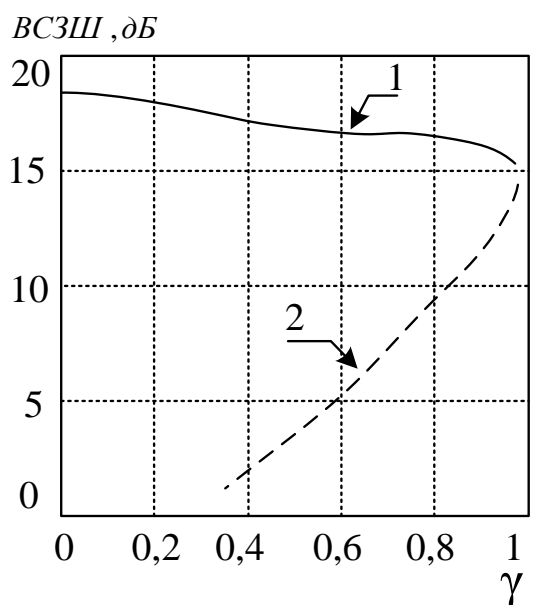


Рисунок 7.10 – Залежність ВСЗШ від  $\gamma$  сигналу, завади (алгоритм БЗМ МСКВ)

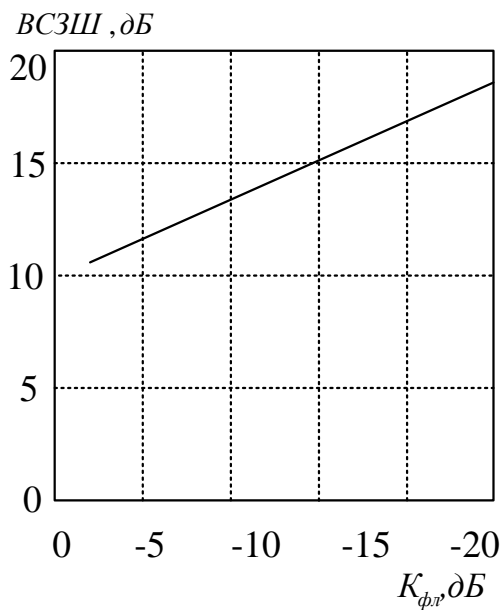


Рисунок 7.11 – Залежність  
ВСЗШ від  $K_{\phi}$  завади  
(алгоритм МВМ)

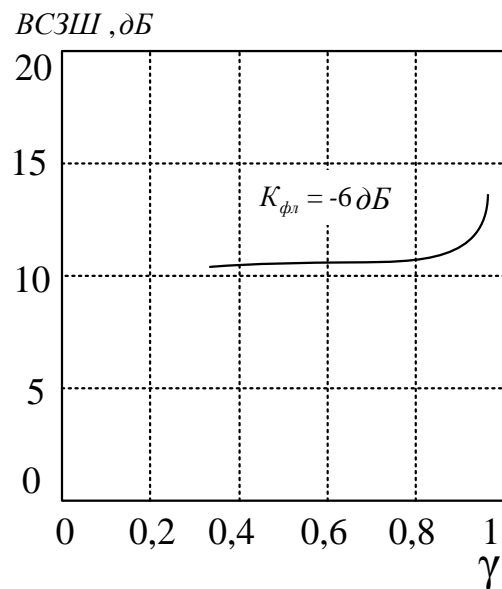


Рисунок 7.12 – Залежність  
ВСЗШ від  $\gamma$  сигналу, завади  
(алгоритм БЗМ МСКВ)

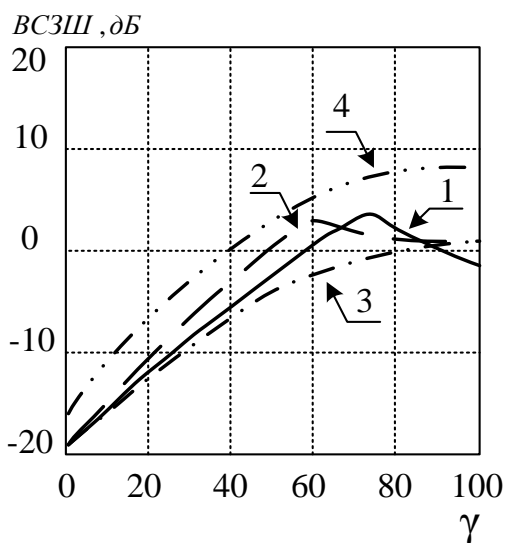


Рисунок 7.13 – Покрокові  
значення ВСЗШ за наявності  
завад, когерентних з  
корисним сигналом

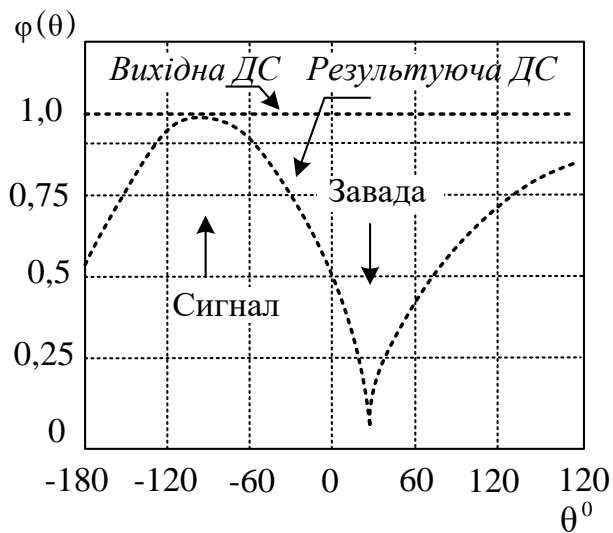


Рисунок 7.14 – Діаграми  
спрямованості АР

Таким чином, алгоритм МСКВ можна використовувати в умовах багатопроменевості з відомим напрямком приходу корисного сигналу.



## 7.4 Дослідження впливу початкових умов на ефективність задач ПЧД

З процесу вирішення багатьох розрахункових завдань відомо, що ефективність самого рішення (швидкість збіжності, залишкові помилки та ін.) багато в чому визначаються вдалим вибором початкових умов. У завданнях ПЧД швидкість збіжності алгоритму адаптації ААР відіграє принципову роль у тому сенсі, що всі процеси щодо організації ПЧД (виявлення сигналу виклику, визначення напрямку приходу, оцінка ВВК ААР, оцінка якості зв'язку та ін.) мають завершитися за мінімальний час, що передуює наданню самої послуги, запропонованої АС.

Найбільш важливим у задачі ПЧД обмеженням є вибір початкового значення ВВК ААР. Структурна схема алгоритму ПЧД сигналів АС для розв'язання цієї задачі наведена на рис.7.15.

На рис.7.15 не показано всі інші елементи алгоритму: виявитель, ідентифікатор та ін.

Для проведення аналізу впливу початкових умов скористаємося значеннями ВВК у сталому стані (при  $k \rightarrow \infty$ ) [183]:

$$W(k+1) = [I - \mu R_{xx}]^{k+1} W(0) + \mu \sum_{i=0}^k [I - \mu R_{xx}]^i R_{xc}, \quad (7.39)$$

де  $\mu$  – узагальнена крокова постійна;

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

За відсутності корисного сигналу цей вираз набуває вигляду:

$$W(k+1) = [I - \mu R_{nn}]^{k+1} W(0) + \mu \sum_{i=0}^k [I - \mu R_{nn}]^i N. \quad (7.40)$$

При правильному виборі крокової постійної інші сигнали в експонованих рівняннях наближаються до відповідних оптимальним ВВК, а норми нульових доданків дорівнюють нулям.

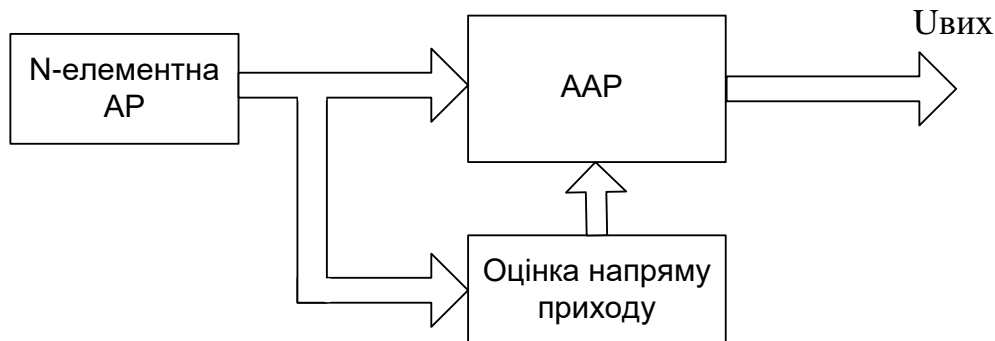


Рисунок 7.15 – Структура алгоритму просторово-часового доступу сигналів АС з попередніми визначеннями напрямку приходу

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  $R_{nn}$ . Справді, переходячи до систем координат, у яких  $R_{xx}$  та  $R_{nn}$  є діагональними, отримаємо

$$E\{\vec{W}(k+1)\} = Q^{-1}[I - \mu\Lambda]^{k+1} Q\vec{W}_{(0)} + \mu Q^{-1} \sum_{i=0}^k [I - \mu\Lambda]^i Q\vec{R}_{xc}, \quad (7.41)$$

$$E\{\vec{W}(k+1)\} = Q_1^{-1}[I - \mu\Lambda_1]^{k+1} Q_1\vec{W}_{(0)} + \mu Q_1^{-2} \sum_{i=0}^k [I - \mu\Lambda_1]^i Q_1\vec{H}, \quad (7.42)$$

де  $Q, Q_1$  – матриці перетворення координат, стовпцями яких є власні вектори  $R_{xx}$  і  $R_{nn}$ , а  $\Lambda, \Lambda_1$  – діагональні матриці, елементами яких є власні числа  $R_{xx}$  і  $R_{nn}$ . Однак відомо, [241–244], що згадана вище збіжність («сильна» збіжність), яка визначається з умов близькості налаштовуваного вектора до оптимального за нормою

$$\|\vec{W}(k) - \vec{W}_{opt}\| \rightarrow 0, \quad (7.43)$$

не є необхідною для початкової ділянки налаштування при правильно вибраному  $\vec{W}_0$ . Тому можна виділити дві основні характеристики збіжності – заглушення завад (I) в сенсі близькості настроюваного ВВК. Очевидно, що збіжність залежить як від вибору  $\vec{W}_0$ , так і поточної заводої ситуації і визначається найменшим власним числом кореляційної матриці вхідних сигналів, що задовольняє умову

$$\lambda_n > \lambda_{\min} = \sigma_{mi}^2. \quad (7.44)$$

Збіжність визначається виконанням умови (7.43) і залежить від  $\lambda_{\min}$  (тобто вона залежить тільки від  $\vec{W}_0$ ). Отже, виходячи з умови (7.43) та на виконання вимоги максимізації ВСЗШ, отримаємо, що для досягнення найбільшої швидкості збіжності в сенсі близькості настроюваного ВВК до оптимального, початковий ВВК необхідно вибирати погодженим з корисним сигналом, тобто  $\vec{W}_0$  має забезпечувати орієнтацію максимуму ХС у напрямку приходу корисного сигналу. Вважаючи, що корисний сигнал визначається виразом  $x(k) = x_c(k) + x_n(k) + x_u(k)$ , отримаємо, що початковий ВВК має вигляд

$$\vec{W}_0 = k_n \vec{V}_c^*, \quad (7.45)$$

де  $k_n$  – постійний коефіцієнт;

$V_c^T = [1, e^{i\varphi_{c1}}, e^{i\varphi_{c2}}, \dots, e^{i\varphi_{c(N-1)}}]$  – вектор напрямку.

Очевидно, вектор напрямку  $V_c^T$  може бути відомий заздалегідь або визначений методами напрямку приходу корисного сигналу.

Покрокові значення ВСЗШ за наявності на вході лінійних (два та 4чотири елементних з  $d_i = \lambda_c / 2$ ) ААР однієї завади наведено на рис. 7.16 і 7.17 для алгоритму МСКВ та на рис. 7.18, 7.19 – для алгоритму МВСЗ.

При цьому розглядався  $\vec{W}_0$ , що задовольняє (7.44), а також інший граничний випадок, коли  $\vec{W}_0$  визначає вихідну ХС, постійну для всіх кутів приходу сигналів (ізоотропне ХП). ( $\vec{W}_0^T = [1000]$ ;  $\vec{W}_0^T = [10000000]$ ). Істинне значення ВВК позначено  $\vec{W}_{01}$ ,  $\vec{W}_{02}$  – ізоотропна ДН. Потужності корисного сигналу, завади і шуми на вході ААР задовольняли співвідношення:  $\frac{P_c}{\sigma_{mi}^2} = 13$  дБ,  $\frac{P_n}{\sigma_{mi}^2} = 40$  дБ. Покрокові залежності ВСЗШ на виході ААР наведені за наявності на вході решітки двох завод з кутами приходу  $\theta_{n1} = 15^\circ$ ,  $\theta_{n2} = 45^\circ$ , для яких  $\frac{P_{n1}}{\sigma_{mi}^2} = 40$  дБ та  $\frac{P_{n2}}{\sigma_{mi}^2} = 34$  дБ, а також  $\frac{P_{n1}}{\sigma_{mi}^2} = \frac{P_{n2}}{\sigma_{mi}^2} = 40$  дБ. Позначення графіків (рис.7.16 – 7.21) наведені в таблиці 7.2.

Таблиця 7.2 – Алгоритми ефективності АПЧОС

Номер рисунок	Алгоритм	Номер залежності	град.	град.	Початковий ВВК	Кількість АЕ
7.16	МСКВ	1	0	45	$\vec{W}_{01}$	2
	МСКВ	2	0	45	$\vec{W}_{02}$	2
	МСКВ	3	0	15	$\vec{W}_{01}$	2
	МСКВ	4	0	15	$\vec{W}_{02}$	2
7.17	МСКВ	1	0	15	$\vec{W}_{01}$	4
	МСКВ	2	0	15	$\vec{W}_{02}$	4
7.18	МВСЗ	1	0	45	$\vec{W}_{01}$	2
	МВСЗ	2	0	45	$\vec{W}_{02}$	2
	МВСЗ	3	0	15	$\vec{W}_{01}$	2
	МВСЗ	4	0	15	$\vec{W}_{02}$	2
7.19	МВСЗ	1	0	15;45	$\vec{W}_{01}$	4
	МВСЗ	2	0	15;45	$\vec{W}_{02}$	4
7.20	МСКВ	1	0	15;45	$\vec{W}_{01}$	4
	МСКВ	2	0	15;45	$\vec{W}_{02}$	4
7.21	МВСЗ	1	0	15;45	$\vec{W}_{01}$	4
	МВСЗ	2	0	15;45	$\vec{W}_{02}$	4

З аналізу розрахункових залежностей (рис.7.16 – рис.7.21) випливає, що вибір  $\vec{W}_0$  у вигляді (7.45) дозволяє не тільки істотно поліпшити перехідні

характеристики алгоритмів, що на практиці також досить значно (до 4 дБ для чотириелементної АР) збільшує можливе ВСЗШ.

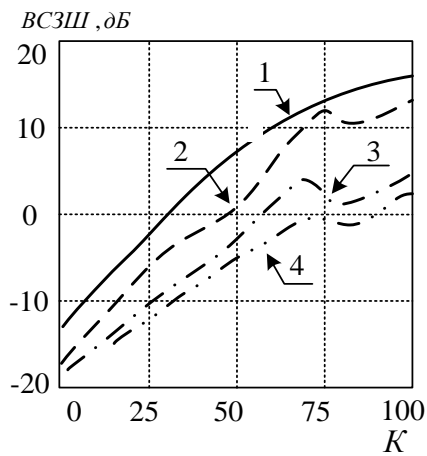


Рисунок 7.16 – Покрокові залежності ВСЗШ (алгоритм МСКО)

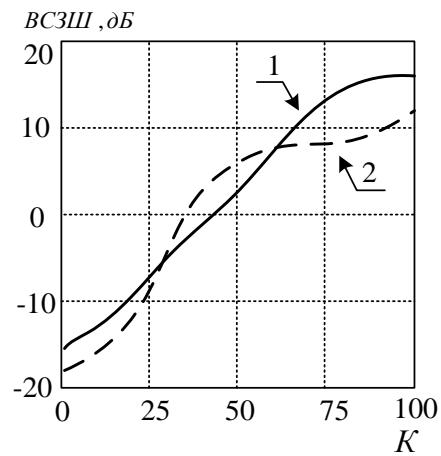


Рисунок 7.17 – Покрокові залежності ВСЗШ (алгоритм МСКО)

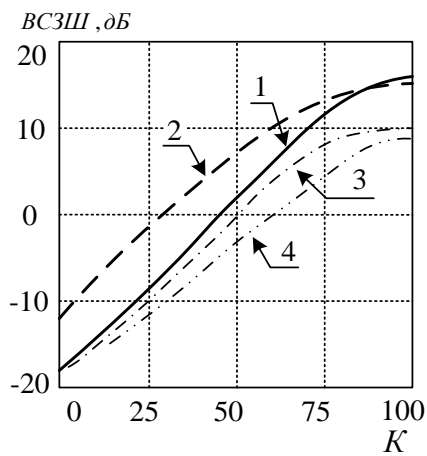


Рисунок 7.18 – Покрокові залежності ВСЗШ (алгоритм МОСП)

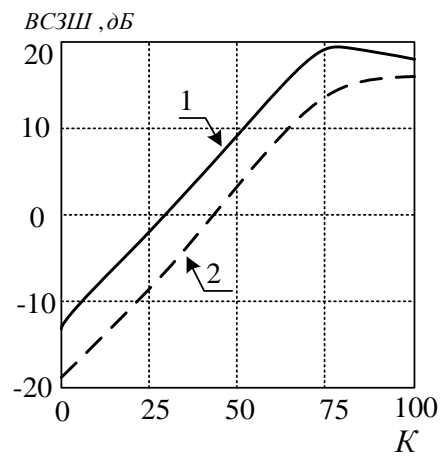


Рисунок 7.19 – Покрокові залежності ВСЗШ (алгоритм МОСП)

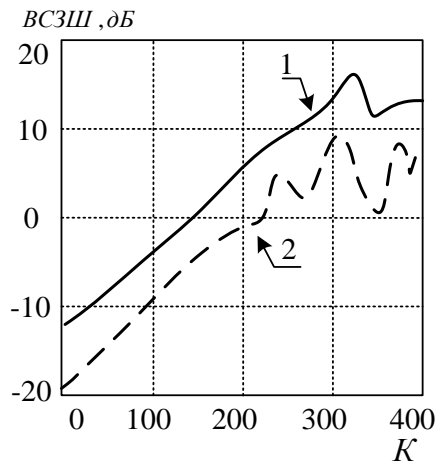


Рисунок 7.20. – Покрокові залежності ВСЗШ (алгоритм МОСП)

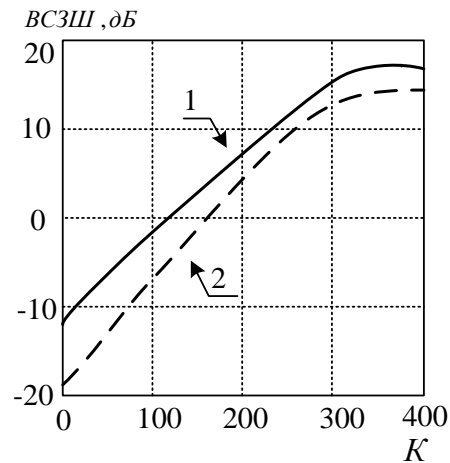


Рисунок 7.21 – Покрокові залежності ВСЗШ (алгоритм МОСП)

Збільшення ВСЗШ пояснюється тим, що при довільному виборі  $\vec{W}_0$ , виконання умов збіжності налаштованого ВВК до оптимального не вдається отримати навіть з кількістю ітерацій більш ніж на порядок, що перевищує значення, необхідного для досягнення цієї збіжності.

Таким чином, із проведеного аналізу випливає ряд рекомендацій щодо вибору початкових значень ВВК:

1. Для алгоритму МСКВ, а також алгоритму МВСЗ, використовуваного за відсутності корисного сигналу, максимальне ВСЗШ досягається в ході вибору початкового ВВК, погодженого із фронтом хвилі корисного сигналу (вже для чотириелементної АР досягається ВСЗШ при такому  $\vec{W}_0$  на 4 дБ більше, ніж у випадку  $\vec{W}_0$ , визначає ізотропне ХП). У цьому випадку істотно збільшується швидкість збіжності в сенсі близькості настроюваного ВВК до оптимального. Процедури з таким ВВК можуть використовуватися в безпроводових системах зв'язку з ПЧД при відомому напрямку приходу сигналів.

2. Алгоритм МВМ доцільно використовувати для налаштування ААР за відсутності у вхідних реалізаціях корисного сигналу, і при цьому максимальна ВСЗШ також досягається при початковому ВВК, що узгоджена з фронтом хвилі

корисного сигналу. При цьому потенційно досягне ВСЗШ менше, ніж у випадку алгоритму МВСЗ.

## 7.5 Виявлення та оцінка кількості активних абонентських станцій

Для вирішення задач просторово-часового доступу абонентських станцій до базової станції як попередня процедура необхідно вирішити проблему виявлення наявності заявки АС на зв'язок і оцінити їх кількість з тим, щоб раціонально розподілити просторово-часовий ресурс, утворений багатопроблемними антенними ґратами (МПАГ). Вирішенню цієї проблеми присвячено досить багато робіт [245–254], проте запропоновано рішення в основному стосовно конкретної сигнально-завадової обстановки. Умови функціонування мобільних систем зв'язку відрізняються значним рівнем апріорної невизначеності як відносно корисних сигналів  $\bar{x}(k)$ , так і діючих завад  $\bar{v}(k)$ . Слід зазначити, що в області верхньої частини дециметрового діапазону, виділеної для мобільних систем, крім типово внутрішніх шумів приймачів, мають місце і значні рівні зовнішніх шумів, обумовлених специфікою функціонування цих систем, що ускладнює вирішення поставленої задачі. Розглянемо більш докладно процедури виявлення і оцінки числа активних абонентських станцій у різних умовах сигнально-завадової обстановки.

### 7.5.1 Зміст задачі виявлення і оцінки числа активних АС

Як основну використовуємо процедуру аналізу структури вибіркової коваріаційної матриці:

$$M_{xx}(k) = \frac{1}{k} \sum_{i=1}^k \bar{x}(k)^+ \bar{x}(k), \quad (7.46)$$

де  $\bar{x}(k) = (x_1(k); x_2(k), \dots, x_n(k))$  – комплексний вектор корисних сигналів з виходів  $n$ -елементної антенної решітки;  $x_i(k)$  – комплексний сигнал на виході  $i$ -го антенного елемента,  $k$  – розмір вибірки; «+» – знак комплексного сполучення.

Слідуючи відомим підходам [246–264], процедуру виявлення і оцінки числа активних станцій будуватимемо на розкладанні матриці  $M_{xx}(k)$  в спектр за власним значенням  $x_i$ , упорядкованих у порядку спадання і порівнянні їх із граничними значеннями, які визначаються рівнем шумів. Даний підхід, пов'язаний з поділом сигнального і шумового підпросторів, у даному випадку доречний у зв'язку з припущенням про те, що сама вибірка  $\bar{x}(k)$  здійснюватиметься на коротких часових інтервалах  $T_u \leq \tau_{MB}$ , де  $\tau_{MB}$  – тривалість мінівікна, що формує заявку на зв'язок, і в тому, що за цей час  $T$  шумова обстановка істотно не зміниться, залишається стаціонарною. Дослідження показують [245,247], що спектр середніх шумових значень вибіркової коваріаційної матриці може бути апроксимований експонентою

$$\lambda_i = \rho_\lambda e^{-(i-1)\sigma_v}, \quad (7.47)$$

де  $\sigma_v = (12/nk)^{1/2}$  – параметр експоненти;  $\rho$  – параметр розподілу,  $n$  – число антенних елементів. Середнє власне значення  $\lambda_i$  використовується для формування векторного порога і обчислюється за стандартною формулою:

$$\lambda_{cp} = \frac{1}{i} \sum_{i=1}^i \lambda_i. \quad (7.48)$$

Спектр власних значень матриці  $M_{xx}$  складається очевидно з  $n$  величин, серед яких перші  $m$  – відповідають сигнальним компонентам, що залишилися  $n-m$  – шумовими. При цьому перші  $m$  значень містять як сигнальні, так і шумові складові. Для їхнього поділу побудуємо функцію прогнозу для середніх



шумових власних значень. Використовуємо для цього критерій мінімального середньоквадратичного відхилення (МСКВ)

$$\sigma^2 = \left\{ \sum_{i=m+1}^n [\rho_\lambda \exp\{(i-1)\sigma\} - \lambda_i] \right\}^2 \overline{\rho_\lambda}, \quad (7.49)$$

де  $\sigma^2$  – дисперсія помилок апроксимації шумових власних значень.

Мінімізацію критерію (7.49) здійснимо, взявши похідну і прирівняємо її до нуля:

$$\frac{d\sigma^2}{d\rho_\lambda} = 2\rho_\lambda \sum_{i=m+1}^n \exp\{-2(i-1)\sigma\} - 2 \sum_{i=m+1}^n \lambda_i \exp\{-(i-1)\sigma\} = 0.$$

Звідси отримуємо шукане значення

$$\rho_\lambda = \frac{\sum_{i=m+1}^n \lambda_i \exp\{-(i-1)\sigma\}}{\sum_{i=m+1}^n \exp\{-2(i-1)\sigma\}}. \quad (7.50)$$

Середня потужність шуму, що отримується на  $i$ -відліках:

$$P_{u(cp)} \cong \frac{1}{i} \sum_{i=1}^n \rho_\lambda \exp\{-(i-1)\alpha\}. \quad (7.51)$$

Основна мета: визначення значення  $m$ - оцінки та виявлення числа робочих станцій може бути вирішена у вигляді ітераційної процедури з перевіркою на кожному черговому кроці гіпотези про наявність власного значення (наявності станції). Шукані оцінки середніх значень шумових складових у перших  $m$  сигнальних власних значеннях знаходять з використанням підстановки отриманого  $\rho_\lambda$  у вираз (7.47). Ці значення в

детекторі використовуються в ролі порога в критерії перевищення. Перевірка проводиться, починаючи з  $m = n - 1$  і закінчується, коли  $m = M$ . Очевидно, якщо поріг не перевищено, то слід вважати, що станції немає. Кількість перевищень порога дорівнює числу станцій.

Структурна схема пристрою виявлення і оцінки, що реалізує запропонований алгоритм, наведена на рис.7.22.

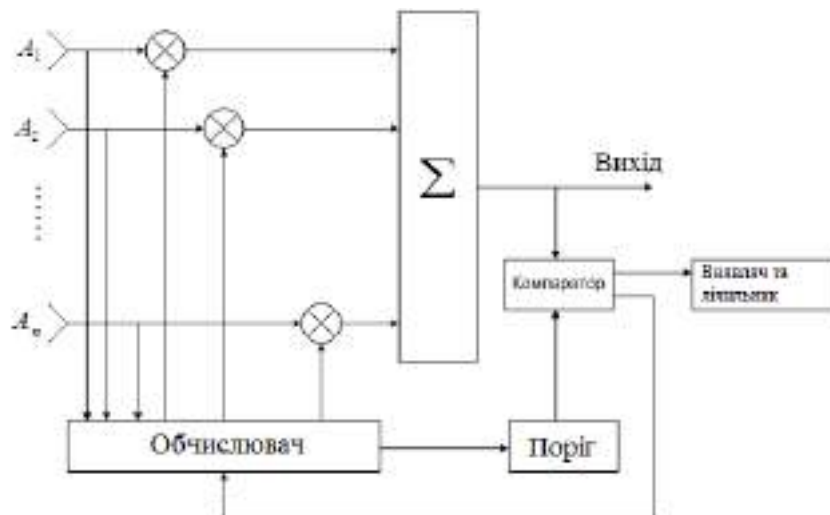


Рисунок 7.22 – Структурна схема пристрою виявлення та оцінки

На практиці під час використання технології LTE-A, коли число АС в одній соті може досягати числа 200, така процедура буде корисною і для тих технологій, де методи ПЧД не використовуються, особливо для полегшення доступу до технологій ВЕВ, SIC та ін. У припущенні використання технології ПЧД ситуація з виявленням числа активних станцій спрощується. Так, якщо припустити, що БПА володіє 16 променями, то в кожному промені слід очікувати не більше 2–3 виявлень.

### 7.5.2 Адаптивне розв’язання задачі виявлення та оцінки числа АС

У розглянутому вище розв’язання передбачається рівність власних значень, пов’язаних із шумовими компонентами. У реальності за рахунок

відмінностей спектральної густини потужності (СГП) шуму, за рахунок нестационарності й наявності випадкових викидів шуму в одному або деяких  $i$ -каналах прийому можлива поява фіктивних тривог (помилки виявлень). Таким чином, завдання набуває властивостей невизначеності, що вимагає відповідних методів подолання цієї невизначеності. У Додатку Б наведено результати отримання невизначеності за результатами практичних і теоретичних даних з дослідження параметрів невизначеності прямих та польових вимірювань радіоелектронних засобів БС GSM у Київській обл.. Відомі різні методи: адаптивні, параметричні або непараметричні; робастні, інваріантні та ін. [255]. Найбільш раціональним є адаптивний варіант рішення, оскільки ідентифікації підлягає лише одна характеристика: слід вибіркової коваріаційної матриці  $t_z\{M_{xx}\}$ . Вирівнявши відповідні власні значення, приходимо до описаного вище алгоритму.

Отримаємо значення вирівнювальних вагових коефіцієнтів  $w_j(k)$ , що утворюють матрицю

$$W(j) = \begin{pmatrix} w_1(j) & 0 & \dots & 0 \\ 0 & w_2(j) & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \ddots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & w_n(j) \end{pmatrix}, \quad (7.52)$$

де  $j$  – номер кроку процедури вирівнювання. Вибіркова коваріаційна матриця з урахуванням (7.52) набирає вигляду:

$$M_{xx}(j) = \frac{1}{k} \sum_{i=1}^k W(i) X(k) X^+(k) W(j). \quad (7.53)$$

Знаходимо “слід” матриці (7.53), який набуває вигляду:

$$t_r M_{xx}(j) = w_1^2(j) m_{11}(1) + w_2^2(j) m_{22}(1) + \dots + w_{nn}^2(j) m_{nn}(1), \quad (7.54)$$

де  $m_{ii}$  – початкові значення діагональних елементів вибіркової коваріаційної матриці, тобто

$$t_z \{M_{xx}\} = M_{xx}(1) = \sum_{i=1}^n z_{ii}(1). \quad (7.55)$$

Перегрупувавши (7.54) та (7.55), отримуємо:

$$w_m^2(j)m_{mm}(1) + K \sum_{i=1}^n w_i^2(j)m_{ii}(1) = t_r M_{xx}(1), \quad (7.56)$$

де  $K = \frac{t_z M_{xx}(1) - w_m^2(j)m_{mm}(1)}{\sum_{i=1}^n w_i^2(j)m_{ii}(1)}$  – нормуючий множник, призначений для збереження

незмінності сліду  $t_r M_{xx}$  під час зміни вагових множників  $w_m(j)$ .

Алгоритм адаптивної задачі з виявлення та обчислення кількості АС поданий на рис.7.23 [249].

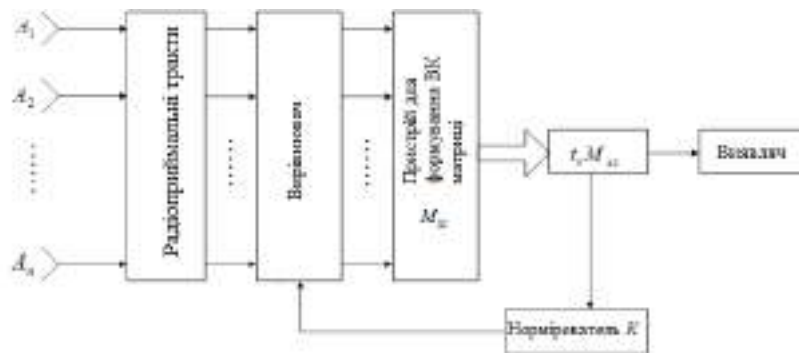


Рисунок 7.23 – Алгоритм адаптивного виявлення та обчислення кількості активних АС

Очевидно, область визначення вагових множників  $w_m(j)$  знаходиться в інтервалі

$$0 \leq w_m(j) \leq \sqrt{\frac{t_z M_{xx}(1)}{M_{mm}(1)}}. \quad (7.57)$$

Адаптивне вирівнювання рівнів шумів за  $n$ -каналами прийому здійснюватиметься шляхом розв'язання оптимізаційної задачі максимізації мінімального свого значення

$$\max \{\lambda_n(w_1, w_2, \dots, w_n)\}. \quad (7.58)$$

Процедура вирівнювання (7.56) при цьому виступає в ролі одного з обмежень загальної оптимізаційної задачі. Максимізація значення критерію оптимальності (7.58) може бути виконана методом координатного спуску. При цьому максимуми  $\lambda_i$  мають знаходитися на інтервалі (7.57) за кожним з вагових множників  $w_m(j)$ .

Необхідність використання розглянутої адаптивної процедури обґрунтована нестаціонарністю статистики каналів мобільного зв'язку, особливо якщо обслуговуються мобільні абоненти.

### **Висновки до розділу**

1. Ефективність методів ПЧД безпосередньо визначається якістю алгоритмів просторово-часової обробки. Факторами впливу є: процедури управління ВВК, кількість і властивості АЕ, конфігурація антенної решітки, наявність взаємних впливів між АЕ та впливу навколишніх предметів (щогли, покрівлі та ін.), багатопроменевість прийнятих сигналів, число завадових сигналів інших АС під час обробки даної АС, широкосмуговість самих інформаційних сигналів та ін. Усі наведені фактори різною мірою негативно впливають на якість ПЧД. Ряд цих дестабілізаційних факторів необхідно враховувати під час аналізу; вплив інших вдається мінімізувати за рахунок різних компенсаційних методів.

2. Розроблена методика оцінки якісного і кількісного впливу суми дестабілізаційних факторів, що беруть участь у технології ПЧД, зводиться до самої залежності показника ВСЗШ від рівня взаємодії вектора напрямку корисного сигналу і векторів напрямку завадових сигналів. В ідеальній обстановці вектор

корисного сигналу ортогональний простору завадових сигналів. У реальності ця ортогональність порушується. Кількісно це порушення виражається в зниженні коефіцієнта просторової когерентності, що становить по суті значення скалярного добутку зазначених векторів, і відносний показник ВСЗШ (ВСЗШ максимально знижується пропорційно КПК).

3. Є ряд дестабілізаційних факторів, що піддаються контролю, і які відносно просто можна врахувати під час проектування мобільної системи з ПЧД. До числа таких належать: вибір міжелементної відстані АЕ необхідно встановлювати  $d = \lambda/2$ , що виключає появу інтерференційних ґраткових нулів; у всіх АЕ слід вибирати ідентичні характеристики; різниця фаз між векторами сигналу і завад має бути постійною (вимоги до площини фазового фронту корисного сигналу та завад).

4. Здійснено розробку методики аналізу ефективності методів ПЧД з урахуванням реальної ширини спектра прийнятих сигналів. Суть методики полягає у порівнянні ефективності (ВСЗШ) обробки монохроматичних сигналів  $\Delta\omega/\omega_0 \rightarrow 0$  і сигналів з кінцевою відносною шириною спектра  $\Delta\omega/\omega_0 = (0+1)$ . У припущенні рівності частотно-часових характеристик сигналу і завад (характерного для МС) отримані залежності втрати показника ефективності за різних значень коефіцієнта кореляції сигналів (при гауссовій залежності від ширини спектра).

5. Здійснено розробку методики аналізу ефективності методів ПЧД з урахуванням наявності багатопроменевого характеру поширення радіохвиль. Як статистична модель багатопроменевого сигналу прийнята райсівська (узагальнена релеївська) модель випадкової амплітуди. Як аргумент впливу на якість ВСЗШ використано відношення рівнів флуктуаційної і регулярної компонент. Використання райсівської моделі дозволяє досліджувати широкий діапазон ситуацій: від відсутності регулярної складової (модель Релея) до повністю регулярного подання (канал без завмирань). Широке використання в літературі релеївських моделей виправдане з позиції розрахунку на найгірший випадок.

6. Проведений детальний аналіз ПЧОС за різних відношень флуктуаційної і регулярної квадратурних складових компонент. З результатів аналізу випливає, що наявність флуктуації як сигналів, так і завад завжди погіршує ефективність ПЧОС. При цьому флуктуації завад характеризуються більшою деструктивною дією, ніж флуктуації сигналів за інших рівних умов.

7. Різні алгоритми ПЧОС відзначаються різною ефективністю в умовах флуктуацій сигналів і завад. Більш високу ефективність демонструють алгоритми МСКВ та МВМ. Разом з тим, значний потенціал засвідчують рекурсивні алгоритми, оскільки алгоритм обробки з використанням процедури Калмана-Б'юсі в умовах флуктуації більш ефективний на 7–10 дБ.

8. Помітне зниження ефективності спостерігається зі зменшенням системи просторової когерентності завад. Має місце при цьому неточність фазового фронту завадових сигналів відповідно до дії аналогічно вибіркового значень в ході оцінки оберненої матриці. Дані втрати ефективності притаманні асимптотичним методам оцінки ВВК. Рекурсивні алгоритми помітних втрат ефективності не демонструють. Таким чином, у ході практичної реалізації методів ПЧД доцільно або зменшувати апертуру АР під час використання алгоритмів оцінки коваріаційної матриці, або застосовувати рекурсивні алгоритми типу КБ. У ході реалізації ПЧД вибір початкових значень ВВК відіграє важливу роль, оскільки при цьому скорочується час перехідного режиму і дещо поліпшується співвідношення ВСЗШ у сталому режимі.

9. Для боротьби з багатопроблемним характером сигналів і завад доцільно використовувати комплекс заходів, включаючи еквалайзинг, ПОВЗ, рознесений прийом, стійкі до флуктуацій просторово-часові методи. Аналіз наведених графіків показує (рис.7.20), що за наявності двох незалежних завад більший ефект (більш проста завадова обстановка) виникає, якщо обидві завади приходять з одного напрямку ( $15^\circ$ ). За різних кутів приходу ( $15^\circ, 45^\circ$ ) навіть за менших рівнів завад погіршується якість обробки.

## 8 АНАЛІЗ ПОКАЗНИКІВ ЯКОСТІ СИСТЕМ МОБІЛЬНОГО ЗВ'ЯЗКУ ПІД ЧАС ВИКОРИСТАННЯ АЛГОРИТМУ ПРОСТОРОВО-ЧАСОВОГО МНОЖИННОГО ДОСТУПУ

### 8.1 Механізми використання адаптивних антенних решіток у системах мобільного зв'язку 4G

Найважливіша особливість сучасних стандартів мобільного зв'язку і безпроводового доступу 4G (LTE, IEEE 802.16m), а також перспективних систем 5G принципово відрізняє їх від стандартів попередніх поколінь, зокрема наявністю засобів підтримки адаптивних антенних решіток (AAR), а також іншими способами використання антен [265–267]. Так, наприклад, підтримка AAR у специфікації IEEE 802.16m означає модифікацію протоколів на фізичному і MAC-рівнях, наявність спеціальних повідомлень для керування і контролю для роботи з адаптивними антенами.

На прикладі системи безпроводового мобільного доступу стандарту IEEE 802.16m, орієнтованого на надання послуг мобільного зв'язку, розглянемо процедури підтримки використання AAR.

Стандарт IEEE 802.16m допускає транслювання в рамках одного кадру як не спрямованого, так і спрямованого (за допомогою AAR) трафіку (рис.8.1), для чого використовуються спеціальні повідомлення.

У режимі AAR можливі два механізми призначення частотних ресурсів – сканування карт (Diversity-Map Scan) і прямої сигналізації (Direct Signaling).

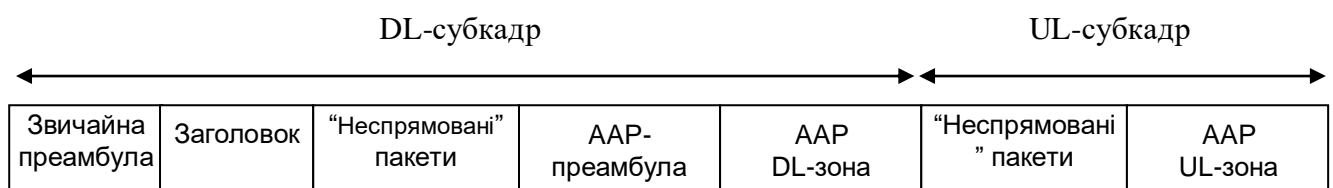


Рисунок 8.1 – Структура кадрів із зоною спрямованих пакетів AAR

IEEE802.16m



Механізм Diversity-Map Scan. У режимі OFDMA передбачено два методи роботи з AAR – з розподіленими несучими (FUSC, PUSC) і з сусідніми несучими (AMC). Кожен із методів на початку AAR-зони передбачає передачу OFDMA-символу преамбули AAR-зони і заголовка з префіксом AAR-зони. Для передачі цих повідомлень в AAR-зоні спадного субкадру виділені спеціальні підканали (два старших для FUSC/PUSC, а також четвертий від початку і четвертий з кінця підканали в AMC). Повідомлення в цих підканалах можуть повторюватися кілька разів, до того ж, якщо використовується не широкопasmовою трансляція, а передача з перемикуванням променів, повідомлення з префіксом дійшли б до всіх АС. У префіксі вказується код променя антени, тип і розміри преамбули AAR-зони (у висхідному і низхідному каналах), місце для початкової ініціалізації, або запиту смуги, а також місця в кадрі для кожного AAR-з'єднання. Префікс, як і в штатному режимі, передається за допомогою QPSK зі швидкістю кодування 1/2 та дворазовим повтором (у межах одного символу). Основне призначення префікса – повідомити АС про те, як будуть передані карти UL/DL-каналів для розділених за напрямками променів груп користувачів (очевидно, що розподіл частотних ресурсів може відбуватися незалежно в кожному промені). Для роботи в режимі AMC-AAR кадри можуть поєднувати в суперкадр тривалістю не менше 20 звичайних кадрів. У суперкадр входить принаймні один широкопasmовий кадр, який містить дескриптори і карти DL/UL-каналів. Завданням такого об'єднання є забезпечення мінімуму керуючих повідомлень для групи кадрів.

Метод Direct Signaling. Метод прямої сигналізації (Direct Signaling Method) використовує механізм послідовного розподілу несучих AMC. Пряма сигналізація вимагає точної просторової селекції каналів, але дозволяє збільшити пропускну здатність системи зв'язку. Особливість методу в тому, що в кожному кадрі в AAR-зоні виділяється від одного до чотирьох каналів доступу (розподілу ресурсів) (BWAA - Bandwidth Allocation/Access). Кожен BWAA-канал складається з двох субканалів, розташованих у верхній і нижній частинах частотного діапазону симетрично щодо центральної частоти (якщо

BWAA-канал один, то він включає верхній і нижній підканали). У цьому каналі передаються префікс спадного субкадру (для режиму Direct Signaling Method), карти UL-MAP і DL-MAP для кожної з просторово розділених АС або груп АС. Завдяки точному просторовому налаштуванню ААР даний метод дозволяє в одному кадрі передавати повідомлення багатьом користувачам.

У методі прямої сигналізації передбачені чотири спеціальні кодові повідомлення – налаштування (навчання) зворотного з'єднання RLT (Reverse Link Training), доступу у зворотному з'єднанні RLA (Reverse Link Access), налаштування прямого з'єднання FLT (Forward Link Training) та ініціювання прямого з'єднання FLI (Forward Link Initiation). Перші два повідомлення використовує АС, два інші – БС. Для початкової ініціалізації або запиту смуги АС посилає повідомлення RLA в каналі BWAA. Воно передається перед повідомленням запиту смуги або початкового доступу і використовується БС для точного налаштування своєї ААР на дану АС. У відповідь БС передає повідомлення FLI – унікальний код для кожної АС (БС може сама ініціювати з'єднання, пославши FLI). FLI транслюється в підканалі, виділеному для даної АС. Кожна абонентська станція сканує всі підканали і, виявивши за кодовою послідовністю адресоване їй повідомлення піддається початковій ініціалізації, відправляє у відповідь по тому ж каналу (у відведеному для неї часовому інтервалі) послідовність RLT, призначену для точного налаштування антен БС на АС у даному підканалі. В результаті, виконавши всі необхідні підлаштування, БС і АС з'єднуються, і починається обмін даними. Причому перед пакетами даних передаються налагоджувальні послідовності FLT (з боку БС) і RLT (з боку АС).

У системах мобільного зв'язку LTE використовуються схожі алгоритми ініціалізації використання ААР.

## **8.2 Основні принципи реалізації механізмів доступу в системах мобільного зв'язку 4G**

Протокол доступу в мережах 4G формує якість сервісів (Quality of Service – QoS). Кожному з сервісів ставиться у відповідність набір специфічних вимог, і якість кожного сервісу визначається механізмами контролю доступу (МКД) і механізмами запиту смуги пропускання (ЗСП). Кожний з додатків пов'язаний з певним сервісним потоком даних. Конкретний сервісний потік характеризується набором вимог до каналу передачі інформації [268–274].

Розглянемо можливість суміщення методів просторово-часового доступу з існуючими методами МКД і ЗСП.

### **8.3 Види сервісів потоку даних**

До основних вимог QoS належать – середній час затримки, значення джиттера, гарантована пропускна здатність. Для забезпечення стабільної якості обслуговування (Quality of Service, QoS) у протоколі IEEE 802.16 вводяться типи сервісів потоків даних, кожному з яких ставляться у відповідність набір вимог щодо якості обслуговування. Для ефективного задоволення вимог якості обслуговування для кожного типу сервісу вводяться механізми контролю доступу та виділення смуги пропускання, а також особлива політика опитування абонентських станцій. Сервісним потоком у стандарті IEEE 802.16 називається потік даних, пов'язаний із певним додатком. Сервісний потік характеризується набором вимог до каналу передачі інформації – середнім часом затримки, рівнем флуктуації затримки і гарантованою пропускною здатністю. Кожному сервісному потоку в мережі присвоюється ідентифікатор SFED, ґрунтуючись на якому, БС визначає необхідні параметри з'єднання.

Під з'єднанням у стандарті IEEE 802.16 розуміють логічний зв'язок на MAC-рівнях на передавальну і приймальну сторони для передачі сервісного потоку. Кожному з'єднанню привласнюється ідентифікатор з'єднання CID, з

яким однозначно пов'язані тип і параметри з'єднання. Кожному сервісному потоку з ідентифікатором SFED ставиться у відповідність єдине транспортне сполучення з унікальним ідентифікатором CID.

Протокол визначає чотири базових типи сервісів для передачі висхідного потоку даних: сервіс без запиту доступу (Unsolicited Grant Service, UGS), сервіс з опитуванням у реальному часі (Real-time Polling Service, rtPS), сервіс з опитуванням не в реальному часі (Non-Real-Time Polling Service, nrtPS) і обслуговування в міру можливості (Best Effort, BE). При відкритті з'єднання на основі заданого типу сервісу потоку даних і відповідних йому параметрів обслуговування базова станція здійснює контроль доступу, визначає пропускну здатність, що виділяється на нове з'єднання, і допустиму затримку передачі, забезпечує необхідну частоту опитування.

Основними механізмами, конкретний спосіб реалізації яких не зафіксовано в IEEE 802.16e, є механізми контролю доступу, планування передачі даних і механізми передачі ЗСП. Кожен із типів сервісів, визначених у протоколі, призначений для підтримки різної якості обслуговування і накладає специфічні вимоги на перераховані алгоритми відповідно до параметрів якості обслуговування. Відповідно до цього для кожного типу сервісу необхідне вироблення специфічних алгоритмів контролю доступу, планування передачі даних і передачі ЗСП. Під контролем доступу розуміють механізм, застосований БС, призначений для прийняття нових з'єднань з БС або відмови від них. Механізм контролю доступу приймає рішення на основі задоволення якості обслуговування вже існуючих з'єднань і надання під час створення нових з'єднань необхідної якості сервісу. Таким чином, даний механізм покликаний гарантувати рівень сервісу, що надається для нового з'єднання.

Механізм планування передачі даних не менш важливий, оскільки цей механізм дозволяє пріоритезувати трафік і запланувати його передачу так, щоб забезпечити час передачі даних відповідно до вимог якості обслуговування. Одним із найважливіших критеріїв якості обслуговування є середній час

обслуговування пакета, який для висхідного трафіку складається з часу реєстрації (тобто оповіщення БС про необхідність передачі даного пакета) і власне часу передачі. Для контролю часу реєстрації залежно від типу сервісу протокол передбачає різні способи запиту і надання смуги АС, які не зачіпають виділеного просторового ресурсу.

### **8.3.1 Механізм запиту смуги пропускання**

Запит смуги пропускання є ні чим іншим, як вимогою АС для забезпечення необхідної швидкості передачі. Очевидно, смуга частот може вимірюватися як смугою часових частот  $\Delta F$ , так і просторових частот  $\Delta G$ . Спектр просторових частот утворюється відповідною діаграмою спрямованості антени БС. При цьому для АС режим доступу залишається прозорим. Базова станція формує  $N$ -полос просторових частот, утворених за рахунок променів приймальні АР. Тому БС на запит АС виділяє будь-який із можливих ресурсів: частотний, часовий, просторовий. Розглянемо докладніше послідовність процедури надання цього ресурсу.

Абонентські станції (АС) інформують БС про необхідність виділення смуги пропускання в наступних кадрах за допомогою відправки запитів смуги пропускання (ЗСП). ЗСП формуються і відправляються незалежно для кожного з'єднання, що належить АС. Отримуючи ЗСП і з огляду на кількість буферизованих даних висхідного і низхідного трафіку, БС виділяє кожний з АС час для передачі даних (смугу пропускання часових або просторових частот) у висхідному підкадрі.

У протоколі передбачені два основні методи подачі ЗСП: виділення окремих слотів для ЗСП або прикріплення ЗСП до даних. При цьому, БС може або регулярно опитувати окремі АС, періодично виділяючи їм окремі слоти для ЗСП, або організовувати інтервал конкурентного доступу в кожному висхідному кадрі.

Запитувана смуга пропускання визначається кількістю біт, необхідних для передачі MAC-заголовків і пакетів з даними, без додаткової службової інформації, що додається на фізичному рівні (PHY Overhead).

Активними станціями вважаються ті АС, для яких виділено час для передачі даних. Стандарт надає опціональний механізм для активних станцій із урахуванням ЗСП в пакети з даними у висхідному каналі. Даний механізм називатимемо передачею ЗСП з прикріпленням (piggy-backing).

Неактивні станції (станції, що не мають слотів для передачі даних), які мають пакети з даними в черзі для передачі, передають ЗСП або в ході регулярного одноадресного опитування абонентських станцій базовою станцією, або методом конкурентного доступу.

### **8.3.2 Одноадресне опитування**

Для забезпечення одноадресного опитування БС має періодично забезпечувати в карті висхідного трафіку виділення часового інтервалу, достатнього для передачі запиту, причому інтервал виділяється незалежно від того, активна станція чи ні. Якщо станція не потребує смуги пропускання, то станція повертає "відмову" у виділеному їй інтервалі.

### **8.3.3 Передача запиту смуги пропускання з прикріпленням**

Стандарт передбачає опціональний механізм із передачі ЗСП для активних станцій (тобто станцій, для яких виділено інтервал для передачі даних). З цією опцією станції мають можливість передавати ЗСП, вставляти їх у пакети з даними: див. рис.8.2.

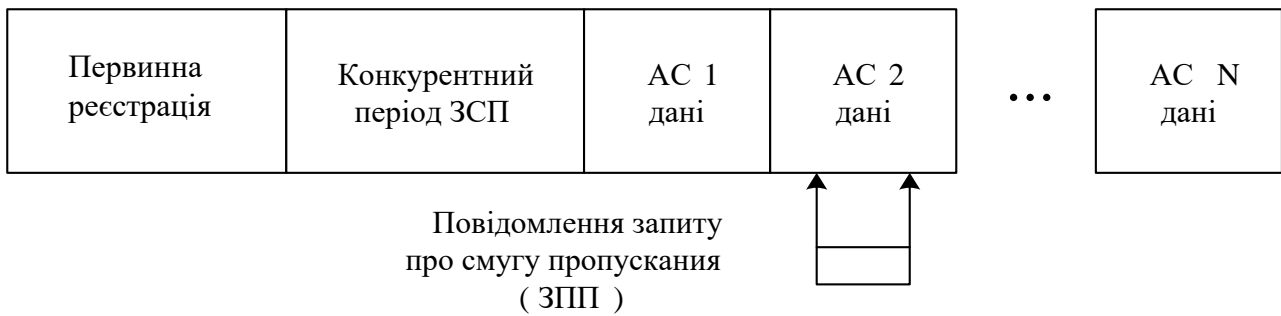


Рисунок 8.2 – Схема передачі ЗСП з прикріпленням

Даний опціональний механізм допустимий для всіх типів сервісів, крім СБЗД, оскільки БС періодично надає АС фіксовану кількість слотів для передачі даного трафіку, і природно, що АС передає потік даного типу, не застосовує конкурентний метод ЗСП і не включена в список одноадресного опитування.

### 8.3.4 Конкурентний період запитів на смугу пропускання

З великою кількістю неактивних з'єднань стає не вигідним опитувати кожен станцію індивідуально, тому БС переходить до широкомовних або групових опитувань, коли у виділений часовий інтервал ЗСП можуть передавати групи кінцевих станцій. Перехід до конкурентного ЗСП призводить до погіршення якості сервісу, що надається через збільшення часу доступу до каналу.

Сигнал ЗСП, що передається АС, приймається неспрямованою антеною БС, тобто у всій смузі просторових частот. Дані сигнали мають складну структуру (ШПС, ППРЧ), що забезпечує високу завадозахищеність їхнього прийому та можливість ідентифікації та аутентифікації АС. Далі, після визначення напрямку приходу сигналу АС, у цьому напрямку встановлюється вузький промінь АР, а також надається необхідна смуга часових частот  $\Delta F$ . Надання відповідного часового вікна або смуги часових частот  $\Delta F$

здійснюється далі в межах виділеного просторового ресурсу, що визначається шириною променя AP або ж в межах смуги просторових частот  $\Delta G$ .

Якщо в межах ширини променя AP виявляється дві або більше AC, то виникає колізія, яка вирішується одним із можливих методів: розділу конкурентної ситуації ALOHA, подвійної експоненціальної відстрочки ВЕВ, деревоподібного алгоритму та ін.

Під час конкурентного доступу для організації доступу групи абонентів до загального каналу зв'язку застосовуються алгоритми випадкового множинного доступу (ВМД). У мережі IEEE 802.16 БС визначає часові інтервали для конкурентної відправки ЗСП і оповіщає AC про це за допомогою ширококомовної відправки інформаційних елементів ЗСП (Request IE) в карті висхідного трафіку (UL-MAP).

Кожен висхідний підкадр роботи мережі містить один такий інтервал (див. рис.8.3), що складається з K слотів, причому K не змінюється в процесі передачі. За час одного слота можлива передача рівно одного ЗСП.

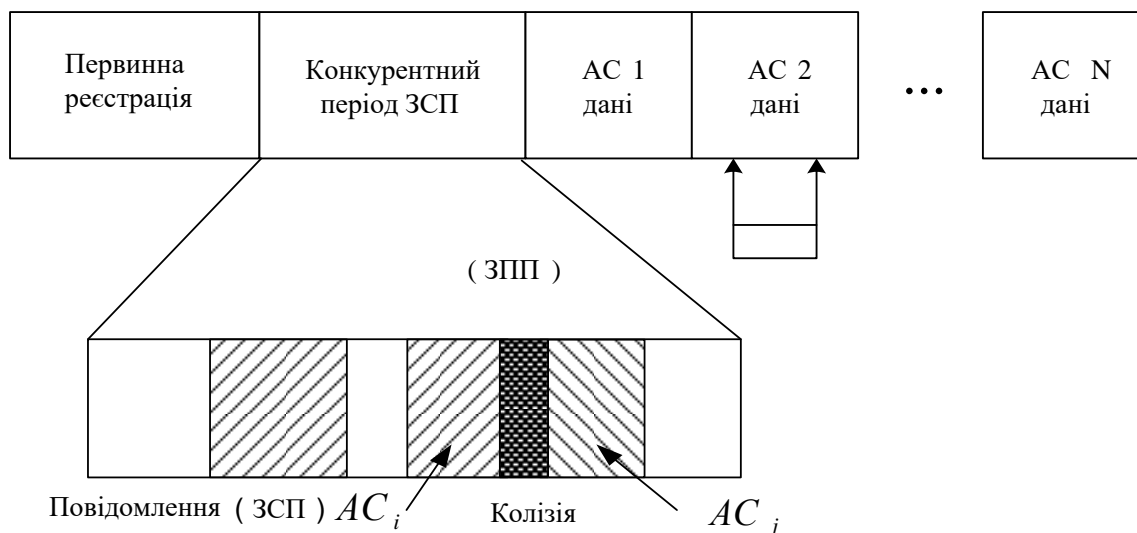


Рисунок 8.3 – Конкурентний період запитів на смугу пропускання

Стандартизованим в IEEE 802.16 алгоритмом ВМД є "подвійна експоненціальна відстрочка" (Binary Exponential Backoff, ВЕВ). Як показано в [265], можна вважати, що під час виконання цього алгоритму AC, яка планує



передати ЗСП спочатку рівноймовірно вибирає кадр у межах поточного вікна вирішення конфліктів, що залежить від кількості невдалих спроб передачі поточного ЗСП, тобто кадр вибирається з безлічі, де 0 відповідає поточному кадру, а потім також рівноймовірно – слот з  $K$  можливих слотів конкурентного періоду обраного кадру. Спроба передачі ЗСП може виявитися невдалою як через колізію, коли дві або більше станцій вибирають один і той самий слот для передачі своїх ЗПП, так і через спотворення ЗСП завадами.

Після кожної невдалої передачі ЗСП, зважаючи на колізії в обраному слоті АС через тайм-аут  $T_n$ , необхідний для виявлення невдачі, подвоює вікно до тих пір, доки воно не досягне максимуму  $W_M$ , тобто максимальної стадії  $M$  вирішення конфлікту. Тайм-аут  $T_n$  означає кількість кадрів, протягом яких АС, що послала ЗСП, чекає виділення їй смуги.

Зауважимо, що під час вступу нових пакетів даних у чергу АС, алгоритм, що вже виконує ВЕВ для передачі ЗСП, станція доповнює свій поточний запит вимогами смуги для новоприбулих даних, тобто за допомогою одного ЗСП АС інформує БС про всі пакети, які потребують передачі. Після успішного відправлення ЗСП на один або кілька пакетів ці пакети вважаються зареєстрованими, тобто БС може планувати їхню передачу.

### **8.3.5 Виділення смуги пропускання**

Виділення необхідної смуги (пропускної здатності) здійснюється БС відповідно до одного з двох механізмів: виділення пропускної здатності на з'єднання (Grant per Connection; GPC) або виділення пропускної здатності на станцію (Grant per Subscriber Station; GPSS). Відповідно до першого механізму права видаються конкретному з'єднанню за допомогою вказівки ідентифікатора з'єднання CID. Відповідно до другого механізму пропускна здатність надається АС у цілому без явної вказівки ідентифікатора з'єднання, і АС стає відповідальною за перерозподіл отриманої смуги між усіма наявними сполуками. Очевидно, що механізм GPC вимагає великих накладних витрат для

передачі інформації про виділення пропускну́ї здатності, оскільки потрібно передавати інформацію для кожного з'єднання індивідуально. Таким чином, існує вибір між додатковими накладними витратами на передачу детальної інформації для кожного з'єднання і необхідністю реалізації алгоритмів планування передачі пакетів на стороні АС, тим самим збільшуючи складність і вартість АС.

У реальній мережі маємо справу з різномірним трафіком усіх типів обслуговування і з різними необхідними параметрами якості для кожного із з'єднань. У разі такого змішаного трафіку стоїть задача планування трафіку з наданням максимального пріоритету сервісів реального часу, але без порушення необхідних параметрів для більш низькопріоритетного трафіку.

