

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
ХАРКІВСЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ УНІВЕРСИТЕТ РАДІОЕЛЕКТРОНІКИ

Кваліфікаційна наукова
праця на правах рукопису

АБДУРАХМАН АХМЕД ІССА АЛІ



УДК 621.382

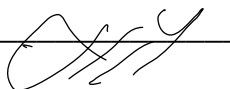
ДИСЕРТАЦІЯ

**ПІДВИЩЕННЯ ЯКОСТІ МОБІЛЬНОГО ЗВ'ЯЗКУ В СИСТЕМАХ НОВИХ
ПОКОЛІНЬ НА ОСНОВІ ВИКОРИСТАННЯ МЕТОДІВ АДАПТАЦІЇ**

Спеціальність: 05.12.02 – телекомунікаційні системи та мережі
05 «Технічні науки»

Подається на здобуття наукового ступеня кандидата технічних наук

Дисертація містить результати власних досліджень. Використання ідей,
результатів і текстів інших авторів мають посилання на відповідне джерело

 Абдурахман Ахмед Ісса Алі

Науковий керівник: Лошаков Валерій Андрійович, доктор технічних наук,
професор

Ідентичність всіх примірників дисертації засвідчую:

Вчений секретар спеціалізованої вченої ради  /О.Б. Ткачова/

Харків – 2017

АНОТАЦІЯ

Абдурахман Ахмед Ісса Алі. Підвищення якості мобільного зв'язку в системах нових поколінь на основі використання методів адаптації. – Кваліфікаційна наукова праця на правах рукопису.

Дисертація на здобуття наукового ступеня кандидата технічних наук (доктора філософії) за спеціальністю 05.12.02 «Телекомунікаційні системи та мережі» – Харківський національний університет радіоелектроніки, – Харків, 2017.

Дисертаційна робота присвячена вирішенню актуальної наукової задачі, яка полягає в розробці нових методів адаптивної модуляції та обробки сигналів в просторово-частотних та просторово-часових каналах систем мобільного зв'язку нових поколінь з MIMO та OFDM.

У роботі на основі дослідження завмирань у просторових каналах систем з MIMO та OFDM аналізуються можливості підвищення якості зв'язку за рахунок адаптивного вибору видів модуляції, конфігурації MIMO та методів просторово-часової та поляризаційної адаптивної обробки сигналів. Розроблено удосконалений метод підвищення пропускної здатності систем зв'язку з MIMO та OFDM до величини близької до межі Шеннона з використанням індикаторів якості просторово-частотних каналів. Метод полягає у формуванні власних незалежних просторових та частотних каналів з автономним динамічним адаптивним вибором більш високих кратності багатопозиційної модуляції та швидкості кодування у каналах з малим рівнем затухання і з меншими кратністю модуляції та швидкістю кодування у каналах з високим рівнем затухання сигналу.

Розроблено також новий метод оцінювання параметрів просторово-частотних каналів систем зв'язку з MIMO та OFDM, заснований на використанні калманівської фільтрації, який забезпечує оцінку не середніх значень параметрів

каналів, а проводить оцінку в реальному масштабі часу і дозволяє враховувати статистичний зв'язок між суміжними просторово-частотними каналами. Це дає можливість скоротити час та підвищити якість оцінювання, які необхідні для реалізації адаптивної модуляції.

Вперше запропоновано метод підвищення пропускної здатності та завадозахищеності мобільних систем зв'язку з OFDM, заснований на комплексному використанні додаткової часової еквалізації, багатофазної фільтрації та повороту сигнального сузір'я. При цьому виграв у відношенні SINR досягає 6 дБ.

Запропоновано удосконалений метод підвищення якості зв'язку за рахунок просторово-часової та поляризаційної обробки сигналів з автокомпенсацією активних завад, який засновано на використанні адаптивних антенних решіток з алгоритмом адаптації по пілотному сигналу. Моделювання підтвердило високу ефективність використання запропонованого алгоритму. Найкраще працює цей алгоритм при сильній заваді, коли її рівень близький до рівня корисного сигналу. Реалізація запропонованого методу адаптивної просторово-часової обробки сигналів полегшується з появою на ринку спеціально розроблених для базових станцій перспективних систем зв'язку активно-пасивних антенних систем. Пасивна частина замінює антенні системи попередніх поколінь і спрощує сумісність з інфраструктурою існуючих систем, а активна дозволяє вирішувати задачі адаптивної просторово-часової та поляризаційної обробки в системах наступних поколінь. При роботі алгоритму поляризаційної обробки з використанням сигналів ортогональної поляризації в умовах інтенсивних активних завад потенційне скорочення зони дії системи зв'язку не перевищує 10 відсотків.

Ключові слова: системи мобільного зв'язку з MIMO та OFDM, адаптивна модуляція, пропускна здатність, багатофазна фільтрація, OFDM/OQAM,

повернення сигнального сузір'я, адаптивна просторово-часова та поляризаційна обробка.

ABSTRACT

Abdourahamane Ahmed Issa Ali. Improving quality of mobile communication in new generation systems on the basis of adaptation methods. – Manuscript.

Dissertation for the degree of candidate technical sciences, specialty 05.12.02 – Telecommunication systems and networks. – Kharkiv National University of Radio Electronics, Kharkiv, 2017.

The thesis is devoted to solving an actual scientific problem, which consists in the development of new methods of adaptive modulation and signal processing in space - frequency and space - time channels of new generation mobile communication systems with MIMO and OFDM.

In work on the basis of the study of fading in the space channels of systems with MIMO and OFDM, the possibilities of improving the quality of communication due to adaptive choice of modulation types, MIMO configuration and methods of space-time and polarization adaptive signal processing are analyzed. An improved method is developed to increase the capacity of such systems to a value close to the Shannon limit using the quality indicators for spatial frequency channels. The method consists in the formation of independent space and frequency channels with an autonomous dynamic adaptive choice of higher modulation rate and coding rate in channels with a low attenuation level and with a lower modulation rate and coding rate in channels with a high attenuation level. A new method for estimating the parameters of the space-frequency channels of communication systems with MIMO and OFDM, based on the use of Kalman filtering, was also developed. It was also proposed the method for increasing capacity and noise immunity of mobile communication systems with OFDM, based on the integrated using additional time equalization, multiphase filtering, and

signal's constellation rotation. In this case, the gain in relation to SINR reaches 6 dB. An improved method for improving the quality of communication due to space - time and polarization signal processing with auto compensation of active interference is proposed, based on using adaptive antenna arrays with adaptation algorithm by pilot signal.

Keywords: mobile systems with MIMO and OFDM, adaptive modulation in MIMO channels with OFDM, multiphase filtering, OFDM/OQAM, constellation rotation, adaptive space - time and polarization processing.

Список публікацій здобувача:

1. Marchenko D. Space-time processing based on antenna array use in LTE / D. Marchenko, A. Abdourahamane, V. Loshakov // 5^d International Radio Electronic Forum (IREF 2014) October 14-17, 2014 Kharkov, Ukraine, - P.235-239.

2. Abdourahamane Ali. Features of equalization in LTE technology with MIMO and SC-FDMA/ A. Abdourahamane // Eastern European Journal Enterprise Technologies. – 2015. -Vol. 3/9 (75). - P.4 – 8.

3. Абдурахман Али. Особенности эквализации при использовании множественного доступа с разделением частот в технологии LTE / А. Абдурахман // Young Scientist.-2015. - Vol. 11 (91). – P.207-213.

4. Abdourahamane Ali. Using adaptive antenna array in LTE with MIMO for space-time processing / A. Abdourahamane // ScienceRise. – 2015. - Vol. 4/2 (9). - P. 63-69.

5. Abdourahamane Ali. Improve the performance of the using OFDM/OQAM / A. Abdourahamane, V. Loshakov // Радиотехника: Всеукр. межвед. научн.-техн. сб. - 2016. - Вып. 184. - С.135-141.

6. Marchenko D. Advantages of optical OFDM in communications systems / D. Marchenko , A. Abdourahamane // Eureka physics and engineering . -2016. - Vol. 2 (3). – P. 27-33.

7. Абдурахман Али. Использование фотонно - кристаллического волокна в телекоммуникационных системах / A. Abdourahamane // Technology Audit and Production Reserves. -2016. -Vol. 3/2(29). – P. 62-67.

8. Abdourahamane Ali. Features of equalization in the technology OFDM / A. Abdourahamane // 19th International Youth Forum in Kharkiv National University of Radio Electronics, Ukraine, Kharkiv. April 20-22. – 2015. – P.11-12.

9. Abdourahamane Ali. Features of equalization in LTE Technology with MIMO and SC-FDMA / A. Abdourahamane // 2^d International Scientific-Practical Conference Problems of Infocommunications Science and Technology Publisher // IEEE in Kharkiv National University of Radio Electronics, Ukraine, Kharkiv, October 13-15. - 2015. – P. 171-172.

10. Abdourahamane Ali. Increase the throughput in the using OFDM/OQAM / A. Abdourahamane // 20th International Youth Forum in Kharkiv National University of Radio Electronics, Ukraine, Kharkiv. April 19-21. – 2016. – P. 5-6.

11. Абдурахман А. Adaptive modulation in the own independent virtual channels MIMO system / A. Абдурахман, V. Loshakov // 21th International Youth Forum in Kharkiv National University of Radio Electronics, Ukraine, Kharkiv, April 25-27, 2017 – P.9-10.

12. Abdourahamane A. The advantage of using optical OFDM Instead RF OFDM in Telecommunications / A. Abdourahamane, D.Marchenko, V. Loshakov // 3^d international Scientific-Practical Conference Problems of Infocommunications Science and Technology (PIC&S&T 2016): IEEE in Kharkiv National University of Radio Electronics, Ukraine, Kharkiv, October 4-6. -2016. - P.231-232.

13. Abdourahmane A. Using photonic crystal fibers in telecommunication systems / A. Abdourahmane // 21th International Youth Forum in Kharkiv National University of Radio Electronics, Ukraine, Kharkiv, April 25-27.- 2017. – P.7-8.

14. Абдурахман А. Уменьшение взаимных помех в системах мобильной связи на основе использования адаптивных антенных решеток / А.Абдурахман, В. Лошаков // Проблемы электромагнитной совместимости перспективных беспроводных сетей связи (ЭМС-2017): Сб. н. тр. третьей международной н.-техн. конференции. Харьков 23-24 мая. - 2017. – С.61-66.

15. Мартинчук О.О. Методика поляризаційно-просторової обробки сигналів та завод з використанням ортогональних сигналів ортотональної поляризації в перспективних каналах зв'язку / О.О Мартинчук, О.М. Колесніков, Д. Марченко, А. Абдурахман // Проблемы электромагнитной совместимости перспективных беспроводных сетей связи (ЭМС-2017): Сб. н. тр. третьей международной н.-техн. конференции. Харьков 23-24 мая. -2017. – С.79-85.

16. Abdourahmane A. Modeling Adaptive Communication System with MIMO and OFDM / A. Abdourahmane, V.A Loshakov // 4th International Scientific-Practical Conference Problems of Infocommunications Science and Technology Publisher: IEEE in Kharkiv National University of Radio Electronics, Ukraine, Kharkiv, October 10-13.-2017. - P.581-592.

ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ ТА ПОЗНАЧЕНЬ.....	11
ВСТУП.....	13
РОЗДІЛ 1. АНАЛІЗ ШЛЯХІВ ПІДВИЩЕННЯ ЯКОСТІ	
МОБІЛЬНОГО ЗВ'ЯЗКУ В СИСТЕМАХ НОВИХ ПОКОЛІНЬ.....	19
1.1 Основні тенденції еволюції систем мобільного зв'язку.....	19
1.2. Особливості мережевої архітектури LTE.....	22
1.3 Порівняння радіоінтерфейсів сучасних систем безпроводового зв'язку.....	27
1.4 Вплив умов поширення сигналів на якість зв'язку.....	31
1.5 Методи зменшення впливу завмирань сигналів на трасі поширення.....	43
1.5.1 Багатопозиційна модуляція у поєднанні з каналним кодуванням.....	44
1.5.2 Використання ортогонального частотного мультиплексування.....	44
1.5.3 Особливості технологія SC-FDMA для лінії «вгору».....	48
1.6 Використання адаптивної модуляції в сучасних та перспективних системах мобільного зв'язку.....	49
1.7 Напрямки удосконалення систем мобільного зв'язку нових поколінь.....	50
Висновки по розділу 1.....	53
РОЗДІЛ 2. АНАЛІЗ МЕТОДІВ АДАПТАЦІЇ У СИСТЕМАХ	
МОБІЛЬНОГО ЗВ'ЯЗКУ НОВИХ ПОКОЛІНЬ.....	55
2.1. Принципи адаптації у часовій та частотній областях.....	55
2.2 Адаптивна модуляція у системах зв'язку з МІМО.....	56
2.2.1 Використання МІМО для підвищення пропускної здатності.....	56
2.2.2 Адаптивна модуляція в каналах МІМО.....	59

2.3 Адаптивна модуляція у власних незалежних каналах МІМО.....	63
2.4 Адаптивна модуляція в системах зв'язку з МІМО та OFDM.....	68
2.5 Модель адаптивної системи зв'язку з МІМО та OFDM.....	70
2.6 Використання калманівської фільтрації для відстеження змін у матриці каналу.....	75
2.7 Рекомендації що до практичної реалізації методів адаптивної модуляції у системах нових поколінь з МІМО та OFDM.....	78
Висновки по розділу 2.....	81
РОЗДІЛ 3. ПІДВИЩЕННЯ ПРОПУСКНОЇ ЗДАТНОСТІ МОБІЛЬНИХ СИСТЕМ ЗВ'ЯЗКУ З OFDM ЗА РАХУНОК ДОДАТКОВОЇ АДАПТИВНОЇ ЧАСОВОЇ ЕКВАЛІЗАЦІЇ, БАГАТОФАЗНОЇ ФІЛЬТРАЦІЇ ТА ПОВОРОТУ СИГНАЛЬНОГО СУЗІР'Я.....	
3.1 Головні причини зниження пропускної здатності систем мобільного зв'язку з класичним OFDM та шляхи їх усунення.....	83
3.2 Підвищення пропускної здатності лінії вниз за рахунок використання OFDM/OQAM сигналів.....	87
3.2.1 Особливості OFDM / OQAM сигналу.....	87
3.2.2 Модель OFDM / OQAM сигналу.....	87
3.2.3 Схеми формування та обробки OFDM/OQAM сигналів.....	90
3.3 Підвищення завадостійкості та пропускної здатності систем мобільного зв'язку з OFDM за рахунок повороту сигнального сузір'я.....	92
Висновки по розділу 3.....	98
РОЗДІЛ 4. АДАПТИВНА ПРОСТОРОВО-ЧАСОВА ТА ПОЛЯРИЗАЦІЙНА ОБРОБКА СИГНАЛІВ У ПЕРСПЕКТИВНИХ СИСТЕМАХ МОБІЛЬНОГО ЗВ'ЯЗКУ.....	
4.1 Постановка задачі.....	100
4.2 Особливості вирішення задачі придушення завад у ААР БС систем мобільного зв'язку.....	103

4.3 Алгоритм роботи ААР по критерію МСКП.....	106
4.4 Результати моделювання алгоритму роботи ААР.....	111
4.5 Використання адаптивної поляризаційної обробки сигналів у перспективних системах мобільного зв'язку.....	117
4.5.1. Обмеження та задачі поляризаційно-просторової обробки сигналів.....	117
4.5.2. Математична модель сигналів ортогональної поляризації.....	119
4.5.3 Основні складові методики поляризаційно-просторової обробки.....	122
4.5.4. Результати моделювання.....	123
Висновки по розділу 4.....	125
ВИСНОВКИ ПО РОБОТІ.....	128
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ	130
Додаток	139
Додаток	141
Акт впровадження у НДР.....	144
Акт впровадження у навчальний процес.....	145
Список публікацій здобувача за темою дисертації та відомості про апробацію результатів дисертації.....	146

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ

LTE - Long Term Evolution - технологія мобільного зв'язку, яка передбачає її еволюційний довгостроковий розвиток

WiMAX - Worldwide Interoperability for Microwave Access - технологія широкосмугового радіодоступу в мікрохвильовому діапазоні

CDMA - Code Division Multiple Access - Багатостанційний доступ з кодовим поділом каналів.