#### **8.4 Аналіз ймовірно-часових характеристик під час використання протоколу просторово-часового доступу**

У ході дослідження доведено, що під час використання методу просторово-часового доступу багато в чому залежать якісні показники мережі мобільного зв'язку. При цьому основний механізм, через який проявляється характерний вплив просторово-часового доступу, є механізмом запиту смуги пропускання. Під пропускну́ю здатністю в даному випадку слід розуміти  $\Delta\Omega$ , узагальнену смугу часових  $\Delta F$  і просторових  $\Delta G$  частот -  $\Delta\Omega = \Delta F \cdot \Delta G$ .

Смуга просторових частот визначається шириною головних пелюсток діаграми спрямованості ААР.

Відомо, що передача інформації в усій виділеній смузі не здійснюється. Зазвичай  $\Delta F$  розбивається на  $N_F$  парціальних смуг  $\Delta f$ , наприклад, для LTE  $\Delta f$  це становить 20 МГц. Тобто у виділеній смузі  $\Delta F$  може використовуватися  $N_F \cdot \Delta f$  парціальних смуг часових частот. Аналогічно вся смуга просторових частот  $\Delta G$  розділяється на  $N_A$  – число променів АР, кожен промінь якої утворює смугу просторових частот, у межах якої може бути передана будь-яка з парціальних часових частот. Таким чином, загальна кількість парціальних

частот при ПЧД становить  $N_{пчд} = N_f \cdot N_\lambda$ , що в  $N_\lambda$  раз розширює продуктивність базової станції [280].

Розглянемо докладніше процедуру виділення каналного ресурсу і проаналізуємо ймовірнісно-часові характеристики обслуговуваних при цьому потоків.

### **8.5 Аналіз ймовірнісних характеристик при випадковому множинному доступі**

Пропускна здатність, ефективність використання каналу, якість обслуговування QoS багато в чому залежить від вибору методу багатостанційного доступу (БД). За останні роки БД, як правило, розвивається в напрямку модернізації методів випадкового (конкурентного) множинного доступу.

Слід зазначити, що один із таких методів БД, – метод подвійної експоненціальної відстрочки (ВЕВ - Binary Exponential Backoff) набув популярності у фахівців. Основна особливість методу ВЕВ у тому, що при черговій конфліктній ситуації для  $i$ -абонентської станції (сенсорного вузла) повторний доступ дозволяється через експонентний часовий інтервал (відкіт). Відома та інша реалізація відкату, коли вибір успішного слота здійснюється за випадковим законом. При цьому слот вибирається на основі випадкового розподілу  $P_i$ , при якому вибору перших слотів  $i = 1, 2, \dots$  призначається низька ймовірність, а для наступних  $i = \dots, n-1, n$  ймовірність пропорційно зростає:

$$P_i = \frac{(1-d)d^n}{1-d^n} d^{-n}, \quad (8.1)$$

де  $d < 1$  вибирається, виходячи з кількості слотів [270]. Проведемо аналіз сумісного використання випадкового методу ВЕВ з просторово-часовим методом доступу абонентів.

### 8.5.1 Ймовірнісна модель конкурентного множинного доступу

Показником корисного використання каналу може бути відношення

$$k = \tau_y / \tau_n, \quad (8.2)$$

де  $\tau_y$  – час, що витрачається на успішну передачу одного пакета,  $\tau_n$  – середній час, який витрачає система для передачі одного пакета. Очевидно, що  $k \leq 1$ .

Позначимо ймовірності, пов'язані з часовими характеристиками:

$P_k$  – ймовірність виникнення конфлікту;

$P_y$  – ймовірність успішного результату;

$P_p$  – ймовірність очікування пакета в черзі, в періоди вирішення конфлікту.

Дані ймовірності утворюють повну групу подій, тому

$$P = P_k + P_y + P_p = 1. \quad (8.3)$$

Незважаючи на те, що в системі період  $T$  розділений на слоти, для абонентської станції (АС) середній розмір вікна виявляється меншим через наявність відкатів. Розмір вікна  $W$  є випадковою величиною. Середнє його значення:

$$W_B = (W - 1) / 2.$$

Визначимо ймовірність використання каналу. З огляду на (8.2) маємо [270]:

$$P(m, W) = \frac{\tau_y P_y}{\tau_n \cdot P_k + \tau_n \cdot P_y + \tau_p P_p}. \quad (8.4)$$

Знайдемо значення ймовірності. Ймовірність того, що  $j$ -й успішний слот знаходиться в режимі очікування, дорівнює ймовірності того, що жодна з АС не вибрала даний таймслот. З огляду на те, що в конфлікті може брати участь  $m$  АС, ймовірність того, що якась АС вибере даний слот під час  $t$ , дорівнює  $1/W_o$ , таким чином

$$P_t = (1 - 1/W_o)^m. \quad (8.5)$$

### 8.5.2 Опис функції моделі конкурентного множинного доступу

Кожен алгоритм МД, як правило, у свою чергу складається з двох інших алгоритмів: АДК – алгоритм доступу до каналу і АВК – алгоритм вирішення конфлікту. АДК – регламентує процедуру доступу абонентів до середовища передачі, в той час, як АВК – задає правило для поділу конфліктів між пакетами при одночасній передачі від двох або більше об'єктів. Час вирішення конфлікту  $\tau_p$ .

Зробимо припущення, які зазвичай виконуються на практиці:

1. Нехай стільникова система має  $N$  – абонентських станцій. Час поширення сигналу  $t_p$  між кожною з  $i$ -АС і базовою (центральною) станцією  $t_p = R/C$  значно менший середньоквадратичного значення нестабільності в системі тактової синхронізації, де  $R$  – відстань між АС <sub>$i$</sub>  і БС,  $C$  – швидкість поширення світла. Всі АС і БС знаходяться в синхронізмі.

2. Кожна АС має інформаційний пакет, готовий для передачі і намагається передати його на БС якомога швидше відповідно до МАС-протоколу.

3. Передача пакета здійснюється після початкового відкоту  $i$ -м АС, якщо вільний відповідний інформаційний простір. Якщо канал зайнятий, то АС призупиняє відкіт і приймає пакет від БС. У кінці прийому триває спроба передачі з випадковим значенням відкоту.

4. У протоколі МАС є два різних види відкоти – початковий (перед прийомом передачі) і перевантажувальний (для випадків, коли канал визначається як зайнятий).

Одночасно з цим, на тих самих лініях визначимо ймовірність того, що даний таймслот, який використовуватиметься для успішної передачі, дорівнює ймовірності того, що одна АС вибере саме цей таймслот, а всі інші виберуть інші таймслоти:

$$P_y = \sum_m (1/W_o) \cdot (1 - 1/W)^{m-1} = (m/W_o)(1 - 1/W_o)^{m-1}. \quad (8.6)$$

Значення ймовірності зіткнення знайдемо з (8.2):

$$P_k = 1 - P_y - P_p. \quad (8.7)$$

Підставляючи (8.5) і (8.6) в (8.7), отримуємо:

$$P_k = 1 - (m/W_o)(1 - 1/W_o)^{m-1} - (1 - 1/W_o)^m = 1 - (1 - 1/W_o)^{m-1}(m/W_o + 1/W_o - 1). \quad (8.8)$$

У результаті шукана ймовірність виражається у вигляді:

$$P(m, w) = \frac{\tau_y (m/W_o)(1 - 1/W_o)^{m-1}}{\tau_n (1 - (1 - 1/W_o)^{m-1}(m/W_o) + 1/W_o - 1) + \tau_n (m/W_o)(1 - 1/W_o)^{m-1} + \tau_p (1 - 1/W)^m}. \quad (8.9)$$

### **8.5.3 Аналіз ймовірнісно-часових характеристик сумісного використання методів просторово-часового і випадкового доступу з подвійною експоненційною відстрочкою**

Для отримання численних даних за коефіцієнтом використання (8.2) можна отримати розподіли (8.9) і знайти відповідне математичне очікування. Однак, оскільки в розрахунках використано середні значення, то, підставивши

їх  $P(m, W_o)$ , отримаємо оцінку коефіцієнта  $k$ . Розрахункові значення, отримані за формулою (8.9), подані у вигляді графіка на рис.8.4 [273]. Для визначеності були взяті такі вихідні дані: вікно початкове 32, вікно перевантаження 16. Як і слід було очікувати, значення коефіцієнта  $k$  падає зі збільшенням активних АС. Незначний спад на початку графіка, пов'язаний очевидно з недосконалістю моделі.

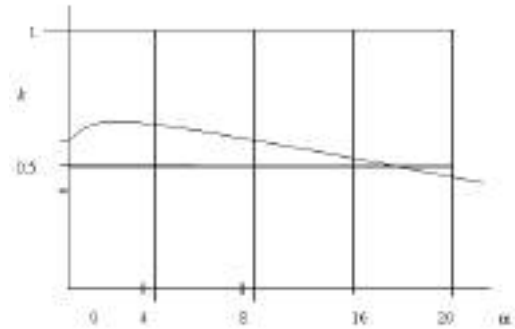


Рисунок 8.4 – Графік залежності ймовірності використання таймслота для успішної передачі від кількості АС

Наводимо тут також результати зіставлення протоколу ВЕВ з методом політінгу, отримані в нашій роботі [278].

На рис.8.5 наведено графік залежності середнього часу затримки пакета від параметра  $D = np/L$ , де  $n$  – число активних АС у технології ВЕВ,  $P$  – ймовірність запиту,  $L$  – число мінівікон, у яких приймаються запити від АС на передачу пакета. Очевидно  $N$  – характеризує середнє навантаження системи.

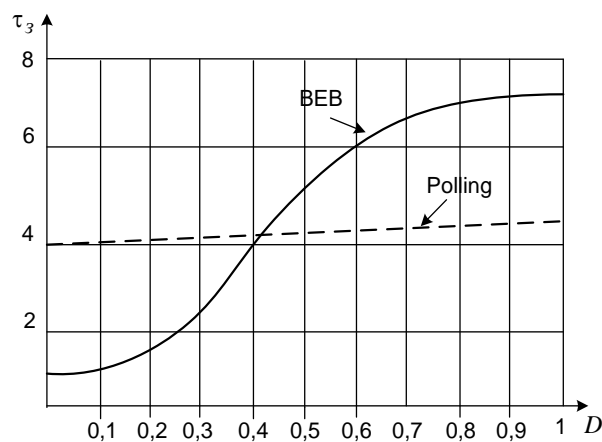


Рисунок 8.5 – Графік залежності середнього часу затримки пакета від середнього навантаження

У ході дослідження охарактеризовано ймовірності станів алгоритмів доступу з циклічним опитуванням, що дозволило отримати порівняльні дані для алгоритму ВЕВ і поліngu, звідки випливає, що зі збільшенням кількості абонентських станцій, що перевищує кількість мінівікон алгоритму, ВЕВ сильно програє поліngu. Полінг програє при  $D$ , меншому 0,4.

Наявність завад у каналі зв'язку змінює результати аналізу, отримані за відсутності шумів. За наявності шумів виникають помилки в правильній оцінці запиту. Очевидно, шум у "порожньому" вікні не чинить впливу, в той час, як наявність помилкового конфлікту сприяє зниженню продуктивності системи. Аналіз продуктивності системи з урахуванням шуму показує, що зі збільшенням імовірності спотворення запиту шумом, шкала виграшу поліngu розширюється, точка порівняності зсувається вліво. Очевидно, в каналах із великим рівнем шуму доцільно з режиму ВЕВ перемикатися на полінг [274,279].

Відповідно до зазначеного, станції, що послали ЗСП, очікують виділення смуги пропускання протягом таймауту  $T_n$ . Якщо після закінчення  $T_n$  кадрів смуга пропускання для відправки пакетів даних не виділена, то станція вважає, що сталася колізія при передачі ЗСП, і приймає рішення про повторну передачу ЗСП. Зауважимо, що під час вступу нових пакетів даних у чергу, АС вже виконує алгоритм ВЕВ для передачі ЗСП, станція доповнює свій поточний запит вимогами смуги для новоприбулих даних, тобто за допомогою одного ЗСП АС інформує БС про всі пакети, які потребують передачі. Після успішного відправлення ЗСП на один або кілька пакетів ці пакети вважаються зареєстрованими, тобто БС може планувати їхню передачу.

Для опису поведінки АС застосовний підхід, аналогічний наведеному в [258]. Стан станції до початку  $i$ -го кадру визначається двома величинами: етапом  $s(t) = 0, \dots, M$  вирішення конфліктів  $i$ , поточним розміром вікна  $W_i$ , що характеризується, і що відповідає (при  $i < M$ ) числу невдалих спроб відправити поточний ЗСП, і величиною  $r(t)$ , або (при  $r(t) \geq 0$ ) рівній кількості кадрів до



спроби відправки ЗСП, або (при  $r(t) \leq 0$ ) такої, що відповідає лічильнику таймауту  $T_{rt}$ .

Початком етапу вирішення конфлікту є початок кадру, що йде за  $T_{rt}$  кадрами очікування після відправки ЗСП на попередньому етапі вирішення конфлікту. У разі нульового етапу початком є момент приходу першого пакета до станції, у якої немає незареєстрованих пакетів. У разі успішної передачі ЗСП кінцем етапу є початок кадру, в якому виділена смуга пропускання для відправки пакетів даних для цієї АС.

Після успішної передачі ЗСП станція переходить або на нульовий етап, якщо впродовж наступного кадру в її чергу поступив новий пакет, або в стан простою  $-I$ . АС переходить із стану  $I$  на нульовий етап при вступі нового пакета. Ймовірність приходу, принаймні, одного пакета за час одного кадру дорівнює  $1 - e^{-\lambda}$ , оскільки часи приходу пакетів розподілені за законом Пуассона. Таким чином, ймовірність виходу станції із стану  $I$  дорівнює  $(1 - e^{-\lambda})$ .

Поведінку АС можна розглядати як двовимірний випадковий процес  $\{s(t) = i, r(t) = k\} \cup \{I\}$  з дискретним часом, одиницею якого є кадр.

Визначимо ймовірність  $\tau$  того, що станція відправляє ЗСП у довільно обраному слоті в даному кадрі. Передача ЗСП проводиться при лічильнику очікування відправки, рівному 0, незалежно від етапу вирішення конфліктів, тому ймовірність того, що для передачі обраний даний кадр, дорівнює [280]

$$\tau_{fr} = \sum_{i=0}^m q_{i,0} = \frac{q_{0,0}}{1 - p_c}. \quad (8.10)$$

Оскільки всередині кадру слоти для відправки ЗСП вибираються рівноймовірно, а загальна їхня кількість дорівнює  $K$ , то ймовірність вибору довільно взятого слота в довільно обраному кадрі дорівнює

$$\tau_{fr} = K^{-1} \sum_{i=0}^m q_{i,0} = \frac{q_{0,0}}{(1 - p_c)K}. \quad (8.11)$$

У роботі [94] отримано вираз:

$$q_{0,0} = \left[ \frac{(1-p_c)(1+W_0+2p_cT_r) + pW_0(1-(2p_c)^M)}{2(1-2p_c)(1-p_c)} \cdot \frac{e^{-\lambda}}{1-e^{-\lambda}} \right]^{-1}. \quad (8.12)$$

Колізія при передачі ЗСП відбувається, якщо хоча б одна з решти  $N-1$  станцій також вибрала цей слот для відправки ЗСП, тобто ймовірність колізії дорівнює

$$p_c = 1 - [1 - \tau]^{N-1} = 1 - \left[ 1 - \frac{q_{0,0}}{(1-p_c)K} \right]^{N-1}. \quad (8.13)$$

У припущенні використання ПЧД (8.13) набуває вигляду

$$p_{c\_ПВД}^1 = 1 - \prod_{L=0}^N [1 - p_c], \quad (8.14)$$

де  $N$  – кількість променів АР.

Таким чином, отримана система з двох рівнянь (8.12) і (8.13), з урахуванням (8.14), розв'язуючи яку, знаходимо  $q_{0,0}$  і  $p_c$ . Якщо прийняти, що станція завжди має пакети для передачі і таймаут дорівнює нулю ( $\lambda \rightarrow \infty, T_r = 0$ ).

На рис.8.6 наведена залежність з урахуванням імовірності колізій від числа АС з різною інтенсивністю заявок.

З графіків випливає, що зі збільшенням кількості активних АС ймовірність колізій різко збільшується.

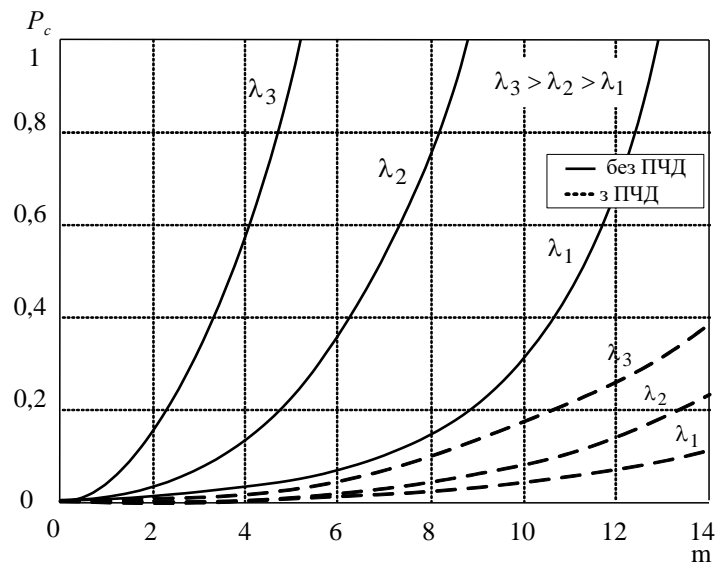


Рисунок 8.6 – Графік залежності ймовірності колізій від числа АС

Водночас, з тими самими вихідними даними у системі з ПЧД ця ймовірність зменшується в десятки разів з кількістю променів  $N = 12$  [280].

### 8.6 Визначення часу обслуговування пакетів

У розглянутому протоколі обговорювалися два основні методи відправки ЗСП: виділення окремих слотів для відправки ЗСП або прикріплення ЗСП до даних. При цьому БС найбільш характерним методом ЗСП є організація інтервалу конкурентного доступу, розбиття на слоти в кожному висхідному кадрі.

Розглянемо мережу, що складається з однієї БС і  $N$  АС, в якій  $K$  слотів конкурентного доступу для передачі ЗСП поміщаються в кінці висхідного каналу, а тривалість висхідного кадру  $T_{UL}$  достатня для передач  $S$  пакетів з даними. Прийmemo за одиницю часу тривалість одного кадру.

Під час розробки моделі передачі висхідного трафіку використовуватимемо такі припущення. По-перше, припустимо, що пакети надходять у чергу до кожної з  $N$  АС за законом Пуассона з інтенсивністю  $\lambda$ . Далі вважатимемо технологію безпроводового каналу ідеальним (тобто

спотворень пакетів у результаті впливу випадкових завад не відбувається), а буфер на кожній АС – досить великим, так що ймовірність втрати пакета через переповнення буфера досить мала за умови, що швидкість роботи мережі більша від сумарної інтенсивності надходження пакетів, що, очевидно, означає виконання нерівності  $N\lambda < S$ . Крім того, вважатимемо, що БС виділяє смугу для передачі даних кожної станції, що успішно передала ЗСП у даному кадрі, вже в наступному кадрі, що виключає можливість помилкового спрацьовування таймауту  $T_{rt}$ .

Вважатимемо, що БС реєструє пакет у ході отримання ЗСП, що містить запит смуги для цього пакета, і вважатимемо моментом реєстрації пакета кінець кадру, в якому БС отримала відповідний ЗСП. Таким чином, час обслуговування пакета  $t_{serv}$  складається з часу реєстрації  $t_{reg}$  (від моменту приходу пакета в чергу АС до моменту реєстрації) і власного часу обслуговування зареєстрованих пакетів, яке назвемо часом відправлення  $t_{send}$  пакета.

Час обслуговування пакета відраховуватимемо з моменту приходу пакета в чергу приходу до АС підтвердження (АСК) від БС про отримання пакета. Оскільки БС посилає підтвердження (АСК) на доставленні в попередньому кадрі пакети в керівній секції на самому початку наступного кадру, то знехтуємо проміжком часу на послілку підтвердження і вважаємо моментом закінчення обслуговування кінець кадру, в якому пакет був отриманий БС.

Тоді на основі формули Літтла знаходимо середній час відправки пакета [258]:

$$T_{send} = \frac{L_Q}{N\lambda}, \quad (8.15)$$

де  $L_Q$  – середня довжина сумарної черги зареєстрованих пакетів у чергах усіх АС.

Отже, середній час обслуговування пакета дорівнює

$$T_{serv} = T_{reg} + \frac{L_Q}{N\lambda}. \quad (8.16)$$

Наведемо модель зміни черги зареєстрованих пакетів і визначимо  $L_Q$ . Побудуємо модель, що описує стан АС у процесі конкурентного доступу, для оцінки  $T_{reg}$ ; таким чином, будуть отримані складові формули (8.16), що визначають середній час обслуговування пакета  $T_{serv}$ .

### 8.6.1 Процедура застосування черги зареєстрованих пакетів

Розглянемо систему масового обслуговування, що описує процес зміни сумарного числа зареєстрованих пакетів усіх АС, на вхід якої подається потік інтенсивності  $\lambda$ . Нехай  $i(t)$  – кількість пакетів у системі в момент часу, що визначає стан системи  $t$ . Тут і далі в роботі за одиницю часу взята тривалість одного кадру.

У момент  $t_v$  закінчення кадру  $v$  кількість пакетів у системі зростає за рахунок видалення обслужених пакетів. Далі на обслуговування вибираються наступні  $S$  пакетів, які покинуть систему в кінці наступного кадру  $v+1$  після приходу до АС підтвердження (АСК) від БС про отримання пакетів. Для того, щоб у момент  $t_{v+1}$  в системі залишилося  $j$  пакетів за умови, що в моменти  $t_v$  було  $i \geq S$  пакетів, необхідно, щоб за інтервал часу  $(t_v, t_{v+1})$  в систему надійшло  $j-i+S$  пакетів. Якщо в момент  $t_v$  число пакетів у системі  $i(t_v)$  менше  $S$ , то всі ці пакети будуть передані до моменту  $t_{v+1}$ , а новоприбулі пакети очікуватимуть початку наступного кадру для початку обслуговування.

Отже, всі ненульові елементи матриці однокрокових переходів визначаються так:

$$\begin{cases} p_{i,j} = f_i, 0 \leq i \leq S, j \geq 0 \\ p_{i,j} = f_{i-l+S}, i \geq S, j \geq i-S \end{cases}$$

де  $f_k$  – ймовірність надходження в систему  $k$  пакетів за довільно обраний кадр.

Запишемо рівняння глобального балансу і рівняння нормування:

$$\begin{cases} \pi_j = f_j \sum_{i=0}^{S-1} \pi_i + \sum_{i=S}^{S+j} \pi_i f_{j-i+S} j \geq 0 \\ \sum_{j=0}^{\infty} \pi_j = 1 \end{cases}, \quad (8.17)$$

де  $\pi_j$  – стаціонарна ймовірність знаходження в системі  $j$  пакетів. Для наближеного розв'язання цієї системи рівнянь знехтуємо  $\pi_j$ , починаючи з  $i > J$  де  $J$  – деяке досить велике число. Далі вирішимо отриману систему, що складається з  $J+1$  рівняння, щодо  $(\pi_0, \dots, \pi_J)$ , використовуючи метод Гаусса. В результаті знаходимо середнє сумарне число зареєстрованих пакетів [274]:

$$L_Q = \sum_{j=0}^J j \pi_j, \quad (8.18)$$

а, отже, за формулою (8.15) отримуємо середній час відправки пакета.

### 8.6.2 Оцінка середнього часу реєстрації пакета

Тепер перейдемо до оцінки середнього часу реєстрації пакета, що дорівнює відношенню математичного очікування сумарного часу реєстрації  $g$  пакетів, запити смуги для яких передаються одним ЗСП, і математичного очікування кількості  $n$  таких пакетів.

Час передачі ЗСП умовно розіб'ємо на 2 інтервали: 1) час від приходу пакета в чергу АС, у якій не було незареєстрованих пакетів (далі називатимемо такий пакет першим), до початку наступного кадру (назвемо цю дробову величину першим кадром) і 2) залишилися цілі кадри.

Розглянемо випадок, коли довжина першого кадру дорівнює  $x(x \in (0,1))$ , а число цілих кадрів дорівнює  $j$ . Очевидно, що ймовірність такого випадку дорівнює  $p_j \cdot \lambda \cdot e^{-\lambda x} dx / (1 - e^{-\lambda})$ , де  $p_j$  – ймовірність того, що кількість цілих кадрів дорівнює  $j$ . В процесі передачі ЗСП у чергу станції можуть надходити й інші пакети. В даному випадку середнє число таких новоприбулих пакетів для даної станції дорівнює  $\lambda(x+j)$ , а середній сумарний час реєстрації для таких пакетів  $\lambda(x+j)^2 / 2$ . Отже, з урахуванням першого пакета маємо:

$$T_{reg} = \frac{E\{g(x, j)\}}{E\{n(x, j)\}}, \quad (8.19)$$

де  $n(x, j) = I + \lambda(x+j)$  і  $g(x, j) = x + j + \frac{\lambda(x+j)^2}{2}$ .

Для подальшого дослідження необхідно визначити ймовірність  $p_j$ . Для цього спочатку знайдемо розподіл числа цілих кадрів, протягом яких передавався ЗСП, за умови, що станція успішно передала ЗСП з  $l$ -ї спроби.

Введемо функції  $\Psi_i(z)$  такі, що  $\Psi_i(z) = \frac{1}{W_{i-1}} \sum_{j=1}^{W_{i-1}} z^{j+T_{r_i}}$  при  $i = 1, \dots, M+1$  і  $\Psi_i(z) = \Psi_{m+1}(z)$  при  $i > M+1$ . Оскільки при  $l$ -й спробі передачі станція рівноймовірно вибирає один з  $W_i$  кадрів для відправки ЗСП, функція, яка виробляє тривалості цієї спроби за умови  $0 < i < l$  дорівнює  $\frac{1}{W_i} \sum_{j=1}^{W_i} z^{j+T_{r_i}}$ , тобто  $\Psi_i(z) \cdot z^{-1}$ . З першою спробою перший кадр дробовий, тому функція, що виробляє числа цілих кадрів цієї спроби, дорівнює  $\frac{1}{W_0} \sum_{j=0}^{W_0-1} z^{j+T_{r_1}}$ , тобто  $\Psi_i(z) \cdot z^{-1}$ . При  $l$ -й спробі передачі станція не очікує час  $T_{r_l}$ , тому що функція тривалості  $l$ -ї спроби дорівнює  $\Psi_l(z) \cdot z^{-T_{r_l}}$ . Оскільки тривалості спроб є незалежними випадковими величинами, то функція, яка виробляє час передачі ЗСП,

виміряного в цілих кадрах, за умови успіху з  $l$ -ї спроби, є добутком функцій, які виробляють тривалості перебування станції

$$\Omega_l(z) = z^{-T_{r-1}} \cdot \prod_{i=1}^l \Psi_i(z).$$

З огляду на ймовірності успіху на різноманітні спроби передачі, отримаємо похідну функцію часу передачі ЗСП, виміряного в цілих кадрах:

$$\Omega(z) = (1 - p_c) \sum_{l=0}^{\infty} p_c^l \Omega_l(z) = (1 - p_c) z^{-T_{r-1}} \left\{ \sum_{l=0}^m p_c^l \prod_{i=0}^l \Psi_i(z) + \frac{p_c^m}{1 - p_c \Psi_{m+1}(z)} \prod_{i=1}^{m+1} \Psi_i(z) \right\},$$

з якої знаходимо шукані ймовірності передачі ЗСП за  $j$  цілих кадрів:

$$p_j = \frac{1}{j!} \cdot \left. \frac{d^j \Omega(z)}{dz^j} \right|_{z=0}. \quad (8.20)$$

Для знаходження середнього часу відправки зареєстрованих пакетів потрібно отримати розподіл  $\{f_k\}$  числа пакетів, запити смуги для яких були успішно передані в даному кадрі. Знайдемо спочатку розподіл числа пакетів, що прийшли в чергу АС, за час передачі її ЗСП, включаючи перший пакет, який ініціював відправку ЗСП. Розподіл кількості пакетів, що приходять за перший кадр, включаючи перший пакет, дорівнює умовному розподілу числа пакетів, які прийшли за умови, що прийшов хоча б один:

$$f_{0\_frame}(k+1) = \frac{\lambda^k \cdot e^{-\lambda}}{(1 - e^{-\lambda}) \cdot k!} \quad (k = 0, 1, \dots). \quad (8.21)$$

і похідна функція цього розподілу дорівнює  $\theta_0(z) = \frac{ze^{-\lambda+\lambda z}}{1 - e^{-\lambda}}$ .

Далі визначимо функцію, що походить від числа пакетів, що прийшли за час передачі ЗСП за винятком першого кадру. Це число є сумою незалежних випадкових величин (числа пакетів, що прийшли за черговий цілий кадр) з



однаковим розподілом, причому, кількість доданків суми випадкова і формує функцію  $\Omega(z)$ , а похідна функція числа пакетів, що прийшли за черговий кадр, дорівнює  $e^{-\lambda+\lambda z}$ . Згідно з [53], похідна функція такої суми є складна функція похідних функцій, тобто  $\Omega(e^{-\lambda+\lambda z})$ . Отже функція, що формує числа пакетів, запити смуги для яких були успішно передані в даному ЗСП, дорівнює  $\theta(z) = \theta_0(z)\Omega(e^{-\lambda+\lambda z})$ .

Знайдемо розподіл кількості станцій, що успішно передають ЗСП протягом довільно обраного кадру. Ймовірність того, що певна АС вибрала даний кадр для відправки ЗСП, дорівнює  $\tau_{fr}$  і визначена в (8.8). Оскільки АС вибирають слоти для передачі ЗСП незалежно один від одного, то знайдемо за формулою Бернуллі ймовірність того, що  $l$  станцій з  $N$  вибрали даний кадр:

$$P_{tr} = C_N^l \tau_{fr}^l (1 - \tau_{fr})^{N-l}.$$

Скористаємося підходом, описаним в [54], для визначення ймовірності  $m$  успішних передач ЗСП у даному кадрі за умови, що рівно  $l$  станцій намагалося передати ЗСП за наявності  $K$  слотів для передачі:

$$P_{s\_tr}(\mu/l) = \sum_{v=1}^{\lfloor \frac{l-\mu}{2} \rfloor} C_K^{v+\mu} \cdot C_{v+\mu}^{\mu} \cdot V(v, l-\mu), \quad (8.22)$$

де  $\lfloor \frac{l-\mu}{2} \rfloor$  – означає найбільше ціле число, яке не перевищує  $\lfloor \frac{l-\mu}{2} \rfloor$ ,

$$V(v, k) = 1 - v^{-k} \left\{ \sum_y^{v-l} C_y^v V(y, k) + \sum_y^{v-l} C_u^v \frac{k!}{(k-u)!} + \sum_{y=1}^{v-l} C_y^{v-u} V(y, k-u) \right\} - \text{число способів}$$

розмістити  $k$  ЗСП по  $v$  слотах так, щоб у кожному виявилось не менше двох ЗСП, визначається рекурсивно.

Отже, ймовірність  $\mu$  успішних передач ЗСП в одному кадрі дорівнює

$$P_{s\_tr}(\mu) = \sum_{l=\mu}^N P_{s\_tr}(\mu|l) \cdot P_{tr}(l).$$

Нехай  $P_{tr}(\mu)$  – функція, що здійснює розподіл  $\{P_{s\_tr}(\mu)\}$ . Тоді, скориставшись теоремою з [104] і припускаючи, що кількості пакетів, запити смуги для яких передаються в ЗСП різними станціями, однаково розподілені й незалежні один від одного, знаходимо похідну функцію  $p_{s\_tr}(\theta(s))$  розподілу сумарного числа пакетів, зареєстрованих у даному кадрі.

Таким чином, отримані ймовірності

$$f_k = \frac{1}{k!} \cdot \left. \frac{d^k p_{s\_tr}(\theta(s))}{ds^k} \right|_{s=0}$$

реєстрації  $k$  пакетів у одному кадрі, які необхідні для знаходження середнього сумарного числа зареєстрованих пакетів  $L_Q$  (згідно з (8.17)–(8.18)).

На рис.8.7 наведено графіки залежності ймовірності реєстрації  $k$ -пакетів у ході використання механізму ПЧД і без нього. З графіка випливає, що при ПЧД ймовірність реєстрації має максимум на  $k \cong 1,5$  в той час, як без ПЧД це значення  $f_{k_{\max}}$  спостерігається при  $k \cong 8$ . Середні значення очевидно досить близькі до максимумів ймовірності [273]. Точні значення часу середині відправки  $T_{send}$  визначається згідно з (8.15), середній час реєстрації  $T_{reg}$  відповідно до (8.19). В результаті отримуємо середній час обслуговування пакета:

$$T_{serv} = T_{reg} + T_{send},$$

Таким чином, розроблена аналітична модель дозволяє визначити характеристики часу обслуговування пакетів і порівняти при цьому дані характеристики для випадку використання методу просторово-часового доступу і без нього.

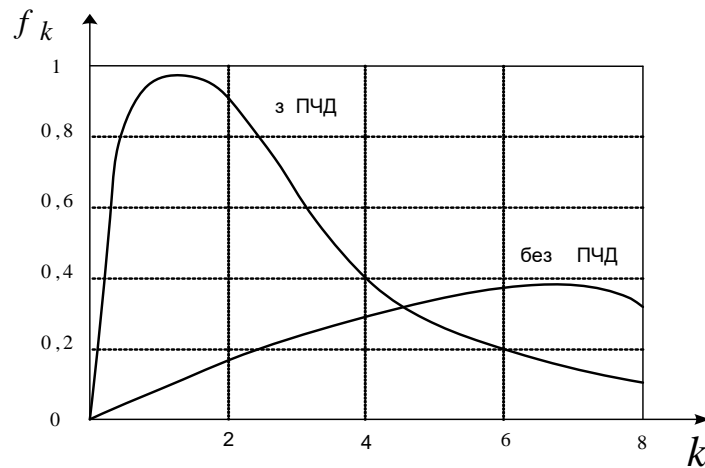


Рисунок 8.7 – Ймовірність реєстрації  $k$ - пакетів в одному кадрі

Ці дані дозволяють зробити висновок, що включення механізму ПЧД призводить до підвищення якісних показників часу обслуговування в 8–12 разів.

### Висновки до розділу

1. Аналіз показав, що метод просторово-часового доступу цілком сумісний з уже існуючим протоколом доступу, який формує якість сервісів (QoS), що визначається механізмами контролю доступу (МКД) і механізмами запиту смуги пропускання (ЗСП). Механізм запиту смуги пропускання передбачає виділення для кожної АС як частотного (смуги часових частот  $\Delta F$ ), так і просторового (смуга просторових частот  $\Delta G$ , яка визначається променем AP) ресурсу БС. Обидві смуги виділяються БС за запитом для кожного з'єднання, що належить АС.

2. Сигнали ЗСП, що передаються АС, приймаються неспрямованою антеною БС, що забезпечує прийом у всій смузі просторових частот. Дані сигнали забезпечують високу завадозахищеність, можливість ідентифікації і аутентифікації АС, що дозволяє надати їй відповідну смугу часових і просторових частот. БС виділяє смугу за одним з двох механізмів: на з'єднання (GPC) або на станцію (GPSS). Відповідно до кожного з цих механізмів

процедура виділення смуги просторових частот ідентична. Єдина відмінність: при GPSS кожному з'єднанню не видається ідентифікатор CID, що тільки полегшує завдання перерозподілу отриманої смуги між сполуками.

3. В ході реалізації просторово-часового доступу можлива поява ефекту «засліплення» AP у випадку, коли 2 або більше сигналів AC потрапляють в одну і ту саму смугу просторових частот. Дана колізія може бути вирішена з використанням методів частотно-часового доступу, зокрема на базі ймовірнісного конкурентного доступу. Показано, що в межах однієї смуги просторових частот можна використати  $N$  частотно-часових сигналів на базі ймовірнісного конкурентного алгоритму (BEB – Binary Exponential Backoff – метод подвійної експоненціальної відстрочки), що в потенціалі можна отримати  $N_{чч} \times N_{пч}$  каналів доступу. Використання конкурентного доступу надає можливість якісного доступу в умовах збігу та близького просторового розташування двох або більше сигналів абонентських станцій з їхньою великою щільністю. Показано, що за рахунок спільного використання методів ймовірнісного конкурентного доступу з просторово-часовим доступом вдається забезпечити вирішення колізій сигналів абонентських станцій за мінімальний час у межах однієї і тієї ж пелюстки антенної решітки під час її «засліплення». Аналіз показав, що метод просторово-часового доступу цілком сумісний з уже існуючим протоколом доступу і формує якість сервісів (QoS), що визначається механізмами контролю доступу (МКД) і механізмами запиту смуги пропускання (ЗСП).

4. Розроблено аналітичну модель, що дозволяє визначити характеристики часу обслуговування пакетів і порівняти при цьому ці характеристики для випадку використання методу просторово-часового доступу і без нього. Ці дані дозволяють зробити висновок, що включення механізму просторово-часового доступу сприяє підвищенню якісних показників часу обслуговування в 8–12 разів.

## **9 АНАЛІЗ ЕЛЕКТРОМАГНІТНОЇ СУМІСНОСТІ ПІД ЧАС РОЗПОДІЛУ РЕСУРСІВ У МЕРЕЖІ МОБІЛЬНОГО ЗВ'ЯЗКУ**

З огляду на міжнародний досвід (FCC (США), OFCOM (Великобританія), IDA (Сингапур)) впровадження перспективних радіотехнологій можна виділити такі основні сценарії використання систем когнітивного радіо [281–307]:

1) безпроводовий доступ для мобільних АС на базі мереж LTE з використанням лінії вниз у смузі частот 470–686 МГц;

2) безпроводовий доступ для мобільних АС на базі мереж LTE з використанням дуплексної лінії зв'язку в смузі частот 470–686 МГц;

3) безпроводовий доступ для фіксованих АС у межах населеного пункту на базі LTE, Wi-MAX, IEEE 802.22 або інших стандартів;

4) організація ліній зв'язку між населеними пунктами для забезпечення широкопasmового доступу в населених пунктах, що не мають широкопasmового підключення за допомогою інших систем зв'язку, з використанням IEEE 802.22 або інших стандартів.

У 2010 р. Міжнародний союз електрозв'язку (МСЕ) сформував набір вимог IMT-Advanced (International Mobile Telecommunications - Advanced), які повинні висуватися до ММЗ четвертого покоління (4G).

Серед небагатьох стандартів, що відповідають вимогам IMT-Advanced і належать сімейству 4G, знаходиться передовий стандарт довгострокової еволюції універсальної наземної системи радіозв'язку (Long Term Evolution - Advanced, LTE-A), що розробляється комітетом з стандартизації 3GPP (Third Generation Partnership Project).

### **9.1 Технологія множинного доступу OFDMA і OFDM модуляція**

Для передачі сигналів у каналі зв'язку систем LTE-A використовується технологія множинного доступу з ортогональним частотним розділенням абонентів (Orthogonal Frequency Division Multiple Access, OFDMA).

Ця технологія заснована на застосуванні схеми цифрової модуляції з ортогональним частотним мультиплексуванням (ущільненням) - OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing). Під час використання OFDM модуляції вся доступна смуга частот ділиться між множиною ортогональних піднесучих частот, кожна з яких незалежно модулюється передавачем базової станції за допомогою квадратурної амплітудної модуляції (КАМ). Таким чином, у часовій області комплексний сигнал на виході OFDM модулятора можна записати у такому вигляді:

$$\dot{U}_{ck} = \dot{U}_c(k\Delta t) = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} \dot{U}_i e^{jk \frac{2\pi}{N}}, \quad (9.1)$$

де  $N$  – кількість піднесучих;

$k = 0, 1, 2, 3, \dots, (N-1)$  – дискретний час;

$\Delta t$  – період дискретизації;

$\dot{U}_i$  – комплексний інформаційний символ.

В результаті застосування OFDM модуляції всі символи передаються одночасно, при цьому тривалість кожного символу КАМ ефективно зростає в  $N$  разів порівняно з послідовною передачею символів на одній частоті.

Завдяки такій обробці сигналів OFDM модуляція є більш стійкою до міжсимвольної інтерференції, що виникає при багатопроменевому поширенні сигналів у безпроводових каналах зв'язку. Для повного усунення завад між двома послідовними OFDM символами до кожного OFDM символу в часовій області додається захисний інтервал, який реалізовано у вигляді циклічного префікса (ЦП).

У специфікації для вказівки різних тривалостей по осі часу

використовується поняття часової одиниці  $T_s = \frac{1}{15000 \cdot 2048} = 3,2552 \cdot 10^{-8} \text{ с.}$

Передача по радіоканалу здійснюється кадрами довжиною  $T_f = 307200 \cdot T_s = 10$  мс. При цьому підтримуються дві структури кадрів. Одна для випадку частотного дуплексу (FDD), інша – для часового дуплексу (TDD).

Кожен кадр FDD складається з 20 слотів довжиною  $T_{slot} = 15360 \cdot T_s = 0,5$  мс, які пронумеровані від 0 до 19. Крім цього, виділяється поняття підкадру, який складається з двох сусідніх слотів, тобто підкадр з номером  $i$  містить в собі слоти з номерами  $2i$  та  $2i + 1$ .

У разі FDD спадний (DL) і висхідний (UL) канали передаються на різних частотах, тому в кожному 10 мс інтервалі часу є 10 підкадрів для передачі "вниз" і 10 підкадрів для передачі "вгору".

На рис.9.1 зображена структура кадру для випадку FDD.

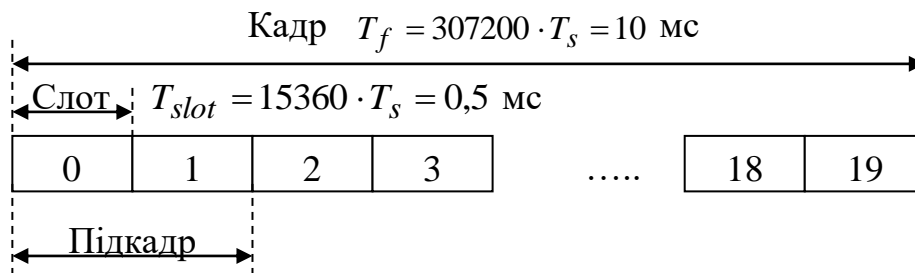


Рисунок 9.1 – Структура кадру для випадку FDD

Кадр TDD (рис.9.2) так само складається з 10 підкадрів довжиною 1 мс. Однак, на відміну від FDD випадку, в TDD випадку в деяких підкадрах йде передача "вниз", а в деяких "вгору". Крім цього, існують спеціальні підкадри, які складаються з трьох частин: DwPTS – поля передачі "вниз", GP – захисного інтервалу і UpPTS – поля передачі "вгору". Підтримуються дві можливі конфігурації періодичності перемикавання з періодом перемикавання 5 мс і 10 мс. У разі перемикавання з періодом 10 мс спеціальний підкадр присутній тільки в першій половині кадру. У випадку ж з 5 мс перемиканням спеціальний підкадр існує в обох половинах кадру (рис.9.2).

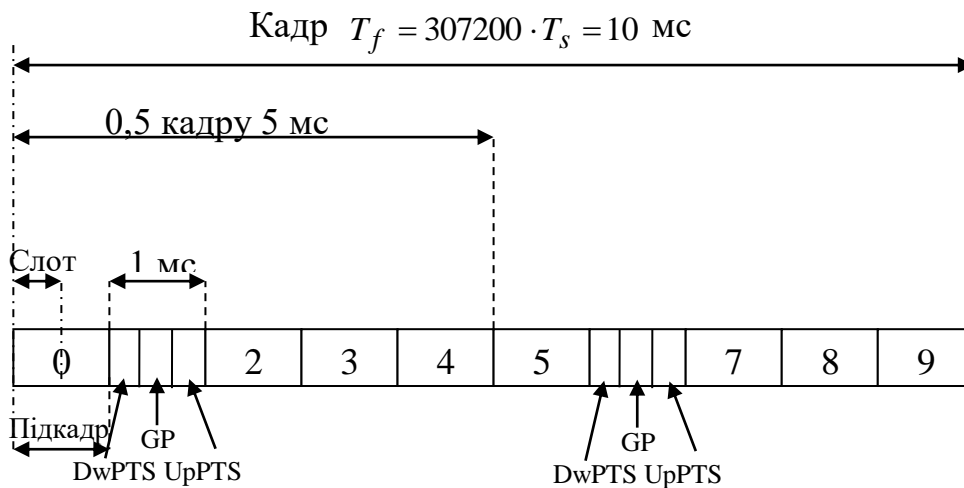


Рисунок 9.2 – Структура кадру для випадку TDD з 5 мс перемиканням

У табл.9.1 надано всі можливі конфігурації при TDD.

Таблиця 9.1 – Можливі конфігурації при TDD

Конфігурація	Період перемикання, мс	Номер підкадру									
		0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
0	5	D	S	U	U	U	D	S	U	U	U
1	5	D	S	U	U	D	D	S	U	U	D
2	5	D	S	U	D	D	D	S	U	D	D
3	10	D	S	U	U	U	D	D	D	D	D
4	10	D	S	U	U	D	D	D	D	D	D
5	10	D	S	U	D	D	D	D	D	D	D
6	5	D	S	U	U	U	D	S	U	U	D

У таблиці літерою "D" позначені підкадри, в яких здійснюється передача "вниз", "U" – підкадри передачі "вгору", а "S" – спеціальні підкадри. Як видно з таблиці, в підкадрах 0 і 5 завжди здійснюється передача "вниз", а в підкадрі, який прямує за спеціальним, завжди здійснюється передача "вгору".

Під час використання технології OFDM передача даних здійснюється на множині частотних піднесучих. При відстані між піднесучими  $\Delta F = 15$  кГц (опційно можливий ще варіант з 7.5 кГц) тривалість OFDM символу становить  $\frac{1}{\Delta F} = 66,7$  мкс. У кожному слоті (0.5 мс) передають 6 або 7 OFDM символів залежно від тривалості циклічного префікса. Тривалість циклічного префікса



дорівнює  $T_{cp} = 160 \cdot T_s = 5,2$  мкс перед першим символом і  $T_{cp} = 144 \cdot T_s = 4,7$  мкс перед іншими символами. Також є можливість використання розширеного циклічного префікса тривалістю  $T_{cp} = 512 \cdot T_s = 16,7$  мкс. У цьому випадку в одному слоті передаються 6 OFDM символів. На рис.9.3 надано обидва варіанти структури слота.

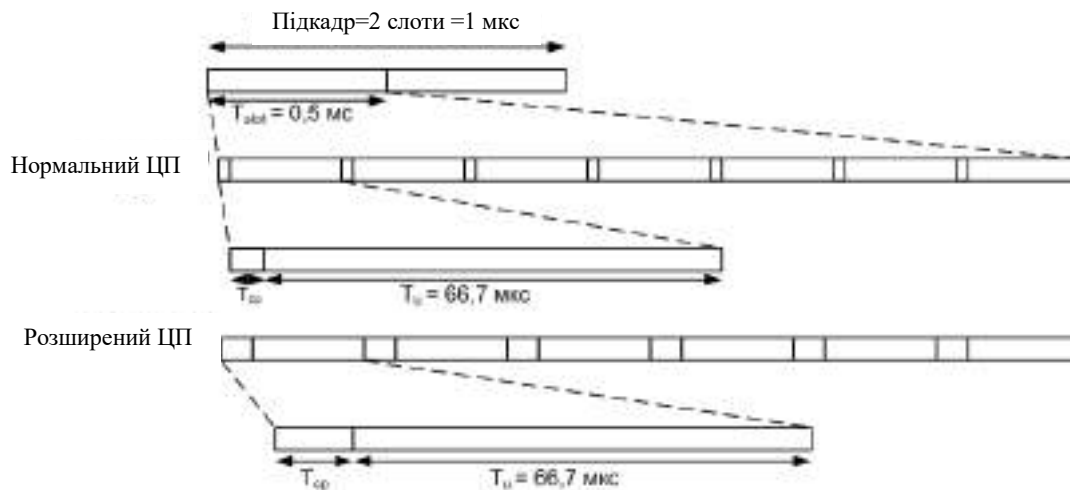


Рисунок 9.3 – Варіанти структури слота

Весь каналний ресурс розбивається на ресурсні блоки (РБ). Один блок складається з 12 розташованих поруч піднесучих, що займають смугу 180 кГц, і одного часового слота (6 або 7 OFDM символів загальною тривалістю 0.5 мс). Кожен OFDM символ на кожній піднесучій утворює ресурсний елемент (РЕ), який характеризується парою значень  $\{k, l\}$ , де  $k$  – номер піднесучої,  $l$  – номер символу в ресурсному блоці. При стандартній конфігурації (зі стандартною тривалістю циклічного префікса і, отже, з 7-а OFDM символами в одному слоті) в низхідному каналі кожен ресурсний блок містить в собі  $12 \cdot 7 = 84$  ресурсних елементи. На рис. 9.4 наводиться схема ресурсного блоку із зазначенням ресурсних елементів, в яких передаються пілотні сигнали зі стандартною довжиною циклічного префікса. Частина з ресурсних елементів використовується для передачі пілотного сигналу, який використовується для синхронізації і оцінки стану радіоканалу.

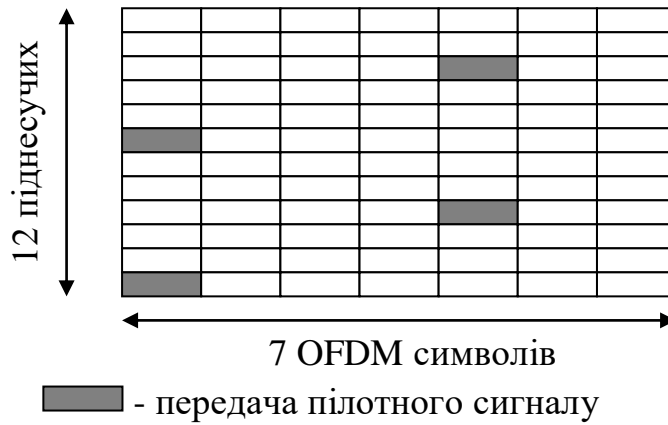


Рисунок 9.4 – Схема ресурсного блока

Під час висхідної передачі використовують ті ж поняття ресурсного блоку та підкадру. При цьому виділення ресурсу призначеним для користувача пристроєм відбувається на всю тривалість підкадру.

Для забезпечення множинного доступу в системі зв'язку LTE-A за технологією OFDMA групи піднесучих одного OFDM символу можуть призначатися різним абонентам. Структура OFDMA сигналу в частотно-часовій області під час передачі даних чотирьом абонентським станціям (АС) схематично зображена на рис. 9.5.

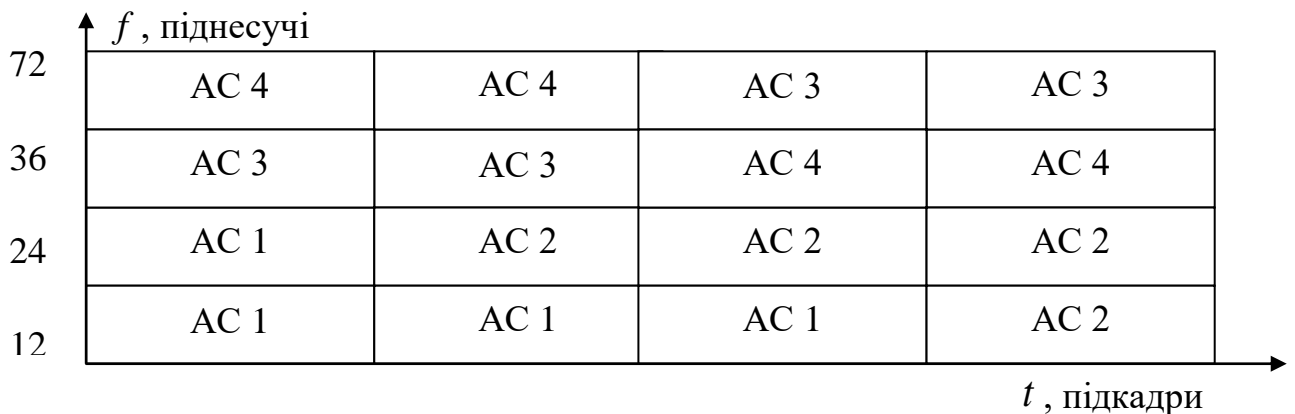


Рисунок 9.5 – Схематичне зображення структури OFDMA сигналу в частотно-часовій області під час передачі даних чотирьом абонентам

При цьому мінімальною одиницею, що виділяється для передачі даних одному або декільком абонентам із заданими параметрами передачі, такими як схема КАМ і швидкість завадостійкого кодування, є блок частотно-часових ресурсів (елементів), що складається з 12 піднесучих і має тривалість в один підкадр. Кожен підкадр залежно від конфігурації системи, що використовується, може складатися з 12 або 14 OFDM символів (залежно від довжини ЦП).

## **9.2 Технологія MIMO**

В основі технології MIMO лежить принцип використання багатоелементних адаптивних антенних решіток (AAP) як на приймальній, так і на передавальній стороні. Просторова обробка сигналів на різних антенних елементах дозволяє підвищити стійкість і швидкість передачі даних у системах радіозв'язку. У стандарті LTE-A підтримка технології MIMO реалізована на фізичному рівні. Тому системи радіозв'язку LTE-A можуть належати до класу MIMO-OFDMA систем.

### **9.2.1 Просторово-часове блокове кодування**

Просторово-часове блокове кодування або STBC (Space-Time Block Coding) – це найбільш проста техніка, яка використовує рознесення передавальних антен. Її застосування не передбачає знання характеристик радіоканалу при передачі і не вимагає складних алгоритмів обробки сигналів при прийомі. Недолік техніки STBC у тому, що вона забезпечує не настільки високу швидкість передачі інформації, як інші способи просторового кодування.

Розглянемо STBC на прикладі, коли є дві випромінюючі антени і одна приймальна. В цьому випадку інформаційні символи передаються і приймаються парами (блоком з двох символів). Під час першого символного

інтервалу, що становить половину тривалості блоку, перший символ  $x_1$  у модуляторі перетворюється в сигнал  $u_1(t)$ , який надходить на першу антену, а другий символ  $x_2$  в модуляторі перетворюється в сигнал  $u_2(t)$ , який надходить на другу антену. Під час другого символного інтервалу на першу антену подається сигнал  $-u_2^*(t)$  (знаком \* позначена комплексно спряжений сигнал), а на другу антену надходить сигнал  $u_1^*(t)$ .

Сигнали, які надійдуть на вхід приймача в перший і другий символні інтервали, позначимо через  $z_1(t)$  і  $z_2(t)$ . Вони визначаються виразами:

$$\begin{cases} z_1(t) = h_1 u_1(t) + h_2 u_2(t) \\ z_2(t) = -h_1 u_2^*(t) + h_2 u_1^*(t) \end{cases}, \quad (9.2)$$

де  $h_1$  і  $h_2$  – комплексні коефіцієнти передачі (федінги) каналу.

Значення  $h_1$  ( $h_2$ ) – це відношення комплексної амплітуди напруги на виході приймальної антени до комплексної амплітуди сигналу на вході першої (другої) передавальної антени. Ми вважаємо для простоти, що розглядається вузькосмуговий канал, і залежність федінга від частоти можна не враховувати.

З сигналів  $z_1(t)$  і  $z_2(t)$ , прийнятих у перший і другий символні інтервали, складемо такі дві лінійні комбінації:

$$\begin{cases} \hat{u}_1(t) = h_1^* z_1(t) + h_2 z_2^*(t) \\ \hat{u}_2(t) = h_2^* z_1(t) - h_1 z_2^*(t) \end{cases}. \quad (9.3)$$

Підстановка виразів (9.2) в (9.3) призводить до такого вигляду:

$$\begin{cases} \hat{u}_1(t) = (|h_1|^2 + |h_2|^2) u_1(t) \\ \hat{u}_2(t) = (|h_1|^2 + |h_2|^2) u_2(t) \end{cases}. \quad (9.4)$$

Вираз (9.4) показує, що, комбінуючи прийняті сигнали відповідно до виразу (9.3), ми отримаємо сигнали, які відрізняються від переданих сигналів  $u_1(t)$  і  $u_2(t)$  тільки дійсним множником.

Процес передачі і прийому сигналів під час просторово-часового блокового кодування схематично зображено на рис. 9.6.

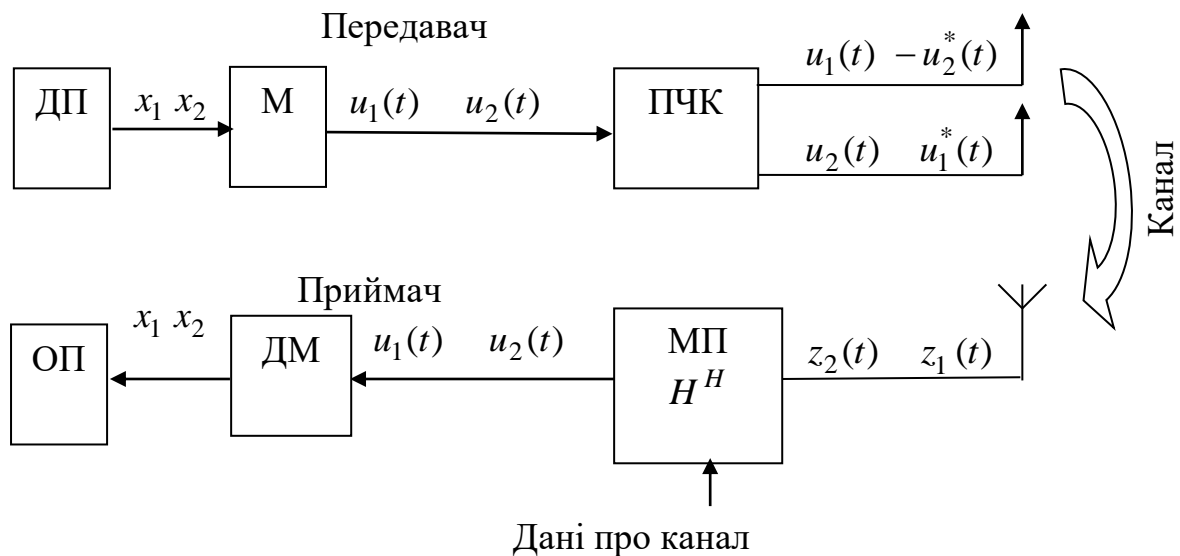


Рисунок 9.6 – Перетворення сигналів під час просторово-часового кодування

Символи від джерела повідомлень (ДП) надходять на модулятор (М) і просторово-часовий кодер (ПЧК). Різні комбінації вхідних символів випромінюються передавальними антенами. На приймальному кінці прийняті сигнали подаються на вхід матричного перетворювача (МП), на який також надходить інформація про комплексні коефіцієнти передачі каналу. На виході МП спостерігаються передані сигнали  $u_1(t)$ ,  $u_2(t)$ , які демодулятором (ДМ) перетворюються в символи  $x_1, x_2$  та надходять до одержувача повідомлень (ОП).

Схема STBC, наведена на рис. 9.6, зберігається і тоді, коли кількість передавальних антен більше двох. У цьому випадку довжина блоку

збільшується, і процедура комбінування символів блоку ускладнюється.

Запишемо співвідношення (9.2–9.4) у матричній формі. Ввівши вектори  $\vec{u}(t)$  і  $\vec{z}(t)$  переданих і прийнятих сигналів, запишемо (9.2) у вигляді:

$$\vec{z}(t) = \begin{bmatrix} z_1(t) \\ z_2^*(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_1 & h_2 \\ h_2^* & -h_1^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1(t) \\ u_2(t) \end{bmatrix} = H \vec{u}(t). \quad (9.5)$$

В (9.5) через  $H$  позначена матриця, що складається з комплексних федінгів каналу, а також з величин, що відрізняються від них комплексним спряженням і знаком. Можна зазначити, що введена матриця  $H$  має таку властивість:

$$H^H H = (|h_1|^2 + |h_2|^2) I = \|h\| I, \quad (9.6)$$

де  $(\bullet)^H$  позначає ермітове спряження (комплексне спряження і транспонування);

$I$  – одинична матриця;

$\|h\|$  – сума квадратів модулів усіх федінгів радіоканалу.

З (9.5) і (9.6) видно, що для отримання оцінки вектора переданих даних слід помножити матрицю  $H^H$  на вектор  $\vec{z}(t)$  прийнятих у блоці сигналів:

$$\hat{\vec{u}}(t) = H^H \vec{z}(t). \quad (9.7)$$

Рівність (9.7) є матричною формою запису виразу (9.3). Зручність матричних формул (9.5–9.7) у тому, що їхній вигляд не залежить від кількості передавальних антен.

Ступінь виграшу багатоантенної STBC-системи порівняно з одноантенною системою зв'язку визначається виразом:

$$\hat{\bar{u}}(t) = \|h\| = \bar{u}(t) \sum_{n=1}^{N_t} |h_n|^2, \quad (9.8)$$

де  $N_t$  – кількість передавальних антен.

Вираз (9.8) показує, що потужність сигналу на виході системи просторово-часового кодування дорівнює сумі потужностей, що надходять в приймач від усіх передаючих антен. Перевага розглянутої системи просторово-часового блокового кодування в тому, що вона досягається без ускладнення приймального блоку.

### 9.2.2 Багатоантенні системи з декількома просторовими каналами

У таких системах, як в передавачі, так і в приймачі використовуються декілька антен. Їх часто називають системами з багатьма входами і багатьма виходами (MIMO - Multiple Input Multiple Output).

Вважається, що кількість передавальних антен не більше кількості приймальних ( $N_t \leq N_r$ ). У цьому випадку можна отримати швидкості передачі інформації, близькі до граничних без адаптації, тобто якщо параметри каналу відомі в передавачі.

У MIMO-системі зв'язку з  $N_t$  передавальними і  $N_r$  приймальними антенами при  $N_t \leq N_r$  вхідний потік даних ділиться на  $N_t$  підпотоків. Послідовно-паралельний демультимплексор (рис.9.7) виконує це розділення. Кожен підпотік після кодування і модуляції випромінюється окремою антеною. Всі  $N_t$  підпотоки випромінюються одночасно в одній і тій самій смузі частот. Для всіх підпотоків можуть використовуватися ідентичні коди і модулятори.

Випромінені  $N_t$  потоки створюють сигнали в кожній з  $N_r$  приймальних антен. Тобто сигнал у кожній приймальній антені – це суміш  $N_t$  випромінених сигналів, помножених на комплексні передані функції від відповідних передавальних антен до даної приймальної антени.

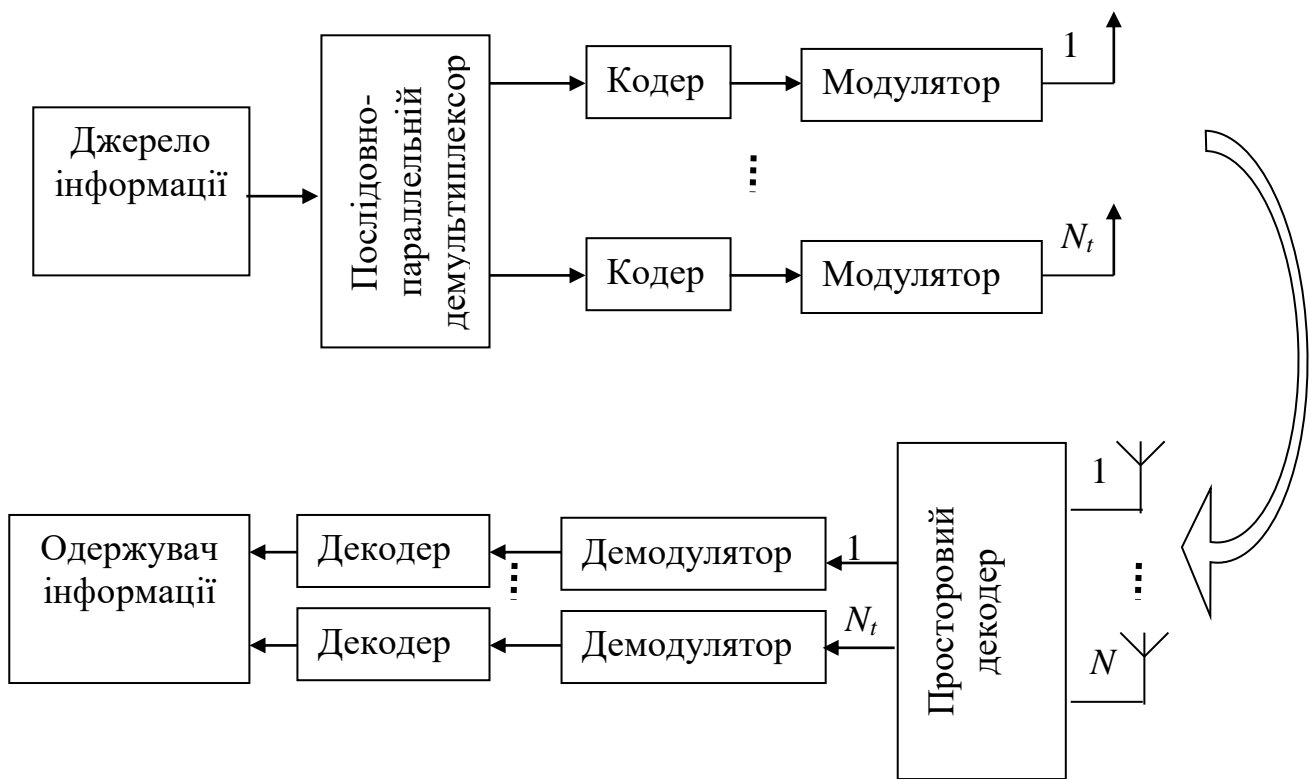


Рисунок 9.7 – Структурна схема MIMO-системи зв'язку

Вектор прийнятих сигналів  $\vec{z}(t)$  є перемноженням матриці каналу  $H$  на вектор випромінених сигналів  $\vec{u}(t)$ :

$$\vec{z}(t) = H \vec{u}(t) + \vec{\xi}(t), \quad (9.9)$$

де  $\vec{\xi}(t)$  –  $N_r$ -вимірний вектор шуму.

Матриця каналу вимірюється перед передачею інформації і вважається відомою в приймачі.

Далі в приймачі вирішується задача розділення і оцінки  $N_t$  сигналів, які випромінено. Для цього потрібно розв'язати систему з  $N_r$  рівнянь з  $N_t$



невідомими. Організована таким чином МІМО система зв'язку забезпечує передачу інформації по  $N_t$  просторових каналах. Причому всі канали працюють в одній і тій самій смузі частот і розділяються тільки за рахунок просторового рознесення випромінюючих і приймальних антен.

Можна також дати інше пояснення принципу роботи МІМО-системи, яке більшою мірою спирається на фізику і в меншій – на математику. Приймальну антенну систему разом з просторовим декодером можна розглядати як антенну решітку з багатопроменевою діаграмою спрямованості. Причому кожен з променів формується так, щоб він був спрямований тільки на одну приймальну антену, на всі інші антени мають бути спрямовані нулі сформованого променя. У цьому трактуванні просторове розділення джерел пояснюється складним характером діаграми спрямованості антенної системи приймача. Зазвичай, слід враховувати, що у формуванні діаграми беруть участь не тільки  $N_r$  приймальні антени, але і багатопроменеове середовище поширення хвиль. Приймач повинен стежити за зміною середовища і постійно міняти положення променів у просторі.

### **9.3 Розподіл фізичних ресурсів системи зв'язку між абонентами**

Призначення частотно-часових блоків для передачі сигналів АС відбувається в результаті процедури планування (розподілу) фізичних ресурсів МІМО-OFDMA системи зв'язку. Мета цієї процедури полягає у виділенні базовою станцією (БС), піднесучих кожного доступного частотно-часового блоку АС, для яких досягається найбільше значення деякої метрики (цільової функції) на даній групі піднесучих. Як така метрика може виступати, наприклад, значення ВСЗШ. Однак у цьому випадку доступ до фізичних ресурсів системи зв'язку отримуватимуть тільки АС з високими значеннями ВСЗШ.

Тому, для призначення частотно-часових блоків усім АС у багатокористувацьких системах зв'язку широкого поширення набув алгоритм пропорційного справедливого розподілу фізичних ресурсів (Proportional Fair, PF). Відповідно до цього алгоритму доступ до частотно-часового блоку отримує АС  $i$  з максимальним значенням метрики  $PF_i$ , яка визначається виразом:

$$PF_i = \frac{I_i'}{C_i}, \quad (9.10)$$

де  $I_i'$  – миттєва швидкість передачі даних  $i$ -ї АС;

$C_i$  – середня пропускна здатність  $i$ -ї АС, яка розрахована для деякого часового інтервалу.

Для підвищення спектральної ефективності МІМО-OFDMA системи зв'язку один і той самий частотно-часовий блок може використовуватися для обслуговування декількох АС. У цьому випадку між сигналами АС з'являються взаємні завади. Для забезпечення ЕМС у передавачі БС необхідно додатково проводити просторову обробку сигналів. У результаті такої обробки формуються нові просторові підканали, в яких обслуговуються АС.

У даному випадку диспетчер контролює, для кожного моменту часу, яким АС потрібно розподілити частини спільно використовуваного ресурсу. Диспетчер також визначає швидкість передачі даних, яка має застосовуватися для кожної АС. Диспетчер визначає продуктивність всієї системи, особливо в дуже завантаженій мережі. Як низхідна, так і висхідна лінії зв'язку LTE піддаються щільному (компактному) плануванню. Диспетчер для кожного часового моменту і частотної області вибирає АС з найкращим станом каналу, як показано на рис.9.8.

Для LTE рішення з планування можуть прийматися 1 раз кожну мс; гранулярність в частотній області 180 кГц.

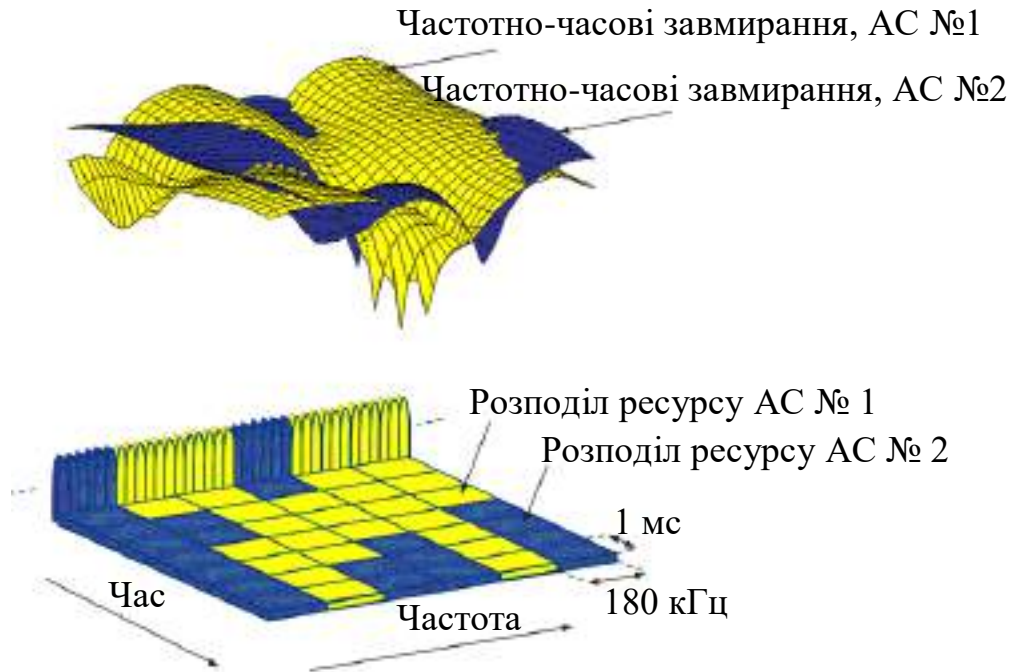


Рисунок 9.8 – Розподіл ресурсу між АС

#### 9.4 Електромагнітна сумісність радіоелектронних засобів мереж мобільного зв'язку

Під час проектування перспективних систем зв'язку одним з основних завдань є підвищення їхньої пропускної здатності. Класичним підходом до вирішення цього завдання є збільшення випромінюваної потужності і / або ширини смуги частот переданих сигналів. Однак, у силу екологічних вимог та обмеженості частотного ресурсу, особливо в найбільш підходящому для ММЗ дециметровому діапазоні довжин хвиль, даний підхід сьогодні практично вичерпав себе. Існуючі альтернативні підходи пов'язані, перш за все, зі збільшенням щільності покриття радіомережі, тобто зі збільшенням загального числа БС, що працюють на однакових несучих частотах. Недоліком подібного способу підвищення пропускної здатності системи зв'язку є зростання рівня взаємних неавмисних завад у приймачах АС від сусідніх БС. У результаті, завади з боку станцій, які заважають, стають основною причиною, що обмежує подальше зростання пропускної здатності сучасних ММЗ.

Крім щільності розташування базових станцій, іншим фактором, що впливає на рівень завад у приймачах АС, є застосування в ММЗ схем вирівнювання рівнів завантаженості каналів БС. Особливо гостро ця проблема стоїть у, так званих, неоднорідних мережах (Heterogeneous Networks, HetNets) з різними типами БС. Розгортання таких мереж передбачає розташування в зонах обслуговування традиційних БС (макростанцій) додаткових станцій (пікостанцій), що мають відносно невелику випромінювану потужність. Хоча мала потужність сигналів, що випромінюються пікостанціями, сприяє зниженню рівня ненавмисних завад від цих станцій, їх зони покриття, а отже і кількість абонентських сполук з ними, істотно менше, ніж у макростанцій. Це призводить до нерівномірної завантаженості частотних каналів БС різних типів. Для підвищення ефективності роботи неоднорідної радіомережі в цьому випадку застосовуються схеми вирівнювання завантаженості різних видів БС. Основна ідея таких схем полягає в перемиканні абонентського з'єднання з більш завантаженої макростанції на сусідню (найближчу до АС), менш завантаженої пікостанцію. Перепризначення з'єднання з макро- на пікостанцію призводить до того, що БС, яка спочатку обслуговувала АС, після перемикання з'єднання стає для нього сильним джерелом завад. Як наслідок, середнє значення ВСЗШ у приймачі АС у ході використання схем вирівнювання може істотно знизитися. Особливо сильно впливу створюваних завад піддаються АС, що знаходяться на межі зон обслуговування різних стільників. Це, в свою чергу, обмежує ефективність роботи всієї МІМО-OFDMA системи зв'язку в цілому.

Для компенсації завад у сучасних МІМО-OFDMA ММЗ широко застосовуються методи адаптивної просторової обробки сигналів на багатоелементній приймальній антені АС, що дозволяє послабити завади від сусідніх станцій. Однак, у силу невеликої кількості антенних елементів у приймача АС, ефективність використання такої обробки обмежена. Тому, на додаток до методів компенсації завад на стороні АС у ММЗ використовуються різні способи усунення завад передавальними БС. Дослідження показують, що

для ефективної боротьби з завадами можна проводити попередню оптимальну просторову обробку сигналів, що передаються на декількох БС, що мають між собою високошвидкісні лінії зв'язку. Завдяки можливості розміщувати більшу кількість антенних елементів на стороні передавача БС даний підхід до боротьби з завадами виявляється досить ефективним. Крім цього, застосування алгоритмів адаптивного розподілу частотно-часових ресурсів на БС мережі сприяє подальшому підвищенню завадостійкості ММЗ.

У сучасних стандартах МІМО-OFDMA ММЗ підтримуються механізми перерозподілу потоків даних (трафіку) між макро- і пікостанціями [295], а також контролюються рівні взаємних внутрішньоканальних завад. Управління трафіком і взаємними завадами в стандарті LTE-A можна здійснювати за допомогою двох типів схем передачі даних: схеми координованої в часі передачі даних між різними типами БС (enhanced Inter-Cell Interference Coordination, eICIC [54]) і сімейства схем координованої просторової обробки і передачі сигналів з декількох БС всередині деякого кластера (Coordinated Multi-Point operation, CoMP).

У схемі eICIC координація передачі відбувається між БС неоднорідної радіомережі різного типу за допомогою квазістатичного виділення частини часових ресурсів (підкадрів), на яких активність передавальних макростанцій істотно обмежується шляхом зниження потужності сигналів, що передаються, або повного припинення передачі даних. Рівень внутрішньоканальних завад, створюваних макростанціями протягом цих часових ресурсів, істотно знижується, що сприяє підвищенню ВСЗШ у приймачах АС, що обслуговуються невеликими пікостанціями.

У схемах CoMP здійснюється швидка динамічна координація між сусідніми БС будь-якого типу. При цьому зниження рівня завад досягається за рахунок спільної координованої просторової обробки сигналів, що передаються для кожного підкадру на адаптивних антенах БС, що належать до одного кластера, а також завдяки спільному плануванню фізичних (частотно-часових) ресурсів для передачі сигналів АС.

У загальному випадку схеми CoMP можна розділити на дві групи: схеми Joint Processing (JP) CoMP зі спільною обробкою переданих та прийнятих корисних сигналів AC декількома БС і схеми Coordinated Scheduling and Coordinated Beamforming (CS / CB) CoMP з координованим плануванням фізичних ресурсів і адаптивним формуванням діаграм спрямованості під час передачі і прийому сигналів на декількох БС. Додатково в підкласі JP CoMP прийнято виділяти схему Joint Transmission (JT) CoMP, зі спільною передачею однакових корисних сигналів одній AC одночасно з декількох БС і їхнім подальшим когерентним прийомом на стороні AC, і схему Dynamic Point Selection (DPS) CoMP, із швидким адаптивним вибором найкращої передавальної БС для AC залежно від поточних умов поширення сигналів, рівня завад і завантаженості мережі. Головна відмінність схем JP CoMP від CS / CB CoMP полягає у тому, що для кожного підкадру передача корисних сигналів AC у схемі CS / CB CoMP здійснюється однією обслуговуючою БС, тоді як в схемах JP CoMP корисні сигнали можуть також передаватися з декількох сусідніх БС. Тому, в схемах JP CoMP, крім службової інформації, що використовується для координації параметрів передачі, БС необхідно обмінюватися даними для передачі користувачам, що істотно підвищує вимоги до пропускну здатності ліній зв'язку між станціями і точності синхронізації станцій. Навпаки, схема CS/CB CoMP виявляється менш чутливою до помилок синхронізації, оскільки передача корисного сигналу для AC здійснюється з однієї БС. Усунення завад у схемі CS/CB CoMP досягається шляхом підстроювання діаграм спрямованості передавальних антен і / або поляризацій сигналів сусідніх станцій, тому обмін даними між БС для передачі користувачам у схемі CS/CB CoMP не потрібен. Зазначимо, що схема CS/CB CoMP може бути реалізована на базі вже розгорнутих опорних мереж.

Одним з підходів до практичної реалізації схем CoMP в MIMO-OFDMA MM3 є розгортання радіомережі з централізованою архітектурою C-RAN (Centralized Radio Access Network). Базові станції радіомережі C-RAN об'єднуються в кластери за принципом географічного розташування з одним

центральним вузлом для цифрової обробки сигналів від усіх станцій, що входять в один кластер.

## **9.5 Методи забезпечення електромагнітної сумісності під час когнітивного розподілу ресурсів мережі мобільного зв'язку**

Асамблея радіозв'язку 2012 року прийняла Резолюцію MCE-R 58, що описує перелік проблемних питань, пов'язаних з впровадженням та використанням систем когнітивного радіо, для подальшого їхнього дослідження. Перша Дослідницька комісія MCE-R схвалила Звіт MCE-R SM.2152, що описує системи когнітивного радіо, в який також увійшли визначення «системи радіозв'язку з програмованими параметрами» (SDR) і «системи когнітивного радіо» (CRS). Розглядаються декілька підходів щодо впровадження систем когнітивного радіо, зокрема, на основі геолокаційної бази даних і на основі спектрального зондування (здатності когнітивних систем самостійно аналізувати навколишню електромагнітну обстановку). Перспективи впровадження тих чи інших підходів щодо практичної реалізації систем когнітивного радіо мають бути обґрунтовані і вимагають подальшого вивчення з урахуванням економічної ефективності запропонованих технічних рішень.

Принцип роботи когнітивної системи полягає у тому, що: мобільний пристрій за допомогою вбудованої навігації визначає власні координати і передає їх по службовому каналу найближчій точці доступу або БС стільникового зв'язку. Далі оперативна інформація (запит) транслюється по діючій транспортній мережі в обчислювальний центр, де обробляється, визначається радіоелектронна обстановка району, обчислюються допустимі технічні характеристики для роботи РЕЗ ММЗ у смузі частот і передаються назад у відповідь на запит БС. Мобільний пристрій на місці коригує власні технічні характеристики, після чого починає використовувати смуги частот в

інтересах абонента. Вся робота системи виконується в автоматичному режимі із застосуванням геолокаційної бази даних (GLDB).

Для формування бази даних для управління пристроями когнітивних систем необхідні такі декілька блоків вихідних даних:

1. Технічні дані про РЕЗ, які вимагають захисту (РЕЗ первинних користувачів), зокрема: координати розташування передавальних засобів, тип системи, робочі смуги частот, режим роботи, потужність, що випромінюється, висоту підвісу передавальної антени, й інші параметри, необхідні для розрахунку рівнів корисного сигналу в різних географічних точках.

2. Технічні дані про когнітивні РЕЗ, які припускають здійснювати свою роботу за допомогою бази даних (отримувати дозвіл на роботу відповідно до визначених базою даних параметрів), зокрема: координати розташування когнітивних РЕЗ (а також точність визначення координат), тип системи (параметри, що визначають тип і клас випромінювання), діапазон робочих смуг частот, необхідну ширину каналу, режим роботи, потужність, що випромінюється, висоту підвісу передавальної антени.

3. Умови щодо забезпечення електромагнітної сумісності, на основі яких визначатимуться можливі параметри для роботи когнітивних РЕЗ.

Для оцінки ЕМС використовуються нормовані характеристики РЕЗ первинних користувачів, що відповідають системі передачі інформації й іншим параметрам частотних присвоєнь.

Результати досліджень умов ЕМС показали наступне. Для забезпечення електромагнітної сумісності РЕЗ когнітивного радіо і РЕЗ первинних користувачів необхідне просторове рознесення передавальних антен РЕЗ когнітивного радіо і приймальних антен первинних користувачів у діапазоні від 5 до 300 м, залежно від технічних характеристик РЕЗ когнітивного радіо.

Когнітивний розподіл ресурсів у ММЗ передбачає інтелектуальне використання частотного спектра на вторинній основі з урахуванням забезпечення ЕМС як внутрішньосистемної (між РЕЗ ММЗ), так і міжсистемної (між РЕЗ ММЗ і РЕЗ первинних користувачів спектра).



У зв'язку з тим, що ММЗ є стохастичною динамічною системою, алгоритми виявлення сигналів і методи кластеризації ресурсів мають працювати в реальному часі з метою автоматичного динамічного управління розподілом просторово-часового та частотно-часового ресурсу.

Задачі управління, як правило, містять задачі моніторингу, ідентифікації та ін. (рис.9.9) і орієнтовані на динамічні прикладні рішення з розподілу ресурсів. Задачі управління містять, як складовий елемент, розв'язання оптимізаційної задачі.

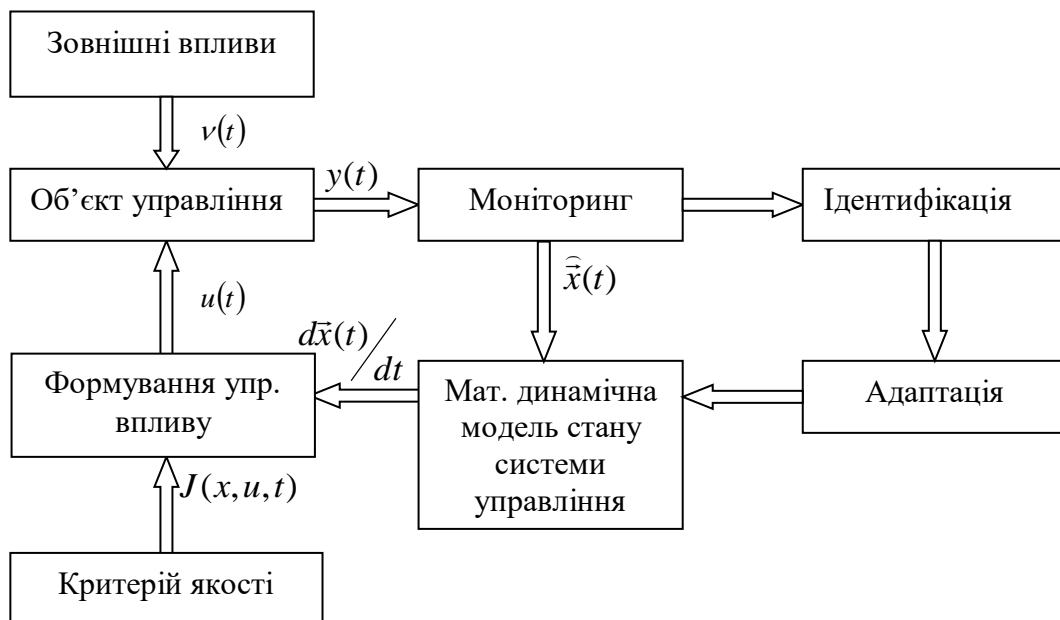


Рисунок 9.9 – Схема функціональних зв'язків у задачі оптимального управління

Стан  $n$  - елементної стохастичної системи, яка управляється, можна надати у вигляді:

$$\frac{d\bar{x}(t)}{dt} = A(t)\bar{x}(t) + B(t)\bar{u}(t) + C\bar{\xi}(t),$$

де  $\vec{\xi}(t)$  – векторний віртуальний породжуючий процес типу гауссового білого шуму;

$C$  – визначає рівень цього шуму  $i$ , відповідно, процесу  $\bar{x}(t)$ ;

$A$  і  $B$  – матриці розмірності  $n \times n$ , вони визначають:

$a_{ii}$  – інерційність  $i$ -го елемента;

$a_{ij}$  – взаємну інерційність, з урахуванням затримки в елементах зв'язку та обробки;

$b_{ii}$  – ресурс управління, що виділяється  $i$ -м елементом у своїх інтересах;

$b_{ij}$  – ресурс, що виділяється елементом  $j$  в інтересах елемента  $i$ .

Управління  $\vec{u}(t)$  – динамічна, що розвивається в часі процедура, за допомогою якої система  $S(x, u, t)$ , що управляється, переводиться з одного стану  $S_1$  в інший  $S_2$ . Цей перехід підпорядковується певному правилу – критерію  $J(x, u, t)$  (за мінімальний час, з мінімальними відхиленнями від оптимальної траєкторії, з мінімальною витратою ресурсу і т.д.).

Серед критеріїв оптимальності управління найчастіше використовується критерій МСКВ - мінімуму середнього квадрата відхилення, оскільки він мінімізує середні втрати потужності, вартості, якості.

$$J(x, u, t) = \frac{1}{2} x^2(t_F) D + \frac{1}{2} \int_0^{t_F} [x^2(t) Q + u^2(t) R] dt \rightarrow \min ,$$

де  $D$  і  $Q$  – коефіцієнти, що визначають мінімум втрат відповідно на кінцевій ділянці управління, і втрат уздовж траєкторії руху;

$R$  – визначає мінімум втрат на управління.

В результаті розв'язання даного рівняння отримуємо значення  $u(t)$ :

$$u(t) = -R^{-1} B P(t) x(t),$$

де  $P(t)$  – середньоквадратичне відхилення стану системи під час руху вздовж оптимальної траєкторії,  $P(t)$  визначається з розв’язання диференціального рівняння Ріккати:

$$dP(t)/dt = -2P(t)A + P^2(t)B/R - Q.$$

### **Висновки до розділу**

1. Міжнародні дослідження щодо впровадження систем когнітивного радіо показали, що безпроводовий доступ для мобільних АС з використанням дуплексної лінії зв'язку можливий на базі мереж LTE.

2. Для передачі сигналів у каналі зв'язку систем LTE-A використовується технологія множинного доступу з ортогональним частотним розділенням абонентів OFDMA. У розділі надано параметри частотно-часового блоку, що є мінімальним фізичним ресурсом системи зв'язку, які виділяються для передачі АС сигналів із заданими характеристиками.

3. У ММЗ LTE-A використовується технологія MIMO. У розділі описано технологію MIMO, яка для передачі і прийому сигналів по радіоканалу передбачає використання AAR на обох кінцях лінії зв'язку. Наведено відомі методи використання AAR – це просторово-часове блокове кодування та багатоантенні системи з декількома просторовими каналами.

4. Описано механізм планування фізичних ресурсів MIMO-OFDMA ММЗ на основі PF-метрик для пропорційного справедливого розподілу частотно-часових блоків між АС.

5. Розглянуто методи забезпечення електромагнітної сумісності під час когнітивного розподілу ресурсів мережі мобільного зв'язку. Показано, що для забезпечення ЕМС при когнітивному розподілі ресурсів у ММЗ необхідне розв’язання ряду наукових задач:

– розробка та дослідження алгоритмів виявлення сигналів первинних користувачів під час когнітивного розподілу ресурсів у мережах мобільного зв'язку;

– розробка і дослідження методів кластеризації ресурсів у мережах мобільного зв'язку;

– розробка і дослідження методів забезпечення електромагнітної сумісності під час розподілу просторово-часового ресурсу в мережах мобільного зв'язку;

– розробка і дослідження методів забезпечення електромагнітної сумісності під час розподілу частотно-часового ресурсу в мережах мобільного зв'язку.

6. У зв'язку з тим, що ММЗ є стохастичною динамічною системою, алгоритми виявлення сигналів і методи кластеризації ресурсів можуть працювати в реальному часі з метою автоматичного динамічного управління розподілом просторово-часового та частотно-часового ресурсу.

## **10 АЛГОРИТМИ ВИЯВЛЕННЯ СИГНАЛІВ ПЕРВИННИХ КОРИСТУВАЧІВ ПІД ЧАС КОГНІТИВНОГО РОЗПОДІЛУ РЕСУРСІВ У МЕРЕЖАХ МОБІЛЬНОГО ЗВ'ЯЗКУ**

Під час когнітивного розподілу ресурсів кожна АС мережі має безперервно виконувати моніторинг спектра на наявність вільних каналів. Результати аналізу передаються БС, і вона приймає остаточне рішення щодо придатності каналу. З прийняттям рішення БС спирається на результати аналізу спектра, інформацію про місцезнаходження, а також на допоміжну інформацію. Необхідно зазначити, що дані задачі мають бути вирішені в режимі реального часу.

Працездатність таких радіомереж значною мірою залежить від ефективності роботи алгоритмів виявлення незайнятих частотних каналів, при радіомоніторингу.

Метою даного розділу є розробка і проведення аналізу ефективності алгоритмів виявлення сигналів первинних користувачів, для використання вільних смуг частот ММЗ під час когнітивного розподілу радіоресурсів на вторинній основі [291–293].

### **10.1 Алгоритми виявлення сигналів**

Алгоритми виявлення можна класифікувати на:

- 1) параметричні: алгоритми оптимального прийому сигналів;
- 2) непараметричні: алгоритми нейронних мереж; алгоритми нечіткої логіки; алгоритми виявлення, засновані на непараметричних критеріях (знаковий, Ван-дер-Вадена, Гаєка, Севиджа, Вілкоксона).

Рівняння спостереження за спектром є значенням виміряного виявленого сигналу  $s(t)$  на фоні шуму  $\xi(t)$ :

$$z(t) = s(t) + \xi(t), \quad (10.1)$$

де  $z(t)$  – сигнал, що приймається користувачем ММЗ;

$s(t)$  – сигнал первинного користувача;

$\xi(t)$  – адитивний білий гауссів шум.

Стратегія функціонування системи вторинного користувача полягає в тому, що за появи сигналу  $s(t)$  виникає необхідність здійснити управління на зміну смуги частот. Дане завдання виявлення сигналу зводиться до перевірки статистичних гіпотез [291–293]:

$H_0 : z(t) = \xi(t)$  – первинний користувач відсутній,

$H_1 : z(t) = s(t) + \xi(t)$  – первинний користувач працює зі спектром.

Через випадковий характер сигналу  $s(t)$  і шуму  $\xi(t)$  можливі помилки. Такі помилки бувають двох родів. Помилка першого роду – це прийняття гіпотези  $H_1$ , в той час як необхідно було б прийняти  $H_0$  (помилкова тривога). Помилка другого роду – прийняття гіпотези  $H_0$ , в той час як необхідно було б прийняти  $H_1$  (пропуск цілі).

## 10.2 Алгоритм виявлення сигналів, побудований на критерії Вальда

Алгоритми оптимального прийому сигналів будуються на умовних густинах ймовірності вхідних сигналів [291].

Умовна густина ймовірності вхідного сигналу за відсутності сигналу від первинного користувача (гіпотеза  $H_0$ ) визначається виразом:

$$p(z | 0) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{(z - m)^2}{2\sigma^2}\right), \quad (10.2)$$

де  $m$  – математичне очікування шуму,

$\sigma^2$  – дисперсія шуму.

Умовна густина ймовірності вхідного сигналу за наявності сигналу від первинного користувача (гіпотеза  $H_1$ ) визначається виразом:

$$p(z|s) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{(z-m_s)^2}{2\sigma^2}\right), \quad (10.3)$$

де  $m_s$  – математичне очікування адитивної суміші сигналу і шуму.

Критерії ідеального спостерігача, мінімального середнього ризику, Неймана-Пірсона (однопорогові критерії) ґрунтуються на фіксованому обсязі вибірки, що спостерігається, і точному знанні про параметри сигналу. Однак, якщо час, що витрачається на отримання однієї оцінки значний, то можна вважати кількість вимірювань достатнім, лише тоді, коли спостерігач переконується в правильності однієї з гіпотез. Відповідна процедура, що дозволяє визначити необхідну кількість спостережень, була розроблена Вальдом і називається послідовним спостерігачем або послідовним випробуванням.

З послідовним спостерігачем приймається одне з трьох рішень:

- 1) прийняти рішення, що первинний користувач пасивний;
- 2) прийняти рішення, що первинний користувач активний;
- 3) провести наступне вимірювання.

На будь-якій стадії випробування прийняті рішення залежатимуть від результатів вже виконаних вимірювань.

Методика проведення послідовного спостереження полягає в наступному. На підставі будь-яких міркувань вибираються прийнятні значення помилок 1-го  $\alpha$  (ймовірність помилкової тривоги) і другого роду  $\beta$  (ймовірність пропуску цілі). За результатами перших спостережень формується відношення

правдоподібності (ВП)  $\frac{p(z|s)}{p(z|0)}$ .

Отримане значення порівнюється з двома порогами  $Z_*$  і  $Z^*$ . Якщо  $\frac{p(z|s)}{p(z|0)} \geq Z^*$  приймається гіпотеза, що первинний користувач активний (гіпотеза  $H_1$ ), якщо  $\frac{p(z|s)}{p(z|0)} \leq Z_*$  приймається гіпотеза, що первинний користувач пасивний (гіпотеза  $H_0$ ), якщо  $Z_* < \frac{p(z|s)}{p(z|0)} < Z^*$ , то проводиться наступне  $k+1$ -е вимірювання, обчислюється нове відношення правдоподібності і повторюється та сама процедура порівняння з порогами. Так триває до тих пір, доки не буде прийнята одна з гіпотез.

Пороги  $Z_*$  і  $Z^*$  мають вибиратися так, щоб ймовірність того, що  $\frac{p(z|s)}{p(z|0)} > Z^*$ , коли справедлива гіпотеза  $H_0$  дорівнювала  $\alpha$ , а ймовірність того, що при гіпотезі  $H_1$  величина  $\frac{p(z|s)}{p(z|0)} < Z_*$  дорівнювала  $\beta$ . Вальд показав, що вони обчислюються таким чином:  $Z_* = \frac{\beta}{1-\alpha}$ ,  $Z^* = \frac{1-\beta}{\alpha}$ .

Основна перевага двопорогового послідовного вирішення порівняно з однопороговим (за критерієм Неймана-Пірсона) полягає в тому, що середня кількість вимірювань (час спостереження) істотно зменшується.

Схема алгоритму двопорогового послідовного вирішення Вальда надана на рис. 10.1.

Прикладом реалізації двопорогового послідовного спостерігача в рамках виявлення сигналів у когнітивній мережі може служити узагальнена схема, надана на рис.10.2.



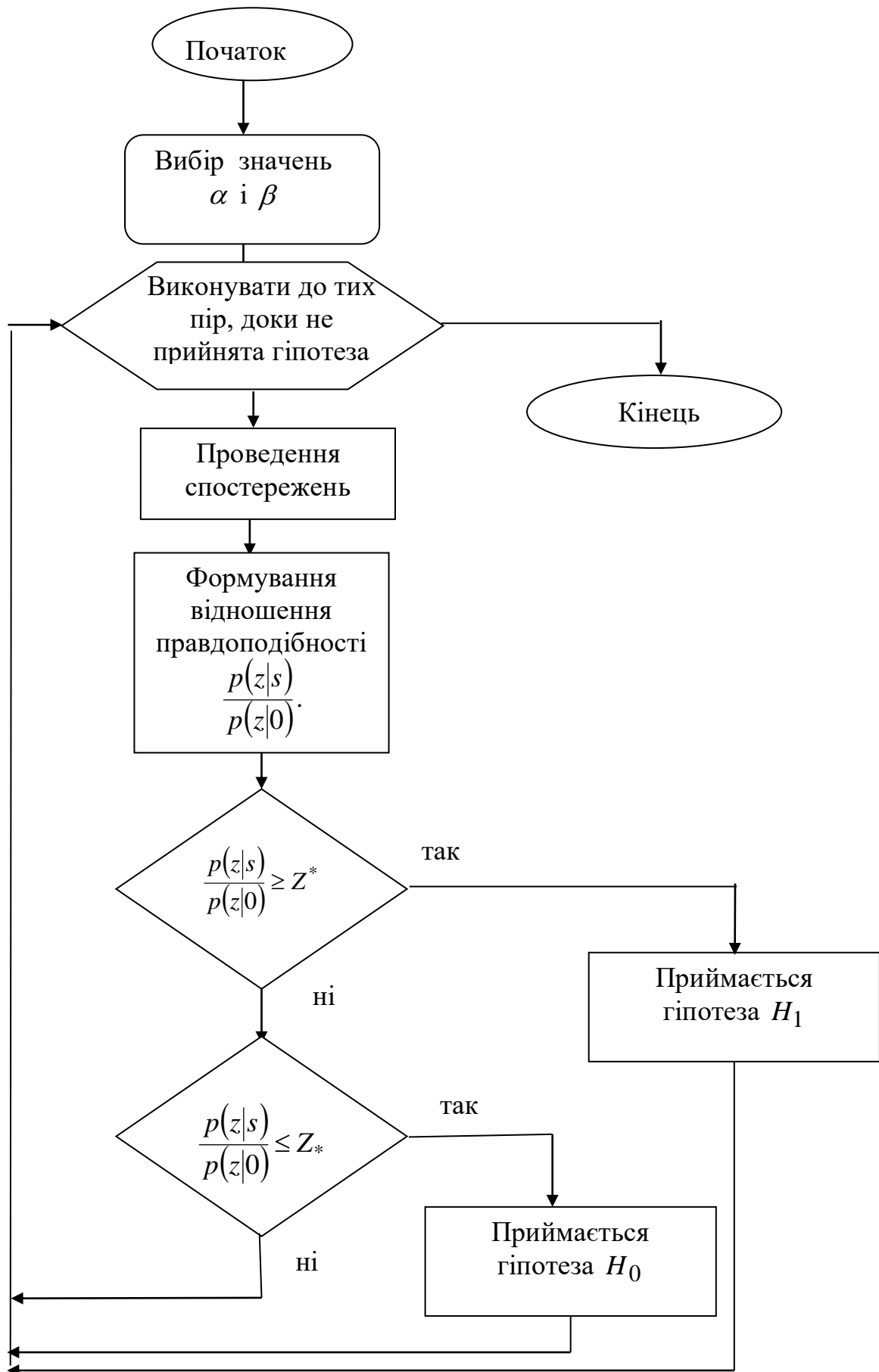


Рисунок 10.1 – Схема алгоритму двопорогового послідовного вирішення Вальда

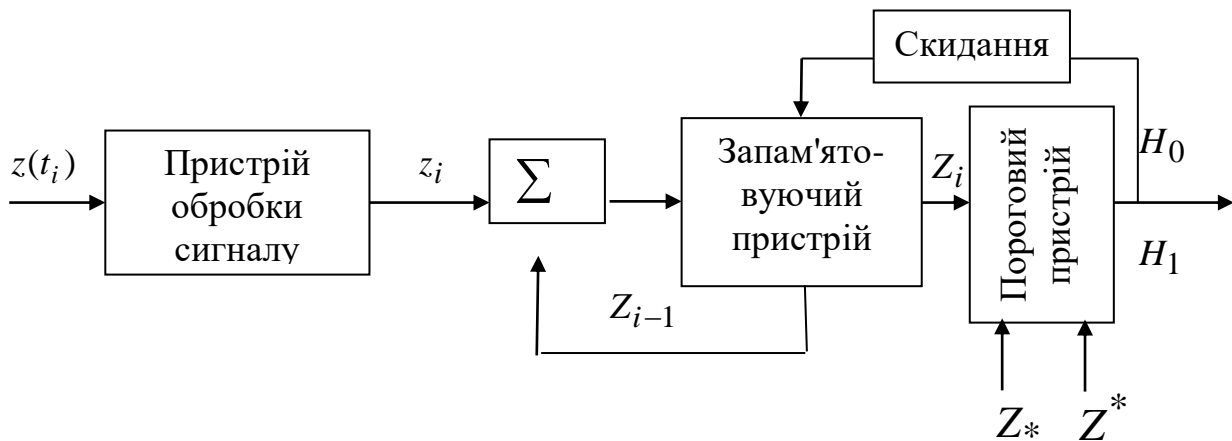


Рисунок 10.2 – Схема двопорогового послідовного спостерігача

Розглядаючи задачу виявлення випадкових гауссівських відліків, які спостерігаються на фоні некорельованого шуму, вважатимемо, що на вхід приймача послідовно надходять випадкові відліки прийнятого сигналу  $z(t_1), z(t_2), z(t_3), \dots$ . У загальному випадку їхня кількість визначається ходом процедури виявлення сигналу і є випадковою. Класичний послідовний підхід розв'язання даної задачі, відповідно до методики, викладеної в [308,309] передбачає обчислення логарифма ВП на кожному кроці, з подальшим порівнянням його з двома порогами:

$$Z_* = \ln \frac{\beta}{1 - \alpha} \text{ и } Z^* = \ln \frac{1 - \beta}{\alpha}.$$

Після 1-го кроку обробки процедури виявлення на виході пристрою оптимальної обробки формується випадкова величина  $z_1 = \ln \frac{p(z(t_1) | s)}{p(z(t_1) | 0)}$  – поточне значення вирішальної статистики пропорційне логарифму ВП. На виході запам'ятовуючого пристрою (ЗП) формується накопичене значення статистики  $Z_1 = z_1$ . Пороговий пристрій приймає рішення: прийняти остаточне рішення з зупинкою процесу спостереження або зробити наступне

спостереження. У разі продовження спостережень з зупиняючими порогами порівнюються накопичені значення ВП, що розраховуються на наступних кроках спостереження  $Z_2 = Z_1 + z_2$ ,  $Z_3 = Z_2 + z_3$ ,  $Z_i = Z_{i-1} + z_i$ . Перевірка триває до перетину вирішальною статистикою одного з зупиняючих порогів виявлення. У цьому випадку імпульсом «скидання» обнуляється ЗП.

При цьому вирішальні межі становлять дві паралельні прямі, відстань між якими завжди постійна (рис.10.3).

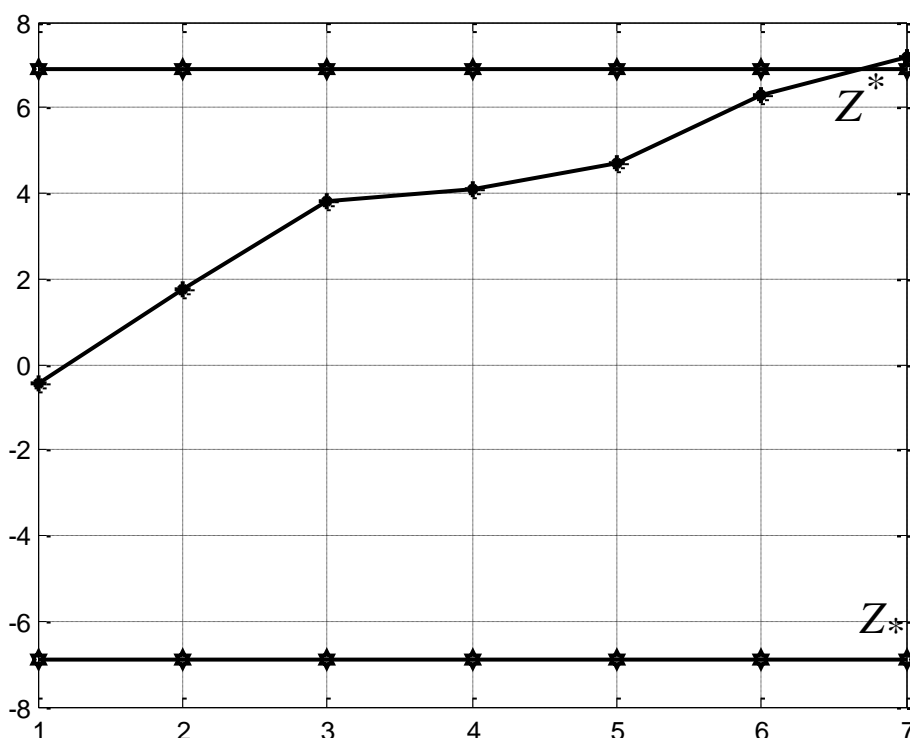


Рисунок 10.3 – Покрокова робота процедури прийняття рішення на основі критерію Вальда при  $\alpha = \beta = 10^{-3}$

На рис.10.3 показано покрокову роботу процедури прийняття рішення при  $\alpha = \beta = 10^{-3}$ . У даному випадку сигнал виявлено за умови наявності сигналу від первинного користувача.

Недоліком послідовного спостерігача є невизначеність з кількістю спостережень. Відстань між цими межами (ширина області невизначеності) визначається заданим рівнем помилок. З підвищенням точності (зменшенням  $\alpha$

і  $\beta$ ) область невизначеності збільшується, а отже, і середнє число спостережень також збільшується. Наприклад, при  $\alpha = \beta = 10^{-4}$  маємо  $Z^* = 9,21$ ,  $Z_* = -9,21$ , а при  $\alpha = \beta = 10^{-5}$  отримуємо  $Z^* = 11,513$ ,  $Z_* = -11,513$ . Оскільки величини помилок  $\alpha$  і  $\beta$ , які в ході виявлення сигналу вибираються дуже малими, очевидно, що окремі випробування можуть тривати досить довго, а отже, і середнє число спостережень стає неприпустимо великим [308] (рис.10.4).

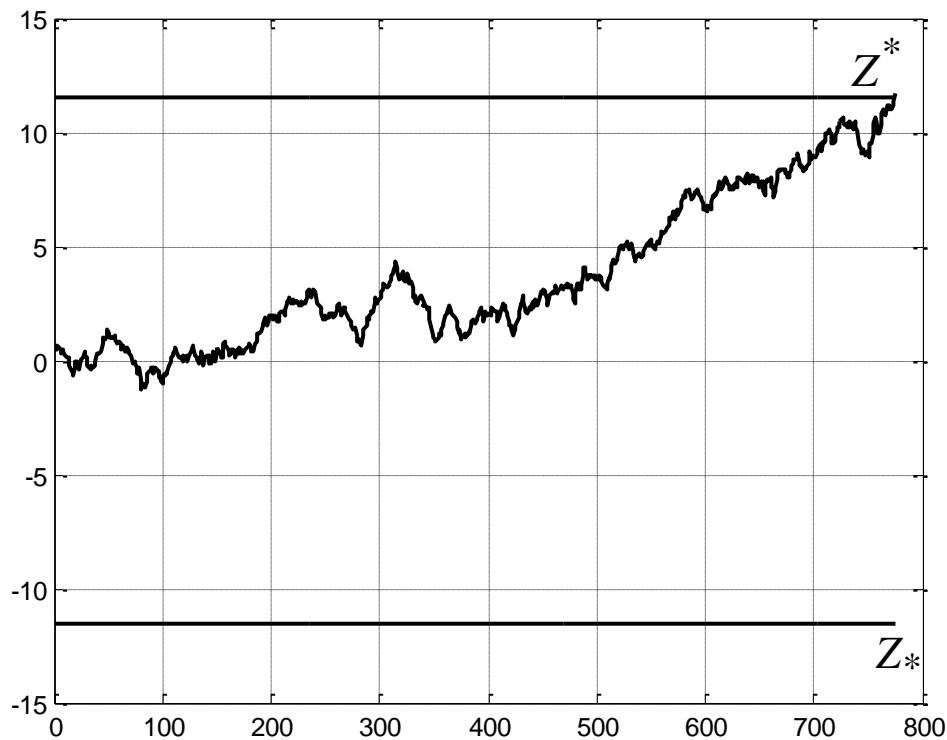


Рисунок 10.4 – Покрокова робота процедури прийняття рішення на основі критерію Вальда при  $\alpha = \beta = 10^{-5}$

На рис.10.4 показано покрокову роботу процедури прийняття рішення при  $\alpha = \beta = 10^{-5}$ . У даному випадку сигнал виявлено за умови наявності сигналу (правильне виявлення).

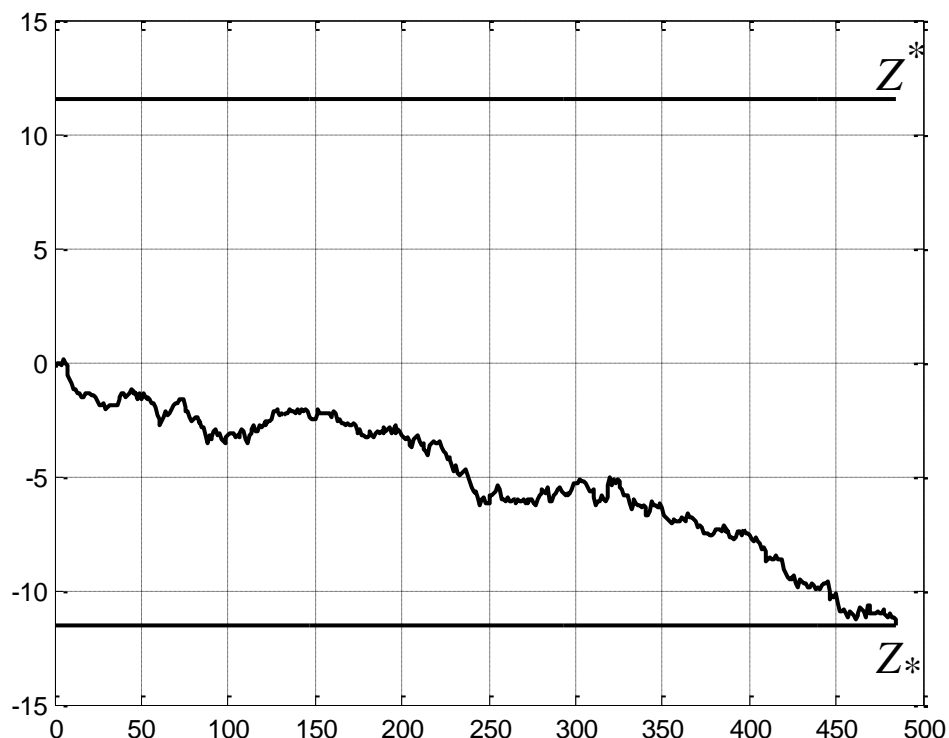


Рисунок 10.5 – Покрокова робота процедури прийняття рішення на основі критерію Вальда при  $\alpha = \beta = 10^{-5}$

На рис.10.5 показано покрокову роботу процедури прийняття рішення при  $\alpha = \beta = 10^{-5}$ . У даному випадку сигнал не виявлено за умови наявності сигналу (пропуск цілі).

У випадках, коли середня кількість спостережень стає неприпустимо великою, необхідно штучно переривати процедуру випробувань і приймати результуюче рішення, здійснюючи вибір між двома альтернативами. Дану процедуру називають урізанням [291, 308].

Для прийняття рішення у когнітивній радіомережі запропоновано модифікований послідовний підхід до виявлення, що дозволяє отримати автоматично усічену процедуру виявлення. З цією метою пропонується розраховувати пороги виявлення на кожному кроці процедури, виходячи з забезпечення постійності помилок виявлення:  $\alpha = const$ ,  $\beta = const$ . Рішення приймається згідно з відомим вирішальним правилом, однак пороги виявлення

змінюються на кожному кроці процедури, забезпечуючи постійність заданих ймовірностей помилок.

Під час використання модифікованого послідовного критерію розглянута задача виявлення передбачає наступні дії.

Крок 1.

На вхід приймача надходить випадковий відлік прийнятого сигналу  $z(t_1)$ , з використанням якого формується значення логарифма ВП:

$$Z_1 = z_1 = \frac{1}{\sigma^2} \left( z(t_1)(m_s - m) - \frac{1}{2}(m_s^2 - m^2) \right), \quad (10.4)$$

де  $Z_1$  – значення вирішальної статистики для вибірки на першому кроці;

$Z_1$  – накопичене значення статистики на першому кроці.

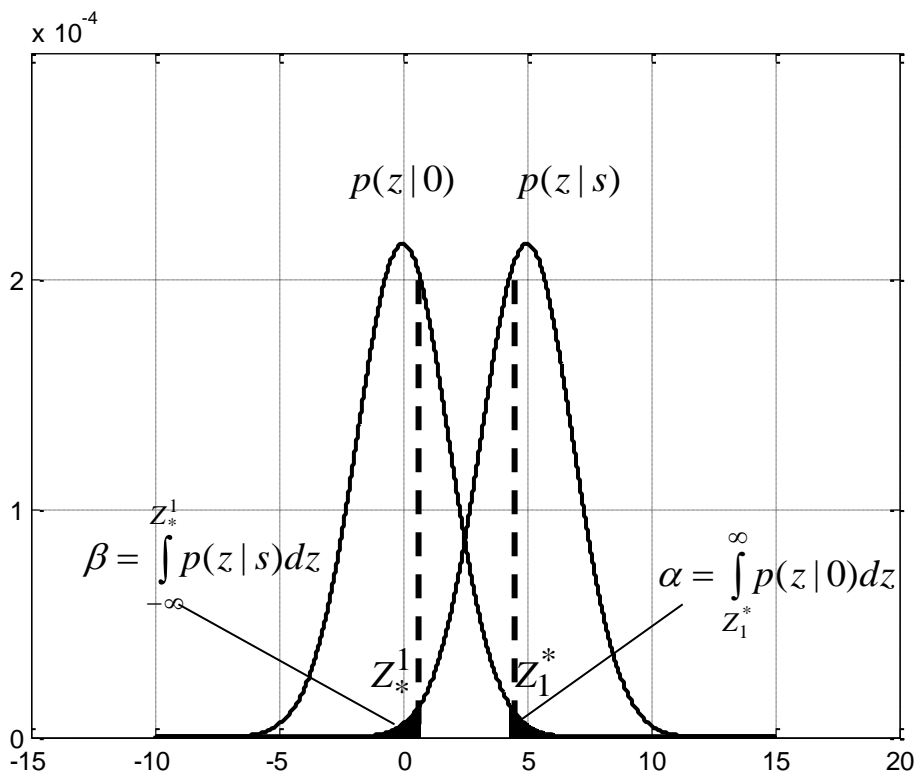


Рисунок 10.6 – Розподіл густини ймовірностей статистики на першому кроці процедури спостереження

Виходячи із заданих значень ймовірностей помилок  $\alpha$  і  $\beta$ , розраховуються пороги виявлення:  $Z_1^*$  і  $Z_1^1$  ( $Z_* = \ln \frac{\beta}{1-\alpha}$ ,  $Z^* = \ln \frac{1-\beta}{\alpha}$ ).

Пороги  $Z_*$  і  $Z^*$  мають вибиратися так, щоб ймовірність того, що  $\frac{p(z|s)}{p(z|0)} > Z^*$ , коли справедлива гіпотеза  $H_0$  дорівнювала  $\alpha$ , а  $\frac{p(z|s)}{p(z|0)} < Z_*$  ймовірність того, що при гіпотезі  $H_1$  величина дорівнювала  $\beta$  (рис.10.6).

Тому, якщо виконується умова  $Z_1 \geq Z_1^*$ , то приймається гіпотеза  $H_1$ . Якщо виконується умова  $Z_1 \leq Z_1^1$ , то приймається гіпотеза  $H_0$ . Якщо  $Z_*^1 < Z_1 < Z_1^*$ , то спостереження триває і здійснюється перехід до кроку 2.

Крок 2.

На вхід приймача надходить вибірка  $z(t_1) z(t_2)$ . Сформоване значення логарифма ВП приймає вигляд:

$$Z_2 = z_1 + z_2 = \frac{(m_s - m)}{\sigma^2} (z(t_1) + z(t_2) - (m_s + m)). \quad (10.5)$$

Результатом підсумовування нормальних незалежних випадкових величин  $z(t_1)$  і  $z(t_2)$  є випадкова величина  $z(t_1 t_2) = z(t_1) + z(t_2)$ , яка розподілена за гауссівським законом з математичним очікуванням  $2m_s$  або  $2m$  і дисперсією  $2\sigma^2$ . Очевидно, що відбувається зміна форми закону розподілу спостережуваних відліків (рис. 10.7).

Значення порогів виявлення  $Z_*^2$  і  $Z_2^*$  на другому кроці процедури, визначаються, виходячи з умови забезпечення фіксованих значень  $\alpha$  і  $\beta$ . Тому, якщо виконується умова  $Z_2 \geq Z_2^*$ , то приймається гіпотеза  $H_1$ . Якщо виконується умова  $Z_2 \leq Z_*^2$ , то приймається гіпотеза  $H_0$ . Якщо  $Z_*^2 < Z_2 < Z_2^*$ ,

то спостереження триває і здійснюється перехід до наступних ітерацій процедури.

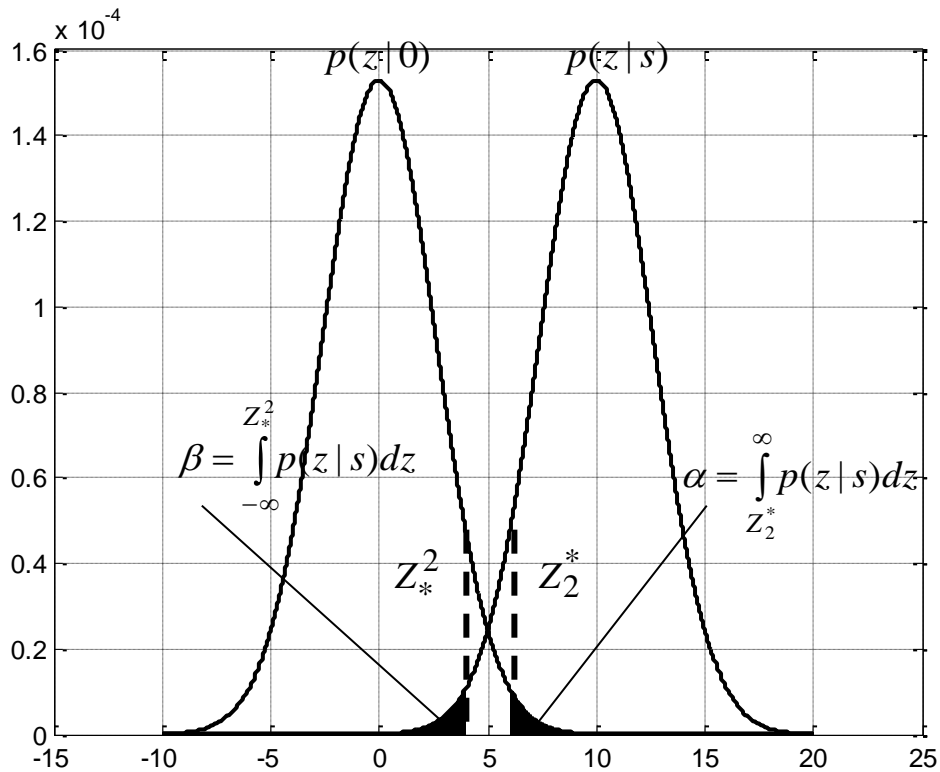


Рисунок 10.7 – Розподіл густини ймовірностей статистики на другому кроці процедури спостереження

Крок  $k$ .