MIMO - Multi Input Multi Output - система з багатьма входами - багатьма виходами.

SISO - Single Input Single Output - система з одним входом - одним виходом

OSTBC - Orthogonal Space-Time Block Codes - ортогональні просторово - часові коди

OSTTC - Orthogonal Space Time Trellis Codes - ортогональні просторово - часові гратчасті коди

OSTPBC - Orthogonal Space Time-Polarization Block Codes- ортогональні просторово - часові поляризаційні блокові коди

OFDM - Orthogonal Frequency Division Multiplexing - мультиплексування з ортогональним частотним поділом сигналів

OFDMA - Orthogonal Frequency Division Multiple Access - ортогональний багатостанційний доступ з частотним поділом каналів.

IFFT- Inverse Fast Fourier Transform - швидке зворотне перетворення Фур'є

IDFT - Inverse Discrete Fourier Transform - зворотне дискретне перетворення Фур'є

CP - Cyclic-Prefix - циклічний префікс

PAPR - Peak-to-Average Power Ratio - відношення пікової потужності коливань до середньої

RI - Rank Indicator - індикатор рангу

CQI - Channel Quality Indicator - індикатор якості каналу

HARQ - Hybrid Automatic Repeat reQuest - процедура повторної передачі

FPC - Fractional Power Control - часткове управління потужністю

OI - Overload Indicator - індикатор перевантаження

BPSK - Binary Phase Shift Keying - двопозиційна фазова маніпуляція

QAM - Quadrature Amplitude Modulation - квадратурна амплітудна

модуляція.

BER - Bit Error Rate - ймовірність бітових помилок

SNR - Signal to Noise Ratio - відношення сигнал / шум

SINR - Signal to Intrfierence + Noise Ratio - відношення сигнал / завада+шум

ZF - Zero Forcing - метод обнуління

MMSE - Minimum Mean Square Error - оцінка по мінімуму

середньоквадратичної помилки (МСКП)

ML - Maximium Likelihood - метод максимально правдоподібної оцінки

FIR- Finite Impulse Response Filter - фільтр з кінцевою характеристикою

(КИХ-фільтр)

STPS– Space-Time Proceeding Signals - просторово-часова обробка сигналів

(ПВОС)

AAA - Adaptive Antenna Arai - адаптивна антенна решітка (AAP)

ВСТУП

Актуальність теми. Процес розвитку систем мобільного зв'язку нових поколінь підпорядкований кільком тенденціям, основними з яких є збільшення обсягу переданих даних на основі протоколу IP та наближення спектральної ефективності до межі Шеннона. Ці тенденції реалізуються спираючись як на активне залучення останніх фундаментальних досягнень мобільного зв'язку так і на існуючі добре освоєні операторами технології [1-4].

Зміни технологій мобільного зв'язку найбільше проявляється у змінах радіоінтерфейсів, де особливо чітко простежуються фундаментальні відмінності. Використання ортогонального частотного (OFDM) та просторового (MIMO) рознесення, які є найважливішими напрямками в розвитку технологій мобільного зв'язку нових поколінь, потенційно забезпечує наближення їх спектральної ефективності до межі Шеннона. Однак, подальший еволюційний розвиток систем стільникового зв'язку з множинними антенами та OFDM неможливий без максимально повного використання усіх наявних ресурсів часової, частотної, просторово-часової та поляризаційної обробки сигналів, а також завадостійкого кодування, щоб мінімізувати передану потужність і, в той же час, збільшити пропускну здатність системи зв'язку шляхом її адаптації до стану радіоканалу.

У теперішній час на ринку з'явилися активно-пасивні антенні модулі, які поєднують пасивну і активну фазовані антенні решітки. Пасивна частина замінює наявні у операторів антени 2G та 3G, а активна дозволяє вирішувати завдання адаптивної просторово-часової та поляризаційної обробки систем 4G, істотно поліпшуючи SINR. З використанням таких антенних систем можуть бути реалізовані адаптивні антенні решітки для базових станцій систем зв'язку нових поколінь. Орієнтуючись на такі антенні системи, необхідно розробити алгоритми адаптивної просторово-часової та поляризаційної обробки сигналів, що

забезпечують формування максимуму ДН у напрямку на корисний сигнал, визначення напрямку на заваду та її глибоку режекцію.

Таким чином, актуальною є наукова задача, яка полягає в підвищенні якості мобільного зв'язку на основі розробки нових методів адаптивної модуляції та обробки сигналів в просторово - частотних і просторово-часових каналах систем мобільного зв'язку нових поколінь з MIMO та OFDM.

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

Дисертаційні дослідження пов'язані з реалізацією положень "Концепції національної інформаційної політики" та "Основних засад розвитку інформаційного суспільства в Україні". Матеріали дисертації використані в науково-дослідній роботі № 261-1 "Методи підвищення продуктивності бездротових мереж наступного покоління", яка виконувалась у Харківському національному університеті радіоелектроніки і де дисертант був виконавцем.

Мета дисертаційної роботи.

Метою дослідження є підвищення якості мобільного зв'язку в системах нових поколінь з MIMO і OFDM на основі використання адаптивних методів модуляції, просторово-часової та поляризаційної обробки сигналів.

Для досягнення цієї мети в роботі розв'язані такі окремі задачі:

- дослідження впливу завмирань у просторових каналах на характеристики якості мобільного зв'язку із застосуванням імітаційного моделювання та аналіз можливостей підвищення якості зв'язку за рахунок раціонального вибору видів модуляції, конфігурації MIMO та методів просторово-часової та поляризаційної адаптивної обробки сигналів ;

- аналіз впливу виду багатопозиційної модуляції на характеристики якості зв'язку систем з MIMO в умовах реальних істотних змін параметрів окремих просторових каналів при різній конфігураціях MIMO;

- розробка методу підвищення пропускну здатності систем зв'язку з MIMO та OFDM близької до межі Шеннона;

- розробка керуючої моделі адаптивної модуляції в каналах MIMO з OFDM для оцінки змін параметрів окремих просторових та часових каналів ;

- пошук шляхів підвищення пропускної здатності мобільних систем зв'язку з OFDM за рахунок додаткової часової еквалізації, багатофазної фільтрації та повороту сигнального сузір'я;

- розробка методів просторово-часової та поляризаційної обробки сигналів з автокомпенсацією завад, заснованого на використанні адаптивних антенних решіток.

Об'єкт дослідження. Процеси функціонування систем мобільного зв'язку нових поколінь з MIMO та OFDM.

Предмет дослідження. Моделі та методи підвищення якості зв'язку в системах з MIMO та OFDM засновані на використанні адаптивних методів модуляції, багатофазної фільтрації, повороту сигнального сузір'я, просторово-часової та поляризаційної обробки сигналів.

Методи досліджень. В ході розробки та вдосконалення математичних моделей елементів систем мобільного зв'язку нових поколінь з MIMO та OFDM використано положення радіофізики, теорії електрозв'язку, системного аналізу, математичної статистики, теорії ймовірностей, теорії оцінювання та управління. При розробці методів адаптивної просторово-часової та поляризаційної обробки сигналів з автокомпенсацією завад використано елементи теорії оптимізації, просторово-часової та поляризаційної обробки сигналів. Для оцінки ефективності отриманих рішень використано пакет MatLab та методи лабораторного експерименту.

Наукові положення, розроблені особисто дисертантом, та їх новизна.

1. Удосконалено метод підвищення пропускної здатності близької до межі Шеннона систем зв'язку з MIMO та OFDM , з використанням індикаторів якості просторово-частотних каналів, який полягає у формуванні власних незалежних просторових та частотних каналів з автономним динамічним адаптивним

вибором більш високої кратності багатопозиційної модуляції та швидкості кодування у каналах з малим рівнем затування і з меншими кратністю модуляції та швидкістю кодування у каналах з високим рівнем затування сигналу;

2. Запропоновано новий метод оцінювання параметрів просторово-частотних каналів систем зв'язку з MIMO та OFDM, заснований на використанні калманівської фільтрації і забезпечує оцінку в реальному масштабі часу та дозволяє враховувати статистичний зв'язок між суміжними просторово-частотними каналами. Це дає можливість скоротити час та підвищити якість оцінювання, які необхідні для реалізації адаптивної модуляції;

3. Вперше запропоновано метод підвищення пропускної здатності та завадозахищеності мобільних систем зв'язку з OFDM, заснований на комплексному використанні додаткової адаптивної часової еквалізації, багатofазної фільтрації та повороті сигнального сузір'я;

4. Удосконалено метод просторово-часової та поляризаційної обробки сигналів з автокомпенсацією завад, заснований на використанні адаптивних антенних решіток з алгоритмом адаптації по пілотному сигналу.

Обґрунтованість і достовірність наукових положень, висновків і рекомендацій, які захищаються. Обґрунтованість та достовірність отриманих у дисертаційній роботі нових наукових результатів забезпечувалась коректним використанням можливостей добре апробованих математичних підходів, заснованих на основних положеннях радіофізики, теорії електрозв'язку, теорії оптимізації, теорії оцінювання та управління, методах просторово-часової обробки сигналів, методах моделювання та натурального експерименту, а також належним аналітичним і числовим обґрунтуванням прийнятих наближень і ясним фізичним трактуванням отриманих результатів дослідження.

Використання результатів роботи на практиці. Розроблені математичні моделі і метод адаптивної модуляції в системах з MIMO та OFDM, які враховують особливості базових станцій і терміналів користувачів, дозволили виявити і

запропонувати нові практичні шляхи підвищення продуктивності близької до межі Шеннона перспективних систем мобільного зв'язку на основі більш повного використання часового, частотного, просторового та поляризаційного ресурсу. Результати дисертації використані в науково-дослідній роботі № 261-1 "Методи підвищення продуктивності безпроводових мереж наступного покоління", яка виконувалася в Харківському національному університеті радіоелектроніки і де дисертант був виконавцем. Запропоновані методи адаптивної модуляції в системах з MIMO та OFDM використано в навчальному процесі кафедри інфокомунікаційної інженерії, зокрема, в дисципліні «Системи абонентського радіодоступу». Використання результатів дисертаційної роботи підтверджено відповідними актами впровадження.

Повнота викладення матеріалів дисертації в публікаціях та особистий внесок в них автора. Усі основні наукові результати представлені в дисертаційній роботі і отримані автором самостійно. Крім того, в роботі [1] проведено порівняльний аналіз критеріїв ефективності управління в адаптивних антенних решітках БС, в роботі [6] – аналіз переваг використання OFDM в оптичних лініях зв'язку між базовими станціями, в роботі [10]- запропоновано використання адаптивної модуляції у власних просторово-частотних каналах мобільних систем з MIMO та OFDM, в роботі [11] - автору належить постановка задачі та аналіз переваг використання оптичного OFDM перед радіочастотним, в роботі [14] – аналіз алгоритму роботи адаптивної АР за критерієм МСКП, в роботі [15] – моделювання та аналіз адаптивної поляризаційної обробки з використанням сигналів ортогональної поляризації в умовах інтенсивних активних завад, в роботі [16]- аналіз ефективності використання адаптивної модуляції у системах з MIMO та OFDM.

Апробація. Результати апробації відображені в 10 тезах доповідей у збірниках матеріалів міжнародних наукових конференцій та форумів, з яких дві

апробації на конференціях, які проходили під егідою IEEE та індексуються в міжнародній базі Scopus. Усі виступи за темою дисертації.

Публікації. Основні положення дисертації відображені у 6 статтях, серед яких 2 статті опубліковані у закордонних фахових журналах, 4 статті - у фахових науково-технічних журналах та збірках наукових праць, включених до переліку спеціалізованих видань МОН України.

Структура та обсяг дисертації. Дисертація складається зі вступу, чотирьох розділів, висновку, списку використаних джерел та двох додатків. Загальний обсяг роботи становить 148 сторінок, з них – перелік використаних скорочень на 2 сторінках, список використаних джерел на 9 сторінках, який містить 71 найменування, 2 додатки на 5 сторінках та 2 акти впровадження результатів роботи. Дисертація містить 75 рисунків та 5 таблиць.

РОЗДІЛ 1

АНАЛІЗ ШЛЯХІВ ПІДВИЩЕННЯ ЯКОСТІ МОБІЛЬНОГО ЗВ'ЯЗКУ В СИСТЕМАХ НОВИХ ПОКОЛІНЬ

1.1 Основні тенденції еволюції систем мобільного зв'язку

Процес розвитку систем мобільного зв'язку підпорядкований кільком тенденціям, основними з яких є: збільшення обсягу переданих даних на основі протоколу IP; підвищення спектральної ефективності, максимального значення каналної швидкості і скорочення затримки передачі повідомлень; широке використання засобів мобільного доступу (смартфони, ноутбуки, планшетні пристрої і т.п.); зростає популярність інформаційних видів послуг (соціальні мережі, блоги, форуми) і нових видів обслуговування (відеоконференцзв'язок, телемедицина); повсюдне поширення розподілених часових сенсорних мереж, які потребують передачі великих обсягів даних. При цьому стрімке зростання обсягів переданих даних поступово призводить до зниження їх питомої вартості, роблячи нові види послуг загальнодоступними.

Еволюція систем мобільного зв'язку найбільше проявляється у змінах радіоінтерфейсу. Причина полягає в тому, що базова мережа і реалізовані на її основі програми розвиваються за власною логікою, так що побачити чіткі і однозначні відмінності між поколіннями систем не завжди можливо. У той же час, при зіставленні особливостей радіоінтерфейсів систем різних поколінь чітко визначається цілий ряд фундаментальних відмінностей, закладених в основу відповідної класифікації [2].

Потреба в нових мобільних послугах і розвиток радіоінтерфейсу послужили стимулами для розвитку базової мережі. Базова мережа, розроблена для GSM в кінці 80-х років, була розширена для підтримки GPRS, EDGE і WCDMA в 90-х,

але, як і раніше, продовжувала створюватися на основі домену мережі з комутацією каналів.

SAE (Еволюція архітектури системи) веде свій початок з часу розвитку LTE і привела до появи EPC (Розвинена пакетна база). Вона була розроблена для підтримки мережі з пакетною комутацією HSPA (Високошвидкісний пакетний канал доступу) та LTE/LTE-Advanced. У таблиці 1.1 наведено порівняльну характеристику поколінь мобільного зв'язку [2].

Таблиця 1.1 - Порівняльна характеристика поколінь мобільного зв'язку

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

Визначення 4G формуються низкою міжнародних співтовариств і організацій. Розрізняють визначення 4G Форуму WWRF (концепція 3G and Beyond), позицію ITU-R, IEEE, партнерського проекту 3GPP, а також промислових організацій Азіатсько-Тихоокеанського регіону. Однак, спільними для всіх організацій є два положення [4]:

системи 4G - це нові системи бездротового зв'язку з високою спектральною ефективністю та радіоінтерфейсами, які підтримують обмін даними з піковою

швидкістю до 100 Мбіт/с у мобільному варіанті з глобальним покриттям, і до 1Гбіт/с - в обмеженій зоні для об'єктів з малою рухливістю. При цьому для оптимізації використання ресурсів швидкість передачі повинна адаптивно змінюватися у залежності від умов поширення.

В рамках специфікацій 3GPP (Rel.10 ... 13) присутні додаткові рішення щодо вдосконалення системи LTE-Advanced 4G [3]:

можливість розширення смуги каналу до 100 МГц за рахунок об'єднання масштабованих каналів LTE (агрегування спектра);

скоординована многоточкова передача COMP (Coordinated Multi-Point Transmission / Reception), яка сприяє зменшенню перешкод від суміжних комірок мережі LTE;

передача з ретрансляцією (Relaying) для збільшення зони обслуговування та поліпшення покриття у мережі;

вдосконалені алгоритми MIMO, які забезпечують циклічне рознесення часової затримки сигналів в просторових каналах CDD (Cyclic Delay Diversity), а також можливість розширення її конфігурації до 8x8.

Таким чином можна зробити висновок, що усі системи мобільного зв'язку нових поколінь рухаються в одному напрямку - IMT-advanced. При цьому у стільникових технологій одна чітка тенденція - міграція у бік LTE.

У систем широкопasmового доступу WiMAX - дві альтернативи: мігрувати в бік LTE або розвиватися в напрямку продемонстрованому стандартом IEEE 802.16m.