На вхід приймача надходить вибірка  $z(t_1 t_2 \dots t_k) = z(t_1) + z(t_2) + \dots + z(t_k)$ .

Сформоване значення логарифма ВП приймає вигляд:

$$Z_k = Z_{k-1} + z_k = \frac{(m_s - m)}{\sigma^2} \left( \sum_{i=1}^k z(t_i) - \frac{k}{2} (m_s + m) \right). \quad (10.6)$$

Випадкова величина  $z(t_1 t_2 \dots t_k)$  буде розподілена за гауссівським законом з математичним очікуванням  $km$  або  $km_s$  і дисперсією  $k\sigma^2$ .



Виходячи з умови забезпечення фіксованих значень  $\alpha$  і  $\beta$ , визначаються значення порогів виявлення  $Z_*^k$  і  $Z_k^*$  на  $k$ -му кроці процедури (рис.10.8).

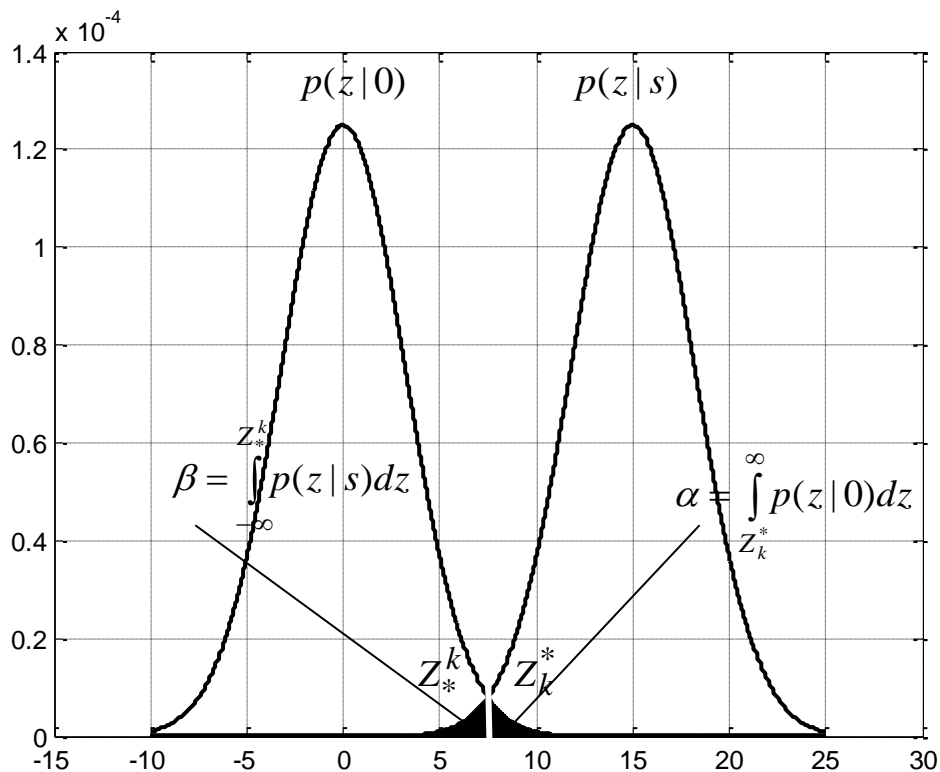


Рисунок 10.8 – Розподіл густини ймовірностей статистики на  $k$ -му кроці процедури спостереження

Трансформація закону розподілу спостережуваної статистики в сукупності з фіксованими значеннями ймовірностей  $\alpha$  і  $\beta$ , призводить до рівності (перетину) верхнього і нижнього порогів виявлення (рис.10.9), що забезпечує неминуче прийняття гіпотези  $H_0$  або альтернативи  $H_1$ .

На рис.10.9 показано покрокову роботу процедури виявлення з урізанням. Як видно з рис. 10.9 вже на четвертому кроці сигнал виявлено.

Обмеженнями даного методу є той факт, що необхідно мати у своєму розпорядженні знання про умовні густини розподілу ймовірностей.

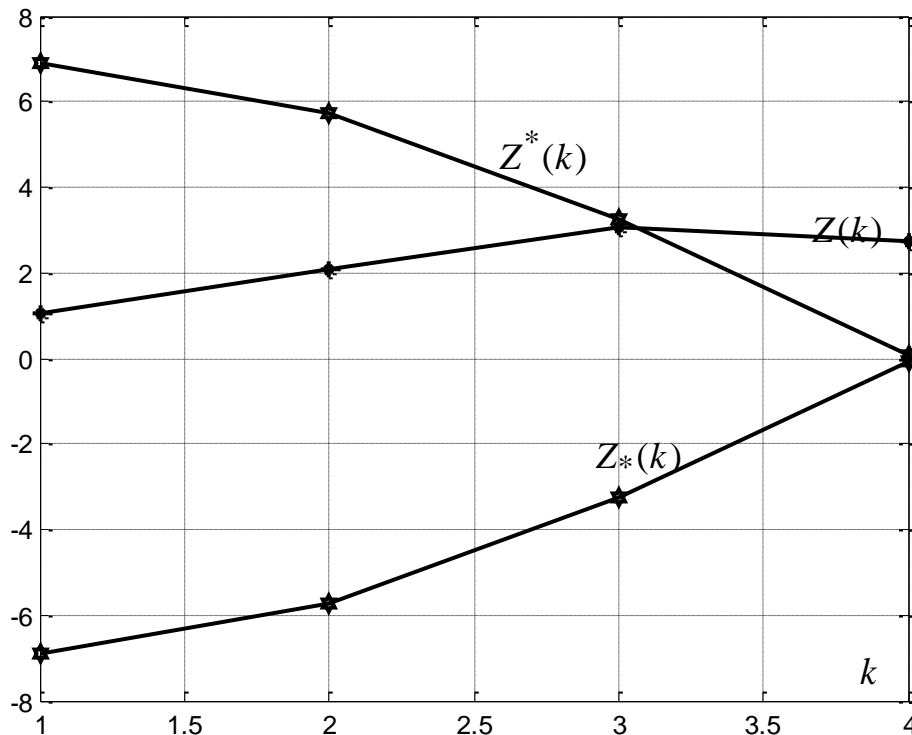


Рисунок 10.9 – Покрокова робота процедури виявлення з урізанням

Якщо умовні густини розподілу ймовірностей невідомі, можна використати непараметричні методи виявлення.

### 10.3 Алгоритм, побудований на математичному апараті нейронних мереж

Задачу виявлення сигналу розв'язуватимемо як задачу кластеризації за допомогою нейронної мережі Кохонена [292, 293].

Мережа Кохонена – це одношарова мережа, яка побудована з нейронів типу WTA (Winner Takes All - переможець отримує все). Для вирішення задачі виявлення сигналів мережа Кохонена працює в режимі самонавчання і складається з вхідних векторів рівнів відліків, прийнятого сигналу на відповідній частоті  $f_k$ :  $z(t_1, f_1)$  – рівень відліку в перший момент часу на

частоті  $f_1$ ,  $z(t_2, f_1)$  – рівень відліку у другий момент часу на частоті  $f_1$ ,  $z(t_m, f_1)$  – рівень відліку в  $m$ -й момент часу на частоті  $f_1$ ,  $z(t_1, f_2)$  – рівень відліку в перший момент часу на частоті  $f_2$ ,  $z(t_2, f_2)$  – рівень відліку у другий момент часу на частоті  $f_2$ ,  $z(t_m, f_2)$  – рівень відліку в  $m$ -й момент часу на частоті  $f_2$  і т. д. (рис.10.10).

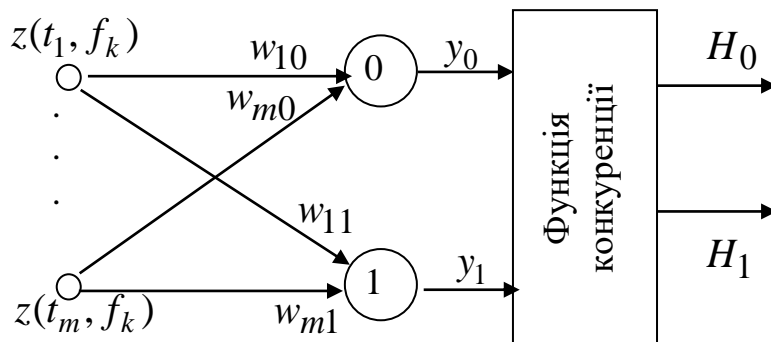


Рисунок 10.10 – Структура мережі Кохонена для вирішення задачі виявлення сигналу

Задача в тому, що мережа Кохонена має визначити на яких частотах присутній сигнал від первинного користувача, а на яких – відсутній. Таким чином, цей алгоритм на відміну послідовного алгоритму Вальда є послідовно-паралельним.

Робота даного алгоритму полягає в наступному. Кожен нейрон мережі з'єднаний з усіма компонентами  $m$ -вимірного вхідного вектора. Кількість нейронів співпадає з кількістю кластерів, які має виділити мережа. Кластер  $H_0$  відповідає гіпотезі  $H_0$  – первинний користувач відсутній. Кластер  $H_1$  відповідає гіпотезі  $H_1$  – первинний користувач працює зі спектром. Як нейрони мережі Кохонена застосовуються лінійні зважені суматори:

$$y_j = b_j + \sum_{i=1}^m w_{ij} \cdot z_i, \quad (10.7)$$

де  $j$  – номер нейрона;

$i$  – номер входу;

$y_j$  – вихід адаптивного суматора;

$w_{ij}$  – вага  $i$ -го входу  $j$ -го нейрона;

$b_j$  – поріг.

Кожен  $j$ -й нейрон описується вектором ваг  $w_j = (w_{j1}, w_{j2}, \dots, w_{jm})$ . З виходів адаптивних суматорів сигнал надходить на функцію конкуренції, що працює за правилом "переможець отримує все".

Функція конкуренції знаходить вихід адаптивного суматора з максимальним значенням виходу  $\max\{y_j\}$ . Нехай 1 – номер такого суматора. Тоді на виході мережі формується вихідний сигнал  $H_1=1$ , при цьому вихідний сигнал  $H_0$  дорівнює нулю. Це означає, що первинний користувач працює зі спектром.

#### **10.4 Алгоритм, побудований на математичному апараті нечіткої логіки**

У даному алгоритмі для виявлення сигналу крім прийнятих відліків пропонується використовувати кореляційні властивості сигналів.

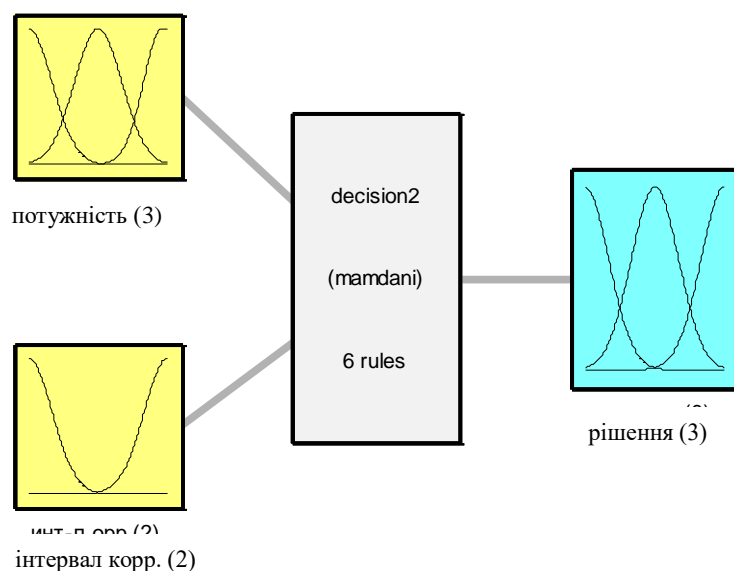
В ході побудови алгоритму із застосуванням математичного апарату нечіткої логіки результат виявлення можна подати як ступінь (істинності) присутності сигналу [292,293]. Числове значення ступеня присутності сигналу слід інтерпретувати як оцінку приналежності вхідного сигналу до одного з трьох заданих станів: шум, невизначеність і присутність сигналу від первинного користувача.

Застосування ступеня істинності дозволяє використовувати переваги багатозначної логіки без істотного ускладнення алгоритму роботи детектора.

Нечіткий детектор видає результат за кожен такт часу на основі оцінки двох ознак: рівень потужності сигналу (вхідна змінна  $P$ ) та інтервал кореляції (вхідна змінна  $TAU$ ). Природно, що для визначення потужності й інтервалу кореляції необхідна вибірка з результатів спостереження, що в свою чергу уповільнює процес прийняття рішення. Нижче надано набір нечітких правил детектора:

- 1) якщо  $P$  низька і  $TAU$  близько 0, то OUT є шум;
- 2) якщо  $P$  низька і  $TAU$  не близько 0, то OUT є невизначеність;
- 3) якщо  $P$  середня і  $TAU$  близько 0, то OUT є невизначеність;
- 4) якщо  $P$  середня і  $TAU$  не близько 0, то OUT є присутність сигналу;
- 5) якщо  $P$  висока і  $TAU$  близько 0, то OUT є присутність сигналу;
- 6) якщо  $P$  висока і  $TAU$  не близько 0, то OUT присутність сигналу.

Якщо на виході нечіткого детектора фіксується невизначеність, то необхідно повторити спостереження або винести рішення про присутність сигналу.



System decision2: 2 inputs, 1 outputs, 6 rules

Рисунок 10.11 – Система нечіткого виводу для прийняття рішення

У середовищі Matlab модуль Fuzzy Logic дозволяє будувати нечіткі системи двох типів – Мамдані та Сугено. Основна відмінність між цими

системами полягає в різних способах завдання значень вихідних змінних у правилах, що утворюють базу знань. У цій задачі використано алгоритм виводу Мамдані. На рис. 10.11 надано систему нечіткого виводу для прийняття рішення.

### 10.5 Алгоритм виявлення, заснований на знако-ранговому критерії Вілкоксона

Розглянемо вибірку  $Z = \{z_1^*, z_2^*, \dots, z_n^*\}$  відліків сигналу. Задача виявлення може бути сформульована у вигляді задачі перевірки статистичних гіпотез щодо вибірки, яка спостерігається [292,293]:

$$H_0 : M = M_0 \text{ (сигнал відсутній);}$$

$$H_1 : M > M_0 \text{ (сигнал присутній);}$$

де  $M_0$  – медіана розподілу шуму;

$M$  – медіана розподілу суміші сигналу з шумом.

Для перевірки гіпотези  $H_0$  необхідно центрувати вибірку

$$Z = \{z_1^*, z_2^*, \dots, z_n^*\}:$$

$$z_i = z_i^* - M_0, \quad i = \overline{1, n}. \quad (10.8)$$

Далі розташуємо абсолютні величини елементів модифікованої вибірки  $z_i, i = \overline{1, n}$  у порядку їхнього зростання, отримавши варіаційний ряд:

$$U = \{u_1, u_2, \dots, u_n\},$$

де  $u_1 = \min(|z_i|)$ ;

$$u_n = \max(|z_i|),$$

$$u_1 \leq u_2 \leq \dots \leq u_n.$$

Таким чином, рангом  $R_i^+$  абсолютної величини елемента  $z_i$  буде положення його у варіаційному ряді  $U = \{u_1, u_2, \dots, u_n\}$ .

Визначимо змінну  $\varphi_i$ ,  $i = \overline{1, n}$ , яка визначає знаки  $z_i$ ,  $i = \overline{1, n}$  як функцію одиничного стрибка:

$$\varphi_i = \begin{cases} 1, & z_i \geq 0, \\ 0, & z_i < 0. \end{cases} \quad (10.9)$$

Далі обчислюємо статистику  $T^+$ :

$$T^+ = \sum_{i=1}^n R_i^+ \varphi_i, \quad (10.10)$$

яка дорівнює сумі позитивних знакових рангів. Рішення про прийняття альтернативної гіпотези  $H_1$  і, отже, наявності сигналу у вибірці, що спостерігається, виноситься в тому випадку, коли

$$H_1: T^+ = \sum_{i=1}^n R_i^+ \varphi_i \geq C_{nop}, \quad (10.11)$$

де  $C_{nop}$  – заданий поріг, який вибирається, виходячи з ймовірності помилкової тривоги.

За невеликих значень  $n$  аналітичне виведення виразу для визначення  $C_{nop}$  проблематичне. Однак, при  $n \rightarrow \infty$  статистика  $T^+$  прагне до нормального закону розподілу і, як показано в [310]  $C_{nop}$  можна визначити з виразу:

$$C_{nop} = \frac{n}{2} \left( z_a \sqrt{\frac{n}{3} + \frac{n}{2}} \right), \quad (10.12)$$

$z_a$  – процентна точка стандартного нормального розподілу.

Таким чином, якщо вибірка, що спостерігається  $Z = \{z_1^*, z_2^*, \dots, z_n^*\}$ , є вибіркою шуму з медіаною  $M_0$ , змінна  $\varphi_i$ ,  $i = \overline{1, n}$ , що визначає знаки  $z_i$ ,  $i = \overline{1, n}$ , рівноймовірно приймає значення «0» і «1». За наявності у вибірці відліків позитивно зміщеного сигналу, кількість одиниць («1») переважає над кількістю нулів («0»), що і є інформацією про наявність сигнальних відліків. Ранги  $R_i^+$  абсолютних величин елементів  $z_i$  враховують ступінь відхилення елементів від значення медіани  $M_0$ , що є додатковою інформацією.

## 10.6 Аналіз ефективності алгоритмів виявлення сигналів

Аналіз ефективності запропонованих алгоритмів проведено в середовищі Matlab за допомогою імітаційного моделювання. Як процес, що спостерігається, сформовано радіосигнал з модуляцією 16-QAM і адитивного білого гауссівського шуму. Для всіх випадків задано ймовірність помилкової тривоги і ймовірність пропуску цілі  $\alpha = \beta = 10^{-3}$ . Як критерій ефективності обрано ймовірність загальної помилки  $p_{ном}$ , яка за допомогою імітаційного моделювання розраховувалася як сума помилково прийнятих рішень поділена на кількість дослідів. На рис. 10.12 надано графіки залежності ймовірності помилки  $p_{ном}$  від ВСШ.

З даних графіків видно, що за низьких значень ВСШ від -10 дБ до -3 дБ кращі показники має непараметричний алгоритм, побудований на нейронній мережі Кохонена. Зі збільшенням ВСШ (вище -3 дБ) найменша ймовірність



помилки відзначається під час використання параметричного алгоритму Вальда порівняно з усіма непараметричними алгоритмами. При ВСШ вище 0 дБ найменшу ймовірність помилки серед непараметричних алгоритмів має алгоритм, побудований на нечіткій логіці. При цьому ймовірність помилки має алгоритм, побудований на мережі Кохонена. Найбільшу ймовірність помилки має алгоритм виявлення, заснований на знако-ранговому критерії Вілкоксона.

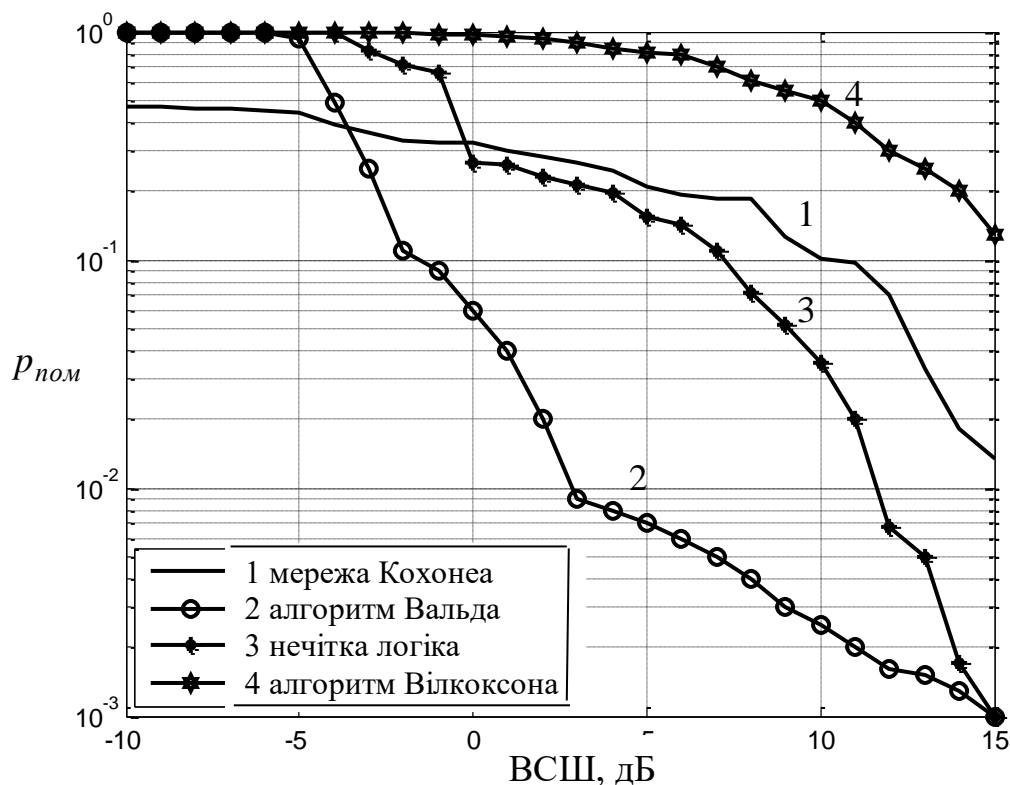


Рисунок 10.12 – Графіки залежності ймовірності помилки від ВСШ

Таким чином, при апріорній невизначеності щодо параметрів сигналів первинного користувача рекомендується використовувати алгоритм, побудований на нейронній мережі Кохонена або нечіткої логіки. Якщо ж параметри сигналів первинного користувача відомі і є в базі даних, а також ВСШ перевищує - 3 дБ рекомендується використання алгоритму Вальда.

## Висновки до розділу

1. Працездатність мобільних мереж зв'язку під час когнітивного розподілу ресурсів значною мірою залежить від ефективності роботи алгоритмів виявлення незайнятих частотних каналів.

2. Розроблено непараметричний алгоритм, побудований на математичному апараті нейронних мереж та непараметричний алгоритм, побудований на математичному апараті нечіткої логіки.

3. Проведено порівняльний аналіз ефективності параметричного алгоритму оптимального прийому сигналів, побудованому на критерії Вальда; непараметричного алгоритму, побудованому на математичному апараті нейронних мереж; непараметричного алгоритму, побудованому на математичному апараті нечіткої логіки; непараметричного алгоритму, побудованому на знако-ранговому критерії Вілкоксона.

4. Аналіз ефективності запропонованих алгоритмів проведено в середовищі Matlab за допомогою імітаційного моделювання. Як критерій ефективності обрана ймовірність помилки. Отримано графіки залежності ймовірності помилки від відношення потужності сигналу до потужності шуму (ВСШ).

5. Аналіз показав, що за низьких значень ВСШ від -10 дБ до -3 дБ кращі показники має алгоритм, побудований на математичному апараті нейронної мережі Кохонена. Зі збільшенням ВСШ (вище -3 дБ) найменша ймовірність помилки відзначається під час використання алгоритму Вальда. Але, хоча алгоритм Вальда має кращу ефективність, він вимагає апріорної інформації про параметри сигналів. При ВСШ вище 0 дБ найменшу ймовірність помилки серед непараметричних алгоритмів має алгоритм, побудований на математичному апараті нечіткої логіки. При цьому ймовірність помилки спостерігається в алгоритмі, побудованому на мережі Кохонена. Найбільшу ймовірність помилки має алгоритм виявлення, заснований на знако-ранговому критерії Вілкоксона. Таким чином, з апріорною невизначеністю щодо параметрів сигналів

первинного користувача рекомендується використовувати алгоритм, побудований на нейронній мережі Кохонена або нечіткої логіки. Якщо ж параметри сигналів первинного користувача відомі і є в базі даних, а також ВСШ перевищує - 3 дБ рекомендується використання алгоритму Вальда.

## 11 МЕТОДИ КЛАСТЕРИЗАЦІЇ РЕСУРСІВ У МЕРЕЖАХ МОБІЛЬНОГО ЗВ'ЯЗКУ

Після виявлення незайнятих частотних каналів первинних користувачів необхідне проведення кластерного аналізу ресурсів для їхнього подальшого розподілу. Для цього, в першу чергу, необхідно позиціонувати АС і виявити зони аномальної зміни їхньої концентрації.

Функціонування ММЗ відбувається в умовах різких змін інтенсивності трафіку (навантаження) в просторово-часовій області [311]. Просторово-часова зміна трафіку обумовлена переміщенням АС оператора ММЗ, що викликає необхідність оперативного та інтелектуального управління радіоресурсами. Часова зміна (нестационарність) навантаження в мережі є відомим фактом [311,312], а факт просторової зміни навантаження носить маловивчений характер. Під просторовою зміною навантаження розуміють аномальне явище в мережі оператора зв'язку, у вигляді різкої зміни концентрації абонентів всередині однієї або декількох локальних зон обслуговування. Тому в разі факту аномального явища, в результаті величезної кількості звернень до БС оператора зв'язку в окремо взятій зоні (стілнику), відбувається блокування і відмова в обслуговуванні. Так, у разі перенавантаження мережі в одній частині зони обслуговування можуть бути задіяні ресурси з менш завантаженої її частини [303,306].

### 11.1 Процес кластеризації

Процес кластеризації залежить від обраного методу і майже завжди є ітеративним. Кластеризація даних містить такі етапи:

а) Виділення характеристик.

Кластеризацію ресурсів здійснюватимемо за векторами ознак  $\vec{x}$  [303,306]:

1. Координати розташування АС.
2. Запрошені ресурси:

- інтенсивність надходження пакетів від АС;
- затримка черги;
- ВСЗШ;
- швидкості передачі даних користувачів;

### 3. Доступні ресурси:

- частотно-часові ресурси;
- просторово-часові ресурси.

#### б) Визначення метрики.

Наступним етапом кластеризації є вибір метрики, за якою визначається близькість об'єктів. Найчастіше використовується класична евклідова метрика.

#### в) Подання результатів.

Результати кластеризації мають бути подані в зручному для обробки вигляді, щоб здійснити оцінку якості кластеризації. Зазвичай використовується один з таких способів:

- подання кластерів центроїдами;
- подання кластерів набором характерних точок;
- подання кластерів їхніми обмеженнями.

Існує декілька методів (алгоритмів) кластеризації, які поділяються на два основних типи – чітка і нечітка кластеризація. У разі чіткої кластеризації, всі об'єкти з досліджуваної області можуть належати лише одному кластеру з однозначними параметрами. До методів чіткої кластеризації належать алгоритми, які побудовані на математичному апараті нейронних мереж Кохонена. У разі нечіткої кластеризації кожен елемент досліджуваної області може належати будь-якому кластеру з певною ймовірністю, яка виражається коефіцієнтом чіткості. На сьогоднішній день в літературі широко подані 2 алгоритми нечіткої кластеризації – k-середніх і алгоритм Густафсона-Кесселя.

## 11.2 Метод кластеризації ресурсів, побудований на математичному апараті нейронних мереж Кохонена

Для кластеризації ресурсів мережа Кохонена працює в режимі самоорганізації. В ході самоорганізації мережа не має постійної структури. Алгоритм має такий вигляд:

1. Дані попередньо обробляються (нормуються і центруються) за правилом:

$$\vec{x}'_i = \frac{\vec{x}_i - M_x}{\sigma_x}, \quad (11.1)$$

де  $\vec{x}'_i$  – нормована і центрована ознака (наприклад,  $\vec{x}'_1$  перша ознака – координати розташування абонентських станцій,  $\vec{x}'_2$  друга ознака – інтенсивність надходження пакетів від АС і т.д.);

$M_x$  – математичне очікування ознаки;

$\sigma_x$  – дисперсія ознаки.

2. Задається критична відстань  $d_{кр}$ , відповідна максимально допустимій евклідовій відстані між входами прикладу і вагами нейрона-переможця. Початкова структура не містить нейронів. При подачі на входи мережі першого прикладу навчальної вибірки створюється перший нейрон з ваговими коефіцієнтами, які дорівнюють поданим вхідним значенням.

3. На входи мережі подається новий випадково обраний приклад (АС зі своїми характеристиками) поточної епохи навчання, розраховуються евклідові відстані від прикладу до центру кожного кластера по співвідношенню:

$$d_j = \sqrt{\sum_{i=1}^M (\vec{x}_i - w_{ij})^2}, \quad (11.2)$$

де  $w_{ij}$  – центр (вага  $i$ -ї ознаки  $j$ -го кластера).

Потім визначається нейрон-переможець з найменшим з них  $d_{\min}$ .

4. Якщо виконується умова  $d_{\min} \leq d_{кр}$ , проводиться корекція вагових коефіцієнтів відповідного нейрона-переможця на  $t + 1$  кроці за співвідношенням:

$$w_{ij}(t + 1) = w_{ij}(t) + v(\bar{x} - w_{ij}(t)), \quad (11.3)$$

де  $v$  – коефіцієнт швидкості навчання.

В іншому випадку в структуру мережі додається новий нейрон, вагові коефіцієнти якого приймаються чисельно рівними вхідним значенням поданого прикладу.

5. Процедура повторюється з п.3. Якщо протягом останньої епохи навчання будь-які кластери залишилися не задіяними, відповідні нейрони вилучаються зі структури мережі Кохонена.

6. Обчислення закінчуються, якщо виконується одна з умов:

- вичерпана задана гранична кількість епох навчання;
- не відбулося значної зміни вагових коефіцієнтів у межах заданої точності протягом останньої епохи навчання;
- вичерпано заданий граничний фізичний час навчання.

Коефіцієнт швидкості навчання може задаватися постійним у межах  $(0, 1]$  або змінним значенням, яке поступово зменшується від епохи до епохи.

### 11.3 Метод нечіткої кластеризації ресурсів

Алгоритм нечіткої кластеризації називають алгоритмом C-Means (к-середніх). Метою алгоритму к-середніх є динамічна кластеризація множини об'єктів заданої області. Особливістю даного алгоритму є те, що апріорні відомості про об'єкти області можуть бути відсутні. Іншими словами, цей

алгоритм визначає кластери і відповідно класифікує об'єкти, які спочатку є випадковим набором точок простору (які позиціоновано тим чи іншим способом абонентів оператора зв'язку). Алгоритм  $k$ -середніх складається з кроків:

Крок 1. Встановлюються критерії для алгоритму:

$K$  – кількість кластерів;

$m$  – експонентна вага;

$\varepsilon$  – параметр зупинки алгоритму.

Крок 2. Випадковим чином генерується матриця нечіткого розбиття.

Крок 3. Розраховується центр кластерів.

Крок 4. Розраховується відстань між центрами кластерів.

Алгоритм FCM (Fuzzy Classifier Means) є частковим випадком алгоритму нечіткої кластеризації Густафсона - Кесселя і є найбільш простою його реалізацією. FCM-алгоритм кластеризації передбачає, що об'єкти належать всім кластерам. Ступінь належності визначається відстанню від об'єкта до відповідних кластерних центрів. Даний алгоритм ітераційно обчислює центри кластерів і нові ступені належності об'єктів. Алгоритм складається з таких кроків:

Крок 1. Встановлюються критерії для алгоритму:

$K$  – кількість кластерів;

$m$  – експонентна вага;

$\varepsilon$  – параметр зупинки алгоритму.

Крок 2. Випадковим чином генерується матриця нечіткого розбиття.

Крок 3. Обчислюється «центр мас» для кожного кластера.

Крок 4. Обчислюється матриця коваріацій.

Крок 5. Для всіх кластерів обчислюється відстань.

Як алгоритм  $k$ -середніх, так і FCM-алгоритм вимагає апріорного знання кількості кластерів. Для заданої множини  $M$  вхідних векторів  $\vec{x}_i$  і  $N$  кластерів  $c_j$ , які виділяються передбачається, що будь-який  $\vec{x}_i$  належить будь-якому  $c_j$



з належністю  $u_{ij}$  інтервалу  $[0,1]$ , де  $j$  – номер кластера,  $i$  – номер вхідного вектора.

З метою подолання труднощів визначення кількості кластерів, розв'язання задачі кластеризації можна здійснити за допомогою теорії розладнання. Алгоритм кластеризації на основі розладнання можна звести до таких кроків:

Крок 1. Визначення вибірки розташування АС  $(X, Y)$  протягом кроку.

Крок 2. Розбиття досліджуваної області на підобласті з кроком, який дорівнює середньому значенню помилки позиціонування (накладення сітки).

Крок 3. Визначення меж розладнання у вибірці. Обчислення функціоналу  $T(S)$  за формулами:

$$T(S)_{zp} = \frac{2S_1 - S_2 - S_3}{S_2 + S_3}, \quad (11.4)$$

$$T(S)_{cn} = \frac{2S_3 - S_2 - S_1}{S_2 + S_2}, \quad (11.5)$$

де  $T(S)_{zp}$  – значення функціоналу під час зростаючого навантаження;

$T(S)_{cn}$  – значення функціоналу під час спадного навантаження, при цьому обидва функціонали існують в  $t = [t_f, t_f + \Delta t]$ , де  $t_f$  – фактичний час,  $\Delta t$  – крок (дискрет) часу;

$$S_1 = \frac{1}{(Y_1 - Y_2)^2} \sum_{i=1}^{Y_2} |x_i|,$$

$$S_2 = \frac{1}{Y_2^2} \sum_{j=Y_1-Y_2+1}^{Y_1} |x_j|,$$

$$S_3 = \frac{1}{(Y_1 - Y_2)Y_2} \sum_{i=1}^{Y_2} \sum_{j=Y_1-Y_2+1}^{Y_1} |x_i - x_j|,$$

де  $Y_1$  і  $Y_2$  пов'язані параметри (рис.11.1);

$Y_1$  – довжина розгортки функціоналу;

$Y_2$  – частина розгортки функціоналу;

$x$  – значення ресурсу в даний момент часу.

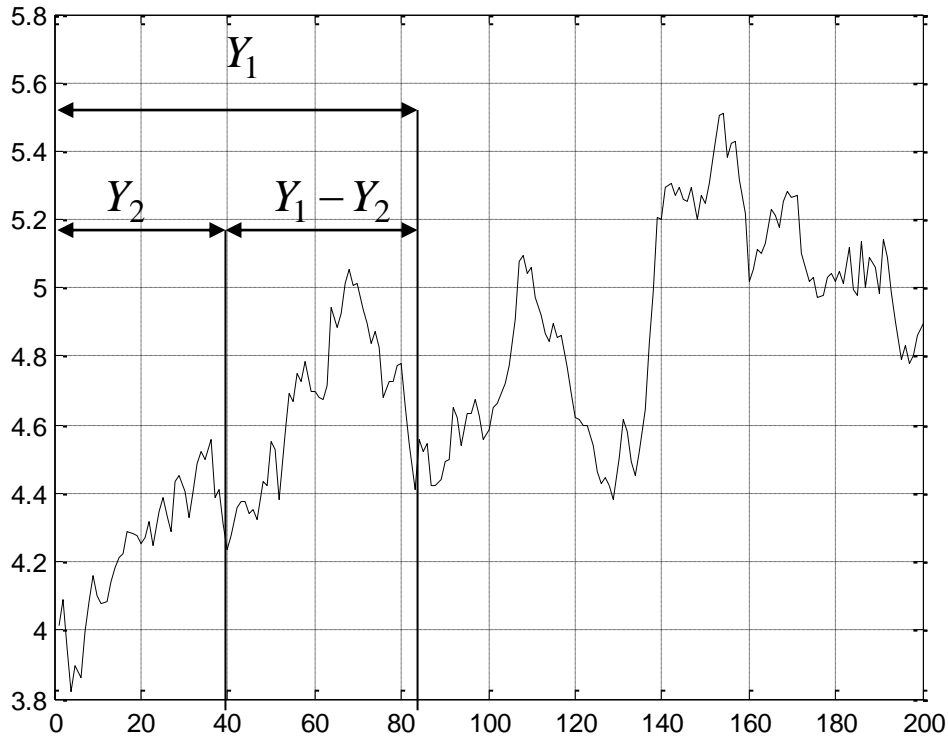


Рисунок 11.1 – Параметри  $Y_1$  і  $Y_2$  під час визначення розладнання

Крок 4. Об'єднання множин значень  $T(S)$  в одну множину:

$$T_{\Sigma} = \{T(S)_{зр}, T(S)_{сн}\}.$$

Крок 5. Визначення співвідношення:

$$\mu = \frac{|T_i|}{|T_j|} > \mu_{нор},$$

де  $\mu_{nop}$  – порогове значення моменту розладнання.

Крок 6. Виділення координат моменту розладнання:

$$\{X, Y\} = \arg \left\{ T_{\sum} (Y_2(x_i, x_j), Y_1(x_i, x_j) - Y_2(x_i, x_j)) \right\}.$$

Після виділення кластерів визначаються їхні центри за допомогою алгоритмів нечіткої кластеризації. Алгоритм кластеризації на основі FCM зводиться до таких кроків:

Крок 1. Визначення місця розташування центроїдів (точка, відносно якої йде перебор значень приналежності до кластеру, не є центром кластера).

Крок 2. Визначення необхідної кількості кластерів (з даних, отриманих у результаті застосування розладнання).

Крок 3. Мінімізація суми всіх зважених відстаней:

$$\sum_{i=1}^M \sum_{j=1}^K u_{ij}^m \|\vec{x}_i - c_j\| \rightarrow \min ,$$

де  $m$  – фіксований параметр (експоненціальна вага), що задається перед ітераціями;

$M$  – досліджувана множина вхідних векторів;

$K$  – кластери  $c_j$ , що виділяються.

Передбачається, що будь-який  $\vec{x}_i$  належить будь-якому  $c_j$  з належністю на інтервалі  $[0,1]$ ,  $j$  – номер кластера,  $i$  – номер вхідного вектора.,  $\| \cdot \|$  – Евклідова норма.

Умови нормування для  $u_{ij}$ :

$$0 \leq u_{ij}^m \leq 1, \sum_{j=1}^K u_{ij}^m = 1, \forall j = 1, \dots, K .$$

Розраховуються центри кластерів:

$$c_j = \frac{\sum_{i=1}^M u_{ij}^m \bar{x}_i}{\sum_{j=1}^K u_{ij}^m}.$$

Крок 4. Обчислюється матриця коваріації для  $j$ -го кластера

$$A_j = \frac{\sum_{i=1}^M u_{ij}^m \|\bar{x}_i - c_j\|^2}{\sum_{i=1}^M u_{ij}^m}.$$

Крок 5. Розраховуються відстані між векторами ознак і центрами кластерів:

$$D_{A_j} = (\bar{x}_i - c_j) \left[ \left( \det(A_j) \right)^{\frac{1}{M}} A_j^{-1} \right] (\bar{x}_i - c_j)^T.$$

Крок 6. Перераховуються елементи матриці нечіткого розбиття

$$\text{якщо } D_{ij} > 0, u_{ij} = \frac{1}{\left( D_{ij}^2 \sum_{j=1}^K \frac{1}{D_{ij}^2} \right)^{\frac{1}{m-1}}},$$

$$\text{якщо } D_{ij} = 0, u_{ij} = \begin{cases} 1, & i = j \\ 0, & i \neq j \end{cases}$$

Крок 7. Перевірка умови:

$$\|U(t+1) - U(t)\|^2 \leq \varepsilon,$$

де  $U(t)$  – матриця нечіткого розбиття на  $t$ -й ітерації;

$U(t+1)$  – матриця нечіткого розбиття на наступній ітерації;

$\varepsilon$  – рівень точності, що задається заздалегідь [76].

Якщо ця умова виконується, то перейти до кроку 8, в іншому випадку – до кроку 3.

Крок 8. Кінець. Визначення центру мас отриманих нечітких фігур у вигляді кінцевих координат  $(x; y)$ .

#### **11.4 Результати моделювання кластеризації просторових ресурсів абонентських станцій**

Для наочного уявлення проведено моделювання кластеризації просторових ресурсів АС [295,303,306]. За допомогою імітаційного моделювання отримано результати кластеризації просторового ресурсу АС під час використання математичного апарату нейронної мережі Кохонена та методів нечіткої кластеризації.

На рис.11.2 показано реалізацію розташувань АС і результат кластеризації під час використання математичного апарату нейронної мережі Кохонена (визначені центри кластерів (ЦК)). На цьому ж рисунку показані так само БС.

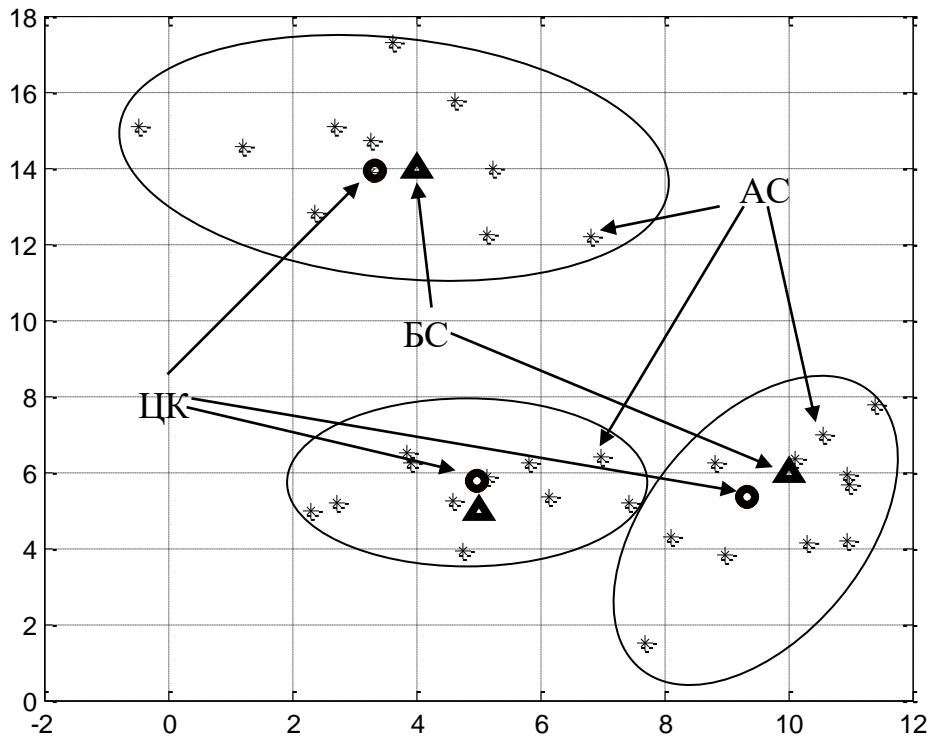


Рисунок 11.2 – Результат кластеризації просторового ресурсу АС

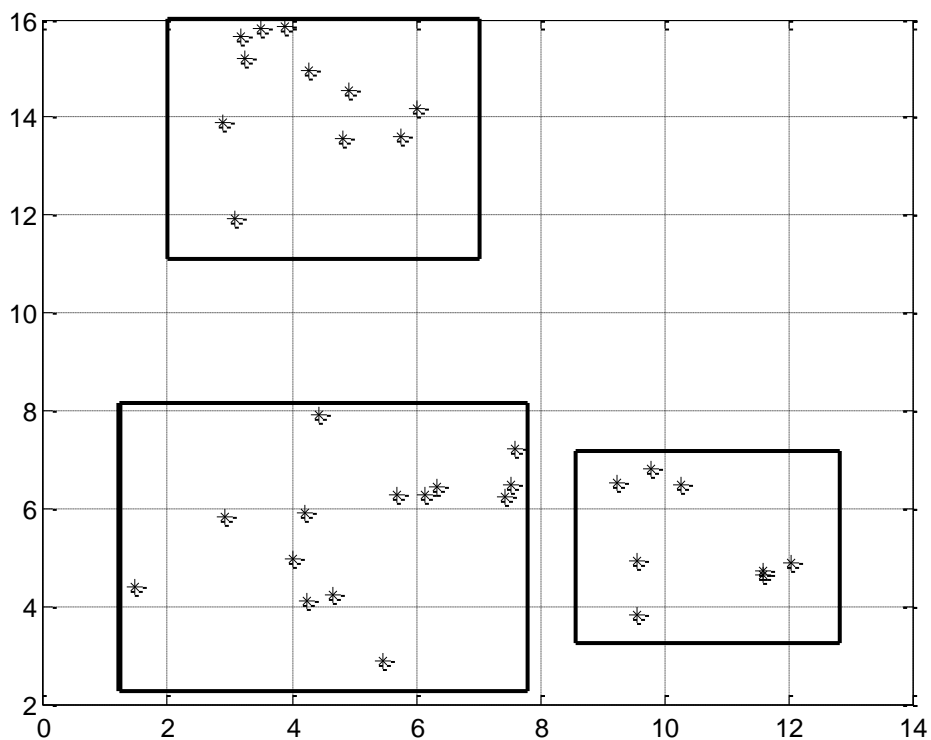


Рисунок 11.3 – Реалізація розташувань АС і результат визначення меж кластерів

На рис.11.3 показано реалізацію розташувань АС і результат визначення меж кластерів за допомогою теорії розладнання. На рис. 11.4 показаний результат кластеризації просторового ресурсу АС під час використання алгоритму нечіткої кластеризації на основі FCM. На цьому ж рисунку показано також БС і ЦК.

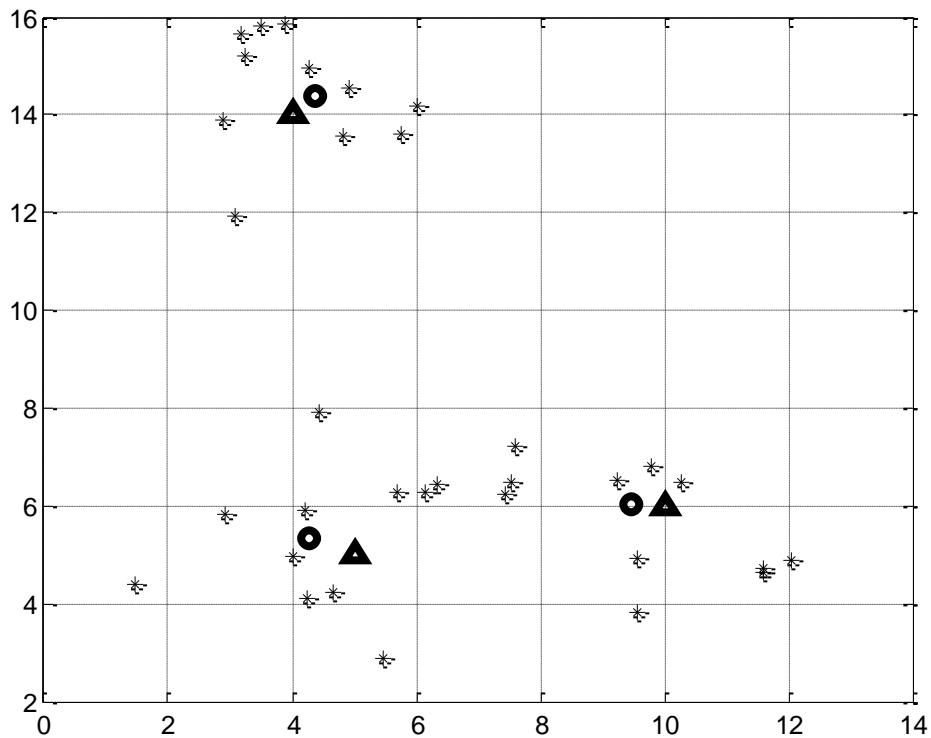


Рисунок 11.4 – Результат кластеризації просторового ресурсу АС під час використання алгоритму нечіткої кластеризації

Проведено аналіз ефективності запропонованих алгоритмів кластеризації. Критерієм ефективності обрано середньоквадратичне відхилення (СКВ) розташувань центрів кластерів від розташування БС. Експеримент полягав у тому, що на обмеженій території були розташовані БС і випадковим чином розподілені АС у зоні дії БС. Аналіз проводився під час рівномірного і гауссівського розподілу координат розташування АС. На рис. 11.5 надано

залежності середньоквадратичного відхилення від розміру досліджуваної зони в ході використання математичного апарату нейронної мережі Кохонена.

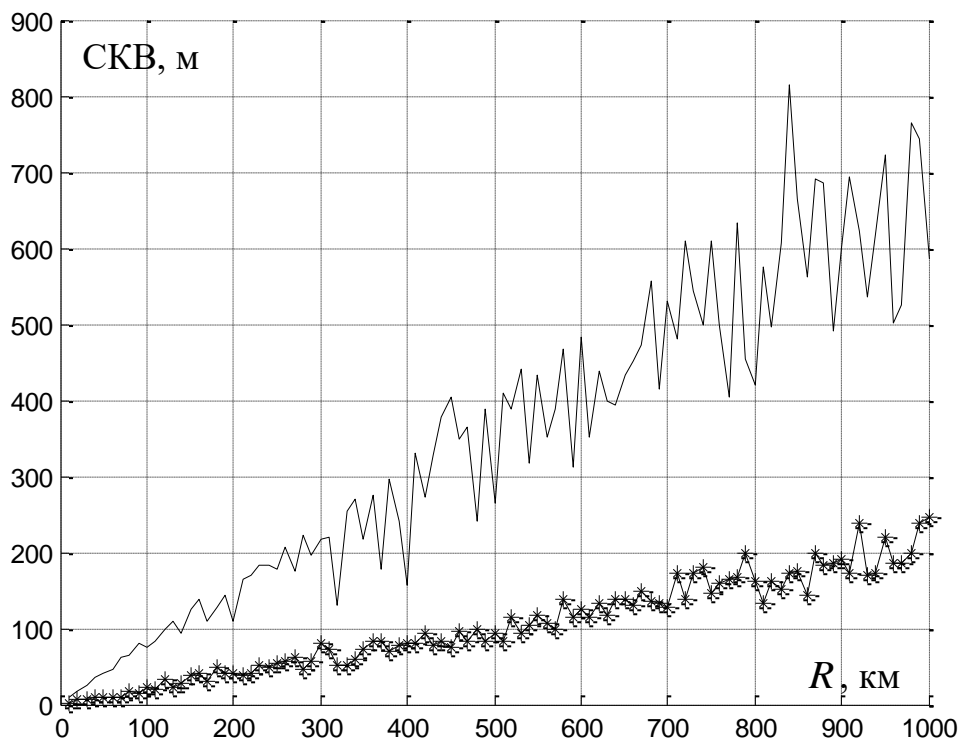


Рисунок 11.5 – Залежності середньоквадратичного відхилення від розміру досліджуваної зони під час використання математичного апарату нейронної мережі Кохонена

Верхня крива на рис.11.5 відповідає рівномірному розподілу АС, а нижня крива – гауссівському розподілу. Як видно з даного рисунка зі збільшенням розміру досліджуваної зони середньоквадратичне відхилення розташувань центрів кластерів від розташування БС збільшується. Це говорить про те, що зі збільшенням розміру досліджуваної зони точність кластеризації знижується.

На рис. 11.6 надано залежності середньоквадратичного відхилення від розміру досліджуваної зони під час використання алгоритму нечіткої кластеризації на основі FCM.



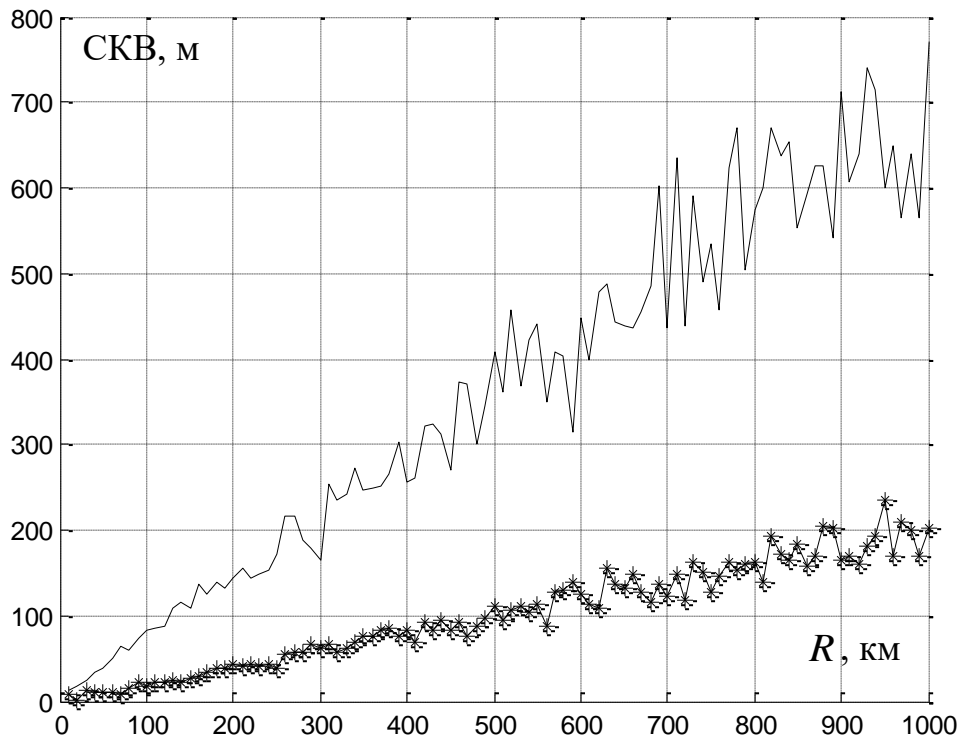


Рисунок 11.6 – Залежності середньоквадратичного відхилення від розміру досліджуваної зони під час використання алгоритму нечіткої кластеризації на основі FCM

Верхня крива на рис.11.6 відповідає рівномірному розподілу АС, а нижня крива відповідає гауссівському розподілу. Порівнюючи залежності, які надано на рис.11.5 і 11.6, можна зробити висновок про те, що алгоритм, побудований на математичному апараті нейронної мережі Кохонена, і алгоритм нечіткої кластеризації на основі FCM, дають однаковий результат. Але необхідно зазначити, що алгоритм нечіткої кластеризації на основі FCM вимагає попереднього визначення меж кластерів для визначення їхньої кількості. Отже, під час використання алгоритму нечіткої кластеризації на основі FCM буде потрібно більше часу на кластеризацію ресурсів, що в даному випадку не бажано, оскільки дані процедури необхідно вирішувати в реальному масштабі часу. Таким чином, для кластеризації ресурсів АС пропонується використовувати алгоритм, побудований на математичному апараті нейронної мережі Кохонена.

## Висновки до розділу

1. Після виявлення незайнятих частотних каналів первинних користувачів необхідне проведення кластерного аналізу ресурсів для їхнього подальшого розподілу. Для цього, в першу чергу, необхідно позиціонувати АС і виявити зони аномальної зміни їхньої концентрації.

2. Кластеризацію ресурсів запропоновано здійснювати за векторами ознак: 1) координати розташування АС; 2) запитувані ресурси (інтенсивність надходження пакетів від АС, затримка черги, ВСЗШ, швидкості передачі даних користувачів); 3) доступні ресурси (частотно-часові ресурси, просторово-часові ресурси).

3. Розглянуто і проаналізовано алгоритми кластеризації ресурсів: 1) алгоритм кластеризації, побудований на математичному апараті нейронних мереж Кохонена, 2) алгоритм нечіткої кластеризації на основі FCM.

4. Аналіз показав, що алгоритм, побудований на математичному апараті нейронної мережі Кохонена, і алгоритм нечіткої кластеризації на основі FCM дають однаковий результат. Але алгоритм нечіткої кластеризації на основі FCM вимагає попереднього визначення меж кластерів для визначення їхньої кількості, що підвищує обчислювальну складність методу. Отже, в ході використання алгоритму нечіткої кластеризації на основі FCM буде потрібно більше часу на кластеризацію ресурсів, що в даному випадку не бажано, оскільки дані процедури необхідно вирішувати в реальному масштабі часу. Таким чином, для кластеризації ресурсів АС пропонується використовувати алгоритм, побудований на математичному апараті нейронної мережі Кохонена.

## **12 МЕТОДИ ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ ЕЛЕКТРОМАГНІТНОЇ СУМІСНОСТІ ПІД ЧАС РОЗПОДІЛУ ПРОСТОРОВО-ЧАСОВОГО РЕСУРСУ В МЕРЕЖАХ МОБІЛЬНОГО ЗВ'ЯЗКУ**

Наступним етапом після виявлення вільних смуг частот і кластеризації ресурсів є розподіл просторово-часового ресурсу між АС. Для забезпечення ЕМС між АС необхідно виділення напрямків приходу сигналів від абонентів, виконати оцінку коефіцієнтів передачі каналів у виділених напрямках і заглушення сигналів, що надходять з усіх невиділених напрямків. При цьому, якщо напрямки надходження сигналів від різних АС збігаються одночасно, то розподіл ресурсів вже здійснюватиметься в частотно-часовій області.

У даному розділі розглядаються адаптивні методи забезпечення електромагнітної сумісності під час розподілу просторово-часового ресурсу в радіолініях мереж мобільного зв'язку, засновані на просторово-часовій обробці сигналів (ПЧОС). На основі ПЧОС розроблено і широко використовуються технології МІМО і адаптивних антенних решіток (ААР) [288–290,296–299,305].

### **12.1 Математична модель радіоканалу для технології МІМО**

Важливою перевагою технології МІМО є також те, що на відміну від SISO (Single Input Single Output) вона забезпечує істотну, в два і більше разів, економію частотного ресурсу за рахунок використання декількох просторових каналів в одному і тому ж діапазоні частот.

Разом з тим у лініях зв'язку з системами МІМО має місце цілий ряд специфічних характеристик. Так, у цих лініях проходження радіосигналу залежить значною мірою від угруповання об'єктів, розташованих між передавальними і приймальними антенами. В ході зміни просторового розташування об'єктів у просторі між передавальними і приймальними антенами і/або в разі мобільних абонентів механізм багатопроменевого поширення сигналу ускладнюється. Зі збільшенням швидкостей об'єктів по

відношенню до антенних структур вказаний механізм ще більше ускладнюється і, відповідно, ускладнюється завдання розділення каналів на прийомі в системах МІМО.

У будь-яких теоретичних дослідженнях методів передачі інформації по таких специфічних каналах ключовим є питання про математичну модель каналу. Матриця коефіцієнтів передачі каналу є основною характеристикою каналу МІМО. В основному моделі матриці каналу припускають, що всі канали між передавальними і приймальними антенами є незалежними релеєвськими комплексними коефіцієнтами передачі. Однак таке припущення не дозволяє враховувати структуру приймальної антенної системи, антенні елементи якої знаходяться в певній просторовій орієнтації, а також відбиття сигналів від певних перешкод (будівель, споруд тощо), які мають своє місце розташування.

У МІМО-системі зв'язку з  $N_t$  передавальними і  $N_r$  приймальними антенами при  $N_t \leq N_r$  вхідний потік даних ділиться на  $N_t$  підпотоків. Послідовно-паралельний демультиплексор виконує це розділення. Кожен підпотік після кодування і модуляції випромінюється окремою антеною. Всі  $N_t$  підпотоків випромінюються одночасно в одній і тій самій смузі частот. Для всіх підпотоків можуть використовуватися ідентичні коди і модулятори.

Вектор прийнятих сигналів  $\vec{z}(t)$  є добутком матриці каналу  $H$  на вектор випромінених сигналів  $\vec{u}(t)$ :

$$\vec{z}(t) = H \vec{u}(t) + \vec{\xi}(t), \quad (12.1)$$

де  $\vec{\xi}(t)$  –  $N_r$ -вимірний вектор шуму.

Далі в приймальнику вирішується задача розділення і оцінки випромінених  $N_t$  сигналів.