На думку більшості операторів LTE є більш перспективним напрямком розвитку з урахуванням глобальності стільникового ринку і прихильності стільникових операторів загальній тенденції. Однак ці успіхи LTE стали можливими, по-перше, завдяки тому, що ця технологія була стандартизована на два роки пізніше WiMAX. У ній використано кращі принципи WiMAX, враховані і виправлені помилки, розроблені нові ефективні алгоритми обробки сигналів.

Наприклад, стандартом IEEE 802.16e передбачалися обидва варіанти об'єднання пакетів в процедурі HARQ, але WiMAX-форум специфікував більш простий «Chase combining», реалізація «Incremental redundancy» є опціональною. В системах LTE вже реалізований більш ефективний, але і більш витратний алгоритм «Incremental redundancy». У стандарті IEEE 802.16m використання адаптивних антенних систем - опціональне, у LTE - вже включене у стандарт як обов'язкове.

З моменту стандартизації LTE між системами йде безперервна технологічна конкуренція. Так, практично відразу ж після появи LTE Rel.8 вийшов наступний реліз WiMAX - стандарт IEEE 802.16m, який за своїми можливостями перевершив LTE Rel.8. Однак, після виходу чергового релізу LTE Rel.10 і наступних оновлень Rel.11 ... 13 (LTE-Advanced) лідерство LTE знову відновилося. Вочевидь, така змагальність триватиме і далі, сприяючи безперервному прогресу в області мобільних систем зв'язку.

Спираючись на проведений порівняльний аналіз сучасних технологій у даній роботі при пошуку шляхів подальшого підвищення характеристик якості систем мобільного зв'язку нових поколінь у якості орієнтира використовуються досягнення LTE технології та особливості її мережевої архітектури з максимально можливою опорою на комплексне використання методів адаптації у частотній, часовій та просторово-часовій областях.

1.2. Особливості мережевої архітектури LTE

Мережева архітектура - LTE-Advanced (рис.1.1) розроблена таким чином, щоб забезпечити підтримку пакетного трафіку з безшовною або гладкою мобільністю, мінімальними затримками доставки пакетів і високими показниками якості обслуговування (QoS). Пакетна передача забезпечує усі види послуг, включаючи передачу призначеного для користувача голосового трафіку.

Мобільність в LTE - LTE-Advanced забезпечується дискретною мобільністю (роумінгом) та безперервною мобільністю (хендовером) [5,12].

В основу принципу побудови LTE - LTE-Advanced покладено два аспекти - фізична реалізація окремих блоків та формування функціональних зв'язків між ними.

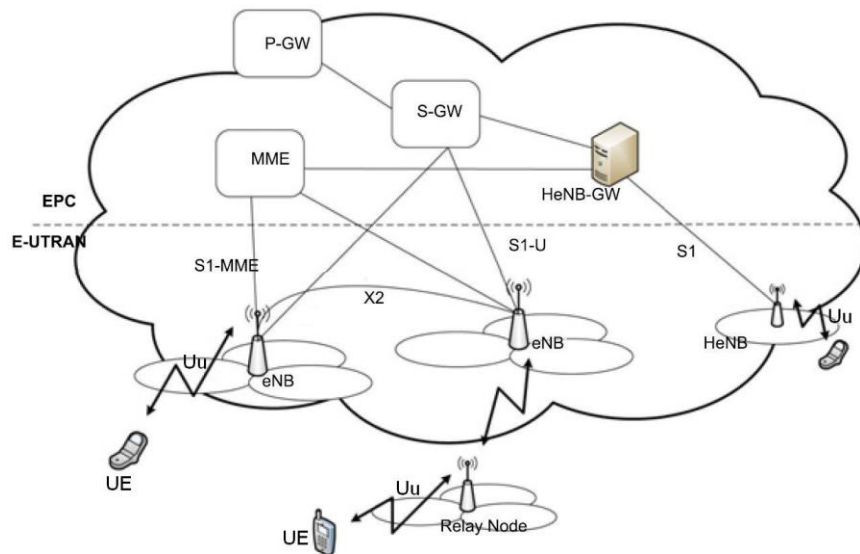


Рис. 1.1 – Архітектура LTE-Advanced [23]

Завдання фізичної реалізації вирішуються виходячи з концепції області (domain), а функціональні зв'язки розглядаються у рамках шару (stratum).

На фізичному рівні LTE - LTE-Advanced діляться на:

- область користувацького обладнання (UED - User Equipment Domain),
- інфраструктурну (мережеву) область (ID - Infrastructure Domain).

У свою чергу, інфраструктурна область ділиться на наступні специфікації:

- розвиток пакетного ядра (EPC - Evolved Packet Core);
- розвиток універсальної наземної мережі радіодоступу (E-UTRAN - Evolved Universal Terrestrial Radio Access Network)

На відміну від більшості систем попередніх поколінь, у яких спостерігається досить висока різнотипність та ієрархічність, архітектура LTE-

Advanced - плоска на базі IP-протоколу з підтримкою QoS, що забезпечує будь-яку IP-послугу. Практично уся взаємодія в LTE-Advanced відбувається між двома елементами: базовою станцією або вузлом (в технічних специфікаціях Node-B, eNodeB або eNB) і блоком управління мобільністю (MME - Mobility Management Entity). Контролер радіомережі, що грав значну роль в мережах попередніх поколінь (наприклад, 2G/GSM) усунуто від управління потоком даних і фактично відсутній у структурних схемах, а його традиційні функції - управління радіоресурсами, шифрування, надійна доставка пакетів та ін. передані безпосередньо БС. eNode взаємодіє з однією або декількома сотами мережі радіодоступу E-UTRAN, забезпечуючи бездротове з'єднання з призначеним для користувача обладнанням (UE - User Equipment).

У LTE-Advanced додатково вводиться різновид базових станцій - домашні вузли (HeNB - Home eNB), які також зветься фемтосотами (femtocells). У порівнянні з eNB вони є базовими станціями нижчого рівня і використовуються для локального поліпшення покриття.

Головною функцією блоків MME є управління мобільними терміналами, які знаходяться в режимі очікування, включаючи перенаправлення і виконання викликів, авторизацію і аутентифікацію, роумінг та хендовер, встановлення службових та призначених для користувача каналів та ін. MME працює тільки зі службовою інформацією - мережевою сигналізацією. IP-пакети тільки з одними даними через нього не проходять. Перевага такого окремого блоку сигналізації полягає в тому, що незалежно можна нарощувати пропускну здатність, як призначеного для користувача трафіку, так і службової інформації.

Згідно з вимогами до системи LTE, при радіусі комірки у 5км, усі вимоги до спектральної ефективності, пропускну спроможності і роботи з UE повинні підтримуватися. При радіусі комірки 30 км допускається погіршення в показниках продуктивності [29].

Для забезпечення передачі даних між eNode і UE у технології LTE підтримується як частотний (FDD), так і часової дуплекс (TDD). Для частотного дуплексу визначено 15 парних частотних діапазонів (частоти від 800 МГц до 3.5 ГГц), а для часового - 8. При цьому, ширина радіоканалу може бути різною. Можливі наступні значення: 1,4; 3; 5; 10; 15 та 20 МГц. Для забезпечення множинного доступу використовуються OFDMA у низхідному каналі (DL) і SC-FDMA в висхідному каналі (UL).

При використанні технології OFDMA весь наявний спектр розбивається між ортогональними піднесучими. Залежно від вибраної ширини каналу загальна кількість піднесучих може бути 72, 180, 300, 600, 900 або 1200. При чому кожна з них може мати свій вид модуляції [29].

У висхідному каналі LTE використовується технологія множинного доступу SC-FDMA (Single Carrier Frequency Division Multiple Access). Відмінність SC-FDMA від OFDMA полягає в тому, що в SC-FDMA використовується додаткова обробка сигналу для зниження пік-фактора. У SC-FDMA для такої додаткової обробки сигналу використовується перетворення Фур'є [30]. Як у низхідному, так і у висхідному каналах можуть використовуватися такі види модуляції: QPSK, 16QAM, 64QAM. Адаптивний вибір виду модуляції забезпечує необхідну швидкість передачі інформації і якість обслуговування з урахуванням реального стану радіоканалу.

Стандарт LTE також підтримує технологію передачі MIMO (Multiple Input Multiple Output), яка дозволяє істотно збільшити пікову швидкість передачі даних та значення спектральної ефективності. Технологія MIMO полягає в тому, що при передачі і прийомі даних використовується кілька антен. Різні антени можуть передавати одні й ті ж дані, в цьому випадку підвищується надійність передачі даних. Також різні антени можуть передавати різні потоки даних, при цьому збільшується швидкість передачі даних [3]. Максимально в низхідному каналі технологією LTE підтримується схема 8x8. У цьому випадку швидкість передачі

даних може бути збільшена до 8-и раз (насправді трохи менше через збільшення кількості пілотних сигналів).

Стандартом LTE (3GPP TS 36.306) визначається 8 категорій мобільних пристроїв. Категорія мобільного пристрою задає максимальні швидкості передачі в DL і UL. У табл.1.2 приводяться значення швидкостей передачі, підтримувані конфігурації MIMO і типів модуляцій для кожної категорії.

Таблиця 1.2. Характеристики мобільних пристроїв LTE

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

1.3 Порівняння радіоінтерфейсів сучасних технологій безпроводового зв'язку

На теперішній час найбільш високі характеристики у порівнянні з іншими системами мобільного зв'язку потенційно забезпечує технологія LTE. При цьому її найближчим конкурентом є технологія безпроводового широкосмугового радіодоступу WiMAX. Тому становить інтерес порівняння радіоінтерфейсів саме цих технологій.

Специфікація 802.16e технології WiMAX вперше була затверджена в 2005 році. У 2009 були внесені деякі поправки до цього стандарту, а у 2011 році Інститут інженерів з електротехніки та електроніки (Institute of Electrical and

Electronics Engineers - IEEE) офіційно затвердив стандарт IEEE 802.16m, також відомий як WirelessMAN - Advanced Air Interface або WiMAX-2. Технологія LTE була стандартизована пізніше WiMAX, були враховані і виправлені помилки, взяті кращі принципи. Крім того, за два роки з'явилися нові ефективні алгоритми обробки сигналів.

На лінії «вниз» у технології LTE, як і в лініях «вгору» і «вниз» технології WiMAX, використовується OFDMA - Багатостанційний доступ на базі ортогонального частотного мультиплексування (OFDM).

Лінія «вгору» відрізняється набагато меншим енергетичним бюджетом, тому для малопотужних абонентських терміналів енергетична ефективність схеми модуляції є одним з пріоритетів. Відомим недоліком OFDM, де радіосигнал утворюється суперпозицією великої кількості незалежно модульованих піднесучих, є високе відношення пікової потужності сигналу до його середньої потужності - пік-фактору. У зв'язку з цим для лінії «вгору» в LTE запропонована технологія SC-FDMA - мультиплексування на одній несучій. На відміну від OFDMA, у якій на кожній піднесучій передається свій модуляційний символ, усі поднесучі SC-FDMA модулюються одним і тим же символом [4,9]. Це означає, що в OFDMA символи даних передаються паралельно, а в SC-FDMA - послідовно. Таким чином забезпечується помітне зниження пік-фактору сигналів, що пом'якшуються вимоги до динамічного діапазону та лінійності вихідної характеристики підсилювача потужності. В результаті цього підсилювач може працювати у більш ефективному режимі та з більш високим ККД [10].

У технології WiMAX ресурси виділяються користувачам слотами. При цьому застосовується метод розстановки піднесучих (Partial Usage of Subcarriers - PUSC). Поднесучі об'єднуються на субканали: - на лінії вниз 1 субканал складається з 24 піднесучих даних + 4 пілот-піднесучих (частка пілотних піднесучих - 14,2%);- на лінії вгору 1 субканал складається з 16 піднесучих даних + 8 пілот-піднесучих (частка пілот-піднесучих - 33,3%).

У LTE користувачам виділяються більш вузькі за частотою ресурсні блоки. На лінії вниз - частка пілотів - 9,5%. На лінії вгору частка пілотів - 21,4%. Таким чином, в LTE частка пілот-піднесучих в 1,5 рази менше, ніж в WiMAX [5].

У WiMAX боротьба з частотно-селективними завмираннями здійснюється за принципом розподілу ресурсів у частотній області (Frequency Diversity Scheduling - FDS). Піднесучі, які виділяються користувачеві, розподілені по усій смузі каналу. Таким чином забезпечується рандомізації і усереднення впливу частотно-селективних завмирань на весь широкосмуговий канал [2].

У LTE реалізована інша техніка боротьби з частотно-селективними завмираннями - частотно-селективна диспетчеризація ресурсів (Frequency Selective Scheduling - FSS). Для кожної абонентської станції (UE) і кожного частотного блоку несучої формуються індикатори якості каналу (Channel Quality Indicator - CQI). У залежності від необхідної для UE швидкості передачі даних базовою станцією приймається рішення про кількість ресурсних блоків, що виділяються тому чи іншому користувачеві, а які саме частотні блоки виділяти користувачам залежить від CQI. Користувачам виділяються ті ресурсні блоки, які мають найвищим CQI, а значить, найкращим відношенням сигнал/шум. Диспетчер для кожного часового інтервалу часу eNodeB і вибирає частотні області каналу з найкращим станом. Такий спосіб розподілу ресурсів між користувачами дає помітний енергетичний вигравш у порівнянні з рандомізованим розподілом частотного ресурсу [13]. Для LTE рішення з планування можуть прийматися 1 раз кожен мс з дискретністю у частотній області 180 кГц.

В обох системах використовується процедура повторної передачі (Hybrid Automatic Repeat reQuest - HARQ). Завдяк спрощеній архітектурі LTE скоротився час на обробку пакетів до 10 мс проти 30 мс в WiMAX. В системі WiMAX, як правило, є контролер базових станцій, а в LTE він відсутній (рис.1.2). Крім того, для об'єднання повторно переданих пакетів у цих технологіях використовуються різні процедури:

- «Chase combining» - в WiMAX;
- «Incremental redundancy» - в LTE .

У процедурі «Chase combining» здійснюється просте повторення пакетів і в приймальному пристрої накопичується енергія при кожній повторній передачі [14].

У процедурі «Incremental redundancy» при кожній наступній повторній передачі змінюється шаблон виколювання біт у процесі турбокодування. У декодері при кожній наступній передачі збільшується число перевірочних біт у пакеті, який декодується. Цей метод набагато ефективніший і дає помітний енергетичний вигаш.

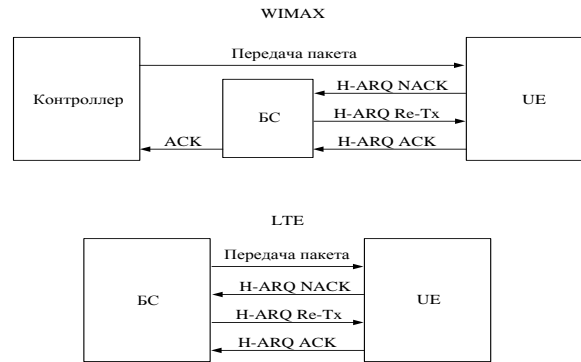


Рис.1.2 - Процедури HARQ у WiMAX та LTE

У сучасних системах мобільного зв'язку і фіксованого широкосмугового радіодоступу можна максимально врахувати умови поширення радіохвиль у каналі і адаптуватися до них шляхом вибору найбільш підходящої схеми модуляції і кодування (Modulation and Coding Scheme - MCS). Квадратурна амплітудна модуляція QPSK / 16QAM / 64QAM може комбінуватися з різними швидкостями завадостійкого кодування. У LTE доступні 29 схем MCS, вибирається та, яка в даних умовах поширення радіохвиль забезпечує максимальну пропускну здатність. Точність настройки на канал у залежності від відношення сигнал/шум складає 1-2 дБ. При високому відношенні сигнал/шум може використовуватися швидкість кодування, близька до 1. В WiMAX число схем MCS в кілька разів менше, точність настройки на канал грубіша - 2-3 дБ [7, 12].

У будь-якій сучасній мережі здійснюється управління потужністю передавачів абонентських станцій для боротьби з завмираннями і компенсації втрат на лінії. У класичному алгоритмі потужність випромінювання

користувальницьких терміналів повинна встановлюватися такою, щоб сигнали різних користувачів надходили на вхід приймача базової станції з SINR, яке дорівнює завданому пороговому значенню. Саме такий алгоритм використовується в WiMAX.

У LTE застосовується модифікований алгоритм - часткове управління потужністю (Fractional Power Control - FPC). Граничне SINR змінюється для користувачів у залежності від їх положення у соті: чим ближче UE до базової станції, тим вище цей поріг як критерій регулювання потужності. Отже, поблизу базової станції UE працює з більш високим значенням SINR, з більш високими швидкістю кодування та кратністю модуляції, а значить, з більш високою спектральною ефективністю. При цьому кожна базова станція LTE контролює також рівень завад від сусідніх сот. Базові станції періодично обмінюються індикаторами перевантаження (Overload Indicator - OI), які вказують, в якому ресурсному блоці рівень завад перевищує порогове значення. OI формується за результатами вимірювання базовою станцією рівнів завад і фонового шуму для кожного частотного блоку у соті. Параметри управління потужністю встановлюються у залежності від прийнятого OI. Якщо для будь-якого блоку вказується високий рівень завад, то базова станція передає команду знизити потужність UE, який випромінює сигнал у даному ресурсному блоці.

Базова схема перевикористання частот WiMAX будується на трьох частотних каналах. При трисекторній конфігурації у кожному з секторів використовується один з трьох частотних каналів [11]. Коефіцієнт перевикористання частот в даному випадку дорівнює 3.

Робота мережі LTE здійснюється з коефіцієнтом перевикористання частот 1, тобто усі базові станції працюють на одній несучій. Внутрішньосистемні завади мінімізуються завдяки частотно-селективній диспетчеризації, гнучкому частотному плану.

Пропускна здатність LTE як на лінії «вниз», так і на лінії «вгору» приблизно у три рази вище, ніж пропускна здатність WiMAX. У порівнянні з усіма раніше розробленими 3G радіоінтерфейсами LTE забезпечує найбільш високу максимальну швидкість передачі даних, менший час затримки пересилання пакетів - менше 10 мс, а також значно вищу спектральну ефективність.

Системи LTE можуть використовувати як нові, так і вже наявні у операторів частотні смуги. Радіоінтерфейс LTE позиціонується як рішення, на яке оператори будуть поступово переходити з нинішніх систем стандартів 3GPP та 3GPP2, а його розробка є важливим етапом в процесі створення стандарту IMT-Advanced.

1.4 Вплив умов поширення сигналів на якість зв'язку

Використання технологій ортогонального частотного (OFDM) та просторового (MIMO) рознесення у сучасних та перспективних системах мобільного зв'язку потенційно забезпечує суттєве покращення їх спектральної ефективності до величини близької до межі Шенона. Однак реалізація на практиці потенційно високих показників якості зв'язку в реальних умовах багатопроменевого широкосмугового каналу зі змінюваними параметрами у часовій та частотній областях не можлива без адаптації до реальних умов поширення сигналу [3, 28]. Природно що така адаптація можлива лише на основі знання властивостей та особливостей зміни параметрів каналу зв'язку в часовій та частотній областях, тобто його імпульсної та частотної характеристик, а також їх кореляційних властивостей.

У більшості випадків електромагнітні хвилі приходять у точку прийому в результаті багаторазового відбиття від різних об'єктів розсіювання на шляху поширення, що створює в точці прийому складну багатопроменеву інтерференційну картину. Багатопроменевий характер поширення радіохвиль викликає в точці прийому флуктуації амплітуди, початкової фази та кута приходу

сигналу. Крім того, траси поширення можуть мати нестационарний характер, що найчастіше обумовлено взаємним переміщенням UE, або інших об'єктів відносно БС (наприклад, людей, автомобілів і т.п.). Навіть невелике повільне переміщення призводить до зміни у часі умов багатопроменевого поширення і, як наслідок, зміни параметрів сигналу. В результаті імпульсна характеристика $h(\tau, t)$ багатопроменевого каналу буде зазнавати істотних змін (рис.1.3 та 1.3б).

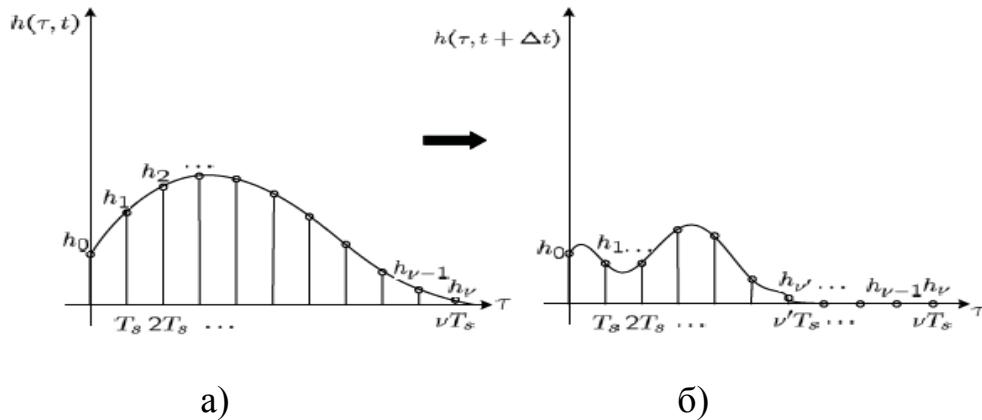


Рис. 1.3 - Зміни імпульсної характеристики каналу

Моделлю, яка досить повно описує такий канал у дискретні моменти часу, є лінія затримки (ЛЗ) з відводами та характеристикою [52]

$$\dot{h}(t) = \sum_{r=1}^{r=R} \dot{h}(r, t) = \sum_{r=1}^{r=R} \dot{h}_r(t) \cdot \delta(t - \tau_r(t)) + n(t), \quad (1.1)$$

де $\dot{h}_r(t)$ - комплексний коефіцієнт загасання у r -му промені;

$\tau_r(t)$ – затримка поширення у r -му промені;

$n(t)$ – аддитивний білий гаусовий шум.

Для стаціонарних багатопроменевих каналів, параметри яких повільно змінюються у часі, можна вважати $h_r(t) = h_r$, $\tau_r(t) = \tau_r = r/c$. При цьому сигнал $y(t)$ на виході багатопроменевого каналу може бути знайдено як згортка переданого сигналу $x(t)$ з імпульсною характеристикою каналу $h(t)$

$$y(t) = \sum_r h_r x(t - \tau_r) + n(t). \quad (1.2)$$

Фізично модель каналу, побудованого у відповідність з (1.1) та (1.2), містить лінію затримки з R відводами, "підсилювачі" із змінними коефіцієнтами передачі $h(r, t)$ та суматора (рис. 1.4).

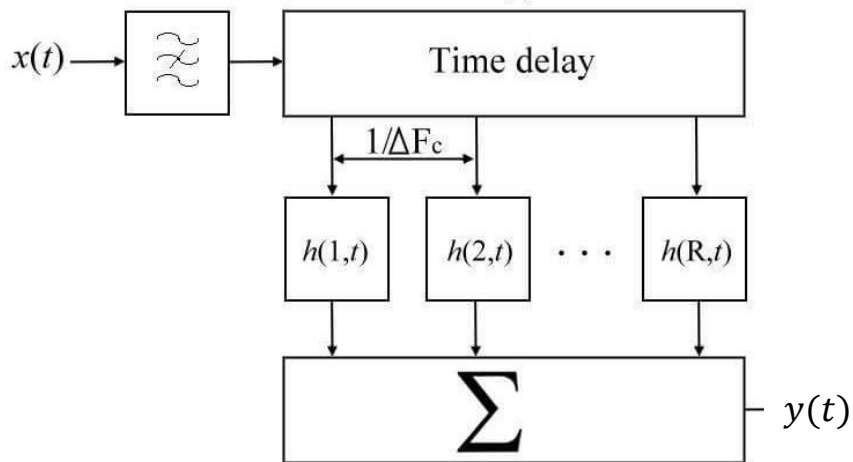


Рис.1.4 – Модель багатопроменевого каналу для сигналів з обмеженою шириною спектру

Частотна характеристика багатопроменевого каналу може бути отримана за допомогою дискретного перетворення Фур'є імпульсної характеристики (1.1)

$$H_k = \sum_r h_r \exp(-j2\pi k \tau_r / T_s N), \quad (1.3)$$

де T_s – тривалість символу.

У частотній області модель каналу можна побудувати, припустивши обмеженість часу запізнення (розсіювання) τ_r сигналу, тобто, що смуга частот сигналу, що передається по каналу, обмежена інтервалом $\Delta f = F_{max} - F_{min} = 1/\tau_r$.

Параметр Δf іноді звать *смугою когерентності* $B_c = \Delta f = 1/\tau_r$. Тоді дискретна модель каналу може бути представлена набором k смугових фільтрів з комплексними коефіцієнтами передачі H_k , смуга пропускання кожного з яких

дорівнює $B_c = 1/\tau_r$ (рис.1.5). При цьому гармонійні складові з розносом по частоті, який перевищує $1/\tau_r$, матимуть практично некорельовані випадкові огинаючі та фазу. Цей параметр визначає характер завмирання сигналів і саме він визначає характеру розміщення і кількість піднесучих, які використовуються для оцінки якості каналу при вирішенні задач адаптації у мобільних системах зв'язку.

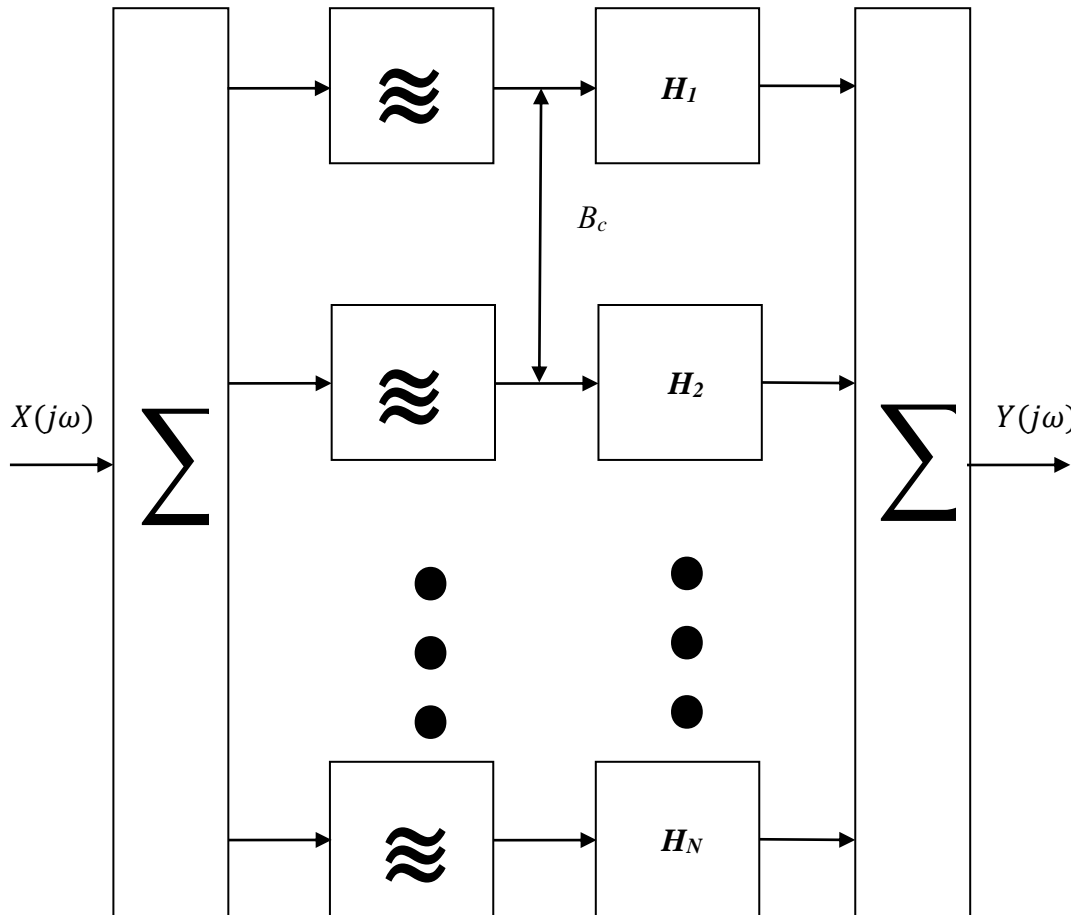


Рис.1.5 – Модель багатопроменевого каналу с обмеженим часом розсіювання сигналу

Якщо ширина спектру сигналу, який передається по каналу менше смуги когерентності $B_s = |f_1 - f_2| \leq B_c$, то усі спектральні складові сигналу змінюються приблизно однаково і такі завмирання є *спільними*.

Якщо ж $|f_1 - f_2| > B_c$, то окремі ділянки спектру сигналу змінюються незалежно і завмирання зводяться *селективними*.

Інформацію про динаміку зміни коефіцієнта передачі дає кореляційна функція або характер зміни спектральної густини потужності флуктуацій цього коефіцієнта. Це означає, що для аналізу і синтезу структури адаптивної обробки сигналів систем мобільної зв'язку необхідна інформація про величину і характер зміни комплексних коефіцієнтів передачі $h(\tau, t)$ або комплексної передавальної функції каналу [54]

$$H(f, t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau, t) e^{-j2\pi f\tau} d\tau \quad (1.4)$$

та їх кореляційних властивостей у часовій та частотно-часовій областях:

$$R_h(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T h(t)h(t + \tau) dt ; \quad (1.5)$$

$$R_H(\Delta f, \Delta t) = \int_{-\infty}^{\infty} R_h(\tau, \Delta t) e^{-j2\pi\Delta f\tau} d\tau . \quad (1.6)$$

Природно, що при вирішенні конкретних завдань передачі цифрової інформації, необхідно використовувати апарат дискретних перетворень.

За умови некорельованого розсіювання (по окремим шляхам) функція $R_H(\Delta f, \Delta t)$ є спільною кореляційною функцією каналу в частотній та часовій областях. Якщо припустити, що $\Delta t = 0$, тоді $R_H(\Delta f, \Delta t) = R_H(\Delta f)$, а $R_h(\tau, 0) = R_h(\tau)$ і вони будуть пов'язані між собою як

$$R_H(\Delta f) = \int_{-\infty}^{\infty} R_h(\tau) e^{-j2\pi\Delta f\tau} d\tau. \quad (1.7)$$

Оскільки функція $R_H(\Delta f)$ пов'язана перетворенням Фур'є з $R_h(\tau)$ і описує кореляцію в частотній області, то з її допомогою можна визначати частотну когерентність каналу. Як наслідок, зворотна величина максимальної надлишкової затримки багатопроменевого розсіювання $1/\tau_r$ може бути мірою частотної когерентності каналу.

Затримки при багатопроменевому розсіюванні є випадковими величинами і характеризуються середнім μ_τ та середньоквадратичним τ_{RMAX} значеннями [54]:

$$\mu_\tau = \frac{\int_0^{\infty} \Delta\tau A_\tau(\Delta\tau) d(\Delta\tau)}{\int_0^{\infty} A_\tau(\Delta\tau) d(\Delta\tau)}; \quad (1.8)$$

$$\tau_{RMAX} = \sqrt{\frac{\int_0^{\infty} (\Delta\tau - \mu_\tau)^2 A_\tau(\Delta\tau) d(\Delta\tau)}{\int_0^{\infty} A_\tau(\Delta\tau) d(\Delta\tau)}}, \quad (1.9)$$

де $A_i(\Delta t)$ – функція, яка характеризує флуктуації амплітуди [24].

В роботі [54] показано, що при коефіцієнті кореляції 0.9 смуга когерентності приблизно дорівнює

$$B_c \approx \frac{1}{\tau_{RMAX}}. \quad (1.10)$$

Доплерівський зсув частоти та розширення спектру сигналу пов'язано зі зміною у часі відстані між передавачем і приймачем (зміною затримки сигналу) і відображає статистичний розподіл потужності каналу в залежності від швидкості взаємного руху цих об'єктів. Спектр доплерівського зсуву може бути знайдений як перетворення Фур'є від часової функції $A_i(\Delta t)$, яка характеризує флуктуації амплітуди.