Матриця коефіцієнтів передачі каналу:

$$H = \begin{pmatrix} h_{11} & h_{12} & h_{13} & \dots & h_{1N_t} \\ h_{21} & h_{22} & h_{23} & \dots & h_{2N_t} \\ h_{31} & h_{32} & h_{33} & \dots & h_{3N_t} \\ \cdot & \cdot & \cdot & \dots & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \dots & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \dots & \cdot \\ h_{N_r,1} & h_{N_r,2} & h_{N_r,3} & \dots & h_{N_r,N_t} \end{pmatrix} \quad (12.2)$$

є основною характеристикою каналу МІМО. Аналіз систем з ПЧК заснований на апріорному припущенні, що такий канал квазістаціонарний. Аналіз статистичних характеристик багатопроменевих каналів стверджує, що зниження відношення сигнал / шум у діапазоні 1–2 ГГц, обумовлене завмираннями та описується моделлю Релея. Тривалий час динамічні властивості («швидка» нестаціонарність) завмирань для мобільних абонентів «гіпнотизували» дослідників систем ПЧК. Досить швидко прийшло усвідомлення того, що є всі підстави для фіксованих служб канал типу МІМО вважати квазістаціонарним, у якому передавальна і приймальна сторони нерухомі та умови поширення радіохвиль протягом часу залишаються приблизно постійними або не змінюються взагалі. У більшості публікацій передбачається, що коефіцієнти передачі  $h_{ij}$ , що входять до складу матриці каналу (12.2), незмінні протягом декількох інтервалів тривалості сигналів. Водночас, ці коефіцієнти змінюються випадковим чином у процесі зміни фіксованих диспозицій передавальних і приймальних антен. Передбачається також, що статистика цих змін підпорядковується Релеєвському або узагальненому Релеєвському розподілів.

Також необхідно зазначити, що кожен коефіцієнт  $h_{ij}$ , що входить до складу матриці каналу (12.2) може складатися з декількох променів. Крім того, коефіцієнти передачі не є незалежними. Це пояснюється тим, що приймальна

антенна система має певну конфігурацію. Для цього розглянемо прийом сигналу  $N$ -елементною антенною решіткою (АР).

Припустимо, що  $N$  елементів АР розподілені уздовж осі  $x$ , як це показано на рис. 12.1.

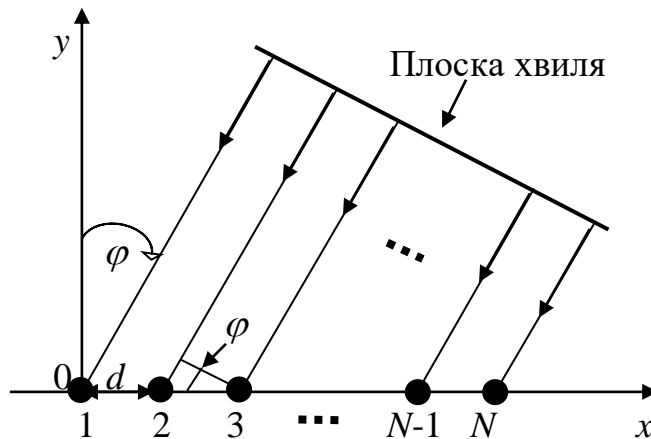


Рисунок 12.1 – Геометрія  $N$ -елементної лінійної еквідистантної АР і плоскої падаючої хвилі

Початок координат обрано в точці розташування крайнього лівого елемента решітки з номером 1. Міжелементну відстань позначено літерою  $d$ .

Для такої АР сигнал на виході  $n$ -го антенного елемента:

$$u_n(t) = \exp\left(j \frac{2\pi}{\lambda} (n-1)d \sin \varphi\right) \exp(j\omega_0 t), \quad n = (1..N). \quad (12.3)$$

де  $\omega_0 = 2\pi f_0$  – циклічна частота;

$$\tau = \frac{d \sin \varphi}{c};$$

$c$  – швидкість поширення електромагнітних хвиль, яку приймають рівною швидкості світла, оскільки не розглядається вплив середовища;

$$\lambda = \frac{c}{f_0} \text{ – довжина хвилі.}$$

Другий множник у цьому виразі залежить тільки від частоти коливання. Він однаковий для всіх елементів АР і тому не несе інформації про геометрію АР і напрямок приходу хвилі. У багатьох задачах цей множник опускають з розгляду. Перший множник називають комплексною амплітудою сигналу. Саме він має істотне значення в задачах, пов'язаних з просторово-часовою обробкою сигналу.

Позначимо комплексну амплітуду як  $U_n$ . Тоді вираз (12.3) приймає вигляд:

$$u_n(t) = U_n \exp(j\omega_0 t), \quad n = (1 \dots N). \quad (12.4)$$

АР є багатоканальною системою, оскільки хвиля збуджує одночасно  $N$  коливань різної амплітуди. Математика дає можливість описати одноманітно всю сукупність сигналів (12.4), якщо ввести вектор комплексних амплітуд  $\vec{U}$  і вектор сигналів  $\vec{u}(t)$  таким чином:

$$\vec{U} = \begin{pmatrix} U_1 \\ U_2 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ U_N \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 \\ \exp\left(j \frac{2\pi}{\lambda} d \sin \varphi\right) \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \exp\left(j \frac{2\pi}{\lambda} (N-1) d \sin \varphi\right) \end{pmatrix};$$

$$\vec{u}(t) = \begin{pmatrix} u_1(t) \\ u_2(t) \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ u_N(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} U_1 \\ U_2 \\ \cdot \\ \cdot \\ U_N \end{pmatrix} \exp(j\omega_0 t) = \vec{U} \exp(j\omega_0 t). \quad (12.5)$$

Загальною моделлю радіоканалу є багатопротенева модель: поле в точці прийому є сумою сигналів з різними амплітудами і випадковими фазами. Основними моделями для опису багатопротенового каналу є моделі каналів з випадковою структурою (канал з дискретною багатопротінністю, канал із завмираннями, селективними по частоті, канал з рознесеним прийомом, канал з випадковою фазою, канал з селективними завмираннями). Модель багатопротенового каналу досить наглядно подана у вигляді моделі каналу з дискретною багатопротінністю [289]. Сигнал, що приймається на вході  $r$ -го антенного елемента може бути поданий у вигляді:

$$z_r(t) = \sum_{l=1}^L \sum_{n=1}^{N_t} [h_{c ln} u_x(t - (n-1)T - \tau_l) + h_{s ln} u_x(t - (n-1)T - \tau_l) + \xi(t)], \quad (12.6)$$

$$0 < t < \infty,$$

де  $h_{c ln}$ ,  $h_{s ln}$  – відповідні випадкові синфазна і квадратурна складові коефіцієнти передачі в  $l$ -му промені з  $n$ -го передавального антенного елемента;

$L$  – загальна кількість променів у каналі;

$\tau_l$  – час запізнювання сигналу в  $l$ -му промені;

$u_x$  – відомі реалізації сигналів на прийомі;

$x = (0, 1, \dots, M - 1)$  – послідовність інформаційних символів;

$M$  – кількість позицій маніпуляції;

$T$  – тривалість переданих елементів сигналу;

$\xi(t)$  – випадкова адитивна завада типу білого гауссівського шуму (БГШ).

Вважатимемо, що довжина траси поширення сигналу, як правило, у багато разів більше довжини хвилі несучої радіосигналу. Це дає можливість не враховувати конфігурацію передавальної антенної системи. Тобто можна вважати, що всі сигнали передаються з однієї точки простору. Крім того, з



урахуванням лінійності моделі (12.1), а також конфігурації приймальної антенної решітки комплексний коефіцієнт передачі матриці  $H$  між  $r$ -ю приймальною та  $n$ -ю передавальною антенами можна подати у вигляді:

$$h_{rn} = \sum_{l=1}^L (1 + \alpha A_{ul}) \exp\left(j\pi \frac{d}{\lambda} (r-1)(\varphi_{cl} + \beta \varphi_{\phi l})\right), \quad (12.7)$$

де  $\varphi_{cl} = \sin\left(\frac{Q_l}{180} \pi\right)$ ;

$Q_l$  – кут приходу сигналу  $l$  променя в градусах;

$A_{ul} = \sqrt{y_1^2 + y_2^2}$  – випадкова амплітуда сигналу  $l$  променя;

$\varphi_{\phi l} = \arctan \frac{y_1}{y_2}$  – випадкова фаза сигналу  $l$  променя;

$y_1$  та  $y_2$  – випадкові величини, які розподілено за гауссівським законом;

$\alpha$  та  $\beta$  – вагові коефіцієнти, які дозволяють враховувати властивості просторової кореляції приймальної антенної решітки.

Тоді сигнал на вході приймальної антенної решітки буде визначено виразом (12.1). Дана модель дозволяє враховувати конфігурацію приймальної антенної решітки, багатопромінність і координати розташування завад на шляху поширення сигналу у вигляді кутів приходу за основним і відбитим променями. Змінюючи коефіцієнти  $\alpha$  і  $\beta$  можна моделювати як повністю корельовані канали при  $\alpha = 0$  і  $\beta = 0$ , так і некорельовані.

## 12.2 Метод оцінки матриці каналу

На практиці матриця каналу  $H$  вимірюється в процесі передачі, і неминучі похибки вимірювання істотно впливають на характеристики МІМО-системи зв'язку [288].

Матрицю каналу  $H$ , яка використовується в приймальному під час обробки сигналу, можна подати у вигляді:

$$H = H_0 + \Delta H,$$

де  $H_0$  – точне значення матриці каналу, невідоме в приймальному;

$\Delta H$  – похибка оцінки матриці.

Дослідження показали [288], що зі збільшенням похибки вимірювання матриці каналу  $\Delta H$  ймовірність помилки зростає. У більшості випадків похибки вимірювання виникають за рахунок завад у каналах.

Аналіз літератури за статистичними моделями матриці каналу в системі радіодоступу МІМО показав [288], що процеси в радіоканалі МІМО є марківсько-гауссівськими випадковими процесами.

Для оцінки випадкових процесів Кальманом і Бьюси розроблена досить ефективна оптимальна в гауссівському і лінійному наближеннях процедура, що отримала назву «фільтра Калмана-Бьюси». В основі цієї процедури лежить математична модель у вигляді рівняння стану. Для дискретного подання рівняння стану має вигляд:

$$h_0(k+1) = F(k+1, k)h_0(k) + G(k+1, k)\xi(k), \quad (12.8)$$

де  $h_0(k)$  – елемент матриці каналу на  $k$ -му кроці;

$\xi(k)$  – білий гауссівський шум, що породжує з нульовим середнім;

$F(k+1, k) = \exp\{-\alpha\Delta t_k\}$  – коефіцієнт стану,  $\alpha = 1/\tau_{kop}$ ;

$\tau_{kop}$  – інтервал кореляції;

$\Delta t_k = k - (k-1)$  – крок;

$G(k+1, k) = \sqrt{\sigma^2 \exp\{-\alpha\Delta t_k\}(1 - \exp\{-\alpha\Delta t_k\})}$  – коефіцієнт збудження;

$\sigma^2$  – дисперсія процесу  $h_0$ .

Алгоритм (12.8) зазвичай доповнюється рівнянням спостереження. Модель спостереження задається лінійним алгебраїчним співвідношенням:

$$h(k) = h_0(k) + \Delta h(k), \quad (12.9)$$

де  $\Delta h(k)$  – похибки оцінки матриці  $\Delta H$  (шум спостереження є білим гауссівським шумом з нульовим середнім).

Сама ж процедура оцінки  $\hat{h}_0(k)$  має такий вигляд:

$$\hat{h}_0(k) = F(k, k-1) \hat{h}_0(k-1) + K(k)[h(k) - F(k, k-1) \hat{h}_0(k-1)], \quad (12.10)$$

де  $K(k)$  – коефіцієнт, що забезпечує стійкість і оптимальну швидкість збіжності алгоритму до сталого стану.

Даний коефіцієнт у фільтрі Калмана-Бьюси підлягає рекурсивному обчисленню на кожному кроці згідно з алгоритмом:

$$K(k+1) = P(k)N_{\Delta h}^{-1}(k), \quad (12.11)$$

де  $N_{\Delta h}(k)$  – спектральна густина потужності шуму спостереження;

$P(k)$  – апостеріорна дисперсія помилки оцінки підлягає рекурсивному обчисленню на кожному кроці згідно з алгоритмом:

$$P(k+1) = F(k+1)V(k)F^T(k+1) + G(k)N_{\xi}(k)G^T(k), \quad (12.12)$$

де  $N_{\xi}(k)$  – спектральна густина потужності шуму  $\xi(k)$ ;

$V(k)$  – апіорна дисперсія помилки оцінки.

Рівняння для апіорної дисперсії має вигляд:

$$V(k+1) = [I - K(k)]P(k+1). \quad (12.13)$$

## 12.3 Метод забезпечення електромагнітної сумісності під час когнітивного розподілу просторово-часового ресурсу в мережах мобільного зв'язку

### 12.3.1 Просторово-часова обробка сигналів

Одним з перспективних методів підвищення завадостійкості і забезпечення ЕМС ММЗ є просторово-часова обробка сигналів (ПЧОС). Під ПЧОС у загальному випадку розуміють деяку сукупність дій над сигналами, прийнятими в різних точках простору, що дозволяє з максимальною якістю витягти з них корисну інформацію, яка в них міститься. Алгоритми ПЧОС поділяються на структурні і неструктурні. Для неструктурних алгоритмів характерні: структурна чутливість до зміни СЗО, вузька спеціалізація для конкретних видів сигналів, необхідність наявності апіорної інформації про сигнал, завади і шум. Використання структурних методів призвело до створення адаптивних антенних решіток (ААР) і адаптивних компенсаторів завад. ААР дозволяють вирішити задачу поліпшення відношення сигнал/ (завала+шум) у лінійній частині приймача. У цьому випадку розв'язання знаходиться шляхом лінійного зважування та складання сигналів у каналах прийому. При цьому сигнал на виході загального суматора дорівнює:

$$y(t) = \sum_{i=1}^N w_i z_i(t),$$

де  $N$  – кількість гілок рознесення або кількість антенних елементів (АЕ);

$w_i$  – ваговий коефіцієнт  $i$ -го АЕ;

$z_i(t)$  – суміш сигналу, завади і шуму на  $i$ -му АЕ.

### 12.3.2 Алгоритм адаптивної антенної решітки, який синтезовано для динамічної сигнально-завадової ситуації

Для ММЗ властива нестационарна СЗО. За нестационарною СЗО відбуваються просторово-часові зміни параметрів сигналу і завади. Ці зміни можуть відбуватися через впливи середовища поширення радіохвиль, переміщення приймача або передавача завади та інші причини. Для такої СЗО рівняння стану вектора вагових коефіцієнтів (ВВК) матиме загальний вигляд:

$$\frac{d\vec{W}(t)}{dt} = F(t)\vec{W}(t) + G(t)\vec{\eta}(t), \quad (12.14)$$

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

$\vec{\eta}(t)$  – вектор білого гауссівського шуму, що породжує, зі спектральною густиною потужності  $N_\eta$ .

Для нестационарної СЗО розроблено процедури, що визначають стан ВВК в динаміці:

$$\frac{d\vec{W}(t)}{dt} = F(t)\vec{W}(t) + P(t)R_{zz}(t)N_\xi^{-1} \left[ R_{zz}(t)\vec{W}(t) - r_{zu}(t) \right], \quad (12.15)$$

де  $R_{zz}(t)$  – матриця просторової кореляції вхідних сигналів  $\vec{z}(t)$ ;

$N_\xi$  – діагональна матриця спектральної густини потужності шумів спостереження;

$\vec{r}_{zu}(t)$  – вектор взаємної просторової кореляції між сигналами  $\vec{z}(t)$  і  $\vec{u}(t)$ ;

$P(t)$  – матриця значень апостеріорної дисперсії оцінки ВВК  $\vec{W}(t)$ , яка визначається з рівняння Ріккати:

$$\frac{dP(t)}{dt} = F(t)P(t) + P(t)F^T(t) - P(t)R_{zz}(t)N_{\xi}^{-1}R_{zz}(t)P(t) + G^T(t)N_{\eta}G(t). \quad (12.16)$$

Для дискретного випадку процедура (12.15) матиме вигляд:

$$\vec{W}(k+1) = (I + F(k))\vec{W}(k) + P(k)R_{zz}(k)N_{\xi}^{-1} \left[ R_{zz}(k)\vec{W}(k) - r_{zu}(k) \right], \quad (12.17)$$

де  $I$  – одинична матриця;

$k$  – крок (дискретний час).

За допомогою імітаційного моделювання проведено аналіз швидкості збіжності та ефективності алгоритму (12.17). Як вихідні дані було взято такі значення: початкові кути приходу сигналу  $\Theta_c = 60$  градусів, завади  $\Theta_n = -80$  градусів, у ході зміни кута приходу сигналу на кожному кроці роботи алгоритму на  $\Delta\Theta = 0.0667$ . При цьому зміна кута приходу сигналу за 300 кроків досягає 20 градусів. На рис.12.2 надано криві відношення сигнал / завада + шум (ВСЗШ) на виході ААР на кожному кроці роботи алгоритму з різною кількістю приймальних антен. Крива 1 відповідає випадку використання  $N = 2$  приймальних антен, крива 2 -  $N = 4$  приймальних антен, і крива 3 -  $N = 8$  приймальних антен. З наведених графіків видно, що з досягненням свого потенційного значення ВСЗШ залишається незмінним, при тому, що кут приходу сигналу змінюється. Проведено дослідження ефективності алгоритму (12.17) залежно від кількості антенних елементів. Для цього експерименту взято кути приходу сигналу  $\Theta_c = 0$  градусів, кут приходу завади  $\Theta_n = -20$

градусів, тобто вивчався випадок близького розташування джерел сигналу і завади.

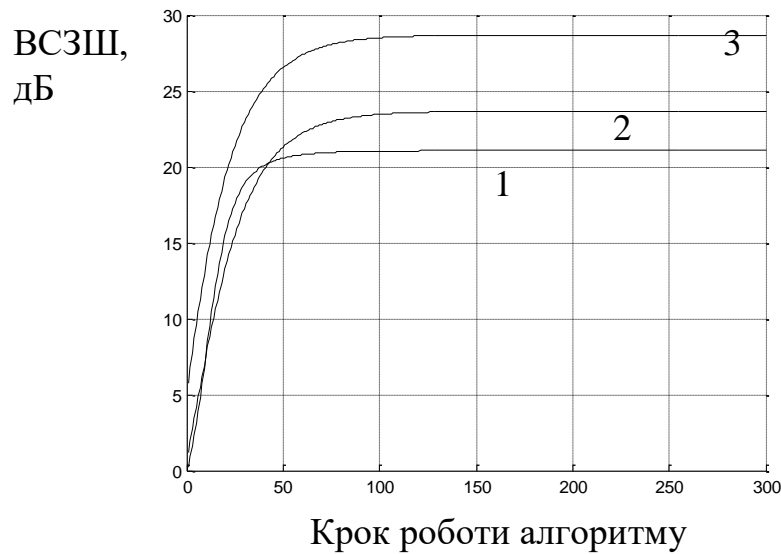


Рисунок 12.2 – Відношення сигнал / завада + шум на виході ААР на кожному кроці роботи алгоритму, синтезованого для динамічної СЗО з різною кількістю приймальних антен

На рис. 12.3 надано графіки залежності ВСЗШ від кількості антенних елементів  $N$  при значенні сигнал / завада  $P_c/P_n = 0$  дБ, за різних відношень сигнал / шум  $P_c/P_u$ .

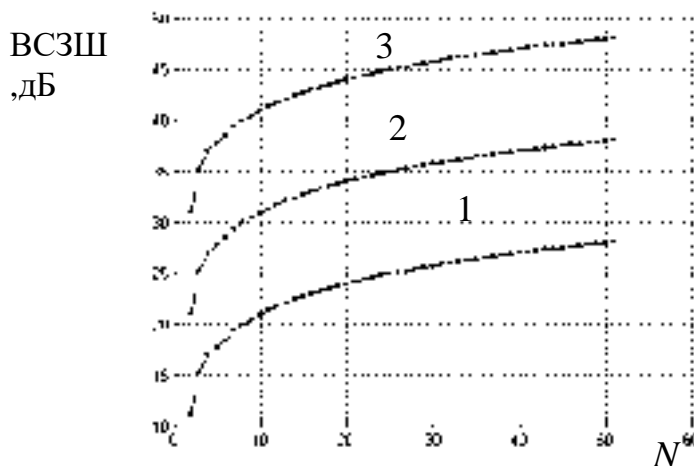


Рисунок 12.3 – Залежність ВСЗШ на виході ААР від кількості антенних елементів

Крива 1 (рис.12.3) відповідає значенню  $P_c/P_{ш} = 10$  дБ, крива 2 відповідає  $P_c/P_{ш} = 20$  дБ та, крива 3 відповідає  $P_c/P_{ш} = 30$  дБ. Аналіз ААР малої і великої розмірності показує, що із зростанням кількості антенних елементів від двох до 15-ти, ефективність зменшення 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.

Таким чином, для засобів мобільного зв'язку можна рекомендувати алгоритми ААР, синтезовані на основі методів калманівської фільтрації формування ВВК з кількістю антенних елементів, яка дорівнює 4...15.

### **12.3.3 Розробка просторово-часового доступу на основі модифікованої технології МІМО**

Під час когнітивного розподілу просторового спектра кожна АС мережі має безперервно виконувати моніторинг просторового спектра на наявність вільних каналів у напрямку БС. Результати аналізу передаються БС, і вона приймає остаточне рішення щодо придатності просторового каналу [10]. В ході прийняття рішення БС спирається на результати аналізу спектра, інформацію про місцезнаходження, а також на результати кластеризації ресурсів.

Задача розподілу просторово-часового ресурсу може бути вирішена на основі просторово-часового доступу (ПЧД), коли кожному з активних абонентів направляється вузький промінь, ширина якого може складати декілька градусів. Як антена може бути використана антенна решітка [9,10] або ж одна або декілька гібридних багатопробенемих антен (БПА).

Організація зв'язку з ПЧД може бути здійснена в три етапи.

Першим етапом є організація заявки на зв'язок з АС. У даному випадку заявку на зв'язок БС приймає по широкому променю. Підвищення ймовірності прийому заявки може бути забезпечено за допомогою широкосмугового завадостійкого сигналу.



Другим етапом є визначення напрямку приходу сигналу абонента. Дане завдання може бути вирішено за допомогою відомих методів оцінки просторового спектра, заснованих на виділенні і оцінці компонент адитивної суміші сигналів, що надходять з різних напрямків.

Для детермінованих сигналів оцінка вектора значень напрямку приходу сигналів  $\vec{\theta} = (\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_n)^T$  проводиться за допомогою перетворення Фур'є:

$$\theta_m(\omega_l) = \frac{1}{\sqrt{T}} \int_{-T/2}^{T/2} \theta_m(t) e^{-j\omega_l t} dt, \quad (12.18)$$

де  $\omega_l = \frac{2\pi}{T}(l_1 + l)$  – значення просторової частоти, що визначаються за вибіркою на інтервалі  $T$ , з урахуванням еквідистантного розташування  $l = 1, 2, \dots, N$  щодо 1-го антенного елемента.

Для випадкових сигналів частіше використовують алгоритми Music, Esprit та інші процедури, які засновано на отриманні власних значень матриці просторової кореляції  $R_{zu}$ . Однак, процедура, що заснована на виділенні власних значень, є досить громіздкою, оскільки вимагає великого обсягу вибірки, частіше є процедурою, яка розходиться (або слабо обумовлена). Крім того, виникають помилкові відмітки, що є результатом параметрів, які заважають. До параметрів, які заважають належать сигнали інших станцій, прийом за побічними пелюстками, а також власні шуми. Тому, дані методи не завжди дозволяють зробити впевнену оцінку елементів просторового спектра. Більш того, для ММЗ дані завдання необхідно вирішувати в реальному масштабі часу за наявності динамічної СЗО.

В роботі [313] запропоновано процедуру формування просторового спектра, кожне відлікове значення якої супроводжується алгоритмом адаптивного заглушення випромінювань, що знаходяться за межами виділеного просторового вікна. У даній роботі пропонується рекурсивна процедура оцінки

просторового спектра. Таким чином, переходячи від одного просторового вікна до іншого, на кожному переході формуються нулі діаграми спрямованості, які орієнтовано на інші напрямки приходу сигналів.

Процедура складається з трьох основних рекурсивних складових:

- 1) виділення просторового вікна;
- 2) заглушення сигналів, що приходять з усіх невиділених напрямків;
- 3) рекурсивне визначення позначки відповідності амплітуди і просторової фази у виділеному вікні.

Обмеження на ширину вікна визначається, виходячи з кількості та спрямованості антенних елементів.

У першій фазі циклу формується просторове вікно за допомогою управляючого вектора:

$$\vec{V}(\theta) = \exp\left(j \frac{2\pi}{\lambda} (n-1) \cdot d \cdot \sin \frac{\pi \cdot \theta}{180}\right), \quad (12.19)$$

де  $n$  – номер антенного елемента,  $n = \overline{1, N}$  ;

$N$  – кількість антенних елементів;

$\theta$  – напрямок просторового вікна.

На другій фазі циклу включається процедура заглушення сигналів, що надходять за побічними пелюстками. Дана процедура може бути реалізована з використанням алгоритму Уїдроу, Калмана-Бьюсі, Аппельбаума або інших відомих алгоритмів управління вектором вагових коефіцієнтів адаптивної антенної решітки. Так, модифікація алгоритму Аппельбаума для заглушення сигналів поза виділеного вікна має такий вигляд:

$$\vec{W}(k+1) = \vec{W}(k) - 2\beta[\vec{z}(k)W^T(k) \vec{z}(k) - \vec{V}(\theta)], \quad (12.20)$$

де  $\beta$  – крокова стала;

$k$  – дискретний час;

$\vec{W}(k)$  – ВВК у момент часу  $k$ ;

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

Далі виконується рекурсивна процедура визначення позначки відповідності амплітуди і просторової фази у виділеному вікні:

$$P(k+1, \theta) = P(k, \theta) + \vec{W}^T(z(k) \cdot z^T(k)) \vec{W}. \quad (12.21)$$

До початку третьої фази перехідні процеси другої фази мають бути завершені. При цьому залишається відмітка про сигнал, який потрапляє в захисне вікно.

Третім етапом є надання зв'язку абоненту по вузькому променю, що формується відповідно до заявки БПА. Як алгоритми формування пучка вузьких променів можуть бути використані алгоритми ААР (12.15) або (12.17).

При цьому сигнал на виході ААР визначається виразом:

$$y(k) = z^T(k) \vec{W} + n(k), \quad (12.22)$$

де  $n$  – шуми в каналах прийому.

Структурну схему організації ПЧД з  $N$ -елементною ААР для забезпечення зв'язку з  $m$  АС надано на рис.12.4.

Відповідно до даної схеми в пристрої управління ВВК генерується опорний сигнал  $u(k)$  відповідно до апріорної інформації про напрямок приходу сигналу від абонента і формується ВВК згідно з процедурою (12.17). Далі зважений сигнал надходить на суматор, де реалізується процедура (12.22) і приймач. Таким чином, для кожного абонента формується свій вузький промінь ДС.

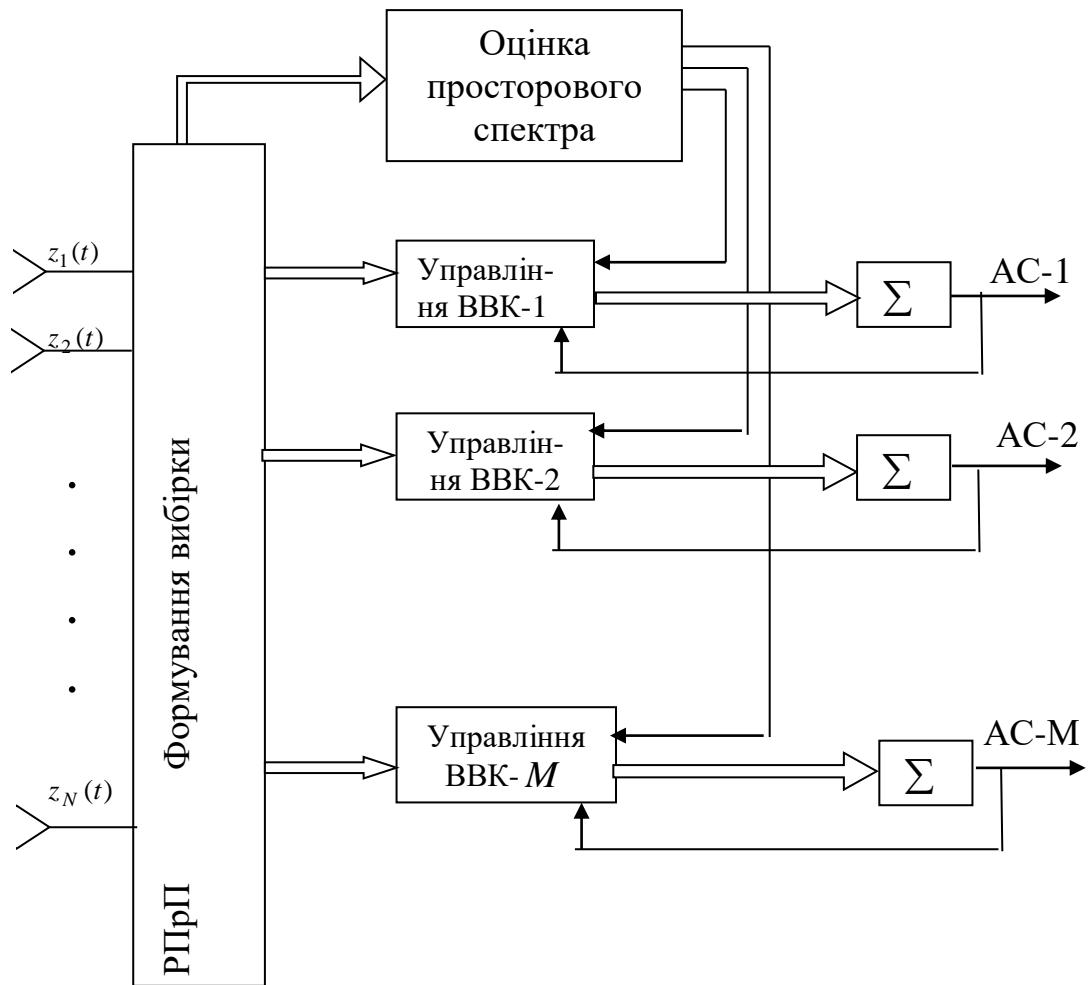


Рисунок 12.4 – Структурна схема організації ПЧД

На основі розробленої математичної моделі радіоканалу в середовищі Matlab за допомогою математичного моделювання отримані ДС 15-елементної лінійної еквідистантної ААР (рис.12.5).

Як видно з наведеного рисунка головні пелюстки ДС розташовано в напрямках 0, 30, 60 і 90 градусів, що дає можливість передачі сигналів 4-м АС на одній і тій самій частоті, але в різному напрямку.

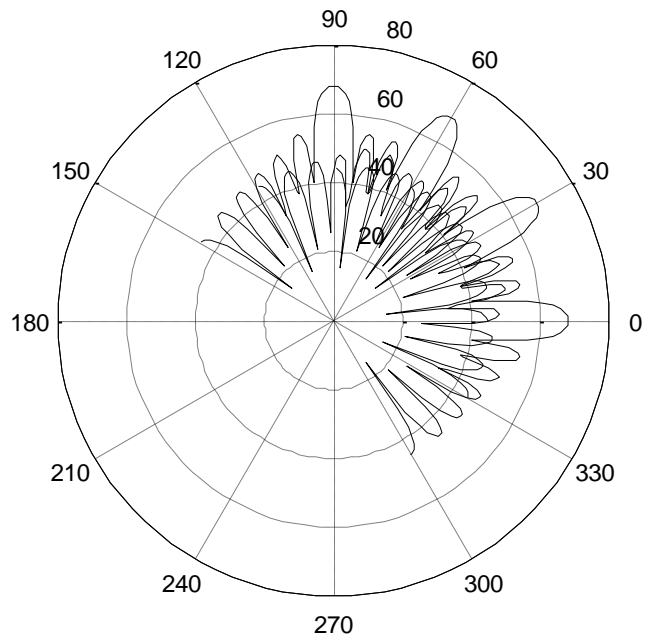


Рисунок 12.5 – Діаграми спрямованості 15-елементної ААР з головними пелюстками в різних напрямках

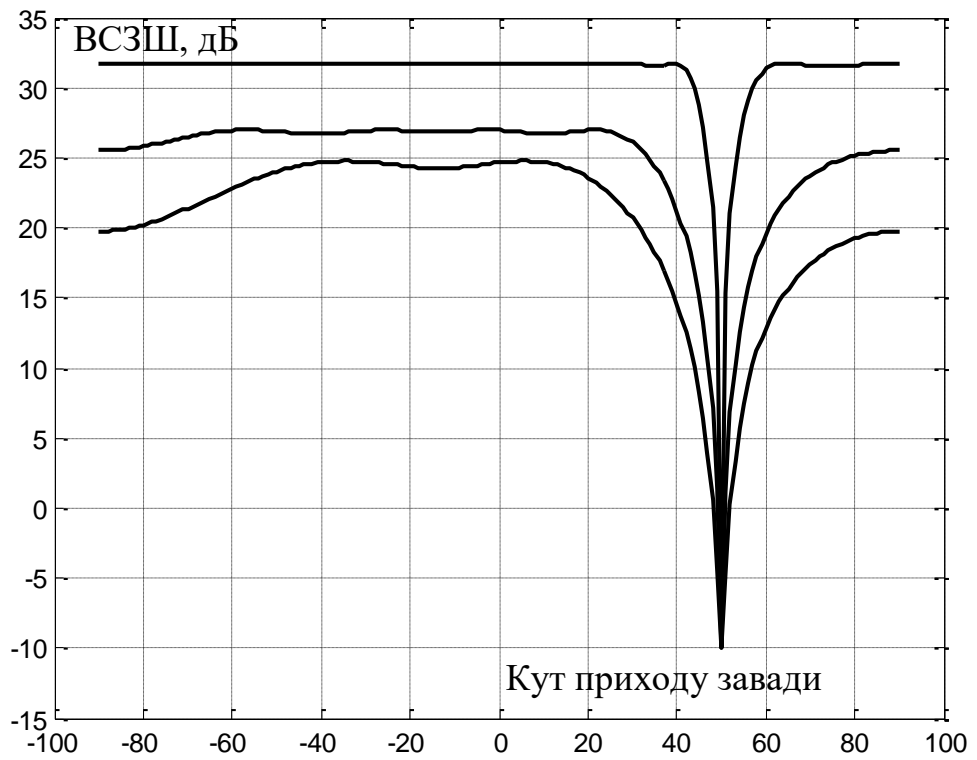


Рисунок 12.6 – Залежності ВСЗШ на виході ААР від кута приходу завади

За допомогою імітаційного моделювання отримано графіки залежності ВСЗШ на виході ААР від кута приходу завади. Залежності отримано при ВСЗШ на вході ААР -10 дБ, кут приходу сигналу становить 50 градусів. На рис.12.6 надано дані залежності з кількістю антенних елементів 3 (нижня крива), 5 (середня крива) і 15 (верхня крива). Як видно з даних графіків ВСЗШ на виході ААР вдається підвищити на 30 ... 45 дБ по відношенню до ВСЗШ на її вході. При цьому, коли кут приходу завади наближається до кута приходу сигналу ВСЗШ, на виході ААР починає плавно зменшуватися і досягає мінімуму в -10 дБ, при збігу кута приходу сигналу і завади, спостерігається так зване «засліплення» ААР.

### **Висновки до розділу**

1. Розроблено математичну модель радіоканалу для МІМО технології, що враховує структурні властивості приймальної антени, напрямки приходу сигналів за основним і за відбитими променями.

2. Показано, що на практиці матриця радіоканалу вимірюється в процесі передачі, і неминучі похибки вимірювання істотно впливають на характеристики МІМО-системи зв'язку. Для оцінки матриці каналу мереж мобільного зв'язку з використанням технології МІМО запропонована оптимальна в гауссівському і лінійному наближеннях процедура Калмана-Бьюсі.

3. Розроблено метод забезпечення електромагнітної сумісності під час когнітивного розподілу просторово-часового ресурсу в мережах мобільного зв'язку. Метод складається з вибору алгоритму адаптивної антенної решітки та розробки просторово-часового доступу.

4. Для ММЗ властива нестационарна СЗО. Зі нестационарною СЗО відбуваються просторово-часові зміни параметрів сигналу та завади. Ці зміни можуть відбуватися через впливи середовища поширення радіохвиль, переміщення приймача або передавача завади та через інші причини. Як

алгоритм адаптивної антенної решітки запропоновано алгоритм, який синтезовано для динамічної СЗО.

5. Розроблено просторово-часовий доступ на основі модифікованої технології МІМО. Організація зв'язку з ПЧД може бути здійснена в три етапи. Першим етапом є організація заявки на зв'язок з АС. Другим етапом є визначення напрямку приходу сигналу абонента. Третім етапом є надання зв'язку абоненту по вузькому променю, що формується відповідно до заявки БПА.

6. На основі розробленої математичної моделі радіоканалу в середовищі Matlab за допомогою математичного моделювання проведено аналіз ефективності розробленого ПЧД. Аналіз показав, що ВСЗШ на виході ААР, яка входить в схему організації ПЧД, вдається підвищити на 30 ... 45 дБ по відношенню до ВСЗШ на її вході, що забезпечить внутрішньосистемну ЕМС мережі. Аналіз також показав можливість формування вузьких променів діаграми спрямованості, що дає можливість передачі сигналів АС на одній і тій самій частоті, але в різному напрямку.

## 13 МЕТОДИ ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ ЕЛЕКТРОМАГНІТНОЇ СУМІСНОСТІ ПІД ЧАС РОЗПОДІЛУ ЧАСТОТНО-ЧАСОВОГО РЕСУРСУ В МЕРЕЖАХ МОБІЛЬНОГО ЗВ'ЯЗКУ

У розділі 12 показано, що якщо напрямки приходу від різних АС збігаються одночасно, то розподіл ресурсів необхідно здійснювати в частотно-часовій області. В даному розділі розглядаються адаптивні методи забезпечення електромагнітної сумісності під час розподілу частотно-часового ресурсу в радіолініях мереж мобільного зв'язку, які засновано на використанні алгоритму розподілу частотного ресурсу з повторним використанням частот і алгоритму розподілу частотного ресурсу із забезпеченням якості зв'язку [294,300–302,304,307].

### 13.1 Алгоритм розподілу частотного ресурсу з повторним використанням частот

Задача мінімізації смуги частот формулюється таким чином. Відомо на даний поточний момент розташування в просторі АС у зоні обслуговування БС у вигляді матриці взаємних відстаней  $\|d_{ij}\|, i, j = 1, 2, \dots, M$ . Умови спільного використання АС у зоні обслуговування БС визначаються функцією частотно-територіального розносу (ЧТР), яка в ході розгляду тільки основних і позасмугових характеристик випромінювання і прийому є монотонно спадною функцією допустимої розстройки робочих частот АС  $\Delta f$  від їхнього взаємного вилучення  $d$ :

$$\Delta f = g(d). \quad (13.1)$$

Кожній  $i$ -й АС потрібно присвоїти робочу частоту  $f_i, i = 1, 2, \dots, M$  так, щоб під час виконання умов ЕМС займана ними смуга частот



$$\Delta F = \max_{1 \leq i \leq M} f_i - \min_{1 \leq i \leq M} f_i \quad (13.2)$$

була мінімальною, а її мінімальне значення відповідало б заданій частоті  $f_{\min}$  :

$$f_{\min} = 2f_{cp} - \max_{1 \leq i \leq M} f_i. \quad (13.3)$$

За відомою матрицею взаємних відстаней  $\|d_{ij}\|$  і заданою функцією частотно-територіального розносу (13.1) умови ЕМС АС у зоні обслуговування БС можна записати у вигляді матриці допустимих частотних розстроювань між АС  $\|\Delta f_{ij}\|$ , елементи якої обмежують вибір робочих частот за допомогою співвідношень:

$$|f_i - f_j| \geq \Delta f_{ij}, (\Delta f_{ij} = g(d_{ij}), i, j = 1, 2, \dots, M, i \neq j). \quad (13.4)$$

Тоді математичне формулювання даної задачі можна надати таким чином. В області, яка визначається обмеженнями (13.3) і (13.4), необхідно знайти такі значення змінних  $f_i$ , за яких цільова функція (13.2) приймає найменше значення.

В [314] запропоновано розв'язання цієї задачі з використанням методів правильного забарвлення  $M$  - вершинного графа. Однак, як було показано в [315], використання цих методів вимагає великих обчислювальних витрат і відповідно досить великого часу на розподіл частотного ресурсу. Для мережі мобільного зв'язку на етапі її функціонування задачу розподілу частотного ресурсу необхідно вирішувати в реальному масштабі часу з динамічною матрицею взаємних відстаней  $\|d_{ij}\|$ .

В [316] запропоновано алгоритм розв'язання задачі оптимального розподілу частотного ресурсу для фіксованих служб зв'язку, що має обчислювальну складність  $M^2$ , що з досить великою швидкістю

обчислювальної техніки дозволить вирішувати це завдання в реальному масштабі часу. Цей алгоритм розроблено на основі використання методу локальної оптимізації – одного з наближених методів дискретного програмування. В даному випадку умовою локальної оптимальності є те, що робоча частота, яка присвоюється черговій АС, має бути найближчою до присвоєної на попередньому кроці частоті за умови співвідношень (13.4).

Суть цього алгоритму полягає в наступному [314]. Нехай в результаті виконання  $k$  кроків алгоритму ( $1 \leq k \leq M - 1$ ) маємо такий розподіл частот  $0 = f_{v_1} \leq f_{v_2} \leq \dots \leq f_{v_k}$ , де  $v_i$  – номери АС, яким присвоєно частоти  $f_{v_i}$  ( $i = 1, \dots, k$ ). Тоді відповідно до умови локальної оптимізації номер  $v_{k+1}$  чергової АС на  $k + 1$  кроці алгоритму визначається зі співвідношення:

$$v_{k+1} = \arg \min_{\substack{1 \leq i \leq M \\ i \neq v_1, \dots, v_k}} \max_{1 \leq l \leq k} (\Delta f_{iv_l} - f_{v_k} + f_{v_l}), \quad (13.5)$$

де  $\Delta f_{iv_l}$  – розстройка частот між  $i$ -ю АС (станція, якій не присвоєна частота) і  $v_l$  АС (станція, якій присвоєна частота);

$f_{v_k}$  – частота, яка присвоєна на  $k$ -му кроці;

$f_{v_l}$  – частота, яка присвоєна  $v_l$ -й станції.

Таким чином, визначаються максимальні елементи в кожному стовпці матриці частотних розстроювань  $(\Delta f_{iv_l} - f_{v_k} + f_{v_l})$  між АС з уже присвоєною частотою і не присвоєною і потім знаходиться мінімальний елемент. Він і визначає номер  $v_{k+1}$  чергової АС.

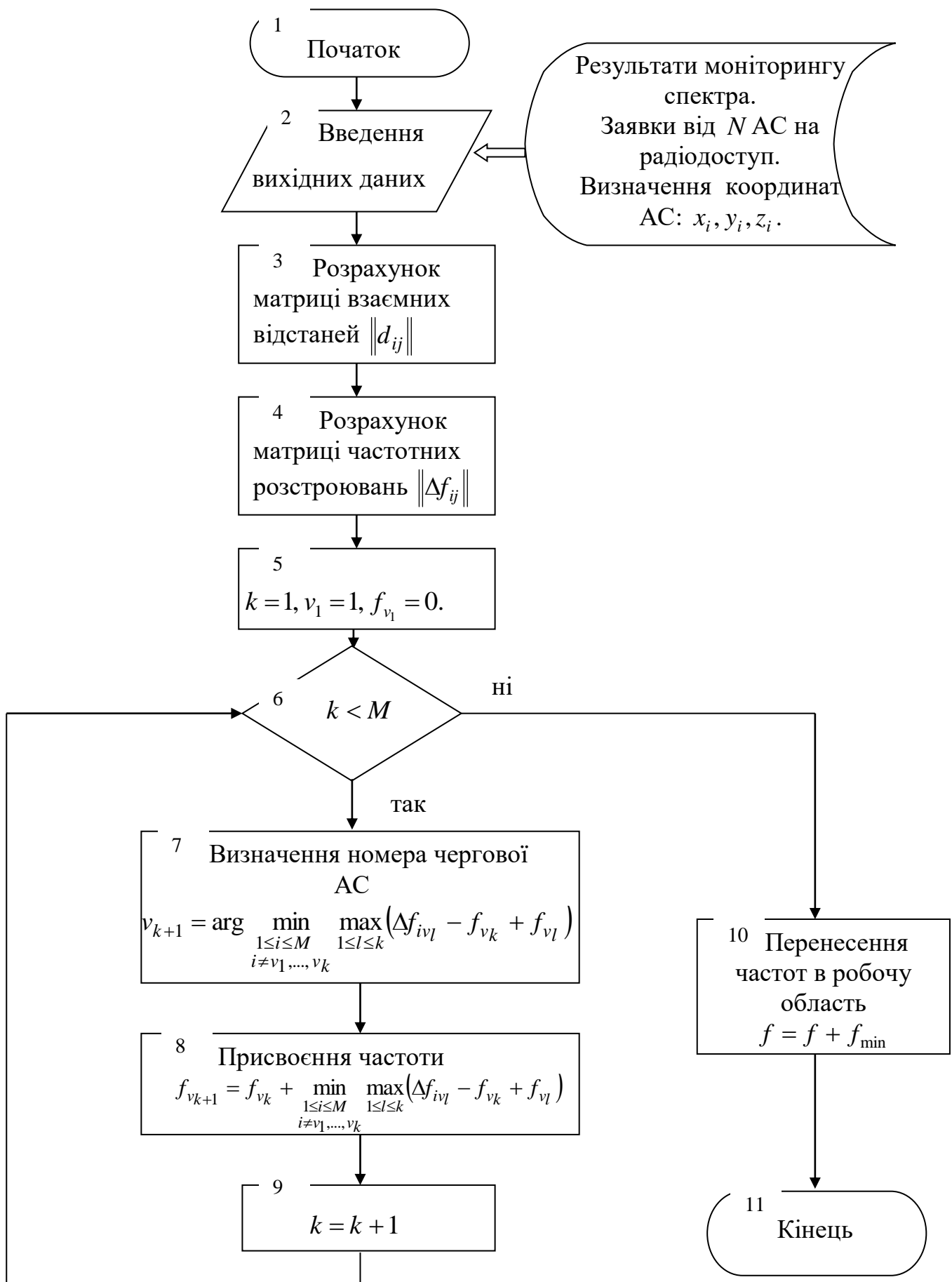


Рисунок 13.1 – Структурна схема алгоритму розподілу частотного ресурсу з повторним використанням частот

Положення на частотній осі визначається з виразу:

$$f_{\nu_{k+1}} = f_{\nu_k} + \min_{\substack{1 \leq i \leq M \\ i \neq \nu_1, \dots, \nu_k}} \max_{1 \leq l \leq k} (\Delta f_{i\nu_l} - f_{\nu_k} + f_{\nu_l}). \quad (13.6)$$

Як початкова точка вибирається довільний номер АС. Для виконання умови (13.3) задачі оптимізації смуги частот необхідно всі отримані частоти збільшити на  $f_{\min}$ , що не порушить виконання співвідношень (13.4).

Структурна схема алгоритму розподілу частотного ресурсу надана на рис.13.1.

Мережі LTE використовують технологію OFDM. Вилучення заборонених частот із загальної смуги частот мережі відбувається наступним чином. Символ OFDM – це група піднесучих частот, яка в даний момент переносить біти паралельних цифрових потоків. Комплексна огибаюча одного OFDM-символу тривалістю  $T$ , який починається в момент часу  $k\Delta t$ , має вигляд [294]:

$$\dot{U}_{ck} = \dot{U}_c(k\Delta t) = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} \dot{U}_i e^{j i k \frac{2\pi}{N}}, \quad (13.7)$$

де  $\dot{U}_i$  – комплексний символ, який визначає амплітуду і початкову фазу  $i$ -ї піднесучої OFDM-сигналу;

$N$  – число піднесучих в OFDM-символі.

У разі, коли відомо, на яких частотах не можна вести передачу даних у мережі, треба вилучити випромінювання на цих частотах, попередньо перерахувавши, які піднесучі збігаються із забороненими частотами. Якщо потрібно вилучити випромінювання на  $i$ -й частоті мережі, в ході формування OFDM-символу потрібно  $\dot{U}_i$  прирівняти до нуля. Рознесення між піднесучими частотами становить 15 кГц.

Для оцінки ефективності алгоритму (13.6) проведено обчислювальний експеримент на ЕОМ. Нехай у результаті моніторингу спектра не зайнятою смугою частот виявилася смуга від 2,25 ГГц до 2,5 ГГц виділена для передачі АС у напрямку БС. Смуга в межах від 2,1 ГГц до 2,2 ГГц виявилася зайнятою. Таким чином, у діапазоні від 2,25 ГГц до 2,5 ГГц з'явилася так звана «спектральна діра». Результати моніторингу надано на рис. 13.2. Вгорі на рис.13.2 відображена повністю зайнята смуга.

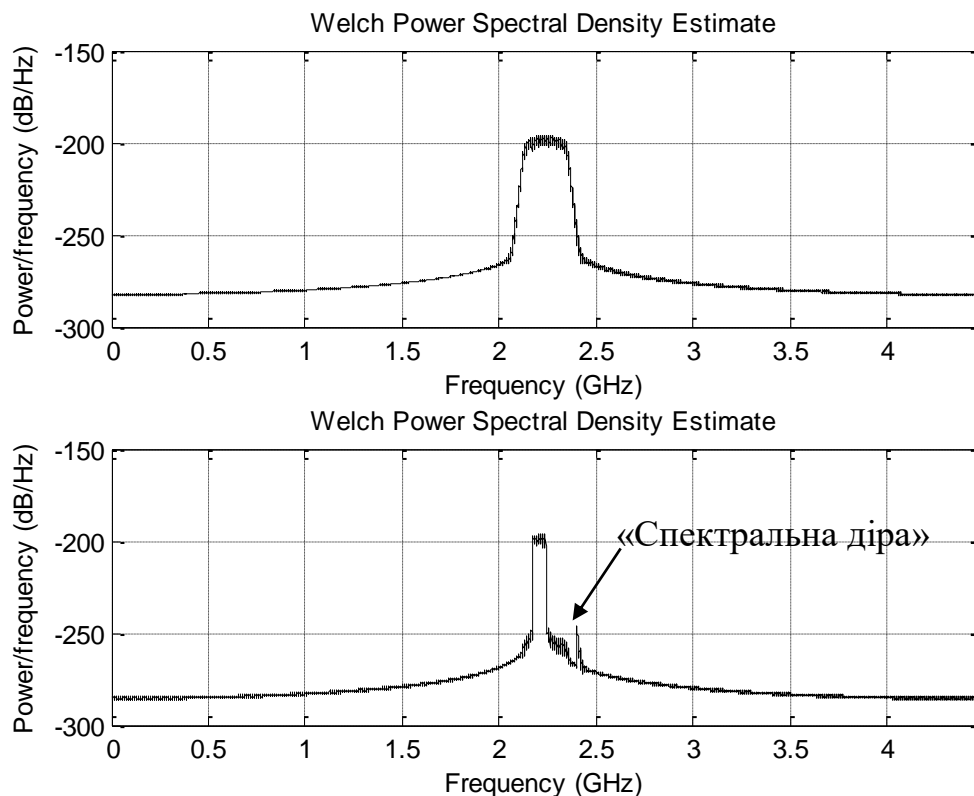


Рисунок 13.2 – Результат моніторингу спектра мережі LTE

Для моделювання на ЕОМ координати розташування АС вибиралися випадковим чином за гауссівським законом розподілу. Приклад розташування АС показано на рис.13.3. Розрахунок матриці взаємних відстаней  $\|d_{ij}\|$  між АС проводився згідно з виразом:

$$d_{ij} = \sqrt{(x_i - x_j)^2 + (y_i - y_j)^2 + (z_i - z_j)^2},$$

де  $x_i, y_i, z_i$  – координати розташування  $i$ -ї АС.

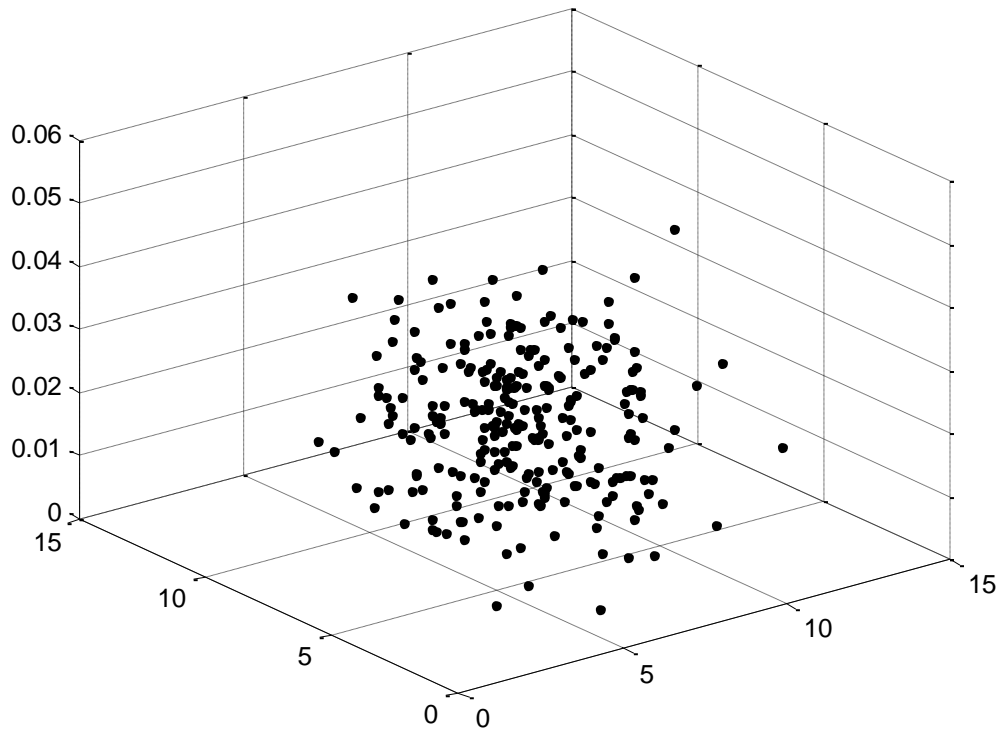


Рисунок 13.3 – Розташування АС у зоні обслуговування БС мережі LTE

Матриця допустимих частотних розстроювань формувалася за допомогою матриці взаємних відстаней  $\|d_{ij}\|$  і функції частотно-територіального рознесення:

$$\Delta f_{ij}(d) = \begin{cases} 15 \text{ кГц}, & 0 < d_{ij} < 0,2 \text{ км}; \\ 6 \sqrt{\frac{0,25}{d_{ij}^2} - 1} \text{ кГц}, & 0,2 \leq d_{ij} < 0,5 \text{ км}; \\ 0, & d_{ij} > 0,5 \text{ км}. \end{cases} \quad (13.8)$$

Відповідно з розглянутим алгоритмом і функцією частотно-територіального рознесення, розташованих випадковим чином АС у просторі

(рис.13.3), проведено розподіл частотного ресурсу між АС у діапазоні від 2,5 до 2,5072 ГГц з відповідним присвоєнням їм частот.

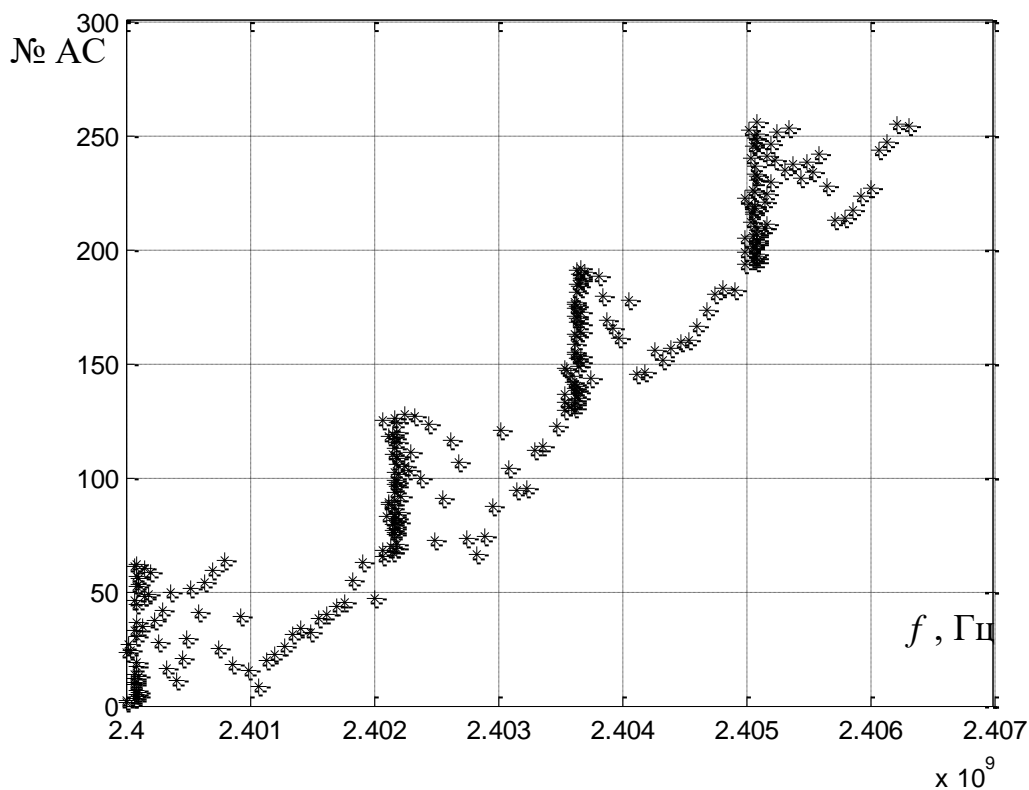


Рисунок 5.4 – Результат присвоєння частот АС мережі LTE

Приклад такого присвоєння частот показано на рис.13.4. При цьому, як видно з рис.13.4, в межах вільного частотного діапазону виділено 256 додаткових каналів, що дозволяє значно збільшити кількість обслуговуваних АС.

На рис. 13.5 надана залежність ширини смуги частот від кількості обслуговуваних абонентських станцій мережі LTE. Крива 1 на даному рисунку відповідає випадку розподілу частотного ресурсу без використання запропонованого методу, а крива 2 з використанням методу повторного використання частот. При цьому, як видно з рис. 13.5, під час розподілу частот між 64-а АС смуга частот зменшується на 2,6623 МГц. Під час розподілу частот між 128-и АС смуга частот зменшується на 5,2996 МГц. Під час розподілу частот між 192-а АС смуга частот зменшується 9,0163 МГц, а під час розподілу

частот між 256-а АС смуга частот зменшується на 11,92 МГц. Таким чином, можна зробити висновок про те, що із зростанням кількості одночасно обслуговуваних АС ефективність методу підвищується.

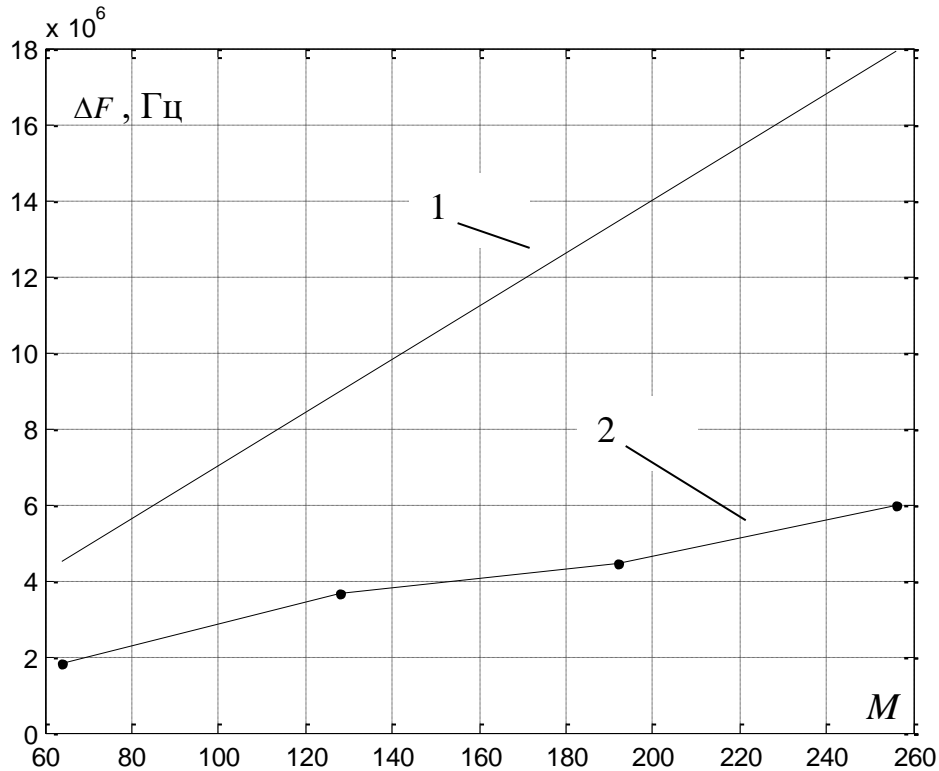


Рисунок 13.5 Під час розподілу Залежність ширини смуги частот  $\Delta F$  від кількості абонентських станцій  $M$  мережі LTE

### 13.2 Алгоритм розподілу частотного ресурсу в мережі мобільного зв'язку із забезпеченням якості зв'язку

Після використання алгоритму розподілу частотного ресурсу з повторним використанням частот необхідне проведення аналізу якості зв'язку та винесення остаточного рішення про присвоєння частот АС. Для розв'язання цієї задачі пропонується використання алгоритму розподілу частотного ресурсу в мережі мобільного зв'язку із забезпеченням якості зв'язку.