Доплерівський зсув частоти є функцією швидкості v та кута φ зближення або віддалення об'єктів (рис.1.6) , а також частоти сигналу f_0

$$f_D(\varphi) = f_0 + F_D(\varphi) = \frac{v}{\lambda} \cos \varphi = f_0 + F_{D_{\max}} \cos \varphi. \quad (1.11)$$

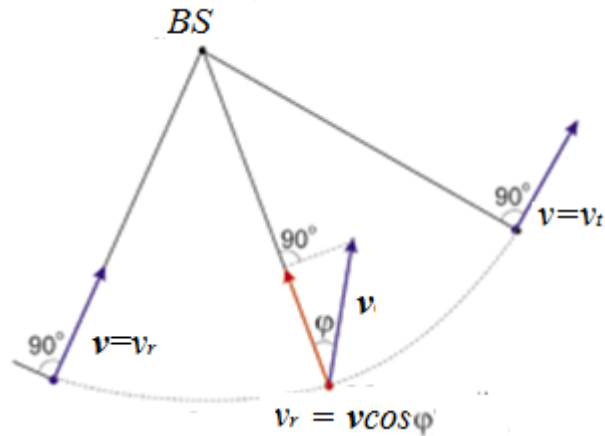


Рис.1.6 – Переміщення UE відносно BS

Вплив доплерівського частотного зсуву сприймається приймачем як шум (завада), яка збільшує міжканальну інтерференцію (ICI). Тому ICI пропорційна радіальній швидкості руху приймача v_r і зростає при підвищенні частоти. При значних рівнях ICI демодуляція OFDM сигналу стає неможливою і для боротьби з ICI треба використовувати спеціальні методи обробки сигналів. Саме наявність доплерівського зсуву по частоті обмежує максимальну швидкість руху мобільного терміналу [55]. При доплерівському зсуві F_D , близькому до граничного значення $F_{D_{\max}}$, необхідний рівень SNR різко зростає (рис.1.7). Тому при розрахунках максимально допустимої радіальної швидкості переміщення об'єкта приймається доплерівська частота $F_{D_{3dB}}$ при якій необхідний SNR перевищує своє мінімальне значення на 3 dB.

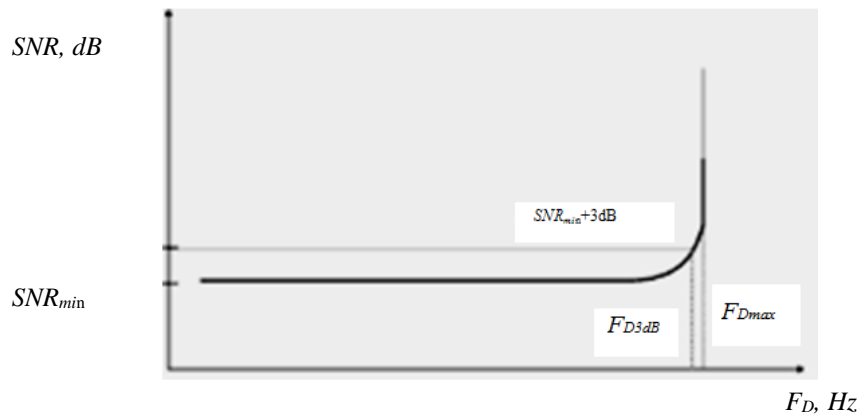


Рис.1.7 - Залежність необхідного відношення SNR від F_D

Вочевидь, стійкості мобільного зв'язку на максимально можливих швидкостях підвищується зі збільшенням частотного розносу між піднесучими.

Спектр доплерівського зсуву може бути знайдений як перетворення Фур'є від часової функції $A_i(\Delta t)$, яка відображає рівень та характер флуктуацій амплітуди. Оскільки смуга частот каналу зв'язку $\Delta F \ll f_0$, величину доплерівського зсуву можна наближено вважати однаковою для усіх частот каналу. Таке припущення є цілком прийнятним для більшості мобільних систем зв'язку, за винятком систем з надширокосмуговими каналами.

Функція $A_i(\Delta t)$ має кінцевий час кореляції τ_{RMAX} , який відбиває час когерентності каналу і однозначно пов'язаний з доплерівським розширенням спектра $F_D \approx 1/\tau_{RMAX}$. Оскільки ці параметри каналу є характеристиками одного процесу у часовій та частотній областях, то це означає, що якщо передавач і приймач переміщаються відносно один одного, то канал буде значно швидше змінюватися, ніж якщо передавач або приймач залишалися б нерухомими. Це особливо важливо враховувати при вирішенні задач адаптації у мобільних системах зв'язку нових поколінь.

Зміни характеристик сигналу в часі, викликані рухом UE або об'єктів навколо нього, однозначно пов'язані зі зміною його спектральних характеристик і

проявляються в появі додаткових доплерівських складових. Тому зручно розглянути цей зв'язок з використанням прямого перетворення Фур'є від спільної кореляційної функції каналу $R_H(\Delta f, \Delta t)$ у часовій та частотній областях [10]

$$S_H(\Delta f, f_D) = \int_{-\infty}^{\infty} R_H(\Delta f, \Delta t) e^{-j2\pi f_D \Delta t} d\Delta t. \quad (1.12)$$

При $\Delta f = 0$ $S_H(0, f_D) \equiv S_H(f_D)$ і з (1.11) маємо

$$S_H(f_D) = \int_{-\infty}^{\infty} R_H(\Delta t) e^{-j2\pi f_D \Delta t} d\Delta t. \quad (1.13)$$

Функція $S_H(f_D)$ визначає спектр потужності сигналу як функцію доплерівської частоти і зветься доплерівським спектром потужності у каналі.

При багатопроменевому поширенні сигнал, що приймається, надходить по декільком шляхам, кожен з яких має відмінні від інших довжину і кути приходу α_r . Доплерівський зсув частоти для кожного променя може бути як позитивним, так і негативним відносно несучого коливання f_0 . Доплерівський же спектр практично симетричний відносно частоти несучого коливання і для рухомого UE простирається від $f_0 - F_{D_{\max}}$ до $f_0 + F_{D_{\max}}$. Доплерівське розширення спектру зветься також доплерівським розсіюванням. Наприклад, для частоти несучого коливання $f_0 = 2.1$ ГГц ($\lambda = 14,3$ см) при швидкостях переміщення UE $v = 100$ км/год (27.8м/с) та $v = 200$ км/год (55.6м/с) доплерівський зсув частоти складатиме $F_{D_{\max}} = 194$ Гц та $F_{D_{\max}} = 388$ Гц відповідно, а доплерівське розсіювання буде займати смугу $2F_D = 970$ Гц та $F_D = 1554$ Гц. Для частоти

5.25ГГц ($\lambda = 5,72\text{см}$) відповідні поправки складають $F_{D\text{max}} = 485$ Гц та $F_{D\text{max}} = 970$ Гц, а спектр Доплера буде займати смугу $2F_D = 970$ Гц та $2F_D = 1554$ Гц.

Для систем мобільного зв'язку з єдиною несучою такими значеннями доплерівського розширення спектра можемо знехтувати, оскільки вони малі, у порівнянні з шириною спектру сигналу, і на процес обробки практично не впливають. Однак наявність доплерівських складових призводить до суттєвого ускладнення алгоритмів обробки OFDM сигналів при демодуляції та еквалізації. Ці труднощі, як впливає з прикладів, додатково зростають зі збільшенням частоти сигналу.

Втрати на трасі поширення. У вільному просторі у припущенні використання ізотропної антена, коли хвильовий фронт має форму сфери, потужність прийнятого антеною сигналу на відстані d описується формулою Фрііса

$$P_r = P_t \frac{\lambda^2 G_t G_r}{(4\pi d)^2}, \quad (1.14)$$

де P_t і P_r - потужності переданого і прийнятого сигналів;

λ - довжина хвилі;

G_t і G_r - коефіцієнти посилення передавальної та і приймальної антен.

При цьому відношення потужностей в точках прийому і передачі [14]

$$P_r / P_t = \frac{\lambda^2 G_t G_r}{(4\pi d)^2} = E\|h\|^2 \quad (1.15)$$

є, по-суті, середнім коефіцієнтом передачі (втрат) каналу по потужності для даної моделі поширення. Цей коефіцієнт передачі обернено пропорційний квадрату

частоти ($\lambda=c/f$), тому при високошвидкісній передачі слід враховувати додаткове загасання на верхніх частотах робочого діапазону.

При поширенні радіохвиль поблизу поверхні землі, рівень сигналу помітно знижується на $(10\dots 20)dB$ у порівнянні з розрахованим за формулою (1.15), через перевідбиття від поверхні Землі та міжпроменевої інтерференції. У цих досить типових умовах більш точний прогноз загасання сигналу дає формула, отримана в припущенні двопроменевого поширення,

$$L_p(dB) = 10 \log_{10} \left(\frac{r^4}{(h_t h_r)^2} \right) = 40 \log_{10}(r) - 20 \log_{10}(h_t) - 20 \log_{10}(h_r). \quad (1.16)$$

З неї випливає сильніша залежність втрат від дальності (d^4) та висоти підйому кожної з антен при поширенні радіохвиль поблизу поверхні землі. Недоліком цієї моделі є відсутність явної залежності втрат від довжини хвилі. Тому для більш точного опису середовища поширення розроблені емпіричні моделі з використанням експериментальних даних [20, 21]. Однією з найбільш простих і загальноприйнятих є емпірична формула втрат на трасі поширення

$$P_r = P_t L_0 \left(\frac{d_0}{d} \right)^\alpha, \quad (1.17)$$

яка групує різні ефекти за двома параметрами: експонента втрат на трасі поширення α та виміряні втрати L_0 на трасі поширення на еталонній відстані d_0 , зазвичай, довжиною у $1m$. Ця проста емпірична формула дозволяє коректно представити більшість найважливіших тенденцій втрат на трасі поширення за допомогою лише двох параметрів α та L_0 .

Затінення. Крім відстані і висоти підйому антен існує ще багато факторів, що сильно впливають на сумарну прийнятну потужність. Наприклад, якщо між передавачем і приймачем знаходяться дерева і будівлі, вони можуть викликати неприпустимо велике ослаблення інтенсивності сигналу, навіть коли по лінії прямої видимості потужність сигналу є надмірною.

Оскільки точно змоделювати розташування усіх об'єктів у середовищі поширення досить складно, то при розрахунку відхилень інтенсивності сигналу в цих умовах вводиться поняття «затінення». З урахуванням введення випадкового параметра затінення χ емпіричну формулу втрат на трасі поширення (1.17) зручно подати у вигляді [16]

$$P_r = P_t L_0 \chi \left(\frac{d_0}{d} \right)^\alpha. \quad (1.18)$$

Рівень потужності прийнятого сигналу в даному випадку розглядається як випадковий процес. При цьому, оскільки причиною затінення є об'єкти з поперечними розмірами в декілька метрів або десятків метрів, тобто значно більше довжини хвилі, то таке затінення іноді називають великомасштабним.

Випадковий параметр χ зазвичай моделюється як логарифмічно нормальний випадковий процес $\chi = 10^{x/10}$, де x - нормально розподілена випадкова функція з нульовим середнім значенням і дисперсією, виражена в *дБ*. Типові значення для лежать в межах *9-12 дБ*.

Затінення вельми важливе явище в мобільних системах, оскільки може призводити до суттєвих змін в часі SINR, що ускладнює або робить взагалі неможливим зв'язок. Тому доводиться збільшувати запас потужності на затінення. Іноді затінення може бути і корисним, наприклад, якщо об'єкт перешкоджає інтерференції.

Типовий графік втрат на трасі поширення, що відображає вплив втрат поширення, затінення та завмирань, пов'язаних з багатопроменевістю зображено на рис.1.8 [16].

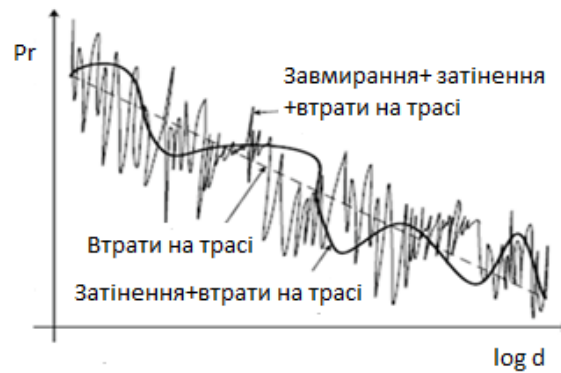


Рис. 1.8 - Графік втрат на трасі поширення

1.5 Методи зменшення впливу завмирань сигналів на трасі поширення

Для покращення таких важливих характеристик як зона радіопокриття, ємність соти, швидкість передачі даних і час затримки розробники радіоінтерфейсів сучасних та перспективних систем мобільного зв'язку спираються на ряд технічних рішень, які раніше були апробовані і добре зарекомендували себе у таких технологіях, як WiFi, HSPA, WiMAX, LTE- Reles 8...12. Наприклад, застосування багатопозиційної модуляції у поєднанні з канальним кодуванням, які реалізуються у часовій області, дозволяють істотно збільшити швидкості передачі при фіксованій ширині частотного каналу. Використання OFDM дозволяє зберегти підвищену стійкість зв'язку в умовах багатопроменевого розповсюдження без залучення додаткового частотного ресурсу. Спільне ж використання технологій OFDM та просторового рознесення (MIMO) забезпечує недосяжне раніше істотне поліпшення спектральної ефективності системи зв'язку.

1.5.1. Багатопозиційна модуляція у поєднанні з каналним кодуванням

Найбільш популярні у сучасних мобільних системах зв'язку багатопозиційні види модуляції QPSK, 16QAM, 64QAM, ..., 256QAM, які дозволяють одним символом передавати від 2-х до 8-ти біт інформації відповідно.

При прийомі сигналів з модуляцією більш високого порядку необхідно забезпечувати вищі у порівнянні з QPSK відношення E_b/N_o енергії одного біта E_b до спектральної щільності потужності шуму N_o . Однак у поєднанні з каналним кодуванням застосування модуляції більш високого порядку є іноді більш ефективно, тобто вимагає при прийомі меншого відношення E_b/N_o для даної швидкості у порівнянні з застосуванням модуляції з меншою позиційністю. При цьому певне поєднання схеми модуляції і швидкості каналного кодування може виявитися оптимальним в тому сенсі, що може бути забезпечений більш високий темп передачі даних у межах такої ж смуги при заданому SINR.

У сучасних системах мобільного зв'язку передбачається можливість підвищення якості зв'язку за рахунок адаптивного керування сигнальним сузір'ям (за рахунок зміни рівня позиційності модуляції) в залежності від SINR [4,48]. Коли відношення SINR високе - використовується найвища позиційність модуляції. При погіршенні завадового оточення та зменшенні SINR - позиційність зменшується. Такий механізм дозволяє системі запобігати впливу глибоких завмирань на якість зв'язку з мобільним терміналом за рахунок пристосування до стану каналу, який постійно змінюється.

1.5.2 Використання ортогонального частотного мультиплексування

Технологія OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) заснована на формуванні багаточастотного сигналу, який складається з великої кількості піднесучих частот, які відрізняються на величину $\Delta f = \frac{|\omega_n - \omega_{n-1}|}{2\pi}$, обрану з умови забезпечення ортогональності сусідніх піднесучих коливань.

При формуванні OFDM сигналу потік послідовних інформаційних символів розбивається на блоки по N символів. Далі кожний блок послідовних інформаційних символів перетворюється в паралельний, в якому кожен із символів відповідає певній піднесучій багаточастотного сигналу. При цьому тривалість кожного символу збільшується в N разів, а сумарна ширина спектру багаточастотного сигналу продовжує дорівнювати ширині спектру вхідної послідовності символів. Основною метою такого перетворення є захист від міжсимвольної інтерференції, пов'язаної з перевідбиваннями та багатопробієвим поширенням радіохвиль.

Відлік певного символу може бути сформований за допомогою використання зворотного дискретного перетворення Фур'є над N -мірним комплексним масивом, який являє собою зображення OFDM символу в частотній області [2,3,4]. Елементи комплексного масиву розглядаються як параметри N піднесучих, кожна з яких є точкою на модуляційному сузір'ї (наприклад, QPSK, QAM16, QAM64 і т.п.).

Для усунення впливу міжсимвольної інтерференції (Inter Symbol Interference - ISI), на початку кожного OFDM символу у часовій області вводиться захисний інтервал (Guard Interval - GI) у вигляді циклічного префікса (Cyclic Prefix- CP) з N_g відліків, які є копією кінця цього символу.

Таким чином кожен OFDM символ складається з $N + N_g$ відліків, а кожен n -й відлік i -го символу в сигналі $x(t)$ може бути представлений у вигляді

$$x[i(N+N_g)T_s+N_gT_s+nT_s] = x_{i,n} = (1/N) \sum_{k=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}} X_{i,k} \exp[j2\pi(nk/N)] \quad (1.19)$$

де $n = -N_g, \dots, N-1$; $x_{i,n}$ – n -й відлік i -го символу;

$X_{i,k}$ – k -й відлік комплексного зображення у частотній області i -го символу, який залежить від інформаційного повідомлення та описує k -ту піднесучу.

Для захисту від впливу сусідніх каналів - зменшення міжканальної інтерференції (Inter Chanel Interference - ICI) у частотній області також використовуються захисні інтервали. Індокси піднесучих призначаються симетрично відносно нуля для того, щоб спектр сигналу відображався симетрично початку координат.

Важливими особливостями сигналів OFDM є:

- мультиплексування піднесучих, модульованих інформаційними символами за обраним законом модуляції (QPSK, 16QAM, ..., 256QAM);
- ортогональність піднесучих (взаємна кореляційна функція близька до нуля);
- наявність у кожному OFDM-символі циклічного префікса, додатково знижує міжсимвольну інтерференцію. Захисний інтервал вибирається з урахуванням імпульсної характеристики фізичного середовища поширення радіосигналу.

Багатостанційний доступ з використанням OFDMA. При OFDM створюється багато незалежних потоків даних. Ці потоки можуть використовуватися різними користувачами. У системах попередніх поколінь з OFDM, таких як 802.11a/g та ранніх версіях WiMAX використовується єдиний призначений для користувача OFDM, тобто усі піднесучі частоти одночасно використовуються єдиним користувачем. Наприклад, в 802.11a/g усі користувачі спільно використовують усю ширину смуги частот 20 МГц, отримуючи для використання каналу різні тактові інтервали. У наступних версіях WiMAX і у всіх версіях LTE - використовується ортогональний багатостанційний доступ з частотним поділом каналів (Orthogonal Frequency Division Multiple Access - OFDMA).

У OFDMA користувачі спільно використовують піднесучі частоти і слоти часу. Це збільшує можливості рознесення і свободу в плануванні закріплення каналів за користувачами, а також забезпечує деяке зниження пік-фактору

сигналу через скорочення числа піднесучих при реалізації IFFT в окремих користувальницьких слотах.

Однак реалізація OFDMA вимагає деяких додаткових витрат, таких як передача заголовка в обох напрямках, оскільки передавач і приймач повинні знати, які піднесучі частоти закріплені за користувачем.

OFDMA - по суті являє собою гібрид FDMA та TDMA. Користувачам динамічно призначаються піднесучі частоти (FDMA) у різних слотах часу (TDMA). Переваги OFDMA проявляються вже при єдиному призначеному для користувача OFDM, завдяки значному зниженню впливу багатопроменевості. Крім того, гнучка методика багатостанційного доступу OFDMA дозволяє узгоджувати роботу багатьох користувачів з великим набором змінних додатків, швидкостями передачі даних, та вимогами якості обслуговування.

Оскільки багатостанційний доступ реалізується у цифровому вигляді (швидкого зворотного перетворення Фур'є - IFFT) можливо динамічне і ефективне розподілення ширини смуги частот. Це дозволяє об'єднувати алгоритми адаптивного вибору слотів часу і частоти для кращого обслуговування користувачів. Крім того, відкриваються додаткові можливості по реалізації алгоритмів адаптації.

Недоліки OFDM. Основним недоліком OFDM сигналів є високе значення пік-фактора (відношення пікової потужності коливань до середньої (Peak-to-Average Power Ratio - PAPR), що обумовлює підвищені вимоги до лінійності посилення, особливо вихідних каскадів передавачів. Це, у свою чергу, призводить до недовикористання вихідних підсилювачів по потужності через значне зменшення коефіцієнта корисної дії у лінійному режимі і відповідно підвищеній витраті потужності джерел живлення. Тому важливим є пошук додаткових шляхів зменшення пік-фактору.

Теоретично різниця в значеннях відношеннях пікової потужності до середньої потужності повного спектру системи OFDM і системи з однієї несучої становить [56]

$$P_{max}/P_0, dB = 10 \lg N, \quad (1.20)$$

где N – число піднесучих.

Наприклад, при $N=100$ різниця повинна складати 20дБ. Однак практично за рахунок рандомізації даних, скремблювання та інших перетворень структури потоку максимальне теоретичне значення пік-фактора проявляється лише у рідких випадках. Дійсно, оскільки OFDM можна розглядати як сукупність незалежних рівномірно розподілених несучих, то спираючись на центральну граничну теорему при великій кількості піднесучих ($N>20$) закон розподілу такого випадкового сигналу наближається до Гаусового. При цьому ймовірність того, що перевищення пікової потужності над середньої складе 9,6 дБ, дорівнює 10^{-3} , а перевищення на 12 дБ – менш ніж 10^{-4} .

Іншим недоліком цих сигналів є високий рівень позасмугових випромінювань через малу швидкість спаду рівня позасмугових складових випромінювань. Вказаний недолік вимагає збільшення частотних ресурсів каналів передачі інформації та погіршує електромагнітну сумісність з іншими радіоелектронними засобами. Це обумовлює необхідність пошуку нових методів формування і обробки OFDM сигналів з підвищеною крутизною спаду потужності складових на краях спектру.

1.5.3 Особливості технологія SC-FDMA для лінії «вгору»

На відміну від OFDMA, коли на кожній піднесучій передається свій модуляційний символ, усі піднесучі SC-FDMA сигналу модулюються одним і тим же символом (рис. 1.9) [4]. Це означає, що при OFDMA символи

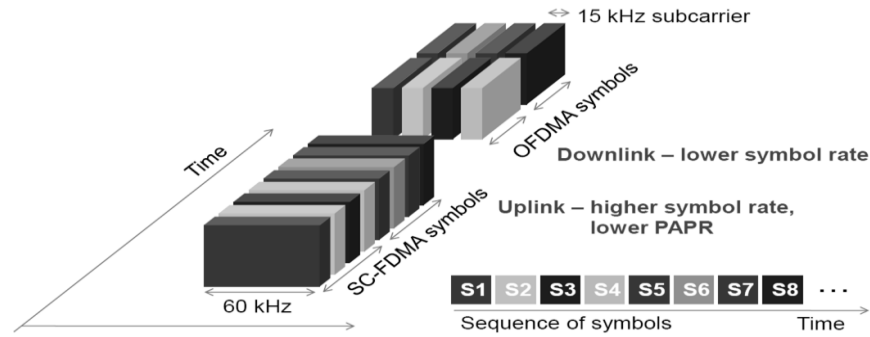


Рис.1.9 - OFDMA и SC-FDMA технології LTE [4]

даних передаються паралельно, а в SC-FDMA - послідовно. Таким чином забезпечується помітне зниження пік-фактору сигналів, а також пом'якшуються вимоги до динамічного діапазону і ступеня лінійності амплітудної характеристики підсилювача потужності. В результаті цього підсилювач може працювати в більш ефективному режимі і з більш високим коефіцієнтом корисної дії [56].

1.6 Використання адаптивної модуляції в сучасних і перспективних системах мобільного зв'язку

Сучасні стандарти мобільного зв'язку передбачають застосування адаптивної модуляції для підвищення якості зв'язку. Основна ідея адаптивної модуляції проста: при великому відношенні сигнал/завада плюс шум (SINR) використовувати максимальну швидкість передачі даних, а при низькому - більш низьку швидкість, щоб уникнути надмірної втрати пакетів. При малих SINR для збереження допустимої кількості втрачених пакетів використовується модуляція з мінімальним набором позицій, наприклад, як квадратурна фазова маніпуляція (QPSK), та/або менша швидкість кодів виправлення помилок. Більш висока швидкість досягається при модуляції з великим набором станів сигналу, таких як 64 або навіть 256QAM, і менш рабастних кодів виправлення помилок. Відомо багато таких видів модуляції і типів коригувальних кодів.

Загальний принцип адапції у часовій області сучасних мобільних систем зв'язку до реальних умов поширення ілюструється блок-схемою системи адаптивної модуляції і кодування (Adaptive Modulation and Coding - AMC), зображеною на рис. 1.10 [4].

У передавальному пристрої у відповідності з інформацією про зміни у SINR, яка надходить по зворотному каналу від приймача, можуть змінюватися вид модуляції, тип коригуючого коду та потужність сигналу. Завданням передавального пристрою є якнайшвидше передати дані, за умови що вони надійно демодулюються і декодуються у приймальному пристрої.

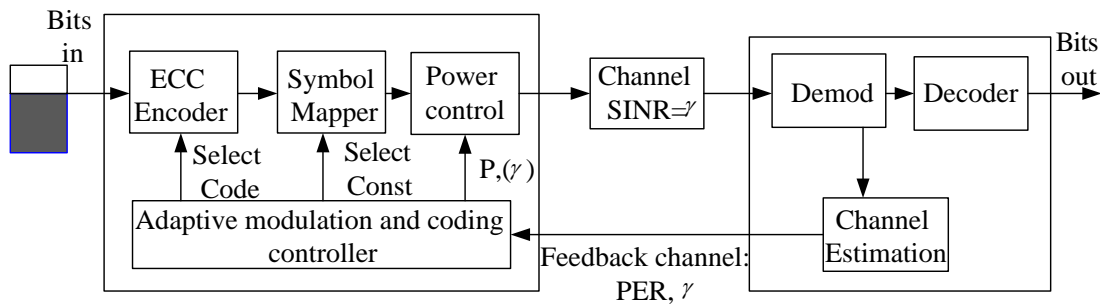


Рис. 1.10. Блок-схема AMC [4]

Зворотний канал є необхідним для адаптивної модуляції і кодування. Ключовим завданням AMC є раціонально контролювати відразу три величини: швидкість передачі (набір реалізованих станів сигналу), швидкість кодування, а також потужність сигналу. Алгоритм рішення цієї задачі реалізується контролером адаптивної модуляції.

1.7 Напрямки вдосконалення систем мобільного зв'язку нових поколінь

Подальше покращення характеристик якості мобільного зв'язку пов'язане з використанням MIMO в поєднанні з OFDMA та SC-FDMA [49]. При цьому повинно забезпечуватися істотне підвищення пропускної здатності, особливо на

великих відстанях від точки доступу до мережі, або зниження числа помилок при радіобміні даними без зниження швидкості передачі в умовах множинних перевідбиттів сигналів. MIMO забезпечують також розширення зон покриття і згладжування в них мертвих зон, збільшення пропускну здатності каналів зв'язку за рахунок формування систем обробки сигналів, які використовують просторово-часовий, частотний та поляризаційний поділ каналів. У свою чергу, повнота реалізації зазначених технічних рішень залежить від ефективності використання каналів зв'язку, а значить від здатності системи зв'язку адаптуватися до реальних швидко мінливих параметрів широкосмугових безпроводових каналів. Найбільшою перешкодою при цьому є множинні канали з завмираннями, особливо у разі відсутності прямої видимості.

Для ефективної роботи системи зв'язку необхідна наявність каналів з досить високим значенням SINR близько 20 дБ і більше, що на практиці не завжди можна досягти, особливо при множинному характері поширення радіохвиль. При SINR менших за (10...15) дБ різко зростає ймовірність помилкового прийому і знижується пропускну здатність каналу.

Методи кодування і декодування дозволяють поліпшити енергетику радіоліній до 3-5дБ. Однак цього часто виявляється недостатньо при множиному характері завадових впливів. Це вказує на необхідність використання методів адаптивної щодо сигнально - завадової ситуації просторово-часової, просторово-частотної та просторово-поляризаційної обробки сигналів, що дозволяє з максимальною якістю виділити корисну інформацію [1,25].

Напрямки вдосконалення систем з MIMO залежать від вибору методу адаптації системи до постійно змінюваних характеристик радіоканалу, які, у свою чергу, залежать від наявності або відсутності прямої видимості. Залежно від цього завдання адаптації вирішуються по різному(рис.1.11).

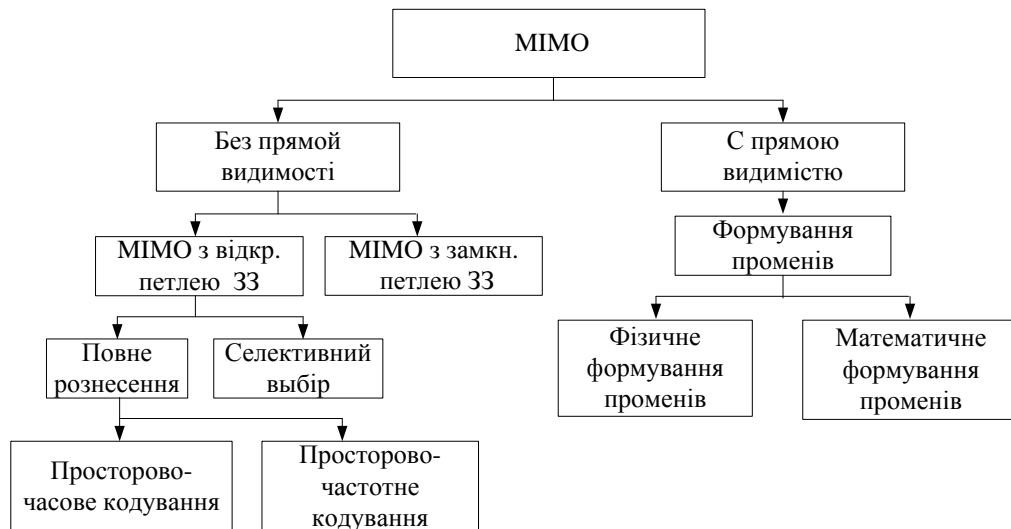


Рис. 1.11 Напрямки вирішення завдань адаптації в системах з MIMO

В умовах відсутності прямої видимості окремі канали виявляються практично некорельованими, що значно підвищує ефективність застосування MIMO. Очевидним методом підвищення ефективності MIMO є використання замкненої петлі зворотного зв'язку, по якій передавальний пристрій отримує дані про канал від приймача. Це дозволяє на передавальній стороні динамічно змінювати методи модуляції та швидкість кодування в каналах для забезпечення необхідної якості зв'язку.

MIMO з розімкненою петлею менш складні в реалізації. Хоча їх пропускна здатність нижче, ніж в MIMO із замкненою петлею, однак на практиці його набагато легше реалізувати, особливо у мобільному варіанті. При цьому в MIMO може застосовуватися повне рознесення або рознесення з автовибором.

Важливим напрямком розвитку систем з MIMO та OFDM є їх адаптація до змін параметрів каналу, що забезпечує найбільш повну реалізацію наявного просторового і частотного ресурсу. Однак, на нашу думку, питання адаптації систем з MIMO та OFDM до реальних умов зв'язку досліджені недостатньо.

При наявності лінії прямої видимості різко зростає ступінь кореляції сигналів у просторових та частотних каналах, що може помітно знизити

ефективність застосування МІМО. У цьому випадку на перший план виступають адаптивні щодо сигнально - завадового оточення методи просторово-часової обробки сигналів, які перетворюють МІМО в активну ФАР [32]. При цьому зв'язок з абонентом організується по вузькому променю, що формується відповідно до заявки. У якості алгоритмів формування пучка вузьких променів можуть бути використані програмні методи і алгоритми адаптивних антенних решіток, синтезовані для нестационарної сигнально-завадової обстановки. При цьому часто тільки просторові і поляризаційні параметри можуть виявитися доступними, за допомогою яких можливе розрізнення корисних сигналів та завад. Для деяких же типів завад, наприклад, імпульсних, ці параметри є єдино передбачуваними. У цих умовах завдання режекції завад зводиться до супроводу діючої завади нулем просторово-поляризаційної діаграми спрямованості. У цьому випадку глибина режекції діючих завад залежить від точності визначення їх кутових координат і можливої глибини практичній реалізації провалів у діаграмі спрямованості. Однак можливості застосування адаптивних механізмів в антенах системах мобільного зв'язку нових поколінь вивчені недостатньо. Для практики важливе знання значень досяжних рівнів придушення завад, значень коефіцієнта збіжності, який визначає час адаптації при забезпеченні достатньої стійкості алгоритму, можливостей формування максимуму головної пелюстки ДС у напрямку корисного сигналу.