Сьогодні, абонентським станціям мереж радіозв'язку проводиться виділення частотного ресурсу (виділення каналів зв'язку) за алгоритмами забезпечення екстремального  $Q_{зв}^{\max}$  або необхідного  $Q_{зв}^{\text{необх}}$  значення якості зв'язку для пріоритетних або рівноправних каналів зв'язку (КЗ). Критерієм ефективності КЗ виступає якість зв'язку  $Q_{зв}$  з допустимими втратами достовірності  $Q_{зв} (P_{ном} \leq P_{ном}^{\text{дон}})$  або  $Q_{зв} (P_{пр} \geq P_{пр}^{\text{мін}})$ , де  $P_{ном}$  і  $P_{ном}^{\text{дон}}$  – відповідно ймовірність помилкового прийому сигналу і допустима ймовірність помилкового прийому сигналу,  $P_{пр}$  і  $P_{пр}^{\text{мін}}$  – ймовірність правильного прийому сигналу і мінімально допустима ймовірність правильного прийому сигналу.

Для пріоритетних КЗ управління частотним ресурсом зводиться до призначення АС частоти  $f$  з доступного частотного ресурсу  $f = \overline{1, n}$  через показник відношення потужності сигналу АС до потужності завади. Загальна постановка задачі оптимального розподілу частотного ресурсу в рівноправних КЗ формулюється таким чином. Потрібно знайти вектор розподілу ресурсу  $f^n = \{f_1, \dots, f_M\}$  між  $M$  АС, за якого буде забезпечена максимально можлива якість зв'язку у всіх сформованих КЗ.

Під час децентралізованого використання частотного ресурсу такі завдання вирішуються з метою максимізації середнього числа КЗ, які обслуговуються з необхідною якістю. Це може призвести до того, що в одні КЗ виділяється ресурс, що забезпечує ймовірність правильного прийому, що значно перевищує необхідні значення, а в інші – ресурс, що не забезпечує якість зв'язку. В [96] запропоновано оптимальний розподіл частотного ресурсу на радіомережі здійснювати за критерієм гарантованої якості зв'язку, який в більшості випадків забезпечить максимальну рівномірність якості в угрупованні рівнопріоритетних АС. Для вирішення задачі оптимального розподілу частот в угрупованні АС прийнято критерій виду:

$$f^n = \max_m \min_n Q_{36}^{(mn)} \left( P_{np}^{(mn)} \geq P_{np}^{\min} \right), n = \overline{1, N}, m = \overline{1, M}, \quad (13.9)$$

де  $Q_{36}^{(mn)}$  – якість зв'язку в КЗ, утворена  $m$ -ю АС на  $n$ -й частоті.

З такою постановкою задачі, призначення частот в угрупованні АС за однакових вимог до якості зв'язку здійснюється за максимінним критерієм, тобто як критерій приймається максимум якості зв'язку в КЗ, утвореному АС у найгіршій СЗО. Завдання призначення частот полягає в наступному. Нехай на радіомережу, що складається з  $M$  АС, виділено  $N$  КЗ під час використання алгоритму з повторним використанням частот. У ході призначення  $n$ -ї частоти  $m$ -й АС в утвореному КЗ забезпечується ймовірність правильного прийому  $P_{np}^{(mn)}$ . Потрібно знайти такий варіант призначення частот, за якого забезпечуватиметься максимальна ймовірність правильного прийому в КЗ з АС, що має найгірший стан з точки зору ЕМС. Позначимо через  $F$  матрицю розподілу частот, елементи якої  $f_{mn}$  приймають значення 0 або 1 і визначаються з таких умов:

$$f_{mn} = \begin{cases} 1, & n - a \text{ частота, яка закріплена за } m - \text{ю АС;} \\ 0, & \text{в іншому випадку.} \end{cases} \quad (13.10)$$

Тоді з множини  $\{F\}$  потрібно знайти таку матрицю присвоєння частот  $F^* = |f_{mn}|$ , за якої досягається  $F^* = \max_{\{F\}} \min_m P_{np}^{(mn)}(f_{mn})$  оптимальний варіант присвоєння частот ( $P_{np}^{(mn)}(f_{mn})$  – ймовірність правильного прийому в КЗ, що знаходиться в найгірших умовах у ході призначення  $m$ -й АС  $n$ -ї частоти).

Для розв'язання цієї задачі розраховують значення ймовірності правильного прийому, що подаються у вигляді матриці:

$$P_{np}^{(mn)} = \begin{pmatrix} P_{np}^{11} & P_{np}^{12} & \dots & P_{np}^{1N} \\ P_{np}^{21} & P_{np}^{22} & \dots & P_{np}^{2N} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ P_{np}^{M1} & P_{np}^{M2} & \dots & P_{np}^{MN} \end{pmatrix}. \quad (13.11)$$

Алгоритм розподілу частотного ресурсу мережі наведемо у вигляді такої послідовності операцій:

1. З елементів матриці будується варіаційний ряд:

$$P_{ij}^{(1)} > P_{ke}^{(2)} > \dots > P_{pq}^{(\gamma)} > \dots > P_{rd}^{(v)}, \quad r = \overline{1, M}; \quad d = \overline{1, N}. \quad (13.12)$$

2. На першому кроці приймається  $\gamma = M$ .

3. Складається матриця  $F_{ij}^{(\gamma)}$ , вважаючи

$$F_{ij}^{(\gamma)} = \begin{cases} 1, & P_{ij} - P_{ij}^{(\gamma)} \geq 0; \\ 0, & P_{ij} - P_{ij}^{(\gamma)} < 0. \end{cases} \quad (13.13)$$

4. Визначається число  $M^*$  незалежних одиничних елементів матриці  $F_{ij}^{(\gamma)}$ , тобто таких, що ніякі два із зазначених елементів не лежать в одному й тому ж рядку і в одному й тому ж стовпці цієї матриці: якщо  $M^* < M$ , то  $\gamma = \gamma + (M - M^*)$  перейти до п. 3; якщо  $M^* = M$ , то перейти до п. 5.

5. Складається матриця призначень сформованих КЗ під час призначення частот.

На рис. 13.6 надана схема алгоритму розподілу частот із забезпеченням якості зв'язку.

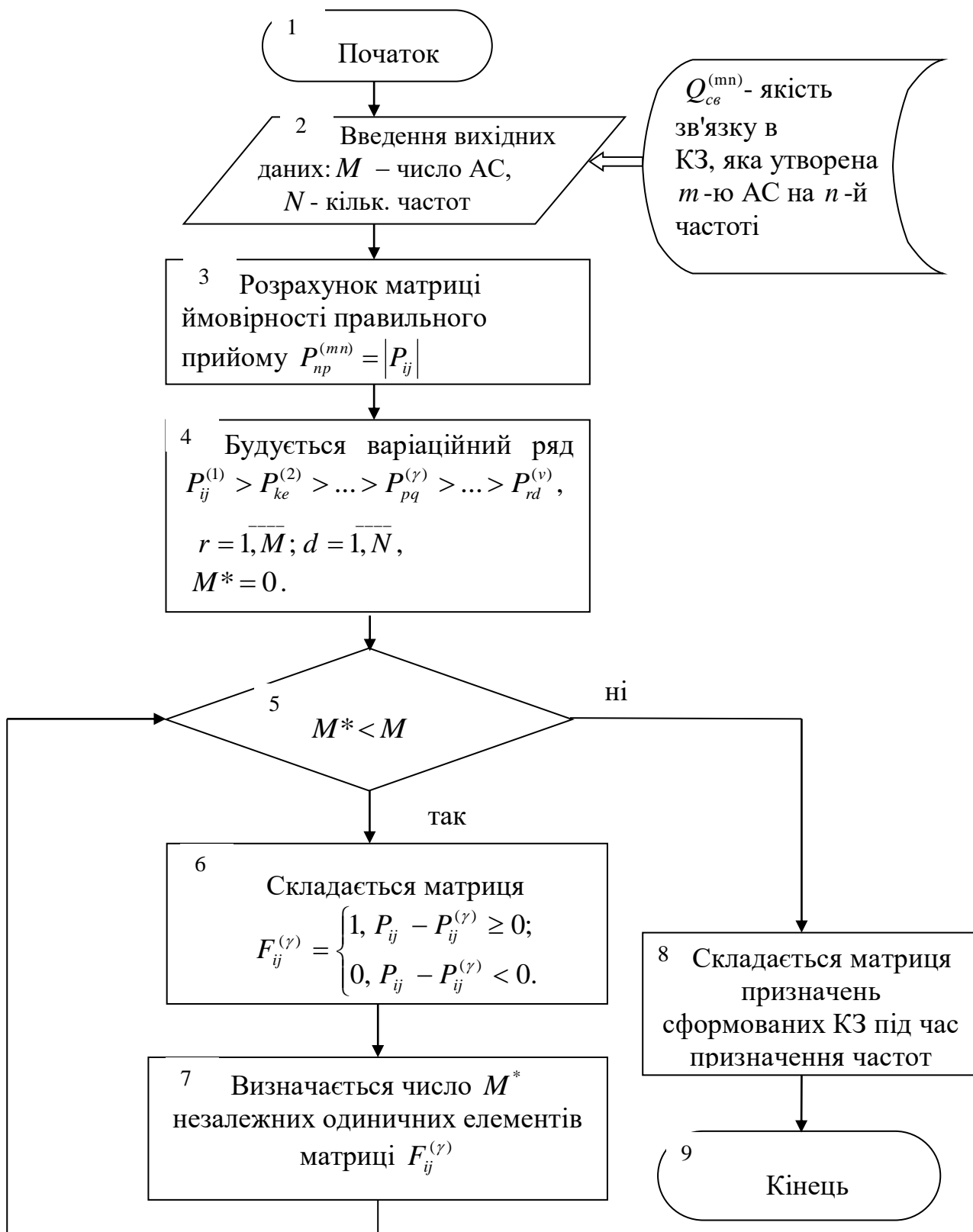


Рисунок 13.6 – Схема алгоритму розподілу частот із забезпеченням якості зв'язку

За допомогою імітаційного моделювання проведено порівняльний аналіз ефективності застосування даного максимінного алгоритму і алгоритму під час децентралізованого розподілу частотного ресурсу. Як критерій ефективності обрано середнє значення ймовірності правильного прийому  $m_p$  і його середньоквадратичне відхилення  $\sigma_p$ .

Експеримент полягав в наступному. Формувалася матриця  $P_{np}^{(mn)}$ , що складається з випадкових величин, розподілених рівномірно на інтервалі від 0,85 до 1. З цієї матриці здійснювалося присвоєння частот за максимінним алгоритмом і за алгоритмом під час децентралізованого розподілу. За мінімально допустиме значення ймовірності правильного прийому обрано  $P_{np}^{\min} = 0,99$ . Для отримання достовірних результатів аналізу усереднення проводилося за 100 вибірками.

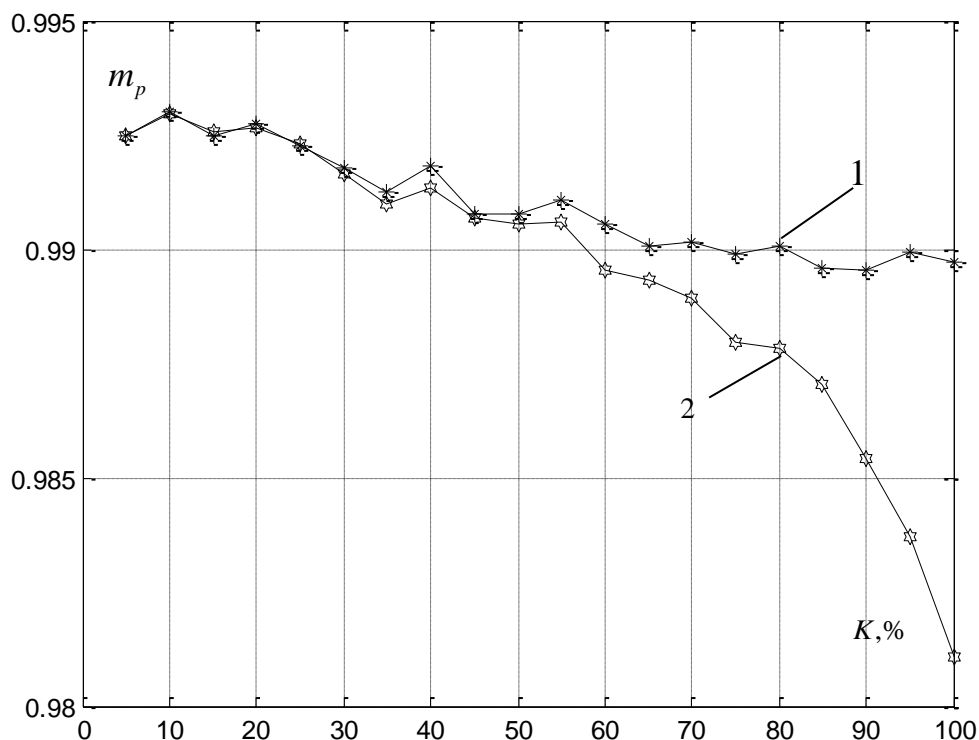


Рисунок 13.7 – Залежності середнього значення ймовірності правильного прийому від кількості необхідних КЗ

На рис.13.7 надано графіки залежностей середнього значення ймовірності правильного прийому  $m_p$  від  $K = \frac{M}{N} \cdot 100\%$  – кількості необхідних КЗ.

Крива 1 (рис.13.7) відображає залежність  $m_p$  від  $K$  під час розподілу частот за максимінним алгоритмом, крива 2 (рис.13.7) – залежність  $m_p$  від  $K$  при децентралізованому розподілі частот. Як видно з даних залежностей, під час розподілу частот за максимінним алгоритмом  $m_p$  залишається практично незмінним і не виходить за межі  $P_{np}^{\min} = 0,99$ . Під час децентралізованого розподілу частотного ресурсу  $m_p$  різко знижується із зростанням  $K$  і при досягненні  $K=50\%$  середнє значення ймовірності правильного прийому виявляється нижче допустимого.

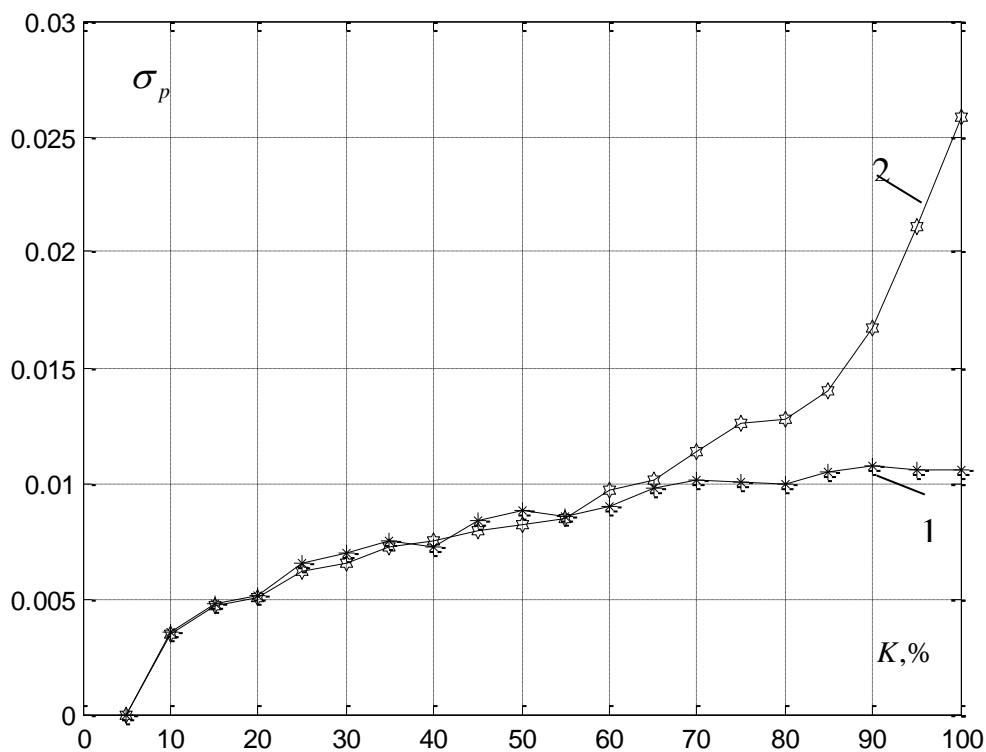


Рисунок 13.8 – Залежності середньоквадратичного відхилення ймовірності правильного прийому від кількості необхідних КЗ

На рис.13.8 наведено графіки залежностей середньоквадратичного відхилення ймовірності правильного прийому  $\sigma_p$  від  $K$ . Середньоквадратичне

відхилення ймовірності правильного прийому  $\sigma_p$  з максимінним алгоритмом (крива 1, рис.13.8) так само як і середнє значення залишається незмінним у діапазоні зміни  $K = 25...100\%$ . Під час децентралізованого ж розподілу частотного ресурсу (крива 2 рис.13.8) спостерігається експоненціальне зростання  $\sigma_p$ , що свідчить про те, що одні АС забезпечені максимальним значенням якості зв'язку, а інші ж отримують ресурс, що не забезпечує якість зв'язку.

Таким чином, застосування максимінного алгоритму розподілу частотного ресурсу дозволяє забезпечити найкращі показники якості послуг у сенсі максимуму середнього значення ймовірності правильного прийому сигналів з його мінімальним середньоквадратичним відхиленням.

### **Висновки до розділу**

1. Розроблено метод забезпечення ЕМС у процесі розподілу частотно-часового ресурсу в мережі мобільного зв'язку, який складається з алгоритму розподілу частотного ресурсу з повторним використанням частот і алгоритму розподілу частотного ресурсу, оснований на критерії гарантованої якості зв'язку.

2. Запропоновано алгоритм розв'язання задачі оптимізації розподілу частотного ресурсу для ММЗ з повторним використанням частот. В основі алгоритму лежить метод локальної оптимізації – один з наближених методів дискретного програмування. У даному випадку умовою локальної оптимальності є те, що робоча частота, яка присвоюється черговій АС, має бути найближчою до присвоєної на попередньому кроці частоті.

3. За допомогою імітаційного моделювання проведено аналіз ефективності алгоритму оптимізації розподілу частотного ресурсу для мережі LTE. Отримано залежності ширини смуги частот від кількості АС, що обслуговуються. Аналіз показав, що використання даного алгоритму дозволяє в 2–3 рази скоротити

смугу частот. Також можна зробити висновок про те, що із зростанням кількості АС, які одночасно обслуговуються, ефективність алгоритму підвищується.

4. Запропоновано оптимальний розподіл частотного ресурсу в ММЗ здійснювати за критерієм гарантованої якості зв'язку, який в більшості випадків забезпечить максимальну рівномірність якості в угрупованні рівнопріоритетних АС. Запропоновано алгоритм розподілу частотного ресурсу із забезпеченням якості зв'язку. Відповідно до цього алгоритму призначення частот в угрупованні АС за однакових вимог до якості зв'язку здійснюється за максимінним критерієм, тобто як критерій приймається максимум якості зв'язку в КЗ, утвореному АС з найгіршою СЗО.

5. Проведено аналіз ефективності алгоритму розподілу частотного ресурсу із забезпеченням якості зв'язку. Аналіз показав, що під час розподілу частот за максимінним алгоритмом середнє значення ймовірності правильного прийому залишається практично незмінним зі збільшенням необхідних каналів зв'язку і не виходить за межі  $P_{np}^{\min} = 0,99$ . Під час децентралізованого розподілу частотного ресурсу середнє значення ймовірності правильного прийому різко знижується із зростанням необхідних каналів зв'язку  $K$  і при досягненні  $K=50\%$  середнє значення ймовірності правильного прийому виявляється нижче допустимого. Середньоквадратичне відхилення  $\sigma_p$  ймовірності правильного прийому при максимінному алгоритмі залишається незмінним у діапазоні зміни  $K = 25...100\%$ . Під час децентралізованого ж розподілу частотного ресурсу спостерігається експоненціальне зростання  $\sigma_p$ , що свідчить про те, що одні АС забезпечені максимальним значенням якості зв'язку, а інші ж отримують ресурс, що не забезпечує якість зв'язку.



## ЗАГАЛЬНІ ВИСНОВКИ

В умовах зростання кількості та якості потреб мобільного зв'язку все більш гострою стає проблема ефективного використання наявних і освоєння нових ресурсів, методів організації зв'язку, вибору інформаційних сигналів, методів доступу та ін. Одним із перспективних ресурсів, що на сьогодні лише пасивно використовується, є просторово-поляризаційний ресурс, задіяння якого для підвищення ефективності доступу забезпечує можливість заощадження радіочастотного ресурсу з одночасним підвищенням продуктивності систем мобільного зв'язку.

Запропоновано модель індивідуального просторово-часового доступу АС до ресурсів БС, яка полягає у формуванні для сигналів кожної АС відповідного амплітудно-фазового розподілу за допомогою вагових коефіцієнтів адаптивної антенної решітки з використанням методів адаптивної процедури управління вектором вагових коефіцієнтів. Для кожної з цих АС забезпечується максимально вдале співвідношення сигнал / завада + шум, причому сигнали інших АС, що здійснюють запит, розглядаються як завадові.

АР може бути побудована на антенних елементах з однією або різною поляризацією, що відповідно розширює простір використаного фізичного ресурсу.

Враховуючи високодинамічний стан каналів мобільного зв'язку, який обумовлений просторовим переміщенням АС і багатопроменевістю поширення сигналів, для вирішення задач адаптивного управління просторово-часовим доступом запропоновано використати математичні рекурсивні процедури, представлені в просторі змінних стану, що забезпечують оптимальну оцінку вектору вагових коефіцієнтів. З високою ефективністю ці процедури потребують мінімального часу, для досягнення сталого стану, що складає 8–10 кроків ітерацій на відміну від традиційно використовуваних асимптотичних процедур, для яких цей час на 2–3 порядки більший. Як такі можуть виступати

методи на базі марківської теорії нелінійної, або лінійної фільтрації, зокрема методи фільтрації Калмана-Б'юсі.

Для забезпечення збіжності алгоритмів просторово-часового доступу за період прийому викличних сигналів запропоновано методіку мінімізації часу досягнення сталого режиму з урахуванням початкових даних для процедури просторово-часового доступу. Показано, що використання початкових даних забезпечує збіжність процедури до сталого стану за 5–8 кроків. Показано, що початкові дані можна отримати на основі оцінки напряму приходу сигналу станції доступу, які слід використовувати як опорні сигнали в алгоритмі просторово-часового доступу.

Для вирішення задачі виявлення викличних сигналів абонентських станцій при просторово-часовому доступі в системах мобільного зв'язку в результаті аналізу параметричних і непараметричних методів обробки сигналів як основний вибрано метод параметричного енергетичного виявлення, заснованого на використанні Q-функцій Маркума, який в силу своєї простоти і універсальності застосовується в каналах із завмираннями для виявлення детермінованих сигналів відомої структури.

Задачу ПЧД треба вирішувати на інтервалі часу прийому викличного сигналу АС з тим, щоб з початку прийому інформації всі процеси ПЧД були вирішені. Для цього запропонований метод скорочення процедури виявлення запиту виклику абонентської станції з використанням непараметричної процедури оптимального прийому  $k$  сигналів з  $m$ -переданих, з урахуванням початкової стадії процедури виявлення, що дозволило заощадити відрізок часу процесу виявлення визивних сигналів для досягнення сталого режиму для адаптивного алгоритму просторово-часового доступу.

Проведено аналіз, на основі якого здійснено вибір методів визначення напрямку приходу сигналів абонентів мобільної мережі. Для організації просторово-часового доступу у нисхідному каналі зв'язку для подальшої установки головної пелюстки діаграми спрямованості в напрямку АС, яка здійснює запит на виклик, і так само задача супроводу сигналу АС протягом

сеансу зв'язку, показав, що на основі зіставлення оцінок роздільної здатності алгоритмів напрямку приходу сигналів від АС, з'являється можливість здійснювати раціональний вибір алгоритму за різних сигнально-завадових умов і конфігурації антенної решітки. Проаналізовано методи понадроздільної здатності з отриманням численних оцінок, які показали, що роздільна здатність даних методів дозволяє їх невикористання в задачах просторово-часового доступу за суворо обмежених умов.

Отримані дані щодо напрямків приходу рекомендуються для подальшого використання в алгоритмі просторово-часового доступу як опорні сигнали, а також під час вирішення задачі підвищення енергетичного потенціалу з віддаленими окремими станціями в напрямку нисхідного каналу.

Запропоновано методику аналізу реалізаційних обмежень в ході процедури просторово-часового доступу, що враховує помилки початкових даних щодо сигнально-завадової обстановки, взаємний вплив між антенними елементами, характеристики алгоритмів обробки сигналів (МСКВ, МВСЗ та ін.), багатопроменевість, широкосмуговість і просторову когерентність сигналів та завад.

Показано втрати ефективності сигналів просторово-часового доступу, за наявності багатопроменевої структури сигналів мобільного зв'язку, які можуть сягати від 2–3 до 7–10 дБ залежно від інтервалу кореляції. Для компенсації витрат у роботі запропоновано використання процедури ітеративної еквалізації і оцінки багатопроменевого каналу у частотній області, яка передусім просторово-часовому доступу, що під час прийому OFDM сигналів призводить до збільшення відношення регулярної та флуктуаційної компонент, збільшення інтервалу кореляції на 25–30%, і практично повністю компенсує вказані витрати.

Показано, що збільшення швидкості збіжності процесу адаптації алгоритмів управління адаптивної антенної решітки на основі даних про напрямки приходу сигналів на початковій стадії забезпечує необхідну якість

алгоритму просторово-часового доступу, незважаючи на наявність втрат, викликаних зазначеними обмеженнями.

Проведений аналіз просторових методів підвищення продуктивності показав, що значне розширення можливостей існуючої інфраструктури вдається отримати під час використання мікро- і фемтостільників. У ході планування просторового розміщення мікро- і фемтостільників виникає необхідність раціонального їхнього розміщення у приміщенні, на площі. Запропоновано метод планування просторового розміщення фемто та мікростільників мобільної мережі, що базується на теорії оптимізації упаковки дво- та тривимірних об'єктів шляхом одиночного приєднання об'єктів розміщення на основі логічного вибору з уникненням традиційних *NP*-повних задач перебору, який дозволяє скоротити час пошуку точки установки на порядок.

У ході реалізації просторово-часового доступу можлива поява ефекту засліплення AP у випадку, коли 2 або більше сигналів AC потрапляють в одну і ту саму смугу просторових частот. Дана колізія може бути вирішена з використанням методів частотно-часового доступу, зокрема на базі ймовірнісного конкурентного доступу. Показано, що в межах однієї смуги просторових частот можна використати  $N$  частотно-часових сигналів на базі ймовірнісного конкурентного алгоритму (BEV – Binary Exponential Backoff – метод подвійної експоненціальної відстрочки), що в потенціалі можна отримати  $N_{чч} \times N_{пч}$  каналів доступу. Використання конкурентного доступу надає можливість якісного доступу в умовах збігу та близького просторового розташування двох або більше сигналів абонентських станцій з їхньою великою щільністю. Показано, що за рахунок спільного використання методів ймовірнісного конкурентного доступу з просторово-часовим доступом вдається забезпечити вирішення колізій сигналів абонентських станцій за мінімальний час у межах однієї і тієї ж пелюстки антенної решітки під час її засліплення. Аналіз показав, що метод просторово-часового доступу цілком сумісний з уже існуючим протоколом доступу і формує якість сервісів (QoS), що визначається

механізмами контролю доступу (МКД) і механізмами запиту смуги пропускання (ЗСП).

Розроблено аналітичну модель, що дозволяє визначити характеристики часу обслуговування пакетів під час використання механізму запиту смуги пропускання АС і порівняти при цьому дані характеристики для випадку використання методу просторово-часового доступу і без нього. Ці дані дозволяють зробити висновок, що включення механізму просторово-часового доступу призводить до підвищення якісних показників часу обслуговування у 8–12 разів.

З метою більшої оперативності в ході формування багатопроменевої діаграми спрямованості кругової антени рекомендовано використання методу синтезу парціальних діаграм, що дозволяє отримати більш точне, хоча й енергетично менш ефективне рішення. Зроблено оцінку продуктивності цифрового обчислювача, що реалізує алгоритм управління діаграмою спрямованості багатопроменевої антени. Показано, що для формування одного парціального променя необхідно  $1436 \times 10^3$  операцій, для формування багатопроменевої діаграми спрямованості знадобиться  $1759 \times 10^8$  операцій.

У монографії поряд із централізованими методами доступу, що реалізуються на базі центрального процесора розглянуто метод децентралізованого доступу з використанням технології P2P, коли відповідно до надходження заявки від АС мережею виділяється необхідний ресурс незалежно від інших заявок, що дає можливість істотно підвищити продуктивність і надійність доступу. Запропоновано математичну модель управління потоком фрагментів у піринговій мережі P2P-TV при передачі відеоконтенту з використанням критерію мінімуму сумарної втрати часу на обслуговування  $N$ -фрагментів інформаційної послідовності. Отримане вирішення призводить до процедури динамічного програмування.

Когнітивний розподіл ресурсів у ММЗ передбачає інтелектуальне використання частотного спектра на вторинній основі з урахуванням забезпечення ЕМС як внутрішньосистемної (між РЕЗ ММЗ), так і міжсистемної

(між РЕЗ ММЗ і РЕЗ первинних користувачів спектра). Для забезпечення ЕМС під час когнітивного розподілу ресурсів у ММЗ необхідне вирішення ряду наукових задач:

- 1) розробка та дослідження алгоритмів виявлення сигналів первинних користувачів;
- 2) розробка методів кластеризації ресурсів у мережі мобільного зв'язку;
- 3) розробка та дослідження алгоритмів розподілу просторово-часового ресурсу між АС ММЗ;
- 4) розробка і дослідження алгоритмів розподілу частотного ресурсу між АС ММЗ.

Розроблено алгоритми виявлення сигналів первинних користувачів: алгоритм, побудований на математичному апараті нейронних мереж і алгоритм, побудований на математичному апараті нечіткої логіки. Набув подальшого розвитку алгоритм, побудований на критерії Вальда.

Проведено аналіз ефективності параметричного алгоритму, побудованому на критерії Вальда; непараметричного алгоритму, побудованому на математичному апараті нейронних мереж; непараметричного алгоритму, побудованому на математичному апараті нечіткої логіки і непараметричного алгоритму, побудованому на знако-ранговому критерії Вілкоксона. Як критерій ефективності обрано ймовірність помилки. Отримано графіки залежності ймовірності помилки від відношення потужності сигналу до потужності шуму (ВСШ). В результаті проведеного аналізу дано рекомендації. З апіорною невизначеністю щодо параметрів сигналів первинного користувача рекомендується використовувати алгоритм, побудований на нейронній мережі Кохонена або нечіткої логіки. Якщо ж параметри сигналів первинного користувача відомі і є в базі даних, а також ВСШ перевищує - 3 дБ, рекомендується використання алгоритму Вальда.

Кластеризацію ресурсів запропоновано здійснювати за векторами ознак:

- 1) координати розташування АС;
- 2) запитувані ресурси (інтенсивність надходження пакетів від АС, затримка черги, ВСШ); швидкості передачі

даних користувачів; 3) доступні ресурси (частотно-часові ресурси, просторово-часові ресурси).

Розроблено алгоритм кластеризації, побудований на математичному апараті нейронних мереж Кохонена. Проведено порівняльний аналіз алгоритму кластеризації ресурсів, який побудовано на математичному апараті нейронних мереж Кохонена та алгоритму нечіткої кластеризації на основі FCM. Аналіз показав, що алгоритм, побудований на математичному апараті нейронної мережі Кохонена, і алгоритм нечіткої кластеризації на основі FCM дають однаковий результат. Але алгоритм на основі FCM вимагає попереднього визначення меж кластерів для визначення їхньої кількості. Отже, під час використання алгоритму на основі FCM буде потрібно більше часу на кластеризацію ресурсів, що в даному випадку небажано, оскільки дані процедури необхідно вирішувати в реальному масштабі часу. Таким чином, для кластеризації ресурсів АС пропонується використовувати алгоритм, побудований на математичному апараті нейронної мережі Кохонена.

Розроблено метод забезпечення електромагнітної сумісності під час когнітивного розподілу просторово-часового ресурсу в мережах мобільного зв'язку. Метод полягає у виборі алгоритму адаптивної антенної решітки та розробки просторово-часового доступу.

Як алгоритм адаптивної антенної решітки запропоновано алгоритм, синтезований для динамічної СЗО. Розроблено просторово-часовий доступ на основі модифікованої технології МІМО. Організація зв'язку з ПЧД може бути здійснена в три етапи. Першим етапом є організація заявки на зв'язок з АС. Другим етапом є визначення напрямку приходу сигналу абонента. Третім етапом є надання зв'язку абоненту по вузькому променю, що формується відповідно до заявки багатопроменевої антени.

На основі розробленої математичної моделі радіоканалу проведено аналіз ефективності розробленого ПЧД. Аналіз показав, що ВСЗШ на виході ААР, яка входить в схему організації ПЧД, вдається підвищити на 30 ... 45 дБ по відношенню до ВСЗШ на її вході, що забезпечить внутрішньосистемну ЕМС

АС. Аналіз також показав можливість формування вузьких променів діаграми спрямованості, що дає можливість передачі сигналів АС на одній і тій самій частоті, але в різному напрямку.

Розроблено метод забезпечення ЕМС у процесі розподілу частотно-часового ресурсу в мережі мобільного зв'язку, який складається з алгоритму розподілу частотного ресурсу з повторним використанням частот і алгоритму розподілу частотного ресурсу, оснований на критерії гарантованої якості зв'язку. Проведено аналіз ефективності даних алгоритмів. Аналіз показав, що використання алгоритму розподілу частотного ресурсу з повторним використанням частот дозволяє в 2–3 рази скоротити смугу частот. А алгоритм, оснований на критерії гарантованої якості зв'язку, забезпечить максимальну рівномірність якості в угрупованні рівнопріоритетних АС.



## ПЕРЕЛІК ДЖЕРЕЛ ПОСИЛАНЬ

1. Про радіочастотний ресурс України: Закон України зі змінами і доповненнями згідно із Законом № 5459-VI від 16.10.2012 р.
2. Про схвалення Концепції єдиної інформаційно-комунікаційної платформи: Рішення НКРЗІ № 34 від 24.01.2013 р.
3. Про Основні засади розвитку інформаційного суспільства в Україні на 2007-2015 роки : Закон України / Верховна Рада України // Відомості Верховної Ради України. 2007. № 12. С. 102.
4. Справочник по радиоконтролю. Женева : МСЭ, 2011 р.
5. Final Acts. World Radiocommunication Conference (WRC-15). Geneva, 2015.
6. Erik Dahlman, Stefan Parkvall, Johan Sköld.  
4G LTE/LTE-Advanced for Mobile Broadband / Erik Dahlman; Academic Press is an imprint of Elsevier; The Boulevard, Langford Lane, Kidlington, Oxford, UK, 2011. 431p.
7. Тихвинский В.О., С.В. Терентьев, А.Б. Юрчук. Сети мобильной связи LTE: технологии и архитектура / Москва: Эко-Трендз, 2010. 284с.
8. Farooq Khan. LTE for 4G Mobile Broadband. Air Interface Technologies and Performance. Cambridge University Press, 2000. 492 p.
9. 5G Radio Access. Research and Vision / Ericsson White Paper. Jule, 2013.
10. Ким А.В., Тихвинский В.О. Новый мобильный горизонт: итоги MWC-13. *Электросвязь*. 2016. № 3. С.56–59.
11. Тихвинский В. О., Архипкин В. Я. LTE World Summit-2013: на пути к 5G. *Электросвязь*, 2013. № 7. С.32–388.
12. Mobile and wireless communications Enablers for the 2020 Information Society. EU FP7 ICT-317669-METIS . URL: <http://www.metis2020.com>
13. Niri S.G. Towards 5G. LTE World Summit-2013.
14. Тихвинский В.О., Бочечка Г.С. Концептуальные аспекты создания 5G. *Электросвязь*, 2013. № 10. С. 29–33.

15. Скрынников В.Г. Будущий облик 5G. *Электросвязь*. 2013. № 10. С. 34–37.
16. Hardouin E. 5G: an operator's perspective // LTE World Summit-2013.
17. Osseiran A. The 5G Mobile and Wireless Communications: Challenges and Scenarios // LTE World Summit-2013.
18. Shahram G. Niri. Toward 5G / LTE World Summit 2013. 5G Innovation Centre, University of Surrey. June. 2013.
19. Seidel, Eiko. 3GPP LTE-A Standardisation in Release 12 and Beyond / Nomor Research GmbH, Munich, Germany. January. 2013.
20. Nakamura T. RAN Evolution Beyond Release 12 //NTT DoCoMo, Inc. LTE World Summit. 25 June. 2013.
21. Gerhard Wunder. 5th Generation Non-Orthogonal Waveforms for Asynchronous Signalling, COST Meeting, Ferrara-2014, Italy.
22. Тихвинский В. О., Бочечка Г. С. Перспективы сетей 5G и требования к качеству их обслуживания. *Электросвязь*. 2014. № 11. С. 40–43.
23. Azar Y., Wong G. N., Wang K. et al. 28 GHz Propagation Measurements for Outdoor Cellular Communications Using Steerable Beam Antennas in New York City: 2013 IEEE International Conference on Communications (ICC). Budapest, Hungary. June 9-13. 2013.
24. Баланис К. А. Введение в смарт-антенны / К.А. Баланис, П.И. Иоанидес. Техносфера, 2012. 200 с.
25. Современные беспроводные сети: состояние и перспективы развития / И.А. Гепко, В.Ф. Олейник, Ю.Д. Чайка, А.В. Бондаренко. Київ : ЕКМО, 2009. 672 с.
26. Парнес М. Адаптивные антенны для системы связи WiMax // Беспроводные технологии. 2007. № 2. С. 156–158.
27. Голдсмит А. Беспроводные коммуникации / А. Голдсмит. Москва : Техносфера, 2011. 904 с.

28. T. Thrassyvoulou. Adaptive beamforming: Using a complex bounding ellipsoid algorithm with gradient projections. Master's thesis. Arizona State University, Aug. 2003.
29. G. Okamoto. Developments and advances in smart antennas for wireless communications, Santa Clara University, Tech. Rep., 2003. URL: [www.wmrc.com/businessbriefing/pdf/wireless\\_2003/Publication/okamoto.pdf](http://www.wmrc.com/businessbriefing/pdf/wireless_2003/Publication/okamoto.pdf).
30. A.O. Boukalov, S.G. Haggman, «System aspects of smart-antenna technology in cellular wireless communications — an overview», IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 48, no. 6, pp. 919–929, June 2000. doi:10.1109/22.846718 160 Introduction to smart antennas.
31. J.C. Liberti, T.S. Rappaport. Smart Antennas for Wireless Communications: IS-95 and Third Generation CDMA Applications. Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall PTR, 1999.
32. A.J. Paulraj and C.B. Papadias, «Space-time processing for wireless communications», IEEE Signal Process. Mag., vol. 14, no. 6, pp. 49–83, Nov. 1997. doi:10.1109/79.637317.
33. Shekh K., Gesbert D., Gore D., Paulraj A. Smart antennas for broadband wireless access networks . IEEE Communication Magazine. Nov. 1999.
34. R. G. Vaughan. «On optimum combining at the mobile», IEEE Trans. Veh. Technol., vol. 37, pp. 181-188, Nov. 1988. doi:10.1109/25.31122.
35. S.C.K. Ko and R. D. Murch, «On optimum combining at the mobile», IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. 49, pp. 954–960, June 2001. doi:10.1109/8.931154.
36. J.S. Colburn, Y. Rahmat-Samii, and M.A. Jensen, «Diversity performance of dual antenna personal communication handsets», in Proc. IEEE Antennas Propagat. Soc. Int. Symp. Dig., July 1996, pp. 730-733. doi:full text.
37. S.W. Kim, D.S. Ha, J.H. Kim, «Performance gain of smart dual antennas at handsets in 3G CDMA System», in CDMA International Conference, vol. 2, Nov. 2000, pp. 223–227.

38. T.A. Denidni, D. McNeil, and G.Y. Delisle, «Experimental investigations of a new adaptive dual-antenna array for handset applications». IEEE Trans. Veh. Technol., vol. 52, pp. 1417–1423, Nov. 2003. doi:10.1109/TVT.2003.816646.

39. I. Stevanovic, A. Skrivervik, and J. R. Mosig, «Smart antenna systems for mobile communications». Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne, Lausanne, Suisse, Tech. Rep., Jan. 2003. [Online]. Available: <http://lemawww.epfl.ch>.

40. P.H. Lehne and M. Pettersen, «An overview of smart antenna technology for mobile communications systems», IEEE Communications Surveys, vol. 2, no. 4, pp. 2-13, Fall Quarter 1999. URL: [www.comsoc.org/livepubs/surveys/public/4q99issue/pdf/Lehne.pdf](http://www.comsoc.org/livepubs/surveys/public/4q99issue/pdf/Lehne.pdf).

41. Rom R. Multiple access protocols: Performance and analysis / Rom R., Sidi M. – Springer-Verlag, N.Y., 1990.

42. Москалец Н.В. Наорс І. Анад. Проблеми внедрення в Україні систем широкополосного безпроводного доступу WiMAX з урахуванням ефективного використання частотного ресурса. Зб. матер.13-го Міжнародного молодіжного форуму «Радіоелектроніка і молодь у XXI ст.», м.Харків, ХНУРЕ, 2009р. Харків, 2009. С. 153.

43. Москалец Н.В., Тарасов К.А. Методи організації просторово-часового доступу в системах мобільної зв'язі. Третій Всеукраїнської науково-технічної конференції «Інформатика, управління і штучний інтелект» (ІУІІІ-2016) (г. Харків, НТУ "ХПІ", кафедра вичислительної техніки і програмування), 23-25 листопада, 2016р. Харків, 2016. С. 58.

45. Москалец Н.В. Аналіз методів підвищення продуктивності сучасних мереж мобільної зв'язі на основі організації просторово-часового доступу. Зб. матер. 20-го Ювілейного міжнародного молодіжного форуму «Радіоелектроніка і молодь у XXI ст.», м.Харків, ХНУРЕ, 19-21 квітня, 2016. Харків, 2016. С. 53–54.

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

47. Поповский В.В. Математические основы управления и адаптации в телекоммуникационных системах: учебник / В.В. Поповский, В.Ф. Олейник. Харьков: СМИТ, 2011. 362 с.

48. Поповский В.В. Эффективное использование всего физического пространства сигналов в мобильных телекоммуникационных системах / В.В. Поповский, Ю.А. Василенко // Межрегиональный форум МСЭ. Национальная комиссия, осуществляющая государственное регулирование в сфере связи и информатизации (НКРСИ) (г. Киев, 11-13 сентября 2012 г.). Киев, 2012. С.42–45.

49. Москалец Н.В., Селиванов К.А., Наорс И. Анад. Анализ энергетических параметров системы WiMAX. *Радиотехника*. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2009. Вып. 159. С. 143–147.

50. Бабков В.Ю. Сотовые системы мобильной радиосвязи : учеб. пособие / В.Ю. Бабков. 2-е изд., перераб. и доп. Санкт-Петербург : БХВ-Петербург, 2013. 432 с.

51. Про затвердження Плану використання радіочастотного ресурсу України : Постанова Кабінету міністрів України від 9 червня 2006 р. № 815 із змінами і доповненнями, внесеними постановами від 5 вересня 2012 року № 838.

52. Веерпалу В.Э. Экономическая эффективность использования РЧС операторами подвижной связи / В. Э. Веерпалу, Е. Е. Володина, Е. Е. Девяткин. *Электросвязь* № 1. 2008. С. 27–29.

53. Про телекомунікації : Закон України / Відомості Верховної Ради. 1994. №12.

54. Farhang-Boroujeny B. *Signal Processing Techniques for Software Radios*// Lulu publishing house, 2010.

55. Farhang-Boroujeny B. OFDM Versus Filter Bank Multicarrier // *IEEE Signal Processing Magazine*. 2011. Vol. 28, № 3. P. 92–112.

56. Cherubini G., Eleftheriou E., Olcer S. Filtered multitone modulation for VDSL // *Proc. IEEE Globalcom'99*. 1999. Vol. 2. P. 1139–1144.

57. Cherubini G., Eleftheriou E., Olcer S., Cioffi J. M. Filtered multitone modulation techniques for very high speed digital subscriber lines // *IEEE Commun. Mag* – 2000. Vol. 38, № 5. P. 98–104.

58. Cherubini G., Eleftheriou E., Olcer S. Filtered multitone modulation for very high speed digital subscriber lines // *IEEE J. Select. Areas Commun.* 2002. Vol. 20, № 5. P. 1016–1028.

59. Saltzberg B.R. Performance of an efficient parallel data transmission system // *IEEE Transactions on Communication Technology.* 1967. Vol. 15. P. 805–811.

60. Коляденко Ю.Ю. Оценка пространственного спектра сигналов с адаптивной пространственно-временной обработкой // *Вісник Українського будинку економічних та науко-технічних знань.* 2003. № 2. С.128–132.

61. Коляденко Ю.Ю. Рекурсивная процедура оценки пространственного спектра сигналов в задачах управления базисом наблюдения для сотовых систем связи // *Радиотехника, Всеукр. межвед. научн.-техн. сб.* 2004. Вып. 138. С. 20–24.

63. Коляденко Ю.Ю. Анализ эффективности рекурсивной процедуры оценки пространственного спектра сигналов для систем радиосвязи // *Праці УНДІРТ, Теоретичний та науково-практичний журнал радіозв'язку, радіомовлення і телебачення.* 2004. № 4 (40). С. 59–62.

64. Москалец Н.В, Селиванов К.А., Никитенко Т.В. Анализ нелинейных искажений в радиотракте с применением различных методов оценки нелинейности. *Электронное научное специализированное издание «Проблемы телекоммуникаций».* 2011. № 2 (4). С. 150–161. URL: [http://pt.journal.kh.ua/2011/2/1/112\\_selivanov\\_radio.pdf](http://pt.journal.kh.ua/2011/2/1/112_selivanov_radio.pdf).

65. Popovskij, V. A. Barkalov, L. Titarenko. Control and adaptation in telecommunication system: Mathematical foundations. Tom 94. Springer Science & Business Media. 2011.

66. Yen R. Y. Unbiased MMSE vs. biased MMSE equalizers // *Tamkang J. of Science and Engineering.* 2009. Vol. 12..N1. P. 45–56.

67. Liu H., Schniter P., Fu H., Casas K. A. Frequency domain turbo equalization for vestigial sideband modulation with punctured trellis coding // *Proc. of IEEE 7<sup>th</sup> Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications*, 2006. P. 1–5.
68. Renveimto N., Cherubini G. Algorithms for Communications Systems and Their Applications. John Wiley & Soris, 2002. 1285 p.
69. Farhang-Boroujeny B. Adaptive filters: theory and applications. –ДЛйЖ
70. Прокис Д. Цифровая связь и связь, 2000. 800 с.
71. Talakoub S., Shahrava B. Turbo equalization with iterative online SNR estimation // *Proc. of IEEE Wireless Communications and Networking Conf. 2005. Vol. 2. P. 1097–1102.*
72. Godard D. Self-recovering equalization and carrier tracking in two-dimensional data communication systems // *IEEE Transactions on Communications. 1980, Vol. 28. N 11. P. 1867–1875.*
73. Chan C., Petraglia M., Shynk J. Frequency-domain implementations algorithm // *Proc. of Twenty-Third Asilomar Conf. on Signals, Systems and to 1989. Vol. 2. P. 663–669.*
74. Ungerboeck G. Channel coding with multilevel pTheory. 1982. Vol. 28. N 1. P. 55–67.
75. Москалец Н.В., Поповская Е.О. Модели одноранговых пиринговых сетей для передачи потоков IPTV. *Международный научно-исследовательский журнал*. 2014. Ч. 2. № 4(23). г. Екатеринбург. С. 46–50.
76. Setton E., Girod B. Peer-to-Peer Video Streaming // Springer. 2007. 150 p.
77. Wu D., Liu Y., Ross K.W. Queuing Network Models for Multi-Channel Live Streaming Systems // *Proc. of the 28<sup>th</sup> Conference on Computer Communications (IEEE Infocom 2009)*, April 19-25, 2009. Rio de Janeiro, Brazil. p.73–81.

78. S.Saburova, E.Popovskaya, Y. Hussein, Development of services in the IP multimedia subsystem. *Всеукраинский межведомственный научно-технический сборник «Радиотехника»*. Выпуск 159. 2009. С. 229–233.

79. Oshchepkov M.U., Popovskaya E.O. Development of mathematical models of peer-to-peer networks with IPTV flows transmission, Сб. науч.тр. Молодежной научно-практической конференции СКФ МТУСИ «ИНФОКОМ-2014», г. Ростов-на-Дону.

80. Loeve M., Probability theory, Vols I and II, 4 th ed. Springer-Verlag: Berlin, Heidelberg, New York, 1960.

81. Wehrle K., Gunes M., Gross J. Modeling and tools for Network simulation, Springer Heidelberg Dordrecht London New York, 2010.

82. Москалец Н.В., Поповская Е.О. Анализ динамики пиринговой сети. *Международный научный журнал «Символ науки»*. 2017. № 03–2. С.106–109.

83. Москалец Н.В., Поповская Е.О. Функциональная модель управления в сетях пиринговой связи. *Научный журнал “Радиоэлектроника и информатика”*. ХНУРЕ. 2017. №1. С. 48–52.

84. Baptiste Ph. Scheduling Equal – Length Jobs on Identical Parallel Machines // *Discrete Appl. Math.* 2000. № 103. P. 21–32.

85. Smith W.E. Various optimizers for single – stage production // *Naval Res. Logistics Quarterly*. 1956. № 3. P. 59–66.

86. Shen X., Yu H., Buford J., Akon M. Handbook of Peer-to-Peer Networking, Springer New York Dordrecht Heidelberg London”, 2010;

87. Москалец Н.В., Поповская Е.О., Тарасов К.А. Оптимизация суммарного взвешенного времени обслуживания в пиринговой сети. *Международный научно-исследовательский журнал Научный альманах*. 2016. № 6-2 (20). С. 110–116.

88. Москалец Н.В., Поповская Е.О. Фрагментация TV-контента в P2P-сетях с помощью процедуры динамического программирования. *Зв'язок*. №2(126), (березень- квітень), 2017. С.14–17.



89. Москалец Н.В., Поповская Е.О. Методы управления потоком фрагментов в пиринговых сетях. *Видання "Збірник матеріалів Міжнародної науково-технічної конференції «Проблеми телекомунікацій».* Київ, 18 квітня, НДІ телекомунікацій ІТС КПІ ім. Ігоря Сікорського, м. Київ, 2017р. Київ, 2017. С.1–90.
90. Moskalets N., Popovskaya E. Mathematical scheduling models of IPTV peer to peer networks. *Матеріали 3-ї Міжнародної наукової конференції «Інформація, комунікації, суспільство» (IEEE),* м.Славське, 21-24 травня, 2014р., Славське, 2014. С. 20–21.
91. Москалец Н.В., Наорс И. Анад. Повышение эффективности использования радиочастотного ресурса при внедрении систем широкополосного беспроводного доступа WiMAX. *Радиотехника.* Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2008. Вып.155.С. 186–190.
92. Москалец Н.В. Использование метода оптимизации упаковки объектов в задачах планирования фемтостільник мобільних систем связи. *Наукове періодичне видання "Системи управління, навігації та зв'язку".* 2017. №2(42). С.185–187.
93. Moskalets M., Kuzminich I. Methods of Femtocells Planning Using Methods of Packaging Optimization. *3rd International Scientific-Practical Conference «Problems of Infocommunications. Science and Technology» (IEEE PIC S&T` 2016) (IEEE),* Kharkiv, NURE, October 4-6, 2016. Харків, 2016. С. 211–213.
94. Москалец Н.В. Метод использования генетических алгоритмов при распределении ресурсов в группировке радиоэлектронных средств. *Национальная ассоциация ученых (НАУ). Ежемесячный научный журнал.* 2015. № 4 (9), Часть 2. С.141–143.
95. 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.

96. Москалец Н.В. Методика анализа электромагнитных взаимодействий в больших радиоэлектронных системах. *Сборник научных трудов по материалам Международной научно-практической конференции «Вопросы образования и науки: теоретический и методический аспекты»*. 2015, 30 июня. Россия, г.Тамбов. С.89–92.

97. Москалец Н.В. Анализ задач реализации пространственно-временного доступа в системах мобильной связи 4-го поколения. Зб. матер. 19-го *Міжнародного молодіжного форуму «Радіоелектроніка і молодь у XXI ст.»*, м.Харків, ХНУРЕ, 20 - 22 квітня, 2015р. Харків, 2015. С. 69–70.

98. Moskalets M.V. Effective use of multibeam antenna and space-time multiple access technology in modern mobile communication systems. *X International Conference on Antenna Theory and Techniques Proceedings (IEEE)*, Ukraine, Kharkiv, NURE, 21-24 april, 2015. Харків, 2015. С.1–2.

99. Markendahl J., Makitalo O. A comparative study of deployment options, capacity and cost structure for macro cellular and femtocell networks // *IEEE 21th Intern. Symp. on PIMRC*. 2010. P. 145–150.

100. Pirinen P. Co-channel co-existence study of outdoor macro cell and indoor femtocell users // *IEEE Wireless Conf*. 2010. P. 207–213.

101. Nihtila T. Capacity improvement by employing femtocells in a macrocell HSDPA Network // *IEEE*. Magister Solutions Ltd. Finland, 2008. 96 p.

102. Mahmoud H., Guvenc I. A comparative study of different deployment modes for femtocell networks // *Proc. of IEEE Int. Symp. Personal, Indoor, Mobile Radio Commun. (PIMRC)*. 2009. P. 1–5.

103. Claussen H. Performance of macro- and co-channel femtocells in a hierarchical cell structure // *Proc. Of IEEE Int. Symp. Personal, Indoor, Mobile Radio Commun. (PIMRC)*. Athens, Greece, Sept. 2007. 5 p.

104. Chandrasekhar V., Andrews J.G. Uplink capacity and interference avoidance for two-tier cellular networks // Proc. IEEE Global Telecommun. Conf. (Globecom), Washington, DC, Nov. 2007. 5 p.

105. Chandrasekhar V., Andrews J. G., Gatherer A. Femtocell networks: A survey // IEEE Communications Magazine. 2008. Vol. 46. N 9. P. 59–67.

106. Карташов А.В., Лученцова Н.В. Одна реализация метода последовательно-одиночного размещения для решения задачи оптимального размещения кругов различных радиусов в полосе. Компьютерна система та інформаційні технології.

107. Казаков А.Л., Лебедев П.Д. Алгоритмы построения оптимальных упаковок для компактных множеств на плоскости. Вычислительные методы и программирование. 2015. Т. 16 307.

108. Чеканин В.А., Чеканин А.В. Модели конструирования ортогональной упаковки объектов. Информационные технологии и вычислительные системы 2/2014

109. П.И. Стецюк, Т.Е. Романова, Г. Шайтхауэр. О глобальном минимуме целевой функции в задаче равновесной упаковки кругов. *Доповіді Національної академії наук України*, 2014, №6. С.53–57.

110. Коваленко А. А. Упаковка круговых цилиндров в цилиндрический контейнер с учетом специальных ограничений поведения системы / А.А. Коваленко, А.В. Панкратов, Т.Е. Романова, П.И. Стецюк // Журнал обчислювальної та прикладної математики. 2013. № 1 (111). С.126–134.

111. Заруба Д.В., Запорожец Д.Ю., Кравченко Ю.А. Использование методов эволюционной оптимизации для решения задач трехмерной упаковки Информатика, вычислительная техника и инженерное образование. 2012. № 2 (9).

112. Чеканин В.А., Чеканин А.В. Эффективные модели представления ортогональных ресурсов при решении задачи упаковки. *Информационно-управляющие системы*. № 5, 2012. С.29–32.

113. Mitola J. III and Maguire G.Q. Cognitive radio: making software radios more personal// IEEE Personal Communications. – Vol. 6. – No. 4 – Aug. 1999. – P. 13–18.

114. Mitola J. III. Cognitive Radio for Flexible Mobile Multimedia Communications// Mobile Multimedia Communications (MoMuC'99), IEEE International Workshop, San Diego, CA, USA, Nov. 1999. – P. 3–10

115. Ghasemi A., Sousa S.E. Spectrum sensing in cognitive radio networks: Requirements, challenges, and design trade-offs// IEEE Communications Magazine, vol. 46, April 2008. P. 32–39.

116. Yildiz I.F., Lee W.-Y., Vuran M. C., Shantidev M. A Survey on Spectrum Management in Cognitive Radio Networks // IEEE Communications Magazine, vol. 46, April 2008. P. 40–48.

117. Ю.А. Громаков, В.В. Родионов, К.С. Настасин, Повышение скорости передачи данных в сетях GSM на основе когнитивного радио «электросвязь», № 1. 2012.

118. Hanzo I., Akhman J, Wang I., Jiang M. MIMO-OFDM for LTE, Wi-Fi and WiMAX. Coherent versus Non-Coherent and Cooperative Turbo-transceivers. Chichester, U.K.: John Wiley & Sons. 2011, 658 p.

119. Jankiraman M. Space-Time Codes and MIMO systems. USA, MA, Artech House. 2004, 327 p.

120. Kuhn V. Wireless Communications over MIMO Channels. Applications to CDMA and Multiple Antenna Systems. Chichester, U.K.: John Wiley & Sons. 2006. 363 p.

121. Telatar E. Capacity of Multi-Antenna Gaussian Channels. European Transactions on Telecommunications. November/December 1999. Vol. 10, № 6. P.585–595.

122. Foschini G.J., Gans M.J. On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas // Wireless Personal Communications.— March 1998. Vol. 6, № 3. P. 311–335.

123. Van Zelst. Space division multiplexing algorithms / in Proc. of the 10th Mediterranean Electrotechnical Conf. (MELECON) 2000. May 2000. Vol. 3. P. 1218–1221.

124. Da-Shan Shiu, Foschini G.J., Gans M.J., Kahn J.M. Fading correlation and its effect on the capacity of multielement antenna systems // IEEE Transactions on Communications. March 2000. Vol.48, № 3. P. 502–513.

125. Alamouti S M. A simple transmit diversity technique for wireless communications // IEEE Journal on Selected Areas in Communications. October 1998. 16, N 8. P. 1451–1458.

126. Perini P.L. Angle and space diversity comparisons in different mobile radio environments/ P.L. Perini, C.L. Holloway; IEEE Trans. Antennas Propagat., June 1998. – vol.46, no.6, pp. 957–1000.

127. Godara L.C. Applications of antenna arrays to mobile communications. Part 2: Beamforming and direction-of-arrival considerations in Proc. / L.C. Godara; IEEE vol.85, Aug 1997, pp.1195–1245.

128. Lehne P.H. An overview of smart antenna technology for mobile communications systems/ P.H. Lehne, M. Pettersen; IEEE Communications Surveys, Fall Quarter 1999/ – vol.2, no. 4, pp.2–13.