Висновки по розділу 1

1. На цей час розроблено багато методів підвищення якості мобільного зв'язку заснованих на більш повному використанні частотно-часового та просторово-часового ресурсу. Наприклад, застосування багатопозиційних методів модуляції, які реалізуються у часовій області, дозволяє істотно збільшити швидкість передачі при фіксованій ширині частотного каналу, а використання

OFDM - зберегти підвищену стійкість зв'язку в умовах багатопроменевого поширення без залучення додаткового частотного ресурсу. При цьому з'являються широкі можливості по адаптації сигнально-кодових конструкцій цих видів модуляції до реального сигнально - завадового оточення.

2. Для забезпечення максимально можливого наближення спектральної ефективності до межі Шеннона в системах мобільного зв'язку нових поколінь необхідно максимально використовувати адаптивну модуляцію і кодування, адаптивну еквалізацію у часовій і частотній областях, адаптивну просторово-часову обробку з автокомпенсацією завад, поляризаційне рознесення, гібридний автоматичний повторний запит та індикацію якості каналу для обліку змін у каналі при адаптації системи до його поточного стану.

3. При наявності лінії прямої видимості на перший план виступають методи просторово-часової обробкою сигналів адаптивної щодо сигнально-завадової обстановки, які перетворюють MIMO в активну ФАР. Це дозволяє з максимальною якістю використати інформацію, що міститься в прийнятих інформаційних та службових сигналах. При цьому можуть бути використані алгоритми адаптивних антенних решіток, синтезовані для нестационарної сигнально-завадової обстановки.

4. З огляду на складність та різноманітність поставлених завдань і шляхів їх вирішення необхідне проведення широкого кола досліджень, пов'язаних з моделюванням процесів у системах мобільного зв'язку при різних методах модуляції сигналів та різних конфігураціях MIMO, з аналізом процесів у просторових каналах і оцінками їх стану в реальному масштабі часу. Кінцевим завданням дисертації є розробка практично реалізованих методів адаптації систем мобільного зв'язку нових поколінь до реальних швидкозмінливих умов поширення сигналів.

РОЗДІЛ 2

АНАЛІЗ МЕТОДІВ АДАПТАЦІЇ У СИСТЕМАХ МОБІЛЬНОГО ЗВ'ЯЗКУ НОВИХ ПОКОЛІНЬ

2.1. Принципи адаптації у часовій та частотній областях

Використання технологій ортогонального частотного мультиплексування (OFDM) та просторового рознесення (MIMO) у поєднанні з багатопозиційною модуляцією і канальним кодуванням потенційно забезпечують можливість реалізації спектральної ефективності мобільних систем зв'язку близькою до граничної по Шеннону. Однак, реалізувати такі високі показники у багатопроменевому широкопasmовому каналі з параметрами, які можуть випадковим чином змінюватись у часовій та частотній областях неможливо без адаптації системи до реальних умов поширення на основі знання характеру їх зміни. Базові принципи такої адаптації стосовно мобільних систем розглянуті в роботах [4, 25, 22].

У сучасних мобільних системах зв'язку, як правило, використовуються такі механізми забезпечення реалізації адаптації, як індикатор якості каналу (Channel Quality Indicator - CQI) та гібридний автоматичний повторний запит (Hybrid Automatic Repeat Request - HARQ) щоб враховувати зміни у каналі та пристосовувати параметри системи до його поточного стану.

В системі з OFDMA, кожному користувачеві виділяється блок піднесучих частот. При цьому у залежності від SINR адаптивно вибирається вид модуляції і швидкість кодування.

Основна ідея адаптації полягає у виборі методів модуляції та швидкості кодування, що забезпечують передачу даних на якомога більш високій швидкості, коли канал у хорошому стані, і - на більш низькій швидкості, коли стан каналу

несприятливий для користувача, щоб уникнути надмірного числа забракованих пакетів.

У часовій області мобільні широкосмугові системи зв'язку нових поколінь підтримують різні види модуляції - від BPSK до 64QAM і 256QAM. При цьому для кодування можуть застосовуватися [3]:

- згорткове кодування (Convolution Coding - CC);
- згорткове турбо-кодування (Convolution Turbo Coding - CTC) зі змінною швидкістю кодування та повторним кодуванням;
- блокове турбо-кодування (Block Turbo Code - BTC);
- кодування низької щільності з перевіркою на парність (Low Density Parity Check Coding - LDPC).

У цілому, на даний час можливе використання понад п'ятдесяти різних конфігурацій типу модуляції та швидкостей кодування. З цієї великої кількості конфігурацій реально застосовуються у широкосмугових системах лише частина. Ці конфігурації зветься профілями пакету і формуються на основі вибору оптимального поєднання методів модуляції (QPSK, 16QAM, 64QAM) і кодування (CC, CTC, BTC, LDPC) та швидкостей кодування ($1/2$, $2/3$, $3/4$, $5/6$), а також кількості повторних запитів (2, 4, 6 або 8).

2.2 Адаптивна модуляція у системах зв'язку з МІМО

2.2.1 Використання МІМО для підвищення пропускної здатності

Пропускна здатність одна з найважливіших характеристик якості зв'язку, близькість якої до межі Шеннона є одним з основних показників досконалості сучасних та перспективних мобільних систем. Тому одна з цілей адаптації є максимальне наближення до цієї межі.

У відповідності з формулою Шеннона питома пропускна здатність (продуктивність або спектральна ефективність) SISO-системи з одним просторовим каналом становить

$$C = \log_2(1 + \rho), \quad (2.1)$$

де $\rho = \frac{E_b}{N_0}$; E_b - енергія імпульсу, який переносить один біт інформації ;

N_0 – спектральна густина потужності шуму.

Просторове рознесення з використанням MIMO (рис. 2.1) потенційно забезпечує істотне збільшення пропускної здатності системи зв'язку [2].

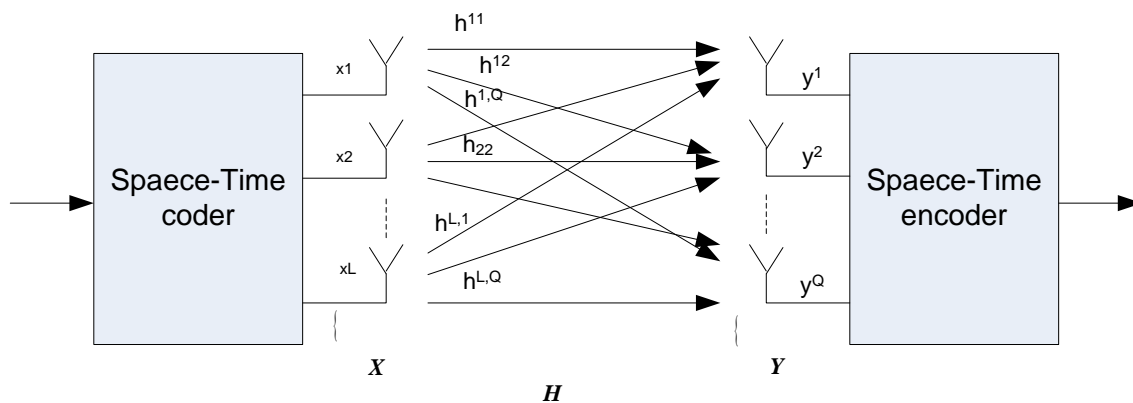


Рис. 2.1 - Структура просторових каналів у системі зв'язку з MIMO

Для системи MIMO з L передавальними та Q приймальними антенами і рівномірному розподілі потужності між усіма просторовими каналами справедливий наступний вираз для питомої пропускної здатності [27]

$$C = \log_2 \det \left(I + \frac{h_{1q}^2}{L} H^H H \right), \quad (2.2)$$

де H – матриця каналу;

H^H – ермітово спряжена матриця каналу (комплексно спряжена та транспонована); I – одинична $L \times Q$ матриця.

Перевага використання питомої пропускної здатності в якості одного з критеріїв ефективності МІМО полягає в тому, що вона не залежить від способів модуляції і кодування. У той же час виграш у питомій пропускній здатності, одержуваний при переході від однієї конфігурації МІМО до іншої, дозволяє приблизно оцінити і виграш при застосування іншого критерію, наприклад, збереження BER на допустимому рівні.

Моделювання виконано в припущенні, що усі $L \times Q$ фідінгів між L передавальними та Q приймальними антенами є незалежними Гаусовими випадковими комплексними величинами з нульовими середніми значеннями [34,35,39]. Результати моделювання наведені на рис. 2.2 у вигляді графіків залежності пропускної спроможності від SINR для МІМО-систем з двома передавальними ($L=2$) і з різною кількістю приймальних антен ($Q = 2, 4, 8, 16, 32$). Для порівняння на графіку зображена також крива для SISO системи ($L=1, Q=1$). Порівняння кривих показує, що перехід від SISO системи до МІМО забезпечує значне збільшення швидкості передачі інформації.

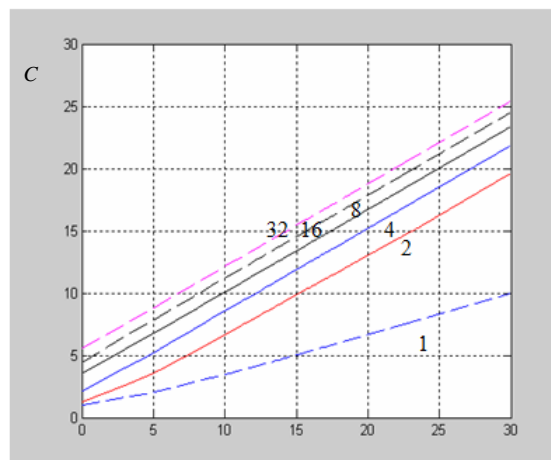


Рис. 2.2 – Залежності пропускної здатності від SINR у дБ для МІМО-систем з двома передавальними ($L = 2$) і різною кількістю приймальних антен ($Q = 2, 4, 8, 16, 32$)

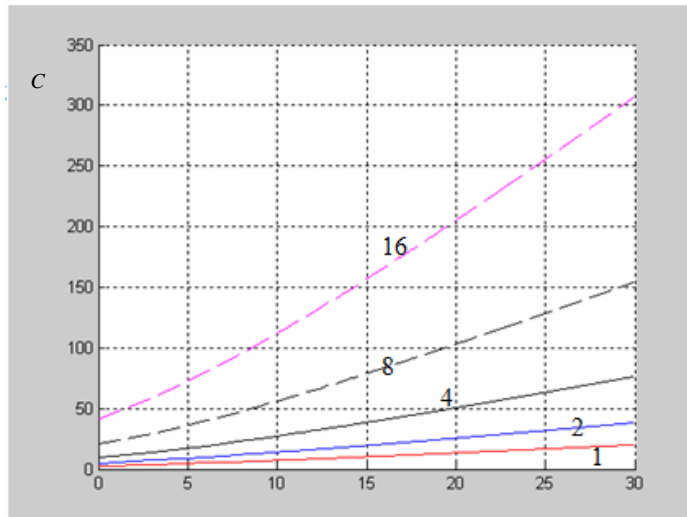


Рис. 2.3 - Залежності пропускної здатності від SINR у дБ для MIMO-систем з однаковим числом передавальних і приймальних антен ($L=Q=2,4,8,16$)

2.2.2 Адаптивна модуляція в каналах MIMO

Для підвищення якості зв'язку в сучасних і перспективних системах зв'язку з MIMO обов'язковим є використання адаптивної модуляції за рахунок керування сигнальним сузір'ям в залежності від SINR [3,30,41,47]. Коли відношення SINR високе - використовується найвища позиційність модуляції. При погіршенні завадової ситуації і зменшенні SINR - позиційність зменшується. Такий механізм дозволяє системі запобігати впливу глибоких завмирань на якість зв'язку з мобільним терміналом за рахунок пристосування до умов, що змінюються.

Аналіз виграшу від використання адаптивної модуляції досліджений за допомогою моделі, зображеної на рис.2.4.

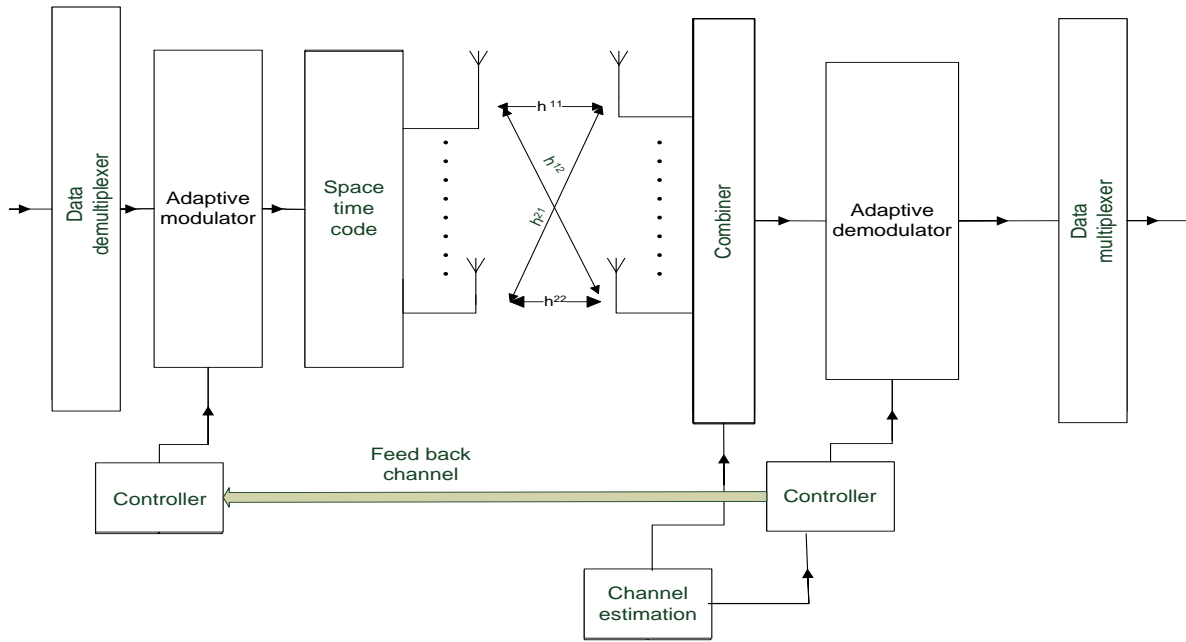


Рис.2.4 - Система зв'язку з MIMO та адаптивною багаторівневою модуляцією

Для модуляції M-QAM справедливий наступний вираз для BER

$$P_b = \frac{2}{\sqrt{M} \log_2 \sqrt{M}} \times \sum_{k=1}^{\log_2 \sqrt{M}} \sum_{i=0}^{(1-2^{-k})} \left\{ (-1)^{\frac{i2^{k-1}}{\sqrt{M}}} \left(2^{k-1} - \left[\frac{i2^{k-1}}{\sqrt{M}} + \frac{1}{2} \right] \right) Q \left((2i+1) \sqrt{\frac{6 \log_2 M E_b}{2(M-1) N_0}} \right) \right\}, \quad (2.3)$$

де $k = \log_2 M$.