129. Winters J.H. Smart antennas for wireless systems / J.H. Winters; IEEE Personal Commun. Mag.– Feb.1998.– Vol.5, no. 1, pp.23–27.

130. Москалец Н.В. Анализ системных подходов по использованию методов пространственно-временного доступа. *Научно-практическая конференция «Применение информационных технологий в подготовке и деятельности сил охраны правопорядка»* (Национальная академия Национальной гвардии Украины, г.Харьков, 15-16 марта, 2017г.). Харків, 2017. С.129–131.

131. Тихонов В. И., Статистический анализ и синтез радиотехнических устройств и систем / В. И. Тихонов, В. Н. Харисов. Москва : Радио и связь, 1991. 608 с.

132. Морозова Е.О. Нейросетевая обработка сигналов моноимпульсной локации / Е.О. Морозова, П.Е. Овчинников, М.Ю. Семенова // Вестник Нижегородского университета им. Н.И. Лобачевского. 2013. № 6 (1). С. 62–66.
133. Уоссермен Ф. Нейрокомпьютерная техника : Теория и практика / Ф. Уоссермен. Москва : Мир, 1992.
134. Новикова Н.М. Математические модели нейросетевых и статистических обнаружителей сигналов / Н.М. Новикова, В.Г. Ляликова // Нейрокомпьютеры: разработка и применение. 2010. №4. С.62–68.
135. Татузов А.Л. Нейронные сети в задачах радиолокации / А.Л. Татузов. Москва : Радиотехника, 2009. 432 с.
136. Левин Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники / Б.Р. Левин. Москва : Радио и связь, 1989. 656 с.
137. Митрофанов Д.Г. Моделирование задачи распознавания целей по их радиолокационным изображениям нейросетевым способом / Д.Г. Митрофанов, А.В. Сафонов, А.Г. Прохоркин // Радиотехника, 2007. № 2. С. 3–9.
138. Акимов П.С. Обнаружение радиосигналов / П.С. Акимов, Ф.Ф. Евстратов, С.И. Захаров / под ред. А.А. Колосова. Москва : Радио и связь, 1989. 288 с.
139. Новикова Н. М. Компьютерное моделирование непараметрических статистических и нейросетевых обнаружителей / Н.М. Новикова, В.Г. Ляликова // Радиотехника, 2011. № 4. С. 41–50.
140. Круглов В. В. Искусственные нейронные сети Теория и практика / В.В. Круглов, В.В. Борисов. // Москва : Горячая линия – Телеком, 2002. 352 с.
141. Прасолова А.Е. Нейросетевые и статистические алгоритмы / Прасолова А.Е. // Телекоммуникации, № 2. 2010. С. 2–6.
142. Зинчук В.М. Энергетическое обнаружение с постоянным уровнем ложных тревог сигнала с неизвестной амплитудой и формой на фоне гауссовской помехи с неизвестной дисперсией / Ю.Г. Сосулин, А.Е. Лимарев, В.М. Зинчук, Ю.Г. Сосулин, А.Е. Лимарев, Ю.Н. Максютя // Радиотехника и электроника, 2010. том 55. № 10. С. 1200–1210.

143. Урковиц Н., Обнаружение неизвестных детерминированных сигналов по энергии / Урковиц Н. ТИИЭР, 1967. Т. 55. № 4. С. 50–59.
144. Scharf L.L., Lytle D.W. // IEEE Trans. 1971. V. IT-17. №4. P. 401.
145. Леман Э. Проверка статистических гипотез / Э. Леман. Москва : Наука, 1979.
146. Kendall M., Statistical Interference and Relationship [Text] / M. Kendall, A. Stuart. – М.: Nauka. 1973.
147. Ван Трис Г. Теория обнаружения, оценок и модуляции / Пер. с англ. под ред. Горяинова В. Т. Москва : Сов. радио, 1972. Т. 1. 1977. Т. 3. 2014. № 4. С.32–38.
148. Костылев В.И., Обобщённое энергетическое обнаружение квазидетерминированных сигналов на фоне шума Лихтера / В.И. Костылев, И.П. Гресь // Вестник ВГУ, Серия: системный анализ и информационные технологии.
149. Костылев В.И. Характеристики энергетического обнаружения квазидетерминированных радиосигналов с нерэлеевским распределением флуктуаций амплитуды // Известия ВУЗов. Радиофизика, 2002. Т. 45. № 5. С. 450–457.
150. Костылев В.И. Характеристики энергетического обнаружения неизвестных радиосигналов на фоне шума Лихтера / В.И. Костылев, М.П. Сличенко // Известия ВУЗов. Радиофизика, 2008. Т. 51. № 10. С. 889–898.
151. Zinchuk V.M., Efficiency of Generalized Marcum Q-Function Computational Algorithms [Text] / V.M. Zinchuk, A.Ye. Limarev, Ye.A. Izhbakhtina // Investigation of Methods for Increasing - Proc. of 5-th International Scientific Conference: Radar. Navigation. Communication. Voronezh. April 20-23. 1999. Russia, vol. 1, pp. 68–82.
152. Chen Y. Improved Energy Detector for Random Signals in Gaussian Noise, IEEE Transactions on Wireless Communications, Feb., 2010. – v. 9, p. 558–563.

153. Бакут П. А., Иванчук Н. А., Жулика Ю. В. Обнаружение движущихся объектов. М.: Сов. радио, 1980.
154. Феллер В. Введение в теорию вероятностей и ее приложения. Т. 1: Пер. с англ. / Под ред. Е.Б. Дынкина и Ю.В. Прохорова. Москва : Мир, 1964.
155. Ширман Я.Д., Манжос В.Н. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. Москва : Радио и связь, 1981.
156. Москалец Н.В., Скибин В.П. Модель состояния телекоммуникационной сети в условиях случайных воздействий. *Международный научный журнал “Наука и Мир”*. 2014. Том 1, №3 (7). С.181–184.
157. Москалец Н.В., Скибин В.П. Анализ состояния ТКС по результатам самодиагностирования. *Труды Северо-Кавказского филиала Московского технического университета связи*. 2014. №1. С. 329–333.
158. Москалец Н.В. Анализ методов обнаружения вызывных сигналов абонентских станций в мобильных системах связи. *Научный журнал «ScienceRise»*. 2016. № 8/2 (25). С. 26–35.
159. Кузьмин С.З. Основы проектирования систем цифровой обработки радиолокационной информации. Москва : Радио и связь, 1986. 352 с.
160. Trunk G.V. Survey of radar ADT // *Microwave J.* 1983. V. 26. №7.
161. Трухачев А.А. Радиолокационные сигналы и их применения. Москва: Воениздат, 2005. 320 с.
162. Chao Wen, Guangming Shi, Xuemei Xie. Estimation of Directions of Arrival of Multiple Distributed Sources for Nested Array. *Signal Processing*. doi:10.1016/j.sigpro.2016.07.011.
163. Wen-Jun Zeng, Direction-of-arrival estimation based on spatial–temporal statistics without knowing the source number / Wen-Jun Zeng , Xi-Lin Li, H.C. So // *Signal Processing*. Volume 93. Issue 12. December 2013. P. 3479–3486.
164. Cheng Qian, Direction-of-Arrival Estimation for Coherent Signals Without Knowledge of Source Number Cheng Qian / Cheng Qian, Lei Huang, Wen-



Jun Zeng, Hing Cheung So //Sensors Journal. Vol. 14. No. 9. September, 2014. P. 3267.

165. H. Chen, Direction-of-Arrival Estimation Based on Sparse Recovery with Second-Order Statistics / H. Chen, Q. Wan , R. Fan , F. Wen // Radioengineering. Vol. 24, No 1. April 2015. P.208–213.

166. Wenyi Wang, High Resolution Direction of Arrival (DOA) Estimation Based on Improved Orthogonal Matching Pursuit (OMP) Algorithm by Iterative Local Searching / Wenyi Wang, Renbiao Wu // Sensors. 2013. № 13. P. 11167–11183.

167. K. Yao, Maximum Likelihood DOA Estimation of Multiple Wideband Sources in the Presence of Nonuniform Sensor Noise / K. Yao , R. E. Hudson, F. Lorenzelli , C. E. Chen // Eurasip Journal on Advances in Signal Processing. Dec 2007. P. 1687–6172;

168. Yakov S. Shifrin, Statistical analysis of “superresolving” methods for direction-of-arrival estimation of noise radiation sources under finite size of training sample / Yakov S. Shifrin, David I. Likhovitskiy // Signal Processing. Volume 93. Issue 12. December 2013. P.3382–3399.

169. Classical and Modern Direction-of-Arrival Estimation Edited by: T. Engin Tuncer and Benjamin Friedlander/ 2009 Elsevier Inc. P.451.

170. Advances in Direction-of-Arrival Estimation / [edited by] Sathish Chandran.

Library of Congress Cataloging-in-Publication Data. 2006. P.478.

171. Vahid Tarokh New Directions in Wireless Communications Research Harvard University School of Engineering & Applied Sciences, 2009 P.483

172. Moskalets M.V. Method of detection and evaluation of activated subscriber stations in a mobile system communication 4G. *First International Scientific-Practical Conference «Problems of Infocommunications. Science and Technology»* (IEEE PIC S&T` 2014), Ukraine, Kharkiv, NURE, 2014, October 14-17. Харків, 2014. С.122–124.

173. Москалец Н.В., Наорс И Анад Алсалим, Теплицкая С.Н. Анализ методов определения направления прихода сигналов в задачах

пространственно-временного доступа. *Восточно-Европейский журнал передовых технологий*. 2016. № 4/9 (82). С. 36–44.

174. Moskalets N.V., S.Teplytska. Analysis of methods using for superresolution of the signals in the tasks of space-time access. *Scientific journal «EUREKA: Physics and Engineering*. 2016. Volume 5(6). P.16–24.

175. Москалец Н.В., Колоколов А.В. Анализ методов сверхразрешения в задачах пространственно-временного доступа. *V-а Міжнародна науково-практична конференція «Фізико-технологічні проблеми передавання, оброблення та зберігання інформації в інфокомунікаційних системах»*. Україна, Чернівці, 3-5 листопада, 2016. Чернівці, 2016. С. 200–201.

176. Москалец Н.В. Сравнительный анализ методов оценки направления прихода сигналов. *Радиотехника*. Всеукр. межвед. научн.-техн. сб. 2017. Вып.188. С.126–135.

177. Moskalets M. Analysis of Methods Direction of Arrival Estimation in Space-Time Access. *Первая МНТК «Компьютерные и информационные системы и технологии»*, г.Харьков, ХНУРЭ, 20-22 апреля, 2017г. Харків, 2017. С. 54.

178. Москалец Н.В. Сравнительная оценка методов определения направления прихода сигналов на основе выборочной корреляционной матрицы. *Вісник національного технічного університету "ХПИ"*. 2017. №16 (1238). С. 53–61.

179. Вендик О. Г. Антенны с электрическим сканированием / О.Г. Вендик, М.Д. Парнес. Москва: Радиотехника, 2001. 352с.

180. Марков Г.Т. Антенны. Учебник для студентов радиотехнических специальностей вузов / Г.Т. Марков, Д. М.Сазонов. Изд. 2-е, перераб. и доп. Москва : Энергия, 1975. 528 с.

181. Godara L.C. Smart Antennas / L.C. Godara. CRC Press. 2004. 457 p.

182. Кулес И.С. Основы радиопеленгации / И.С. Кулес, М.Е. Старик. Москва : Сов. Радио, 1964. 640 с.

183. Монзинго Р. А. Адаптивные антенные решетки: Введение в теорию / Р.А. Монзинго, Т.У. Миллер; Пер. с англ. Москва : Радио и связь, 1986. 486 с.

184. Ратынский М.В. Анализ характеристик алгоритмов пеленгации со сверхразрешением / М.В. Ратынский // Журн. Радиотехника, 1992. № 10. С. 63–66.

185. Караваев В.В. Статистическая теория пассивной локации / В.В. Караваев, В.В. Сазонов. Москва: Радио и связь, 1987. 240 с.

186. Сычев М.Н. Пространственно-временная обработка радиосигналов на основе параметрического спектрального анализа / М.Н.Сычев // Журн. Антенны. 2001. Вып.1 (47). С. 28–36.

187. Roy R. ESPRIT - estimation of signal parameters via rotational invariance techniques / T. Kailath, R. Roy // IEEE Trans. Acoust., Speech and Signal Process. 1989. Vol. 37. No. 7. pp. 984–995.

188. Johnson D.H., Miner G.E. Comparison of superresolution algorithms for radio direction finding. "IEEE Trans. Aerospace and Electron. Syst", 1986, Vol.22, No.4, p. 432–441.

189. Capon J. High-resolution frequency-wavenumber spectrum analysis. "Proc. IEEE", 1969, Vol.57, No.8, p.1408–1418.

190. Nickel U. Angular superresolution with phased array radar: a review of algorithms and operational constraints. "IEE Proc", Pt.F, 1987, Vol. 134, No.1, p. 53–59.

191. Gabriel W.F. Spectral analysis and adaptive array superresolution technique. "Proc IEEE", 1980, Vol.68, No.6, p. 654–667.

192. Borgiotti G.V., Kaplan L.J. Superresolutions of uncorrelated interference sources by using adaptive array techniques. "IEEE Trans. Antennas and Propag.", 1979, Vol.27, No.6, p. 842–845.

193. Lavate T.B., Kokate V.K., Sapkal A.M. Performance Analysis of MUSIC and ESPRIT DOA Estimation Algorithms for Adaptive Array Smart Antenna in Mobile Communication. – International Journal of Computer Networks (IJCN), vol. 2, iss. 3, 2010.

194. Григорян Д.С. Определение области сверхразрешения источников излучения по пространству в цифровых антеннах при собственных шумах и неидентичностях приемных трактов / Д.С.Григорян // Журн. Радиотехника, 2007. № 8. С.43–48.
195. Москалец Н.В. Анализ распределения частот в сотовых системах связи с позиции оценки ЭМС / Н.В. Москалец, К.А. Селиванов // Зб. матеріалів 13-го міжнародного молодіжного форуму [«Радіоелектроніка і молодь у ХХІ ст.»] / Харків : ХНУРЕ. 2009. 154 с.
196. Энциклопедия WiMAX. Путь к 4 G / Вишнеvский В.М., Ляхов А.И., Портной С.Л., Шахнович И.Л. Москва : Техносфера, 2009. 472 с.
197. Москалец Н.В., Василенко Ю.А. Анализ характеристик систем широкополосного беспроводного доступа 4G. *Науково-технічна конференція Академії внутрішніх військ МВС України «Застосування інформаційних технологій у підготовці та діяльності сил охорони правопорядку»*, м.Харків, 2012р. Харків, 2012. С.12–13.
198. Воскресенский Д.И. Устройства и антенны СВЧ / Д.И. Воскресенский, В.Л. Гостюхин, В.М. Максимов, Л.И. Пономарев. Москва : Радиотехника, 2006. 376 с.
199. Юдин В.В. Кольцевые антенные решетки : схемно-пространственная мультиплексия и направленное излучение / В.В. Юдин. Москва : Радио и связь, 2001.
200. Пространственно-временная обработка сигналов / Под ред. И.Я. Кремера. Москва : Радио и связь, 1984. 224 с.
201. Коростелев А.А. Пространственно-временная теория радиосистем: учебное пособие для вузов / А.А. Коростелев. Москва : Радио и связь, 1987. 320 с.
202. Марчук Л.А. Пространственно-временная обработка сигналов в линиях радиосвязи / Л.А. Марчук. Львов : ВАС, 1991. 136 с.

203. Флакман А.Г. Пространственное разделение пользователей в ММО-системах, использующих параллельную передачу данных / А.Г. Флакман // Изв. Вузов. Радиофизика. 2002. Т. 45. № 11. С. 986–997.
204. Хлапонин Ю.И. Формирование диаграммы направленности антенных систем технологии ММО сети LTE / Ю.И. Хлапонин // Восточно-Европейский журнал передовых технологий. Информационно-управляющие системы. 2015. Том 1. № 9(73). С. 23–26.
205. Москалец Н.В. Методы организации пространственно-временного доступа в системе мобильной связи. *Вісник Національного технічного університету "ХПІ"*. – 2016. – № 4(1176). С. 49–58.
206. Электромагнитная доступность источников радиоизлучений : учебное пособие / Под ред. В.В. Поповского. ВАС, 1987. 262 с.
207. Москалец Н.В., Поповский В.В. Анализ применимости алгоритмов адаптивной пространственно-временной обработки в системах мобильной связи. *Электронное научное специализированное издание «Проблемы телекоммуникаций»*. 2016. №2(19). С. 3–27. URL: [http://pt.journal.kh.ua/2016/2/1/162\\_popovsky\\_stsp.pdf](http://pt.journal.kh.ua/2016/2/1/162_popovsky_stsp.pdf).
208. Поповский В.В. Методы научных исследований в телекоммуникациях. Учебное пособие. 2 т. Харьков : ТОВ “СМИТ”, 2012. С.
209. Уидроу Б. Адаптивная обработка сигналов / Б. Уидроу, С. Стирнз. Москва : Радио и связь, 1989. 440 с.
210. Генефико Т.А. Сравнительный анализ цифровых алгоритмов адаптивной пространственной фильтрации / Т.А. Генефико, М.Ю. Лишак // Радиотехнические тетради, 2009. № 38. С. 33–37.
211. Марковская теория оценивания в радиотехнике /Под ред. М. С. Ярлыкова. Москва : «Радиотехника», 2004. 504 с.
212. Коляденко Ю.Ю. Анализ потерь эффективности адаптивных антенных решеток в условиях погрешности вектора весовых коэффициентов // Радиотехника. Всеукр. межвед. научн.-техн. сб. 2001. Вып. 123. С.163–167.

213. Коляденко Ю.Ю., Анализ эффективности алгоритмов адаптивных антенных решеток в линиях сотовой связи // Радиотехника, Всеукр. межвед. научн.-техн. сб. 2006. Вып.144. С.172–181.

214. Журавлев А.К., Лукошин А.П., Поддубный С.С. Обработка сигналов в адаптивных антенных решетках. – Л.: Изд-во Ленингр. ун-та, 1983. – 240 с.

215. Пистолькорс А.А., Литвинов О.С. Введение в теорию адаптивных антенн. - М.: Наука, 1991. 200 с.

216. Родимов А. П. Статистическая теория поляризационно-временной обработки сигналов и помех / А. П. Родимов, В. В. Поповский. Москва : Радио и связь, 1984. 272 с.

217. Moskalets M. Evaluating The Effectiveness Of Adaptive Antenna Array Weight Coefficients In Discretization. *International Journal "Technology audit and production reserves"*. 2017. №2/2(34). С.12–18.

218. Габидулин, Э.М. Об эффективности адаптивного компенсатора мешающих сигналов / Э.М.Габидулин, В.П.Лёвшин, Н.И.Пилипчук // Тр./ Радио-Технич. ин-т АН СССР. 1982. № 44. С. 236–249.

219. Уиттл П. Вероятность: Пер. с англ./ Под ред. В.В Сазонова. М.: Наука, 1982. 288 с.

220. Hudson J.E. The effect of signal and weight coefficient quantization in adaptive array processors // *Aspects of signal processing. Part 2/ Ed.: Tacconi G. – Dordrecht; Boston: Reddel, 1977. P.423–428.*

221. S. Ivandich. Quantisation error modelling of narrowband adaptive arrays using projected perturbation sequences. *Proceedings of ICASSP '94: IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing, Adelaide, South Australia, Australia, April 19-22, 1994. DOI: [10.1109/ICASSP.1994.389658](https://doi.org/10.1109/ICASSP.1994.389658)*

222. Nitzberg R. Effect of errors in adaptive weights // *IEEE Transactions. 1976. Vol. AES 12. №3. P.369–373.*

223. Nitzberg R. Computational precision requirements for optimal weights in adaptive processing // *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic*

Systems. Volume: AES-16, Issue: 4, July 1980. P: 418–425.  
DOI: [10.1109/TAES.1980.308969](https://doi.org/10.1109/TAES.1980.308969).

224. Ратынский, М.В. Выбор регуляризатора в задаче адаптивной пространственной фильтрации [Текст] / М. В.Ратынский // Успехи современной радиоэлектроники. 2016. № 7. С. 53–63.

225. Yu S.-J., Lee J.-H. Effect of random weight errors on the performance of partially adaptive array beamformers // Signal Processing. Elsevier BV, 1994. Vol. 37, № 3. P. 365–380. doi:[10.1016/0165-1684\(94\)90005-1](https://doi.org/10.1016/0165-1684(94)90005-1).

226. Moskalets N.V. Mathematical modeling of electromagnetic interactions in the large radioelectronic systems. *Science and Education Studies “Stanford University Press”*. 2015. № 2(16). P. 398–402.

227. Глушанков Е.И., Чистяков А.П. Методы помехозащиты информации в линиях многоканальной радиосвязи. Под ред.. Родимова А.П., Л.:ВАС,1988.С.142

228. Москалец Н.В. Анализ влияния ограничений при реализации методов пространственно-временного доступа. *Вісник національного технічного університету "ХПИ"*. 2016. №50 (122). С. 95–100.

229. Москалец Н.В. Оценка влияния суммы дестабилизирующих факторов при реализации методов пространственно-временного доступа. *21-й Международный молодежный форум «Радиоэлектроника и молодежь В XXI веке», конференция «Перспективы развития телекоммуникационных и информационно-измерительных технологий»*. Харків, ХНУРЕ, 25-27 квітня, 2017р. Харків, 2017. С. 55–56.

230. Москалец Н.В., Наорс И. Анад Анализ влияния интерференции на уровень принимаемого сигнала в системе WiMAX. *Радиотехника*. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2010. Вып. 163. С. 112–117.

231. Москалец Н.В., Лошаков В.А., Селиванов К.А. Методы решения задач ЭМС средствами антенной техники в тропосферной связи. *Первая Международная научно-техническая конференция «Проблемы*

*электромагнитной совместимости перспективных беспроводных сетей связи»* (ЭМС-2015), м. Харків, ХНУРЕ, 27 травня, 2015р. Харків, 2015. С.153.

232. Moskalets, N.V. Analysis of electromagnetic compatibility of wireless local area networks / N.V. Moskalets, Yu.Yu Kolyadenko // Scopus. Telecommunications and Radio Engineering. English translation of Radiotekhnika. 2007.

233. Вопросы электромагнитной совместимости и расчета антенн радиолоний. Под ред.. В.П. Серкова и Б.В. Сосунова. Спб.: ВАС, 1994. С.386.

235. Москалец Н.В. Адаптивный метод компенсации задержки на границах разделения беспроводной среды и транспорта. *Сборник трудов по материалам XIV Международной научно-практической конференции "Научные перспективы XXI века. Достижения и перспективы нового столетия"*. 2015, 14.08-15.08. Россия, г. Новосибирск. С. 43–48.

236. Moskalets N.V. Adaptive method of delay compensation on boundaries separating wireless environment and transport. *«American Journal of Science and Technologies»*. Princeton University Press. 2015. № 2(20). P. 642–653.

237. Москалец Н.В., Поповский В.В. Оптимальные методы компенсации задержек доступа. *Вторая Международная научно-техническая конференция «Проблемы электромагнитной совместимости перспективных беспроводных сетей связи»* (ЭМС 2016), м. Харків, 27 травня, ХНУРЕ. 2016 р. Харків, 2016. С. 95–98.

238. Москалец Н.В., Поповский В.В. Упорядоченный отбор с использованием генетического алгоритма приспособленности. *Збірник тез доповідей науково-практичної конференції «Актуальні питання розвитку, удосконалення та експлуатації озброєння та військової техніки в Національній гвардії України»*, м.Харків, 17 листопада, 2016 р. Харків, 2016. С. 54–55.

239. Москалец Н.В., Наорс И. Анад. Методология проведения экспериментальных исследований по тестированию производительности широкополосной беспроводной сети IEEE 802.16e. *Восточно-Европейский журнал передовых технологий*. 2011. № 4/3(52). С. 11–15.



240. Vasilenko Yuriy, Hussein Y., Moskalets M. Synthesis algorithm for determining the direction of the arrival signal from mobile station. *12-th International Conference. The experience of designing and application of cad systems in microelectronics (IEEE)*, Polyana Svalyava (Zakarpattia), Ukraine 19 - 23 February. 2013. Поляна Свалява, 2013. С. 369–372.

241. Yu S.-J., Lee J.-H. Effect of random weight errors on the performance of partially adaptive array beamformers // *Signal Processing*. Elsevier BV, 1994. Vol. 37, № 3. P. 365–380. doi:10.1016/0165-1684(94)90005-1

242. S. Bellofiore, C.A. Balanis, J. Foutz, and A.S. Spanias. «Smart-antenna systems for mobile communication networks. Part 1: Overview and antenna design», *IEEE Antennas Propagat. Mag.*, vol. 44, no. 3, pp. 145-154, June 2002. doi:10.1109/MAP.2002.1039395.

243. The Effect of Mutual Coupling on a High Altitude Platform Diversity System Using Compact Antenna Arrays Tommy Hult, Abbas Mohammed, *International Journal of Antennas and Propagation*. 2010; 2010 DOI [10.1155/2010/492915](https://doi.org/10.1155/2010/492915).

244. S. Bellofiore, C. A. Balanis, J. Foutz, and A. S. Spanias, «Smart-antenna systems for mobile communication networks. Part 2: Beamforming and network throughput», *IEEE Antennas Propagat. Mag.*, vol. 44, no. 4, pp. 106–114, Aug. 2002. doi:10.1109/MAP.2002.1043158.

245. Обшитиков А.И. Оценивание эффективности быстрокоммутируемых многолучевых кольцевых решеток подвижной радиосвязи на основе метода Монте-Карло / А.И. Обшитиков // *Радиотехника*, 2008. № 3. С. 96–101.

246. Василенко Ю.А. Метод обнаружения и оценки активированных абонентских станций в системе беспроводного широкополосного доступа WiMAX / Ю.А.Василенко // *Матеріали 67-ї науково-технічної конференції професорсько-викладацького складу, науковців, аспірантів та студентів (м. Одеса, 5-7 грудня 2012 р.)*. м.Одеса, 2012. С. 13–16.

247. Радзиевский, В.Г. Алгоритмы обнаружения и пеленгования совокупности частотно-неразделимых сигналов / В.Г. Радзиевский, В.А. Уфаев // Радиотехника. – 2005. № 9. С.71–77.

248. Moskalets M., Teplitzskaya S. Analysis of efficiency for space-time processing of signals from subscriber stations in implementation of space-time division multiple access. *2nd International Scientific-Practical Conference «Problems of Infocommunications. Science and Technology» (IEEE PIC S&T 2015)*. (IEEE). Kharkiv, NURE, October 13-15, 2015, T1. Харків, 2015. С. 234.

249. Москалец Н.В., Андриенко О.В. Метод определения числа сигналов абонентских станций. *Матеріали 67-ї науково-технічної конференції професорсько-викладацького складу, науковців, аспірантів та студентів*, м.Одеса, 2014 р., 3-5 грудня. Одеса, 2014. С. 58.

250. Vasilenko, Yu.A. Analysis of stochastic characteristics for carrier sense multiple access / Yu.A. Vasilenko, Ya.T. Hussein // Восточно-Европейский журнал передовых технологий. 2013. № 2/10(62). С. 46–48.

251. Василенко Ю.А. Анализ меры информации, приобретаемой при различной интенсивности потока обнаруживаемых событий / Ю. А. Василенко, Е.О. Поповская // Зб. наук. пр. Донецького інституту залізничного транспорту. Донецьк, 2013. Випуск 33. С. 96–99.

252. Гаркуша С. В. Модель планирования частотно-временного ресурса в нисходящем канале связи технологии LTE / С.В. Гаркуша, Ю.А. Василенко // Научно-технический вестник информационных технологий, механики и оптики. 2013. Выпуск 3(85). С.92–98.

253. Василенко Ю.А. Повышение производительности базовой станции системы мобильной связи на основе оптимального алгоритма переключений многолучевой антенны при реализации пространственно-временного доступа / Ю. А. Василенко // Проблемы инфокоммуникаций. Наука и технологии (PICS&T-2013): Сб. научных трудов первой международной научно-практической конференции. Харьков : ХНУРЭ, 2013. С. 195–198.

254. Василенко Ю.А. Результаты разработки модели распределения частотно-временного ресурса нисходящего канала связи технологии LTE / Ю.А.Василенко // Перспективные технологии в средствах передачи информации ПТСПИ'2013: X Междунар. науч.-техн. конф., 26 июня – 28 июня 2013 г.: Сб. материалов конференции. Т.1. Владимир. 2013. С. 76–81.

255. Обшитиков А.И. Оценивание эффективности быстрокоммутируемых многолучевых кольцевых решеток подвижной радиосвязи на основе метода Монте-Карло / А.И. Обшитиков // Радиотехника. 2008. №3. С. 96–101.

256. Zhao L.C. On the detection of number of signals in the presence of white noise /

Z.D. Bai, P.R. Krishnaiah, L.C. Zhao // J. Multivariate Anal. 1986. vol. 20 (1). pp. 1–25.

257. Rissanen, J., Modeling by the shortest data description // Automatica. 1978. 14. pp. 465–471.

258. Ермолаев В.Т. Статистические характеристики критериев АИС и MDL в задаче оценки числа источников многомерных сигналов в случае короткой выборки. / В.Т. Ермолаев, А.А. Мальцев, К.В. Родюшкин // Изв. вузов. Радиофизика. 2001. №12. С. 1062–1069.

259. Ермолаев В.Т. Функция распределения максимального собственного числа выборочной корреляционной матрицы собственного шума элементов антенной решетки. / В.Т. Ермолаев, К.В. Родюшкин // Изв. вузов. Радиофизика. 1999. №5. С. 494–500.

260. Родюшкин К.В. Анализ статистических свойств максимального шумового собственного числа выборочной корреляционной матрицы антенной решетки при наличии сигнала. // Изв. вузов. Радиофизика. 2001. № 1–2. С. 285–290.

261. Кузин С.С. Оценка числа источников помех в обращающем решетчатом фильтре. // Радиотехника. 1994. №1. С. 39–43.

262. Черемисин О.П. К вопросу об алгоритме оценивания числа источников помех. // Радиотехника и электроника. 1992. №7. С. 1236–1241.

263. Нечаев Ю.Б. Метод оценки количества сигналов в задачах радиопеленгации при небольшом времени наблюдения / С.А. Зотов, Ю.Б. Нечаев // Изв. вузов. Радиоэлектроника. 2008. № 6. С. 3–9.

264. Akaike H. A new look at the statistical model identification // IEEE Trans. Automat. Control. 1974. №19. pp. 716–723.

265. IEEE 802.16e-2005 and IEEE 802.16-2004/Cor1 –2005. IEEE standard for Local and metropolitan area networks. Part 16: Air Interface for Fixed Broadband Wireless Access Systems. Amendment 2: Physical and Medium Access Control Layers for Combined Fixed and Mobile Operation in Licensed Bands and Corrigendum 1(Amendment and Corrigendum to IEEE Std 802.16 – 2004). IEEE, 2006. 864 p.

266. Performance Analysis of the Random Access in IEEE 802.16 [Proceedings of the 16th Annual IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications - IEEE PIMRC'05] / A. Vinel, Y. Zhang, M. Lott, A. Turlikov; Berlin, Germany, 2005.

267. Технический обзор стандарта IEEE 802.16 / Гормонов Л.В., Савинков А.Ю., Фишин С.Л. и др. // Мобильные системы. Москва. 2005. № 11. С. 16–24.

268. Шахнович И. В. Широкополосная мобильность: IEEE 802.16e. Часть 1: MAC-уровень / Шахнович И. В. Электроника. НТВ, 2007. № 2. С. 18–27.

269. Авдеєнко К.Л., Гепко І.О., Корсак В.Ф. Ключові принципи спільного доступу до радіочастотного ресурсу на ліцензійній основі (LSA). Зв'язок, 2015. № 6, С. 49–52.

270. Андреев С.Д. Древовидный алгоритм разрешения конфликта, устойчивый к неполному погашению интерференции / С.Д. Андреев, Е.В. Пустовалов, А.М. Тюрликов // Автоматика и телемеханика, 2009. № 3. С. 78–96.

271. Capetanakis J.I. Tree algorithms for packet broadcast channels / Capetanakis J.I. – IEEE Transactions Inform. Theory, 25:4,1979. – 505–51p.

272. Yu. Y., Giannakis G.B. High-throughput random access using successive interference cancellation in a tree algorithm. / Yu. Y., Giannakis G.B. // IEEE Transactions Inform. Theory. – 2007.– V.53, № 12. P. 4628–4639.

273. Vasilenko Yu.A. Successive interference cancellation in tree algorithms of random multiple access [Электронный ресурс] / Yu.A. Vasilenko, B.S. Tur. // E-journal «Problemi telekomunikacij». – 2012. – №3 (8). – pp.79–85. – Режим доступа к журн.: [http://pt.journal.kh.ua/2012/3/1/123\\_vasilenko\\_access.pdf](http://pt.journal.kh.ua/2012/3/1/123_vasilenko_access.pdf)

274. Вишнеvский В.М., Семенова О.В. Системы поллинга: теория и применение в широкополосных беспроводных сетях. Москва : Техносфера, 2007. 320 с.

258. Ляхов А.И. Оценка взаимозависимости поведения станций в локальных беспроводных сетях с протоколом IEEE 802.11 [VIII международный семинар. Распределенные компьютерные и телекоммуникационные сети] / Ляхов А.И., Баранов А.В., Вннель А.В. Москва : Техносфера, 2005. С. 95–104.

276. Massey J.L., “Collision resolution algorithm and random access communications”, Multiuser Commun. Syst., CISM Course and Lecture Notes, 265, ed. G. Longo, 1981. 73–131p.

277. Agrawal A. Iterative power control for imperfect successive interference cancellation / [Agrawal A., Andrews J.G., Cioffi J.M., Meng T.], IEEE Transactions Wireless Commun., 2005. № 4. 878–884 p.

278. Василенко Ю.А. Анализ вероятностных характеристик при комбинированном многостанционном доступе / Ю.А. Василенко, Я.Т. Хусейн // Вісник НТУ ХП, 2013. № 11. С. 112–115.

279. Наорс И Анад. Совершенствование механизмов случайного множественного доступа в системах беспроводной связи / Наорс И. Анад, Я.Т. Хусейн // Вісник НТУ ХП, 2011. № 25. С. 108–115.

280. Москалец Н.В., Василенко Ю.А. Анализ вероятностных характеристик при комбинированном многостанционном доступе. *Материалы 23-й Международной конференции "СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии" (КрыМиКо'2013) (IEEE), Севастополь, 8-13 сентября, 2013 г., в 2 т. Севастополь: Вебер, 2013г., Т.1. Севастополь, 2013. С. 466–467.*

281. Tafazolli, R. (ed) (2006): Technologies for the Wireless Future, volume 2, Wireless World Research Forum, (WWRF), John Wiley & Sons, Chichester, England.
282. Burns P. SDR For 3G. – Boston, Artech House, 2003 – 279 p.
283. S. Haykin, Cognitiveradio: brain-empowereswirelesscommunications, IEEE JournalSelectedAreasinCommunication, vol. 23, no. 2, February 2005.
284. Стандарты ETSI TR 102 682 V1.1.1 (2009-07), ETSI TR 102 683 V1.1.1 (2009-09), ETSI TR 102 745 V1.1.1 (2009-10), ETSI TR 102 838 V1.1.1 (2009-10) .
285. Отчет МСЭ - R M.2242. Cognitive Radio Systems specific for IMT Systems.
286. Requirements related to technical performance for IMT-Advanced radio interface(s) (ITU-R M.2134). 2008. – 8 p.
287. Резолюция МСЭ-R 58. Исследования, касающиеся реализации и использования систем когнитивного радио.
288. Коляденко Ю.Ю. Метод оценки матрицы канала систем беспроводного радиодоступа WIMAX / Ю.Ю. Коляденко, А.В. Коляденко, А.Д. Муслим // Радиотехника. Всеукр. межвед. научн.-техн. сб., 2010. №163. С. 108–111.
289. Коляденко Ю.Ю. Математическая модель радиоканала для МІМО-систем [Електронний ресурс] / Ю.Ю. Коляденко, А.В. Коляденко// Проблеми телекомунікацій. – 2012. – No.2 (7). – С. 91–109. – Режим доступу до журн.: [http://pt.journal.kh.ua/2012/2/1/122\\_kolyadenko\\_mimo.pdf](http://pt.journal.kh.ua/2012/2/1/122_kolyadenko_mimo.pdf)
290. Коляденко А.В. Метод обеспечения электромагнитной совместимости при когнитивном распределении пространственно-временного ресурса в сетях мобильных связи / А. В. Коляденко // Радиотехника. Всеукр. межвед. научн.-техн. сб. – 2017. – №188. – С. 136–140.
291. Поповский В.В. Метод обнаружения сигналов первичных пользователей в когнитивных радиосетях / В.В. Поповский, А.В. Коляденко // Радіоелектроніка, інформатика, управління. 2017. №2. С. 7–15. DOI: 10.15588/1607-3274-2017-2-1.

292. Поповский В. В. Алгоритмы обнаружения сигналов при когнитивном распределении ресурсов в сетях мобильной связи / В. В. Поповский, А. В. Коляденко // Вестник связи. – Москва. 2017. №5. С. 48–53.

293. Поповский В.В. Сравнительный анализ эффективности алгоритмов обнаружения сигналов при когнитивном распределении ресурсов в сетях мобильной связи / В.В. Поповский, А.В. Коляденко // Вестник ЮУрГУ. Серия «Компьютерные технологии, управление, радиоэлектроника». 2017. Т. 17, № 2. С. 33–41. DOI: 10.14529/ctcr170203.

294. Поповский В.В. Метод обеспечения электромагнитной совместимости при когнитивном распределении частотного ресурса в мобильных системах связи / В.В. Поповский, А.В. Коляденко // Вісник Національного університету "Львівська політехніка" Серія "Радіоелектроніка та телекомунікації". 2017. №874. С. 25–30.

295. Development of the model for a backhaul network based on the Long Term Evolution technology / [L.Tokar, E. Belousova, A. Kolyadenko et al.] // Eastern European Journal of Enterprise Technologies. 2017. №2/9 (86). PP. 38–44.

296. Итерационные алгоритмы демодуляции сигналов с пространственно-временным кодированием для систем WIMAX / [Ю.Ю. Коляденко, А.Д. Муслим, А.В. Коляденко и др.] // VI-я Международная научно-практическая конференция «Наука и социальные проблемы общества: информатизация и информационные технологии», Харьков, 24-25 мая 2011. С. 373–374.

297. Муслим А.Д. Сравнительная эффективность методов пространственно-временного кодирования, применяемых в системах WIMAX / А.Д. Муслим, А.В. Коляденко // Материалы XV Международного молодежного форума «Радиоэлектроника и молодежь в XXI веке», Харьков, 18-20 апреля 2011. С. 58–59.

298. Муслим А.Д. Усовершенствование пространственно-временных кодов для систем WIMAX / А.Д. Муслим, А.В. Коляденко // Материалы XV Международного молодежного форума «Радиоэлектроника и молодежь в XXI веке», Харьков, 18-20 апреля 2011. С. 60–61.

299. Коляденко А.В. Анализ характеристик сети беспроводного доступа WiMAX при использовании пространственно-временного доступа до базового ретранслятора / А.В. Коляденко, Х.М. Иляс // Материалы XVI Международного молодежного форума «Радиоэлектроника и молодежь в XXI веке», Харьков, 17-19 апреля 2012. С. 62–63.

300. Коляденко А.В. Оптимизация распределения частотного ресурса в когнитивных радиосетях / А.В. Коляденко // Материалы XVII Международного молодежного форума «Радиоэлектроника и молодежь в XXI веке», Харьков, 22-24 апреля 2013. С. 103–104.

301. Коляденко Ю.Ю. Алгоритм распределения частотного ресурса в радиосетях с обеспечением качества связи / Ю.Ю. Коляденко, А.В. Коляденко // Первая Международная научно-практическая конференция «Проблемы инфокоммуникаций. Наука и технологии», Харьков, Украина, 9-11 октября 2013. С. 188–190.

302. Kolyadenko Y. Promising radio networks frequency resource allocation cognitive approach / Y. Kolyadenko, A. Kolyadenko // 5 d International Radio Electronic Forum (IREF'2014) PROCEEDINGS Volume II INTERNATIONAL SCIENTIFIC AND PRACTICAL CONFERENCE «PROBLEMS OF INFOCOMMUNICATIONS. SCIENCE AND TECHNOLOGY» (PICS&T -2014), Kharkov, Ukraine, October 14-17 2014. P. 132–134.

303. Коляденко А.В. Решение задачи кластеризации в когнитивных радиосетях / А.В. Коляденко // Материалы XVIII Международного молодежного форума «Радиоэлектроника и молодежь в XXI веке», Харьков, 14-16 апреля 2014. С. 59–60.

304. Коляденко А.В. Когнитивный подход при распределении частотного ресурса между абонентами в перспективных радиосетях / А.В. Коляденко // Материалы XIX Международного молодежного форума «Радиоэлектроника и молодежь в XXI веке», Харьков, 20-22 апреля 2015. С. 51–52.



305. Коляденко А.В. Повышение пропускной способности когнитивных радиосетей на основе MIMO технологии / А.В. Коляденко // Материалы XX Международного молодежного форума «Радиоэлектроника и молодежь в XXI веке», Харьков, 19-21 апреля 2016. С. 43–44.

306. Коляденко А.В. Кластеризация абонентских станций в сетях операторов мобильной связи при когнитивном распределении ресурсов / А.В. Коляденко // Материалы XXI Международного молодежного форума «Радиоэлектроника и молодежь в XXI веке», Харьков, 25-27 апреля 2017. С. 43–44.

307. Коляденко А.В. Алгоритм обеспечения электромагнитной совместимости и качества связи в сетях мобильной связи при когнитивном распределении частотного ресурса / А.В. Коляденко // Третья Международная научно-техническая конференция «Проблемы электромагнитной совместимости перспективных беспроводных сетей связи ЭМС-2017», Харьков, 23-24 мая 2017. С. 17–20.

308. Фу, К. Последовательные методы в распознавании образов и обучении машин / К. Фу. –М.: Наука, 1971. 256 с.

309. Обнаружение одиночного сигнала известной формы на основе модифицированного последовательного алгоритма Вальда / [С. Н. Ярмолик, А. А. Дятко, П. Н. Шумский, А. С. Храменков] // Труды БГТУ. 2013. №6. С. 119–122.

310. Стоянов Д. Д. Разработка и исследование алгоритмов обнаружения сигналов в когнитивных радиосетях: дисс. ... канд. техн. наук: 05.12.04 / Стоянов Дмитрий Драганович. – Ярославль, 2014. – 121 с.

311. Kabalnov Yu. S., Kuztesov I.V. Choice of an optimal configuration of the net-work managing computers// 12 th International Conference “Systems for automation of engineering and research”, Varna (Boulgaria), 1998. P. 73–77.

312. Разработка алгоритмов кластерного анализа концентрации абонентских устройств в системах мобильной связи / [К.Н. Зотов, И.В. Кузнецов, А.С. Салов, Д.С. Симбирцева, Л.В. Стрельникова]

//Электротехнические и информационные комплексы и системы. 2015. №1.  
С. 90–96.

313. Коляденко Ю.Ю. Оценка пространственного спектра сигналов с адаптивной пространственно-временной обработкой / Ю.Ю. Коляденко // Вісник Українського будинку економічних та науко-технічних знань. Вып. 2. 2003. С. 128–132.

314. Metzger В.Н. Spectrum management technique presented at the 38-th National ORSA Meeting/ Metzger В.Н. //Detroit, MI, Fall, 1970.

315. Кристофидес Н. Теория графов. Алгоритмический подход. – М.: Мир, 1978.

316. Ермаков А.И. Алгоритмы оптимизации выделяемой полосы частот для группы однотипных радиоэлектронных средств по условиям обеспечения их ЭМС/Ермаков А.И., Соловьев Н.В.// Радиотехника. Научно-техн. и теор. журнал. - М.: Радио и связь. 1983. №3.

**ДОДАТОК А**  
**ФУНКЦІОНАЛЬНА МОДЕЛЬ УПРАВЛІННЯ У МЕРЕЖАХ**  
**ПРИНГОВОГО ЗВ'ЯЗКУ**

**А.1 Методи управління потоком фрагментів в однорангових мережах**

Вихідний від джерела в мережу потік фрагментів визначається спільним розподілом випадкових величин  $z_k = t_k - t_{k-1}$ , де  $t_k$  – моменти надходження  $k$ -го фрагмента ( $k \geq 1, t_0 = 0, 0 \leq t_1 \leq t_2 \leq \dots$ ). Очевидно, послідовність фрагментів  $z_k$  утворює випадковий потік, де для кожного піру значення  $z_k$  незалежні в сукупності. Такий потік називають потоком з обмеженою післядією, і для його визначення достатньо задати набір функцій розподілу  $F_k(t) = P\{z_k \leq t\}, k \geq 1$ .

Окремим випадком такого випадкового потоку є пуассонівський потік, для якого  $F_k(t) = 1 - \exp\{-\lambda t\}$ , де  $\lambda$  – інтенсивність потоку, що залежить від загальної кількості фрагментів, які передаються в мережі.

В силу специфікації пірингову мережу можна вважати однорідною, а експонентний характер функції розподілу ймовірностей допускає використання для її досліджень методів теорії масового обслуговування. Для мереж цього типу характерна мультиплікативна форма стаціонарних ймовірностей, що дозволяє досить просто знаходити умови глобального і локального балансів, що становить основу для дослідження і проектування мережі.

Разом з тим, для моделі потоку фрагментів під час скачування відповідного файлу методи теорії масового обслуговування не підходять, оскільки в даному випадку має місце випадковий керований потік обслуговування, а не чисто випадковий. У поставленій задачі необхідно знайти оптимальний план (управління) надходження фрагментів від різних пірів, який диктував би кожному  $i$ -му фрагменту час надходження на обслуговування:

$$U = \varphi_{nl}(t_1, t_2, \dots, t_n).$$

У процесі обслуговування необхідно врахувати таку специфіку:

– випадковий час надходження  $i$ -го фрагменту на обслуговування  $t_i^0(\varphi_i)$ , що відрізняється від якогось планованого  $t_i^{nl}$ ;

– випадковий час обслуговування  $i$ -го фрагменту  $\theta_i(\varphi_i)$ .

У результаті різних випадкових чинників і керівних впливів можливі дві причини втрат часу, що призводять до відповідних затримок:

– втрати, пов'язані з тим, що  $i$ -й фрагмент надійшов раніше, ніж завершилося зчитування  $i$ -го фрагменту  $\delta_i^0(\varphi_i, U)$ ;

– втрати в ході затримки надходження  $i$ -го фрагмента, якщо зчитувач простоє  $\delta_i^H(\varphi_i, U)$ .

Сумарні втрати часу під час обслуговування  $n$ -фрагментів складають:

$$\Phi(U) = \sum_{i=1}^n (m\{\delta_i^0(\varphi_i, U)\} + cm\{\delta_i^H(\varphi_i, U)\}), \quad (\text{A.1})$$

де  $c$  – коефіцієнт, що враховує вартість втрат;

$m\{\bullet\}$  – знак математичного очікування.

Задача оптимального планування процесу зчитування файлу складається в мінімізації функціоналу  $\Phi(U)$ .

Розглянемо  $k$ -й крок процесу. Обслуговування  $k-1$  фрагменту завершується у випадковий момент  $t_{k-1}$ , функція розподілу ймовірностей якого

$$F_{k-1}(t) = P\{t_{k-1} < t\}.$$

Фрагмент  $k$  надходить у випадковий момент  $t_k^0$ , функція розподілу якого:

$$F_k^0(t) = P\{t_k^0 < t\}.$$

При цьому середнє:

$$\int_{-\infty}^{\infty} t dF_k^0(t) = t_k^{nl}.$$

Обслуговування  $k$ -го фрагмента починається у випадковий момент часу:

$$t_k^H = \max(t_{k-1}, t_k^0)$$

з функцією розподілу:

$$F_k^H(t) = P\{t_k^H < t\} = P\{t_{k-1} < t, t_k^0 < t\}.$$

Значення випадкових величин  $t_{k-1}$  і  $t_k^0$  породжуються різними процесами, пов'язаними відповідно з вибором  $k-1$  піру і процесом зчитування, що дозволяє вважати їх незалежними, тому:

$$F_k^H(t) = F_{k-1}(t)F_k^0(t). \quad (\text{A.2})$$

Час обслуговування  $k$ -го фрагменту  $\theta_k$  є випадковою величиною, що задана функцією розподілу

$$\Phi_k(t) = P\{\theta_k < t\},$$

причому  $\theta_k$  не залежить від часу каналу обслуговування.

Час кінця обслуговування  $k$ -го фрагмента  $t_k$  є композицією двох незалежних величин:

$$t_k = t_k^H + \theta_k.$$

З функцією розподілу, яка визначається інтегралом згортки:

$$F_k(t) = \int_{-\infty}^{\infty} F_k^H(t - \tau) d\Phi_k(\tau). \quad (\text{A.3})$$

Під час відомого розподілу  $F_{k-1}(t)$  можна визначити втрати часу для фрагмента  $\delta_k^0$  і для зчитувача  $\delta_k^H$  на  $k$ -му кроці управління:

$$\delta_k^0 = \begin{cases} 0, & \text{нпу } t_k^0 \geq t_{k-1}, \\ t_{k-1} - t_k^0, & \text{нпу } t_k^0 < t_{k-1}; \end{cases} \quad m\{\delta_k^0\} = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} (\tau - t) dF_{k-1}(\tau) dF_k^0(t);$$

$$\delta_k^H = \begin{cases} 0, & t_k^0 \leq t_{k-1}, \\ t_{k-1} - t_k, & t_k > t_{k-1}; \end{cases}$$

$$m\{\delta_k^H\} = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^e (t - \tau) dF_{k-1}(\tau) dF_k^0(t).$$

Сумарні втрати часу на  $k$ -му кроці залежать від вибору управління на  $k$ -му кроці від функції розподілу  $F_{k-1}(t)$ :

$$f_k(t_k F_{k-1}(t)) = m\{\delta_k^0\} + cm\{\delta_k^H\} =$$

$$\begin{aligned}
&= \int_{-\infty}^{\infty} \left[ \int_t^{\infty} (\tau - t) dF_{k-1}(\tau) + c \int_{-\infty}^t (t - \tau) dF_{k-1}(\tau) \right] dF_k^0(t) = \\
&= \int_{-\infty}^{\infty} \left[ m\{t_{k-1}\} - t + c \int_{-\infty}^t (t - \tau) dF_{k-1}(\tau) \right] dF_k^0(t).
\end{aligned}$$

Функція  $F_{k-1}(t)$  в силу монотонності інтегрована для безперервного і дискретного розподілів, отже:

$$\int_{-\infty}^t (\tau - t) dF_{k-1}(\tau) = \int_{-\infty}^t F_{k-1}(\tau) d\tau.$$

В результаті отримуємо:

$$f_k(t_k, F_{k-1}(t)) = m\{t_{k-1}\} - t_k + c \int_{-\infty}^t F_{k-1}(\tau) d\tau dF_k^0(t). \quad (\text{A.4})$$

Отримана функція втрат на  $k$ -му кроці (A.4) дозволяє застосувати метод динамічного програмування. Стан системи на  $k-1$  кроці характеризується функцією розподілу  $F_{k-1}(t)$ , тому рівняння Беллмана має вигляд:

$$S_{k-1}(F_{k-1}(t)) = \min[f_k(t_k, F_{k-1}(t)) + S_k(\varphi_k(t_k, F_{k-1}(t)))],$$

де  $F_k(t) = \varphi_k(t, F_{k-1}(t))$  – рівняння стану в рекурентній формі, яка задана виразами (A.2) і (A.3).

Функція (A.4) є функцією з монотонним включенням змінних

$$f_k(t_k, F_{k-1}(t)) = f_k(t_k, \varphi_{k-1}(t_{k-1}, \varphi_{k-2}(t_{k-2}, \dots, \varphi_1(t_1), \dots))). \quad (\text{A.5})$$

Задача мінімізації функціоналу (A.1) є задачею Майєра, схема якої викладена в [4].

Очевидно, стан на  $k-1$  кроці, який характеризується однією з можливих реалізацій функції  $F_{k-1}(t)$ , найбільш істотно залежить від найближчих кроків процесу. Таким чином, можна вважати, що  $F_{k-1}(t)$  визначається вибором управління  $t_i$  на  $N$  попередніх кроках

$$F_{k-1}(t) = F(t_{k-1}, t_{k-2}, \dots, t_{k-N}).$$

Якщо управління  $t_i$  апроксимується  $m$  дискретними значеннями управління, при цьому число різних комбінацій управління на  $N$  кроках:

$$M = m^N,$$

де стан  $F_{k-1}(t)$  може приймати  $M$  відповідних дискретних значень.

Конкретні значення  $N$  і  $M$  вибираються після кореляційного аналізу керованого процесу з урахуванням необхідної точності.

Функції  $F_k^0(t)$  і  $\Phi_k(t)$  визначаються за статистичними даними, корекція функцій дозволяє адаптувати систему з урахуванням досвіду попереднього планування. Для реалізації даного алгоритму має бути поданий (A.2), (A.3) і (A.4) в дискретній формі, замінити знаки інтегралів відповідними сумами.

## A.2 Аналіз динаміки пірингової мережі

Особливу популярність пірингові мережі знайшли під час подання послуги відео за запитом і живого потокового відео. Перевагою відео за запитом є більш висока якість відтворення, яку можна дивитися в будь-якому місці в будь-який час. Недоліком є необхідність наявності буфера великого розміру для зберігання всього файлу. Живе потокове відео – це відео реального часу, що в багатьох випадках є критично важливим. Розглянемо дію різних чинників, які впливають на динаміку відтворення P2P-TV [5].

Динамічні характеристики пірингової мережі визначаються швидкістю скачування контенту  $V_d$  (download) і швидкістю його завантаження  $V_u$  (upload). Для конкретного піру  $P_i$  ці характеристики визначаються

$$\begin{aligned} V_d &= d\lambda_d(t) / dt, \\ V_u &= d\lambda_u(t) / dt, \end{aligned} \tag{A.6}$$

де  $\lambda_d$ ,  $\lambda_u$  – відповідно інтенсивності потоків скачування і завантаження.

У співвідношеннях балансу між швидкостями завантаження і скачування рівність визначає швидкість завантаження відеосервера:

$$\int_0^{N(t)} v_u(t, v) dv + U = \int_0^{N(t)} v_a(t, v) dv, \quad (\text{A.7})$$

де  $U$  – швидкість завантаження відеосервера.

Кожен з  $i$ -пірів має свою стратегію поведінки. Зокрема можлива повністю егоїстична стратегія, за якої пір тільки викачує інформацію зі швидкістю  $V_{ui}$ , а іншим – не завантажує  $V_{ui} = 0$ . Ступінь егоїзму піру визначається відношенням швидкостей:

$$S(t) = V_u(t) / V_d(t).$$

Показник  $S(t)$  може змінюватися в межах від  $S_i = 0$  до досить великих чисел. При  $S_i \geq 1$  відповідний пір демонструє щедрі альтруїстичну стратегію. Очевидно, якість роботи пірингової мережі в цілому визначається значеннями даного показника, наведеного до поточної кількості активних пірів:

$$Q(t) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N S_i(t), \quad (\text{A.8})$$

де  $N$  – число активних пірів, змінна величина, від якої залежить якість  $Q(t)$ . За досить великої кількості пірів можна замінити суму на інтеграл, а  $N$  на  $N(t)$ . У цьому випадку (A.8) подається у вигляді

$$Q(t) = \frac{1}{N(t)} \int_0^{N(t)} S_i(t) t_1 v dv. \quad (\text{A.9})$$

Отримаємо явну залежність зміни якості  $Q(t)$  від параметрів. Для цього знайдемо похідну функції  $Q(t)$ . Диференціювання складної функції декількох змінних під знаком інтеграла є складним завданням, особливо для випадку коли межі інтегрування залежать від параметрів. Під час знаходження похідної припустимо, що функція  $N(t)$  – неперервна на інтервалі інтегрування і має безперервні похідні. З огляду на це, загальний вираз диференціала має вигляд:

$$\frac{d}{dy} \int_{\alpha(y)}^{\beta(y)} f(x, y) dx = \int_{\alpha(y)}^{\beta(y)} \frac{\partial f(x, y)}{\partial y} dx + \beta'(y) f(\beta(y), y) - \alpha'(y) f(\alpha(y), y). \quad (\text{A.10})$$

У результаті диференціювання (3) отримуємо



$$\frac{dQ(t)}{dt} = -\frac{N'(t)}{N(t)}Q(t) + \frac{1}{N(t)} \int_0^{N(t)} \frac{\partial S(t, \nu)}{\partial t} d\nu + \frac{N'(t)}{N(t)}S(t, N(t)). \quad (\text{A.11})$$

Рівняння (A.11) може бути спрощено з урахуванням особливостей пірингової мережі. Візьмемо до уваги той факт, що пір, який знову включається в мережу, ще не має ресурсу для скачування, тобто  $S(t, \nu) = S(t, N(t)) = 0$  при  $N(t) = 0$ .

В результаті похідна (A.11) набуде вигляду:

$$\frac{dQ(t)}{dt} = -\frac{N'(t)}{N(t)}Q(t) + \frac{1}{N(t)} \int_0^{N(t)} \frac{\partial S(t, \nu)}{\partial t} d\nu. \quad (\text{A.12})$$

У стаціонарному стані пірингової мережі швидкість потокової передачі  $V(t)$  постійна. Очевидно, це допущення зі збільшенням кількості пірів стає все більш справедливим за рахунок усереднення. Тому можна здійснити заміну:

$$\frac{dQ(t)}{dt} = -\frac{N'(t)}{N(t)}Q(t) + \frac{1}{N(t)} \cdot \frac{1}{V_d} \int_0^{N(t)} \frac{\partial V_u(t, \nu)}{\partial t} d\nu. \quad (\text{A.13})$$

де  $V_d \cong V_d(t)$  – припущення про сталість швидкості скачування.

В умовах балансу виконується рівність, що визначається реакцією мережі

$$\left( \int_0^{N(t)} \frac{\partial V_u(t, \nu)}{\partial t} d\nu \right) dt = -V_d N'(t) dt. \quad (\text{A.14})$$

Звідси

$$N'(t) = \frac{1}{V_d} \int_0^{N(t)} \frac{\partial V_u(t, \nu)}{\partial t} d\nu. \quad (\text{A.15})$$

Замінюючи  $N'(t)$  з (A.12), отримуємо

$$\frac{dQ(t)}{dt} = -\frac{N'(t)}{N(t)} \cdot Q + \frac{N'(t)}{N(t)}. \quad (\text{A.16})$$

Рівняння виконується за будь-яких  $t$ . Замінюючи  $Q(t)$  і  $N(t)$  на  $Q(t_0)$ ,  $N(t_0)$ , отримуємо

$$Q(t) = 1 - \frac{N(t_0)(1 - Q(t_0))}{N(t)}. \quad (\text{A.17})$$

Очевидно, зі збільшенням  $N(t)$  показник якості  $Q(t) \rightarrow 1$ .

З урахуванням  $V_d(t, v) = V_d$  можна спростити умову балансу (А.14):

$$\int_0^{N(t)} u(t, v) dv + U = N(t) \cdot V_d. \quad (\text{А.18})$$

З урахуванням (А.9) отримуємо

$$Q(t) = 1 - \frac{U}{V_d \cdot N(t)}. \quad (\text{А.19})$$

Причиною монотонного зростання показника  $Q(t)$  є постійно зростаюча кількість пропозицій на скачування (рис. А.1).

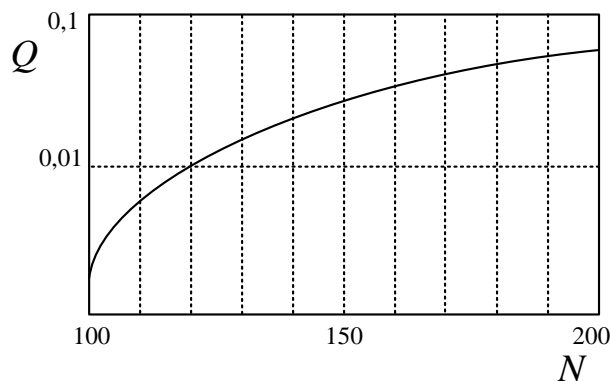


Рисунок А.1 – Якісна характеристика зростання швидкості завантаження в піринговій мережі зі збільшенням кількості активних пірів

Особливо важливо це для пірів, що знову включаються, у яких ще відсутні відеоматеріали, якими вони могли б би поділитися з іншими.

### **А.3 Фрагментація TV-контенту в P2P-мережах за допомогою процедури динамічного програмування**

Постановка задачі.

Процес скачування файлу є дискретно-безперервний процес  $X_t^N = (x_1, x_2, \dots, x_N)$ , де  $x_i$  –  $i$ -й обраний з  $m$ -класу запропонованих фрагментів.

Якість і час доставки, а також тривалість кожного з фрагментів випадкові й різні [3,4].

Для забезпечення рівного програвання необхідно впорядкувати послідовність фрагментів у буфері відповідно до того, як вони надходять споживачеві. Крім того, між фрагментами не має бути пауз і вони не можуть набігати на сусіда.

Очевидно, як математична модель оброблюваного файлу може бути використано рівняння авторегресії, коефіцієнти якої  $\varphi_i$ ,  $i = (0, m)$ , управляються марківським ланцюгом з  $m$  станами:

$$x_t = \varphi_0(h_t) + \sum_{i=1}^n \varphi_i(h_t)x_{t-i} + b(h_t)\xi_t, \quad (\text{A.20})$$

де  $\xi_t$  – вибірка з гауссового білого шуму,  $b(h_t)$  – рівень шуму,

$H_{iN} = h_1, h_2, \dots, h_N$  стани послідовності, що управляє параметрами зсуву і масштабу відповідних фрагментів.

$p(h_t / h_{t-1}) = q(h_{t-1}, h_t)$  – умовна ймовірність переходу зі стану  $h_{t-1}$  у стан  $h_t$ , елементи матриці переходів  $Q = \{q(h_{t-1}, h_t)\}$ .

Логічно поставити задачу знаходження оптимальних значень станів  $\hat{H}_{iN} = \hat{h}_1, \hat{h}_2, \dots, \hat{h}_N$ , що упорядковують послідовність фрагментів відповідно до вимог споживача. Як критерій оптимізації виберемо такий набір параметрів  $h_i$ , за якого на інтервалі  $t \in (1, N)$  забезпечуватиметься мінімум функціонала

$$Y(H_0^N) = d_0(h_0) + \sum_{t=1}^n [\alpha_t(h_t) + \alpha(h_{t-1}, h_t)], \quad (\text{A.21})$$

де  $d_0(h_0)$  – вихідне, ймовірне значення нульового відліку належності до даного класу вибірки  $h_0 = 1, 2, \dots, m$ ,

$$a_t(h_t) = \frac{1}{2b^2(h_t)} \left[ x_t - \varphi_0(h_t) - \sum_{i=1}^n \varphi_i(h_t)x_{ti} \right]^2 - b_i q(h_{t-1}, h_t), \quad (\text{A.22})$$

$$\alpha(h_{t-1}, h_t) = \ln \frac{q(h_t, h_t)}{q(h_{t-1}, h_t)} = \ln \frac{p(h_t / h_t)}{p(h_t / h_{t-1})}. \quad (\text{A.23})$$

Очевидно при  $h_{t-1} = h_t$  величина  $\alpha(h_{t-1}, h_t) = 0$ , в інших випадках має сенс штрафної функції, що залежить від різниці і розбіжності сусідніх відліків фрагментів.

Величина  $a_t(h_t)$  має сенс неузгодженості значень параметрів фрагмента на ділянці  $t - n \leq s \leq t$  з прогнозованими.

Розв'язання задачі.

Розв'язання даної оптимізаційної задачі проведемо методом динамічного програмування.

У припущенні гауссівського закону розподілу коефіцієнтів авторегресії умовна апріорна ймовірність появи комбінації  $H_1^N = (h_1, h_2, \dots, h_N)$ , визначається перехідними ймовірностями марківського ланцюга

$$\begin{aligned} f(\chi_1^N / \chi_{-n+1}^0, H_1^N) &= \prod_{t=1}^N f(x_t / x_{t-1}, h_t) = \\ &= \prod_{t=1}^N \frac{1}{b(h_t) \sqrt{2\pi}} \exp \left\{ -\frac{1}{2b^2(h_t)} \left[ x_t - \varphi_0(h_t) - \sum_{i=1}^n \varphi_i(h_t) x_{t-i} \right]^2 \right\}. \end{aligned} \quad (\text{A.24})$$

Логічно припустити гауссівський характер щільності ймовірності початкового значення  $d_0(h_0)$ , яке можемо подати у вигляді  $d_0(h_0) = -\ln p(h_0)$ , де  $p(h_0)$  – апріорні ймовірності можливих вихідних станів марківського ланцюга. В цьому випадку мінімум функціоналу  $Y(H_0^N)$  відповідає максимуму апостеріорної ймовірності комбінацій фрагментів для даної реалізації

$$\begin{aligned} \hat{H}_0^N &= \arg \min_{H_0^N} Y(H_0^N) = \arg \max_{H_0^N} \ln p(H_0^N / \chi_1^N) = \\ &= \arg \max_{H_0^N} [\ln p(h_0) + \ln p(H_1^N / h_0) = \ln f(\chi_1^N / \chi_{n+1}^0, H_1^N)]. \end{aligned} \quad (\text{A.25})$$

Тут  $p(H_1^N / h_0) = \prod_{t=1}^N q(h_{t-1}, h_t)$  – умовна апріорна ймовірність появи комбінації фрагментів  $X_i^N = (x_1, x_2, \dots, x_n)$ , складених із  $m$  запропонованих різними пірами варіантів.

**Побудова оптимальної фрагментації.** Визначимо послідовність функцій з урахуванням часового дискретного аргументу:

$$d_t(h_t) = \min_{H_0^{t-1}} \left\{ d_0(h_0) + \sum_{s=1}^{t-1} a_s(h_s) + \alpha(h_{s-1}, h_s) + a_t(h_t) + \alpha(h_{t-1}, h_t) \right\}, \quad (\text{A.26})$$

$$t = 1, 2, \dots, N$$

Дана величина  $d_t(h_t)$  показує, яке мінімальне значення критерію  $Y(H_0^N)$  може бути досягнуто на послідовності фрагментів до  $(t-1)$ -го включно, якщо зафіксувати стан  $h_t$  останнього фрагмента. Очевидно, що мінімальна величина останнього значення  $d_N(h_N)$ ,  $h_N = 1, 2$  збігається з мінімальним значенням критерію  $Y(H_0^N)$ :

$$\min d_N(h_N) = \min Y(H_0^N). \quad (\text{A.27})$$

Якщо останній фрагмент оптимальної послідовності  $H_0^N$ , то

$$\hat{h}_N = \arg \min d_N(h_N). \quad (\text{A.28})$$

Обчислимо послідовно вектори значень  $d_{t+1}(h_{t+1})$  для відповідних моментів часу  $t = 0, 1, \dots, N-1$ , починаючи з  $d_0(h_0)$  за правилом:

$$d_{t+1}(h_{t+1}) = \min_{h_t} [d_t(h_t) + a_t(u_t) + \alpha(h_t, h_{t+1})]. \quad (\text{A.29})$$

При цьому цілочисельні величини

$$K_{t+1}(h_{t+1}) = \arg \min \{d_t(h_t) + a_t(u_t) + \alpha(h_t, h_{t+1})\}, \quad (\text{A.30})$$

утворюють прямокутну матрицю  $K_i^N$ , в якій на  $N$  стовпцях розміщуються впорядковані за часом значення  $\hat{H}_0^N = (\hat{h}_0, \hat{h}_1, \dots, \hat{h}_N)$ . Кількість рядків відповідає значенням  $m$ , поданих для вибору на кожному кроці фрагментації.

Відповідні значення  $\hat{h}_t$  знаходяться з рекурсивної формули

$$\hat{h}_t = K_{t+1}(\hat{h}_{t+1})$$

з початковою умовою (A.28).

Таким чином, оцінка оптимальних значень  $\hat{h}_t$  приймається в зворотному порядку:  $t = N, N-1, \dots, 1, 0$  після обчислення в прямому порядку елементів – стовпців матриці  $K_i^N$ , які містять  $mN$  цілих чисел – медіафрагментів.

Про число вибору варіантів з теорії відомо, що задача оптимальної фрагментації надзвичайно громіздка і зі збільшенням кількості пропонувананих

варіантів вибору  $m$  проблематичним є вирішення в реальному часі. Цілком доступними виявляються розв'язання при  $m = 1; 2; 3$ . З теорії автовибору також відомо, що перехід від одноразового вибору до дворазового дозволяє зменшити ймовірність помилки  $P_{ош}$  з  $P_{ош} = 10^{-2}$  до  $P_{ош} = 10^{-4}$ . Подальше збільшення кратності привносить все менше зростання ефективності в прийнятті рішень. Тому вибір  $m = 2$  для задач фрагментації цілком прийнятний.

З урахуванням  $m = 2$  залишається уточнити у виразі функціоналу (А.21) значення функцій під знаком суми, куди входять лише два аргументи.

Висновки. 1. Дискретно-безперервна математична авторегресійна модель фрагментації файлів, зчитуваних споживачем у P2P-мережі потокового годинного відео, адекватно відображає процес завантаження.

2. Як процедура оптимізації розв'язування задачі фрагментації пропонується метод динамічного програмування, де як критерій використана адитивна штрафна функція, що мінімізує втрати на стиках фрагментів і здійснює вибір кращого із запропонованих фрагментів.

3. В силу громіздкості обчислювальних процедур пропонується обмежити чисельність вибору одного з двох, що одночасно дозволить економити ресурси мережі.

4. В роботі не вдалося скористатися теорією масового обслуговування, оскільки має місце керований потік фрагментів, а не чисто випадковий потік.

З використанням критерію мінімуму сумарної втрати часу на обслуговування  $N$ -фрагментів інформаційної послідовності отримано рішення, що призводить до процедури динамічного програмування.

5. Проведено аналіз показників якості пірингової мережі на основі використання показника відношення швидкостей викачування і завантаження наведених до поточних кількостей активних пірів, у результаті якого отримано аналітична залежність якості пірингової P2P мережі, що транслює живе потокове відео від складових компонент даної мережі. Отримано якісну

характеристику зростання швидкості завантаження в піринговій мережі зі збільшенням кількостей активних пірів.

6. Пірингові P2P інтернет мережі надають дуже популярну послугу з доставки TV-контенту в реальному часі; і з метою підвищення якості користування послуг користувачам рекомендується не залишати швидко мережу, цим самим надаючи можливість іншим пірам завантажувати необхідні фрагменти.

## ДОДАТОК Б

### ОТРИМАННЯ НЕВИЗНАЧЕНОСТІ ЗА РЕЗУЛЬТАТАМИ ПРАКТИЧНИХ І ТЕОРЕТИЧНИХ ДАНИХ. ДОСЛІДЖЕННЯ ПАРАМЕТРІВ НЕВИЗНАЧЕНОСТІ ПРЯМИХ ТА ПОЛЬОВИХ ВИМІРЮВАНЬ

Для розробки рекомендацій із застосування параметрів похибок та невизначеності до нормативних документів і методик практичного вимірювання параметрів у розділі 4 проведено всебічний аналіз похибок вимірювання та засобів вимірювання, що використовуються для їхнього виконання; проаналізовано класи точності засобів вимірювання; у розділі 5 обґрунтовано порядок опрацювання результатів вимірювання і розглянуто методики розрахунку невизначеностей вимірювання.

На підставі проведених досліджень відповідно до розглянутих у розділах 4 і 5 алгоритмів і методик практичного вимірювання і опрацювання результатів було проведено математичне моделювання розрахунків різних видів невизначеності основних видів вимірювання: прямих (на обладнанні на об'єктах розміщення РЕЗ) та польових (рухомими станціями радіоконтролю) за результатами теоретичних і практичних даних одноразових та багаторазових вимірювань параметрів РЕЗ БС GSM з використанням програмного пакета MATLAB 9 (вихідні файли програми наведено у Додатку).

#### **Б.1 Результати прямих багаторазових вимірів**

Для об'єкта РЕЗ БС GSM, розташованої у Харківській обл., Красноградський р-н, с. Хрестище, вишка поблизу траси Київ-Сімферополь на основі даних протоколів вимірювань аналізу підлягали параметри:

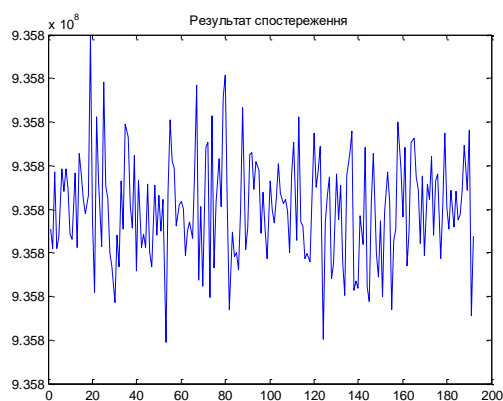
1. Частота випромінювання, Гц.
2. Відхилення частоти випромінювання, Гц.
3. Ширина смуги частот випромінювання, Гц.
4. Девіація частоти, кГц.



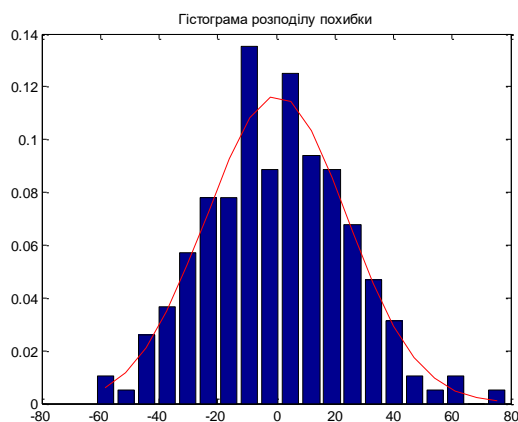
5. Напруженість електромагнітного поля, дБмкВ/м.

6. Оцінка рівня сигналу, дБВт.

Для даного об'єкта з урахуванням здійсненої процедури прямих багаторазових вимірів був проведений розрахунок похибки та невизначеності зазначених параметрів для 192 вимірів. Результати розрахунків, а саме результат спостереження (результат вимірювання), значення невизначеності, помилки і гістограма розподілу помилки наведені на рис.Б.1 – Б.6.



а)



б)

Рисунок Б.1 – Оцінка частоти випромінювання, Гц

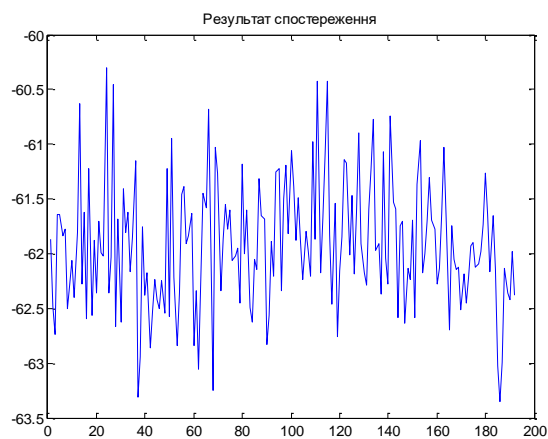
Висунута нами гіпотеза про нормальний закон розподілу не суперечить дослідним даним

Результат вимірювання  $A = 9.3580e+08$

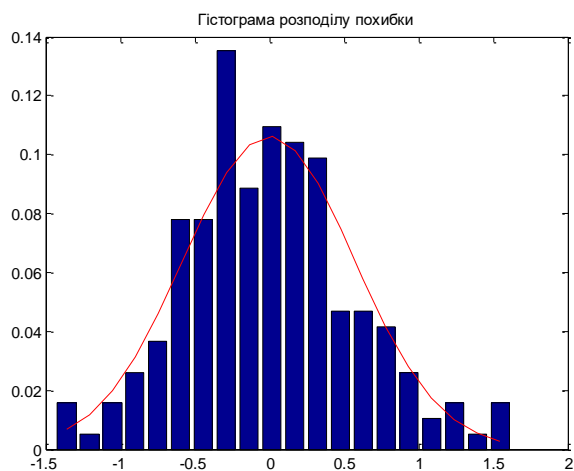
Невизначеність  $S = 1.7424$

Помилка  $\delta = 3.4150$

Довірча ймовірність  $P = 0.9500$



а)



б)

Рисунок Б.2 – Оцінка відхилення частоти випромінювання, Гц

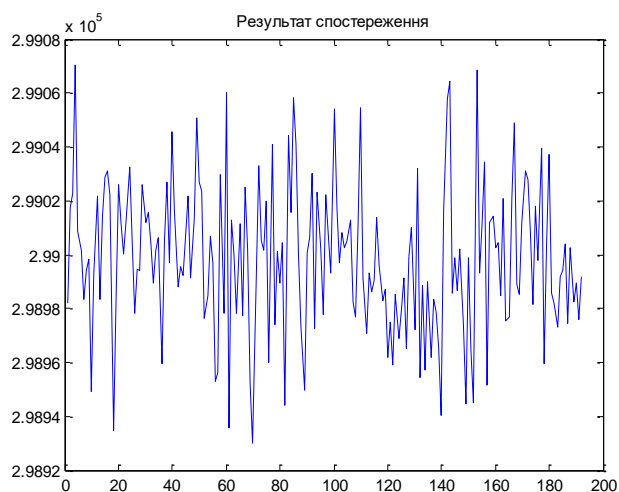
Висунута нами гіпотеза про нормальний закон розподілу не суперечить дослідним даним

Результат вимірювання  $A = -61.9200$

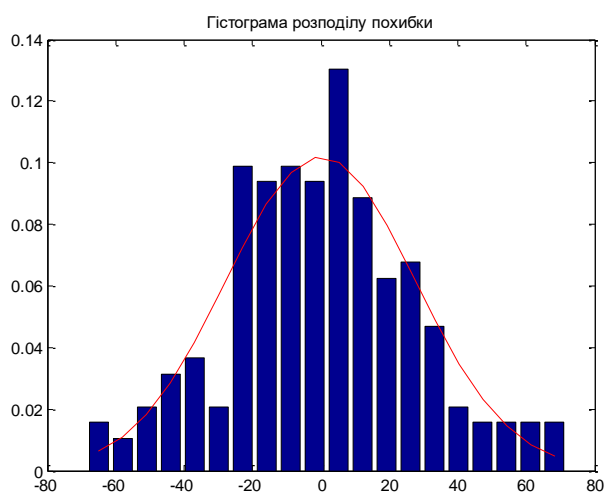
Невизначеність  $S = 0.0415$

Помилка  $\delta = 0.0814$

Довірча ймовірність  $P = 0.9500$



а)



б)

Рисунок Б.3 – Оцінка ширини смуги частот випромінювання, Гц

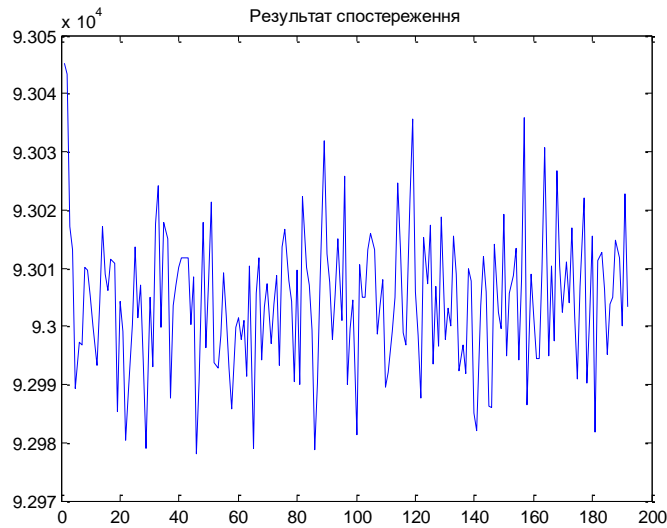
Висунута нами гіпотеза про нормальний закон розподілу не суперечить дослідним даним

Результат вимірювання  $A = 2.9900e+05$

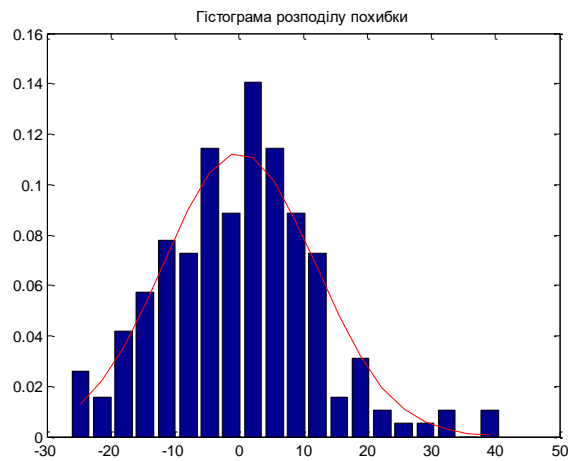
Невизначеність  $S = 1.9869$

Помилка  $\delta = 3.8944$

Довірча ймовірність  $P = 0.9500$



а)



б)

Рисунок Б.4 – Оцінка девіації частоти, кГц

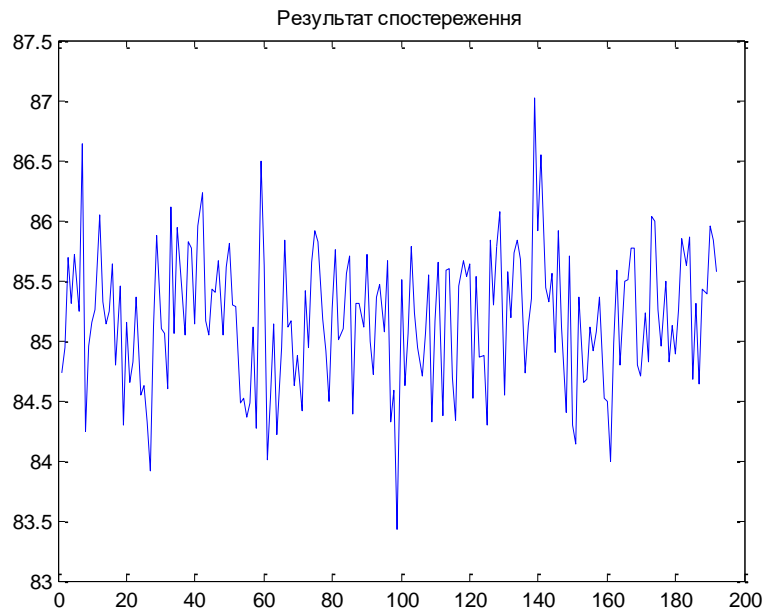
Висунута нами гіпотеза про нормальний закон розподілу не суперечить дослідним даним

Результат вимірювання  $A = 9.3004e+04$

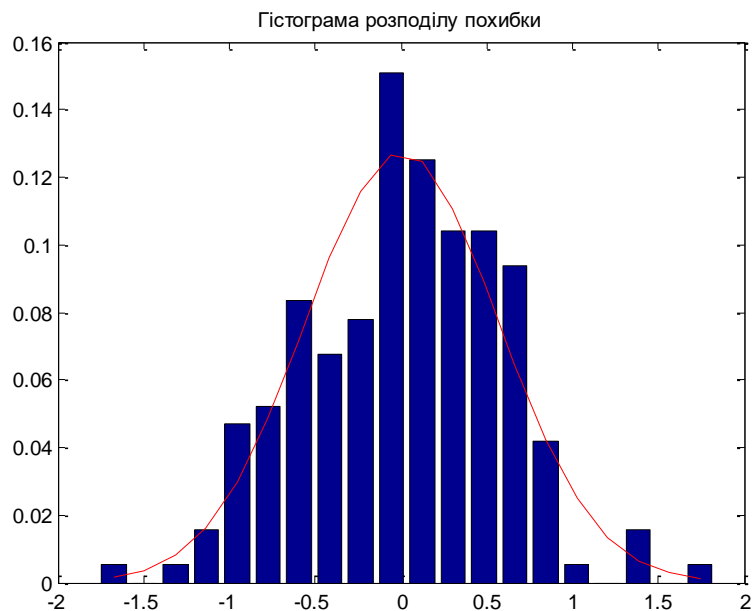
Невизначеність  $S = 0.8625$

Помилка  $\delta = 1.6906$

Довірча ймовірність  $P = 0.9500$



а)



б)

Рисунок Б.5 – Оцінка напруженості електромагнітного поля, дБмкВ/м

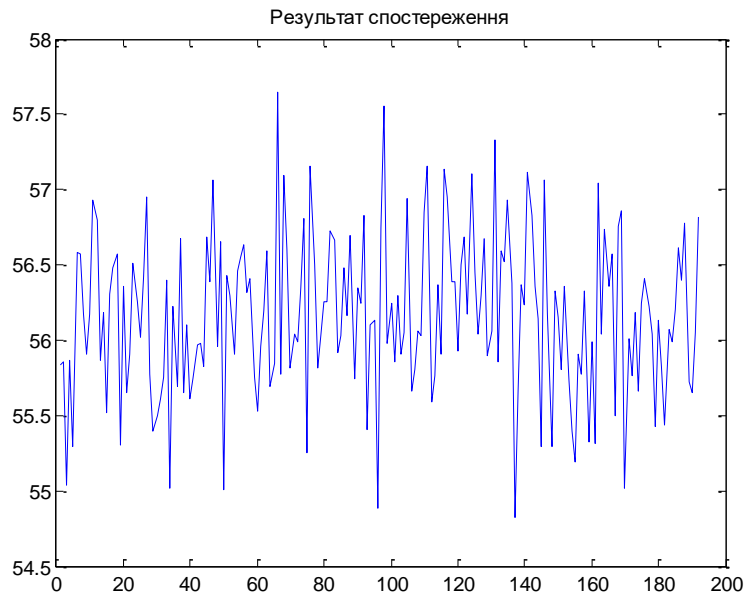
Висунута нами гіпотеза про нормальний закон розподілу не суперечить дослідним даним

Результат вимірювання  $A = 85.1909$

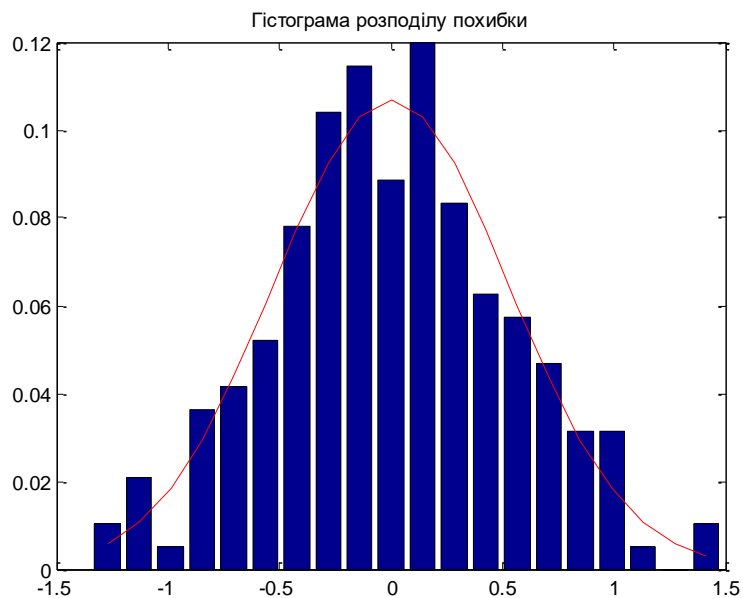
Невизначеність  $S = 0.0408$

Помилка  $\delta = 0.0800$

Довірча ймовірність  $P = 0.9500$



а)



б)

Рисунок Б.6 – Оцінка рівня сигналу, дБ

Висунута нами гіпотеза про нормальний закон розподілу не суперечить дослідним даним

Результат вимірювання  $A = 56.1605$

Невизначеність  $S = 0.0382$

Помилка  $\delta = 0.0749$

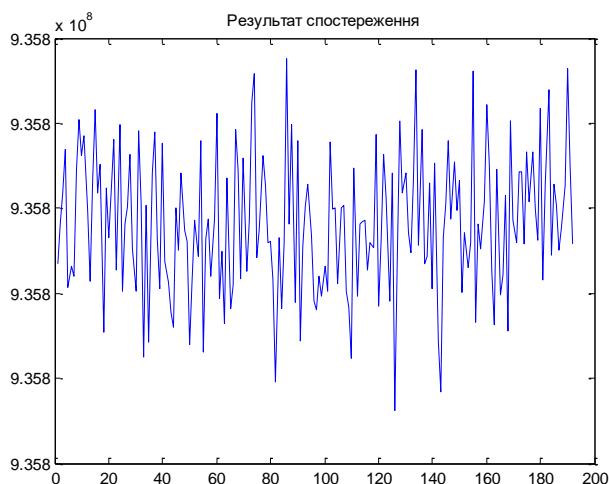
Довірча ймовірність  $P = 0.9500$

## Б.2 Результати польових багаторазових вимірів

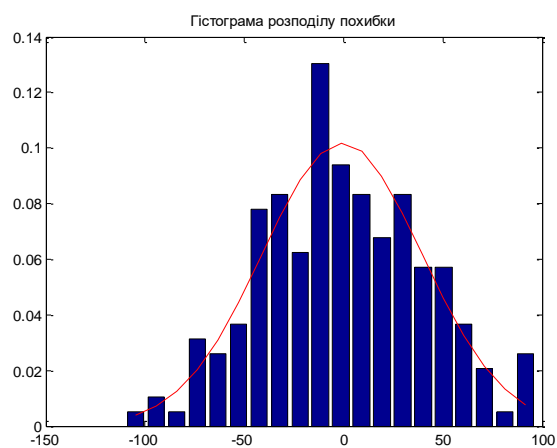
Для об'єкта РЕЗ БС GSM, розташованої у Харківській обл., Красноградський р-н, с. Хрестище, вишка поблизу траси Київ-Сімферополь на основі даних протоколів вимірювань аналізу підлягали параметри:

1. Частота випромінювання, Гц.
2. Відхилення частоти випромінювання, Гц.
3. Ширина смуги частот випромінювання, Гц.
4. Девіація частоти, кГц.
5. Напруженість електромагнітного поля, дБмкВ/м.
6. Оцінка рівня сигналу, дБВт.

Для даного об'єкта з урахуванням здійсненої процедури прямих багаторазових вимірів був проведений розрахунок похибки та невизначеності зазначених параметрів для 192 вимірів. Результати розрахунків, а саме результат спостереження (результат вимірювання), значення невизначеності, помилки і гістограма розподілу помилки наведені на рис. Б.7 – Б.12.



а)

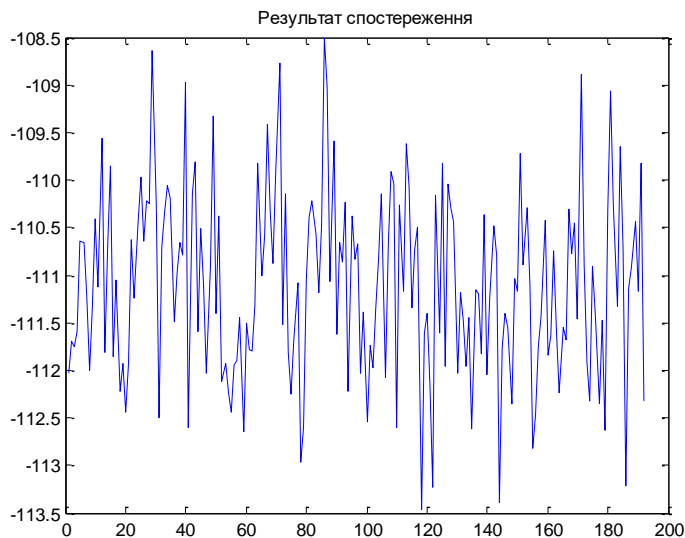


б)

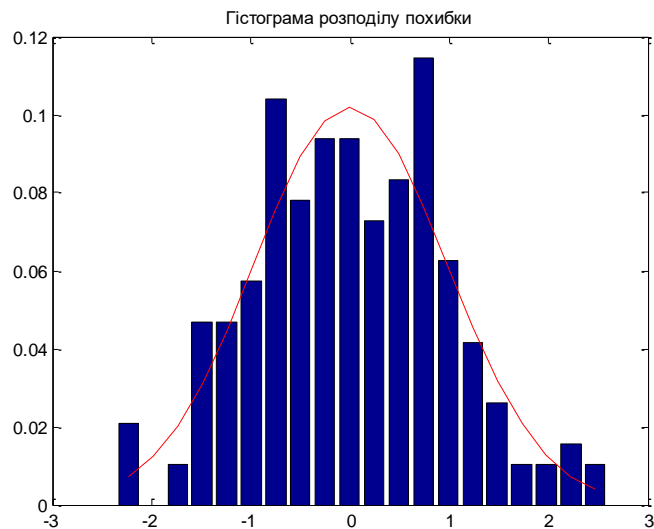
Рисунок Б.7 – Оцінка частоти випромінювання, Гц

Висунута нами гіпотеза про нормальний закон розподілу не суперечить дослідним даним

Результат вимірювання  $A = 9.3580e+08$   
Невизначеність  $S = 2.8126$   
Помилка  $\delta = 5.7117$   
Довірча ймовірність  $P = 0.9500$



а)



б)

Рисунок Б.8 – Оцінка відхилення частоти випромінювання, Гц

Висунута нами гіпотеза про нормальний закон розподілу не суперечить дослідним даним

Результат вимірювання  $A = -110.9894$   
Невизначеність  $S = 0.0795$   
Помилка  $\delta = 0.1559$   
Довірча ймовірність  $P = 0.9500$



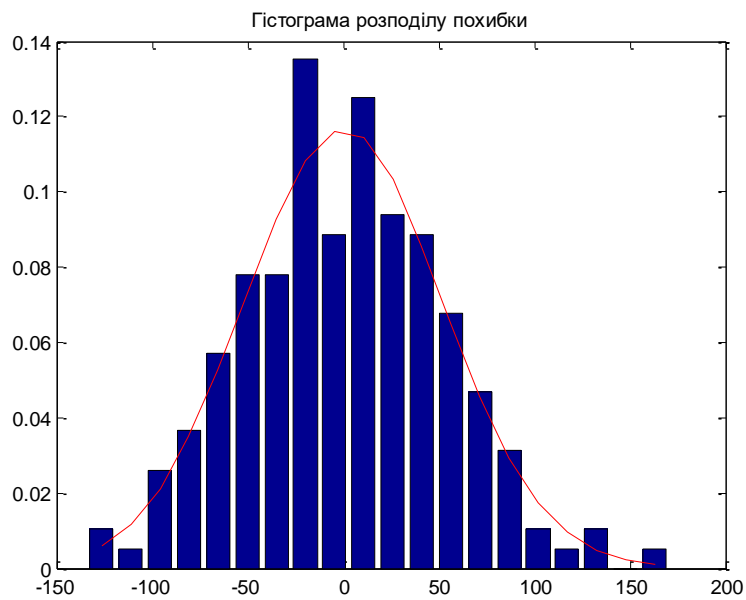
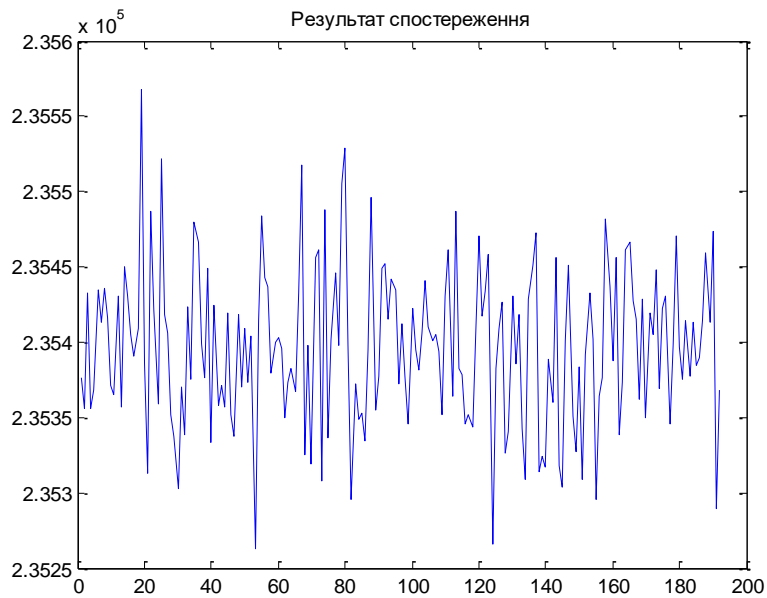


Рисунок Б.9 – Оцінка ширини смуги частот випромінювання, Гц

Висунута нами гіпотеза про нормальний закон розподілу не суперечить дослідним даним

Результат вимірювання  $A = 2.3539e+05$

Невизначеність  $S = 3.5157$

Помилка  $\delta = 6.8909$

Довірча ймовірність  $P = 0.9500$

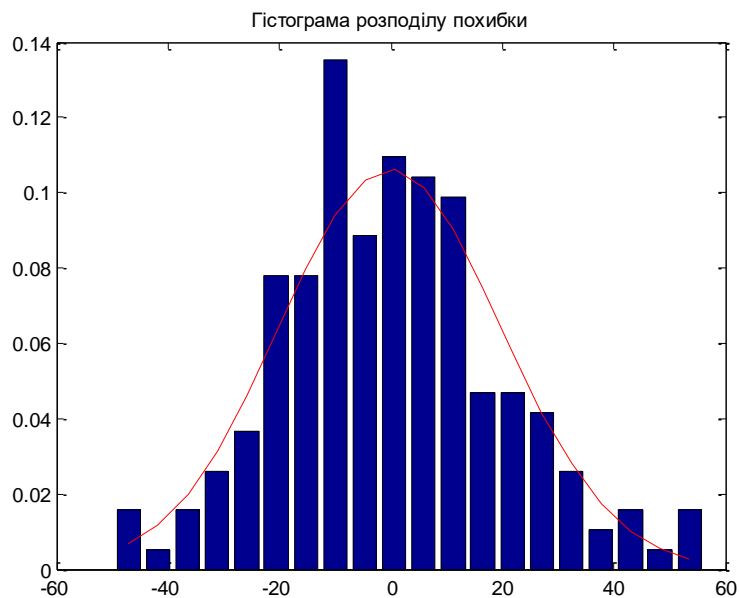
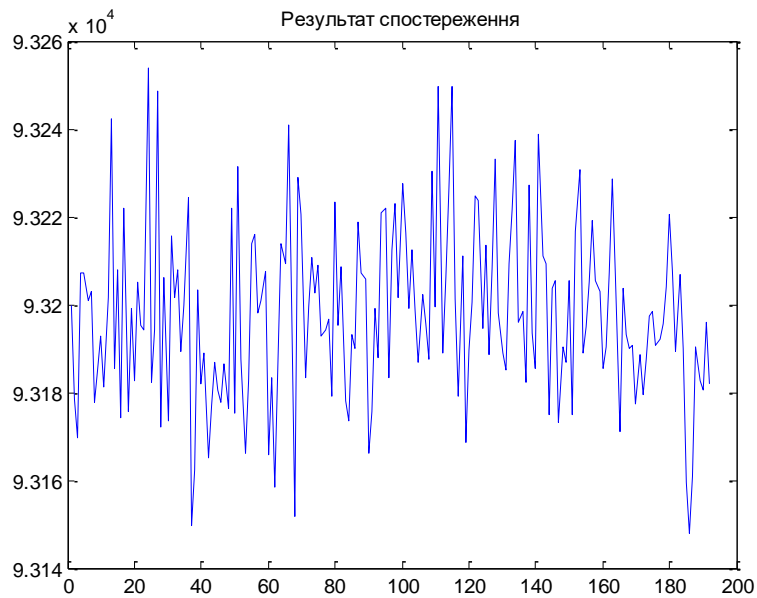


Рисунок Б.10 – Оцінка девіації частоти, кГц

Висунута нами гіпотеза про нормальний закон розподілу не суперечить дослідним даним

Результат вимірювання  $A = 9.3196e+04$

Невизначеність  $S = 1.3370$

Помилка  $\delta = 2.6205$

Довірча ймовірність  $P = 0.9500$

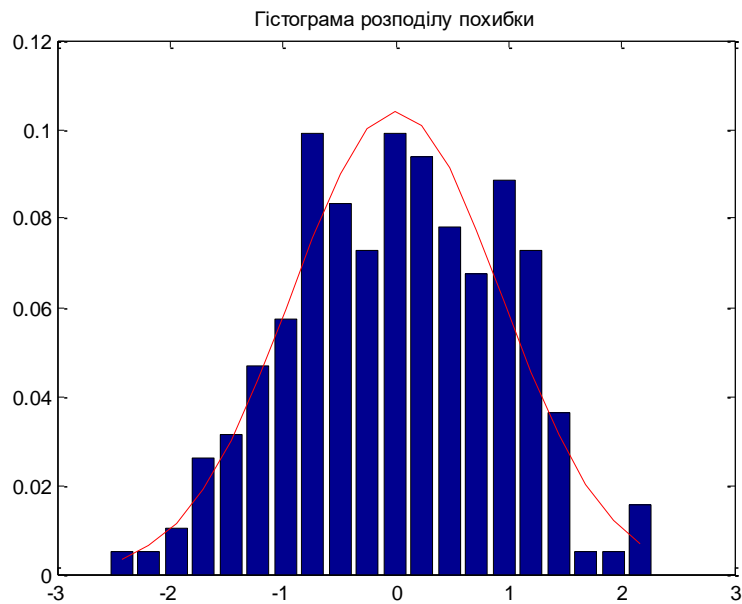
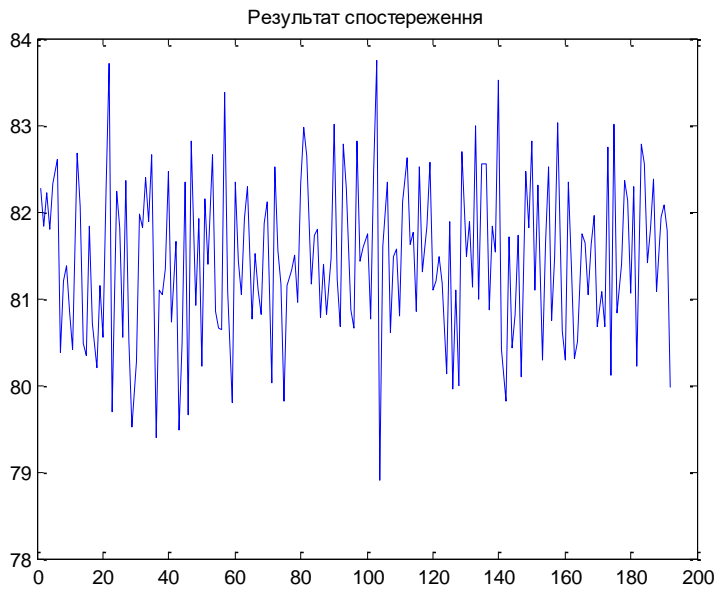


Рисунок Б.11 – Оцінка напруженості електромагнітного поля, дБмкВ/м

Висунута нами гіпотеза про нормальний закон розподілу не суперечить дослідним даним

Результат вимірювання  $A = 81.3081$

Невизначеність  $S = 0.0698$

Помилка  $\delta = 0.1368$

Довірча ймовірність  $P = 0.9500$

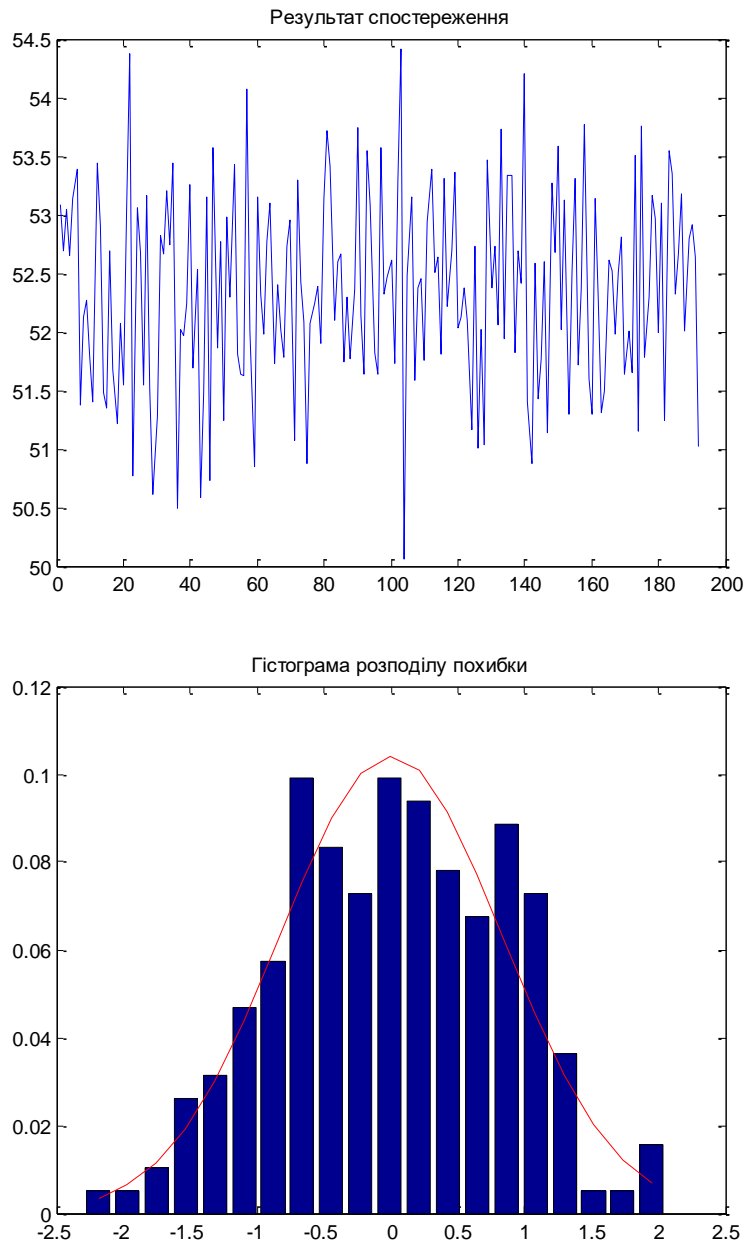


Рисунок Б.12 – Оцінка рівня сигналу, дБ

Висунута нами гіпотеза про нормальний закон розподілу не суперечить дослідним даним

Результат вимірювання  $A = 52.2104$

Невизначеність  $S = 0.0645$

Помилка  $\delta = 0.1265$

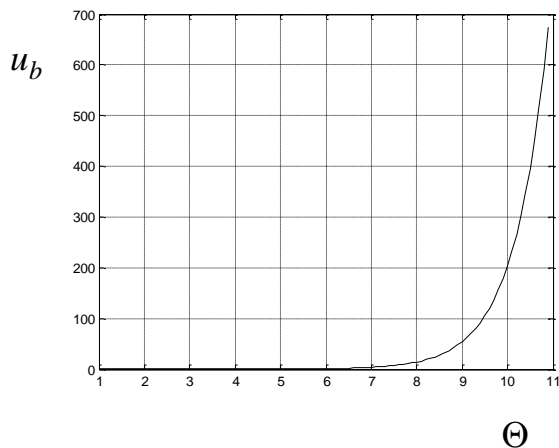
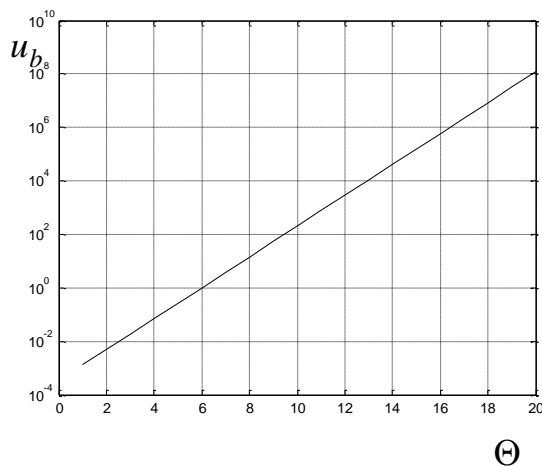
Довірча ймовірність  $P = 0.9500$

Результати отримано для довірчої ймовірності  $P = 0.9500$  і проведено перевірку висунутої нами гіпотези про нормальний закон розподілу результату спостережень розглянутих параметрів, що не суперечить дослідним даним

відповідно критерію опрацювань результатів вимірювань з багаторазовими спостереженнями.

### Б.3 Залежності стандартної невизначеності за типом В

Залежності стандартної невизначеності за типом В від межі невиключеної систематичної помилки для напруженості електромагнітного поля наведені на рис.Б.13 а) і б) в лінійному та логарифмічному масштабах відповідно.

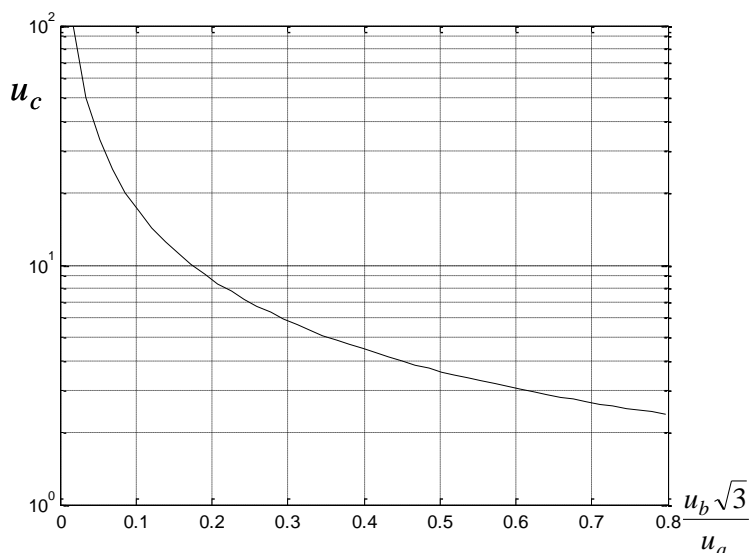


б)

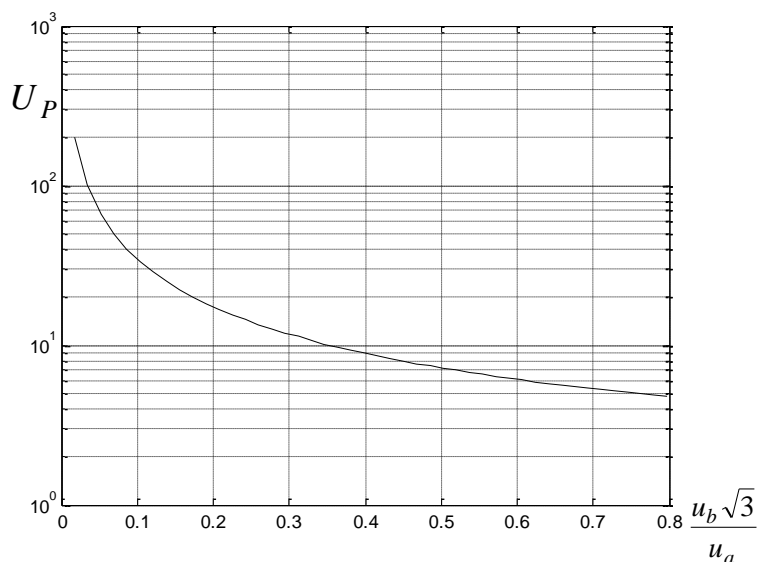
Рисунок Б.13 – Залежності стандартної невизначеності за типом В від межі невиключеної систематичної помилки для напруженості електромагнітного поля

Як можна бачити, з отриманих залежностей можна зробити висновок, що збільшення значення невиключеної систематичної помилки  $\Theta$  призводить до збільшення величини невизначеності за типом В, за лінійним законом.

На рис.Б.14 побудовані графіки визначення залежності сумарної невизначеності та розширеної невизначеності від співвідношення невизначеності типу А до невизначеності типу В

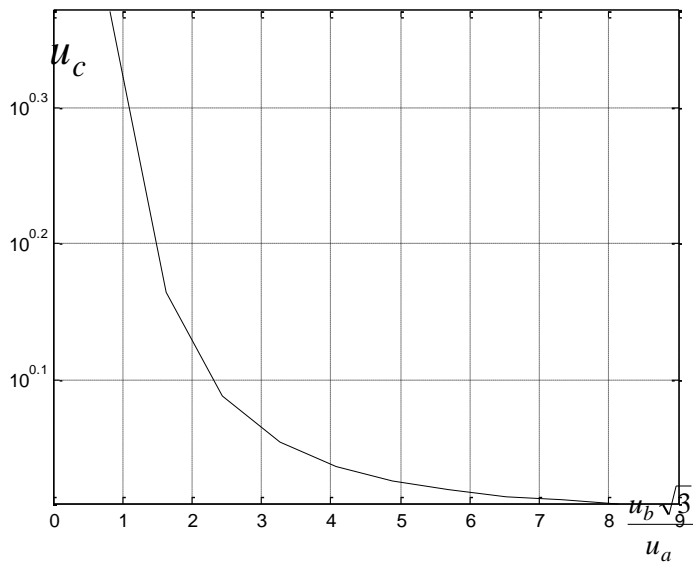


а)

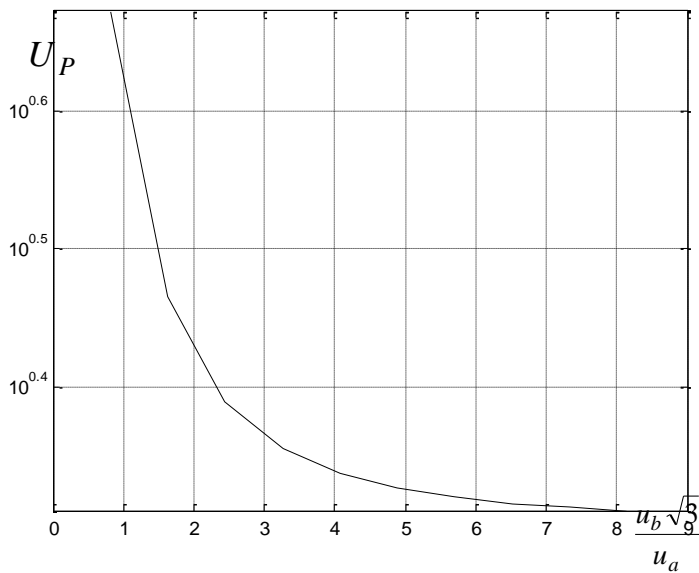


б)

Рисунок Б.14 – Для визначення залежності сумарної невизначеності та розширеної невизначеності від співвідношення невизначеності типу А до невизначеності типу В (Продовження)

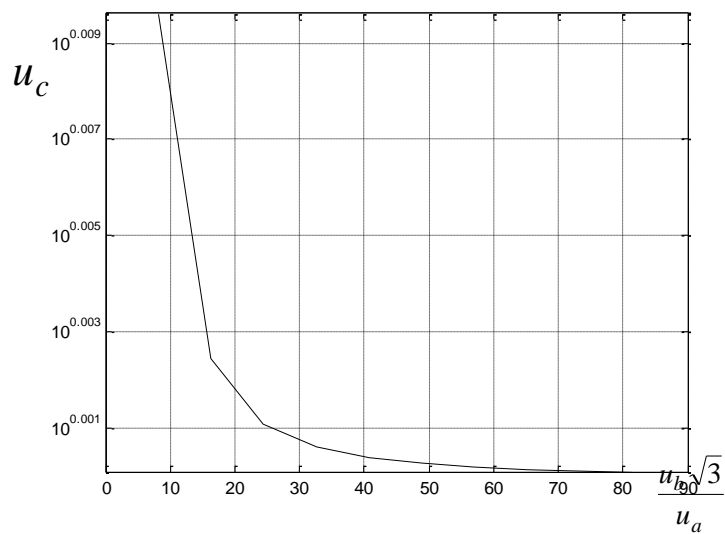


В)

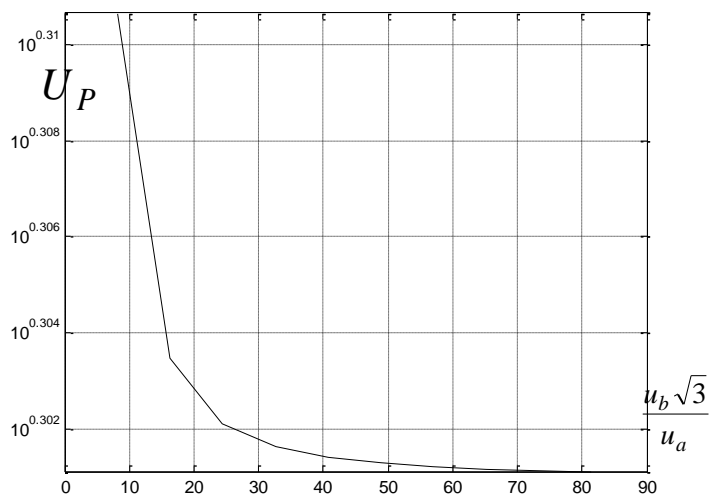


Г)

Рисунок Б.14 – Для визначення залежності сумарної невизначеності та розширеної невизначеності від співвідношення невизначеності типу А до невизначеності типу В (Продовження)



д)



е)

Рисунок Б.14 – Для визначення залежності сумарної невизначеності та розширеної невизначеності від співвідношення невизначеності типу А до невизначеності типу В (Продовження)

#### Б.4 Одноразові прямі і польові виміри

В Таблиці Б.1 і Б.2 наведено розрахункові дані стандартної сумарної та розширеної невизначеності одноразових прямих і польових вимірювань параметрів РЕЗ БС GSM-900 Харківська обл., Красноградський р-н, с.Хрестище, вишка поблизу траси Київ-Сімферополь.



Таблиця Б.1 – Результати прямих одноразових вимірювань РЕЗ

	РЕЗ БС GSM-900	Харківська обл., Красноградський р-н, с. Хрестине, вишка поблизу траси Київ-Сімферополь					
		Параметр					
1	Розрахункова величина	Частота випромінювання, Гц	Відхилення частоти випромінювання, Гц	Ширина смуги частот випромінювання, Гц	Денсія частоти, Гц	Напруженість електромагнітного поля, дБмкВ/м	Рівень сигналу, дБ
2	Стандартна невизначеність, що оцінюється за типом А Ua	24.1429	0.5753	27.5317	11.9515	0.5657	0.5295
3	Стандартна невизначеність, що оцінюється за типом В Uб	0.0025	0.0025	0.0025	0.0025	0.0025	0.0025
4	Результат виміру А	935799938 ± 2.6517	62 ± 0.0663	299000 ± 3.0233	93004 ± 1.3142	85.2000 ± 0.0653	56.1000 ± 0.0613
5	Сумарна невизначеність Uс	24.1429	0.5753	27.5317	11.9515	0.5657	0.5295
6	Розширена невизначеність Uр	48.2858	1.1506	55.0634	23.9030	1.1314	1.0590

Таблиця Б.2 – Результати польових одноразових вимірювань РЕЗ

№	РЕЗ БС GSM-900	Харківська обл., Красноградський р-н, с. Хрестинце, вишка поблизу траси Київ-Сімферополь					
		Частота випромінювання, Гц	Відхилення частоти випромінювання, Гц	Ширина смуги частот випромінювання, Гц	Девіація частоти, Гц	Напруженість електромагнітного поля, дБмкВ/м	Рівень сигналу, дБ
1	Розрахункова величина						
2	Стандартна невизначеність, що оцінюється за типом A Ua	38.9724	1.1022	48.7155	18.5261	0.9670	0.8940
3	Стандартна невизначеність, що оцінюється за типом B Ub	0.0025	0.0025	0.0025	0.0025	0.0025	0.0025
4	Результат виміру A	935799889 ± 4.2784	111 ± 0.1150	235391 ± 5.4207	93195 ± 1.9820	81.4000 ± 0.1078	52.3000 ± 0.1054
5	Сумарна невизначеність Uc	38.9724	1.1022	48.7155	18.5261	0.9670	0.8940
6	Розширена невизначеність UP	77.9448	2.2044	97.4310	37.0522	1.9340	1.7880

Підп. до друку 06.04.21. Формат 60x84 1/16. Умов. друк. арк. 31,3.  
Тираж 100 прим. Ціна договірна. Зам.06/04.

Віддруковано в типографії ФОП Андреев К.В.  
61157, Харків, вул. Богомольця, 9, кв. 50.  
Свідоцтво про державну реєстрацію  
№24800170000045020 від 30.05.2003 р.  
ep.zakaz@gmail.com  
тел. 063-993-62-73