Результати моделювання у середовищі Matlab залежностей BER від SINR при різних сигнальних конструкціях (рис. 2.5) свідчать про потенційну

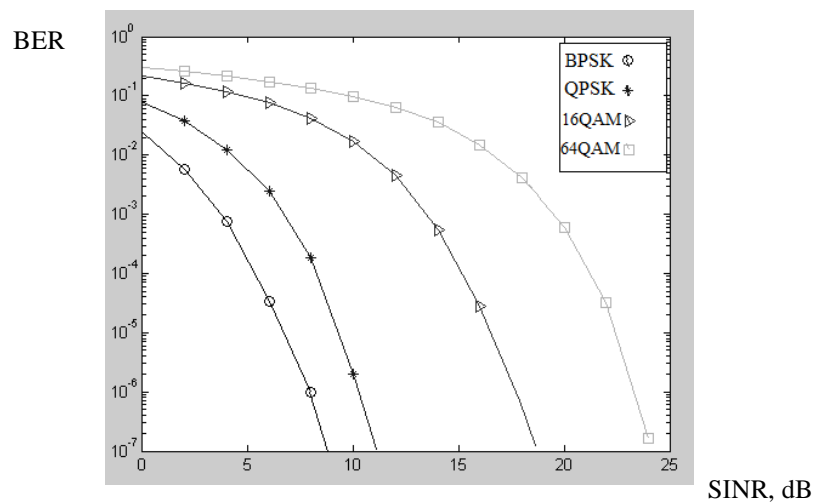


Рис. 2.5 - Залежності BER від SINR при різних сигнальних конструкціях

можливість збереження заданої величини BER, наприклад 10^{-4} , при зниженні SINR до 5 дБ за рахунок переходу від модуляції 64QAM до BPSK [41]. Хоча ці результати показують тільки максимальний вигреш за рахунок адаптації виду модуляції сигналу до умов поширення (оскільки отримані при умові постійних коефіцієнтів матриці каналу, що для мобільного користувача не виконується), вони можуть бути використані і при побудові загального алгоритму адаптивної модуляції для мобільних систем зв'язку з MIMO. Фактично кожен просторовий канал має свій коефіцієнт передачі або підсилення, який змінюється у часі:

$$Gain1 = (|h_{11}|^2 + |h_{21}|^2); \quad (2.4)$$

$$Gain2 = (|h_{12}|^2 + |h_{22}|^2). \quad (2.5)$$

Результати моделювання для MIMO 2x2 з використанням рівнянь (2.4) та (2.5), в припущенні що кожен коефіцієнт матриці каналу - випадковий Гаусовий процес і усі коефіцієнти матриці каналів некорельоровані, представлені на рис.2.6 та рис.2.7 відповідно для фіксованого і мобільного терміналів. Для нерухомого терміналу зміни SINR можуть досягати 10 dB. Для мобільного терміналу ці зміни істотно більші, хоча і короткотриваліші.

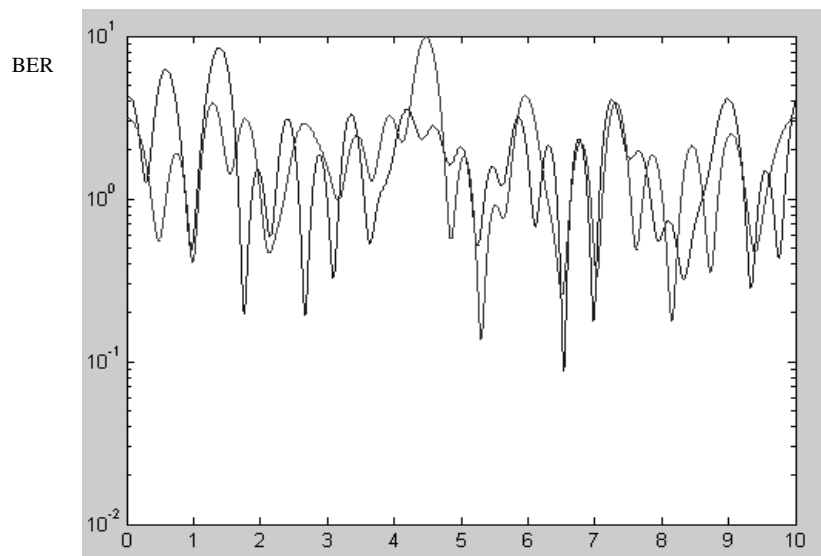


Рис. 2.6 - Характер зміни BER у часі для фіксованого UE

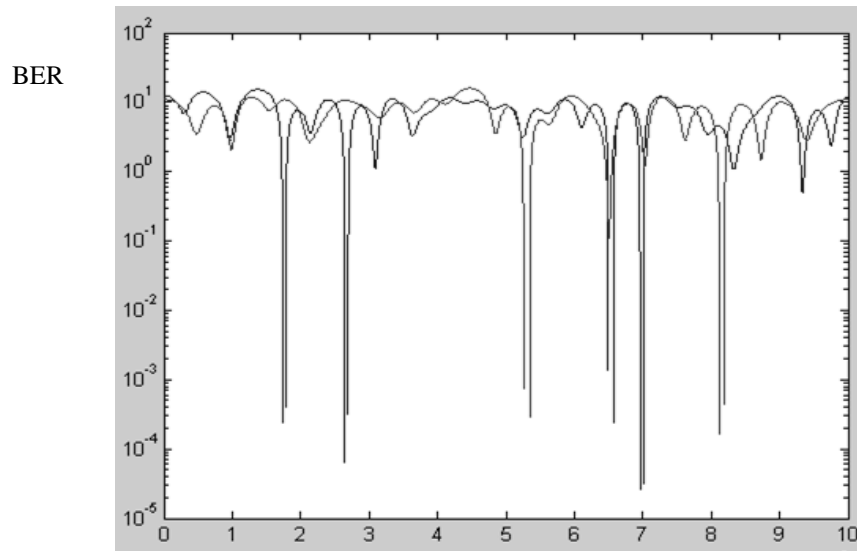


Рис. 2.7 - Характер зміни BER у часі для мобільного UE

Результати моделювання впливу швидкості абонента на величину BER при двох різних сигнальних конструкціях 64QAM та 16QAM зображені на рис. 2.8 та рис. 2.9.

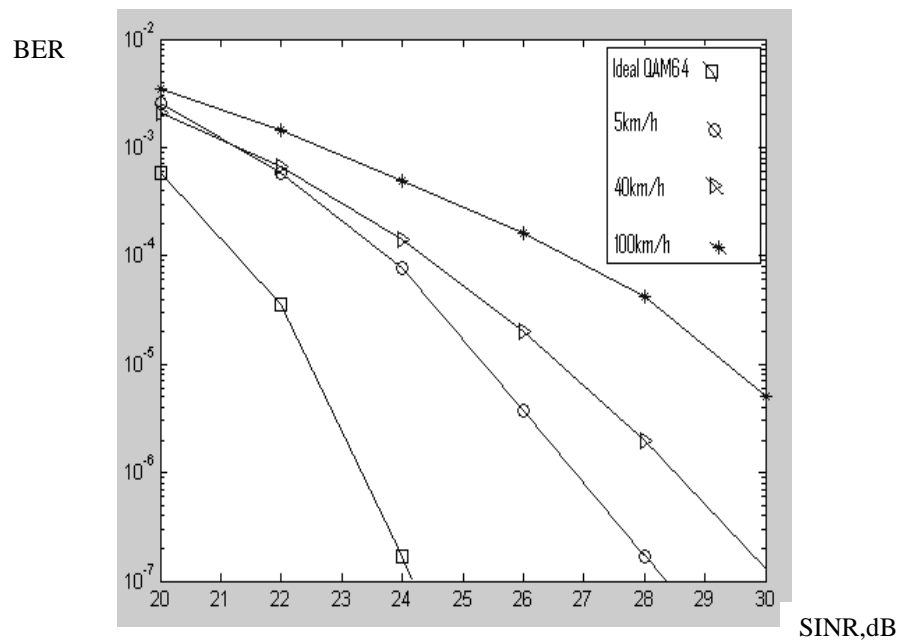


Рис. 2.8 - Вплив швидкості абонента на величину BER при 64QAM

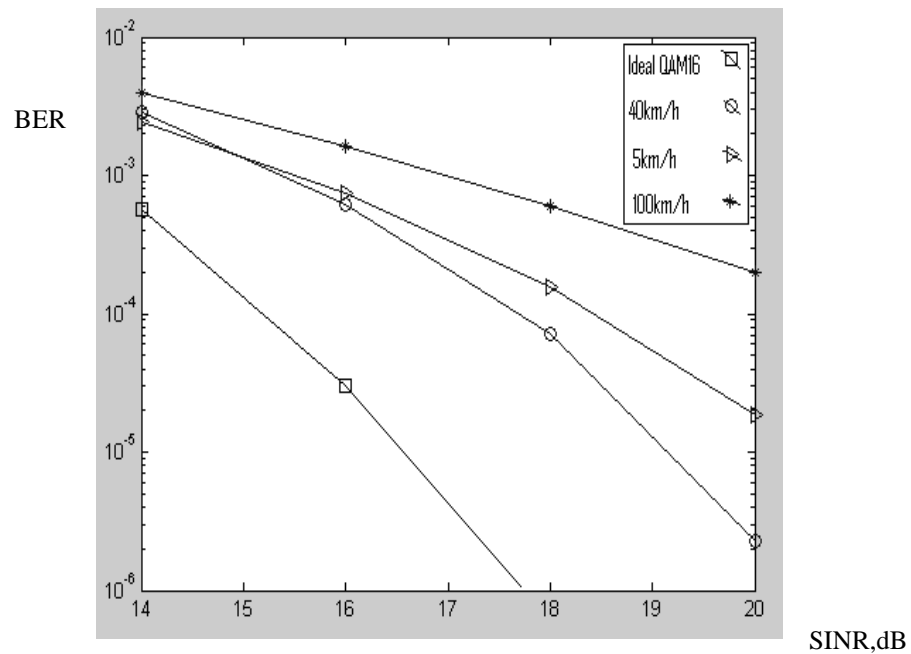


Рис. 2.9 - Вплив швидкості абонента на величину BER при 16QAM

Як видно з графіків, зі збільшенням швидкості терміналу слід спрощувати сигнальну конструкцію.

2.3 Адаптивна модуляція у власних незалежних віртуальних каналах MIMO

Для забезпечення максимально можливого наближення спектральної ефективності до межі Шеннона у перспективних мобільних системах зв'язку необхідно використовувати адаптивні модуляцію та кодування, адаптивну еквалізацію у часовій і частотній областях, адаптивну просторово-часову обробку з автокомпенсацією завад, поляризаційне рознесення, гібридний автоматичний повторний запит та індикацію поточного стану якості каналу. При цьому в основі стратегії адаптації лежить вимірювання параметрів ширококутових багатопробієвих каналів та передачі на базову станцію результатів вимірювання по ланцюгу замкненого низькошвидкісного зворотного зв'язку [41,48].

Моделлю, яка достатньо повно описує багатопробієвий канал в дискретні моменти часу, є лінія затримки з відводами (див. (1.1), п.р.1.4). У цій моделі

параметри каналу змінюються в дискретні моменти часу. Дискретизація сигналу відбувається з частотою $f_s = 1/T$, де T - тривалість символу. У цьому випадку канал може бути представлений у вигляді змінного за часом вектора-стовпця, складеного з елементів $h^{l,q}(t)$, який відображає основні параметри багатопроменевого каналу в дискретні моменти часу. Такими параметрами є:

- втрати на трасі поширення, пов'язані з затінюванням;
- завмирання сигналів, пов'язані з міжпроменевою (міжсимвольною) інтерференцією;
- затримки поширення та смуга когерентності.

Припускаючи, що за час T параметри каналу залишаються практично незмінними ($h^{l,q}(t) \approx h^{l,q}$, $\tau^{l,q}(t) \approx \tau^{l,q}$), тоді на цьому відрізку часу вихідна послідовність даних може бути представлена у вигляді суми адитивного білого Гаусового шуму і згортки імпульсної характеристики каналу з вибірками вхідного сигналу

$$Y(t) = H(t) * X(t) + \eta. \quad (2.6)$$

На боці передавача з урахуванням інформації про стан каналу здійснюється попереднє просторово-часове кодування для максимального узгодження сигналу, що передається, з просторовим DL каналом між базовою станцією (eNode) та абонентськими станціями (UE). При цьому можуть бути сформовані незалежні віртуальні канали для передачі і прийому інформації. Ці підканали формуються безперервно (динамічно) на основі обчислення власних векторів матриці \mathbf{H} і також зветься власними. Відношення сигнал/шум у власних підканалах визначається сингулярними числами матриці \mathbf{H} . У найбільш характерному для міських умов багатопроменевому каналі з релеївськими завмираннями ці числа є випадковими і можуть значно відрізнятися один від одного. Тому ймовірність

блокових помилок, а значить і пропускну здатність також буде різною для різних підканалів.

Абонентські станції, які знаходяться на достатній відстані один від одного, можуть використовуватися для організації віртуальної схеми MIMO, коли кожна з UE розглядається як окремий віртуальний антенний тракт. При цьому кожен просторовий рівень використовується для перенесення інформації одного абонента.

Відомо [27], що канална матриця \mathbf{H} може бути подана у вигляді сингулярного розкладення (Singular Value Decomposition - SVD)

$$\mathbf{H} = \mathbf{U}\mathbf{D}\mathbf{V}^H, \quad (2.7)$$

де \mathbf{U} и \mathbf{V} – унітарні матриці розмірністю відповідно $Q \times Q$ та $L \times L$;

\mathbf{D} – матриця розмірності $L \times Q$, діагональні елементи якої – власні значення матриці \mathbf{H} : $h_1, h_2, \dots, h_{N_{\min}}$, $N_{\min} = \min(L, Q)$, а недіагональні елементи дорівнюють нулю. Ранг матриці $\text{rank}(\mathbf{H}) = N_{\min}$ відповідає числу її ненульових власних значень $h_1, h_2, \dots, h_{N_{\min}}$.

Власні значення матриці \mathbf{H} по їх фізичній сутності є коефіцієнтами передачі незалежних просторових каналів. Тобто багатопроточна система MIMO може бути представлена як сукупність паралельних неінтерферуючих каналів SISO.

Якщо сингулярне розкладання (2.7) для матриці \mathbf{H} підставити в (2.6), то після перетворень це рівняння можна подати у вигляді [41]

$$\mathbf{Y} = \mathbf{U}\mathbf{D}\mathbf{V}^H\mathbf{X} + \mathbf{n} \quad (2.8)$$

або

$$\mathbf{U}^{-1}\mathbf{Y} = \mathbf{D}\mathbf{V}^H\mathbf{X} + \mathbf{U}^{-1}\mathbf{n}. \quad (2.9)$$

Позначивши $\hat{\mathbf{Y}} = \mathbf{U}^{-1}\mathbf{Y}$, $\mathbf{D} = \mathbf{V}\boldsymbol{\theta}$ и $\mathbf{n}' = \mathbf{U}^{-1}\mathbf{n}$, приводим рівняння спостереження (2.6) до стандартного виду

$$\hat{\mathbf{Y}} = \mathbf{D} \cdot \mathbf{X} + \mathbf{n}, \quad (2.10)$$

в якому канал MIMO описується діагональною матрицею \mathbf{D} , тобто може бути представлений як сукупність паралельних неінтерферуючих каналів SISO (рис.2.10), де в кожному каналі може застосовуватися різний тип модуляції незалежно від інших каналів

$$\hat{y}_l = h_l x_l + n'_l, \quad l = 1, 2, \dots, L \quad (2.11)$$

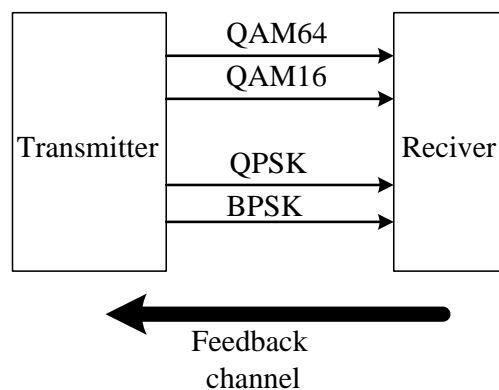


Рис. 2. 10 Адаптивна модуляція у каналах MIMO з замкненим зворотним зв'язком

Це означає, що в l -му власному каналі присутній тільки l -ий символ, а власні вихідні шуми каналів некорельовані між собою.

Оскільки у цьому випадку власні підканали є незалежними, то в кожному з них можна реалізувати різну швидкість передачі даних, що дасть можливість зберегти допустиму ймовірність блокових помилок за рахунок вибору відповідної величини позиційності модуляції і швидкості кодування. Очевидна плата за це деяке ускладнення пристроїв кодування / декодування і модуляції/демодуляції в різних підканалах. Можлива структура такої системи зображена на рис. 2.11.

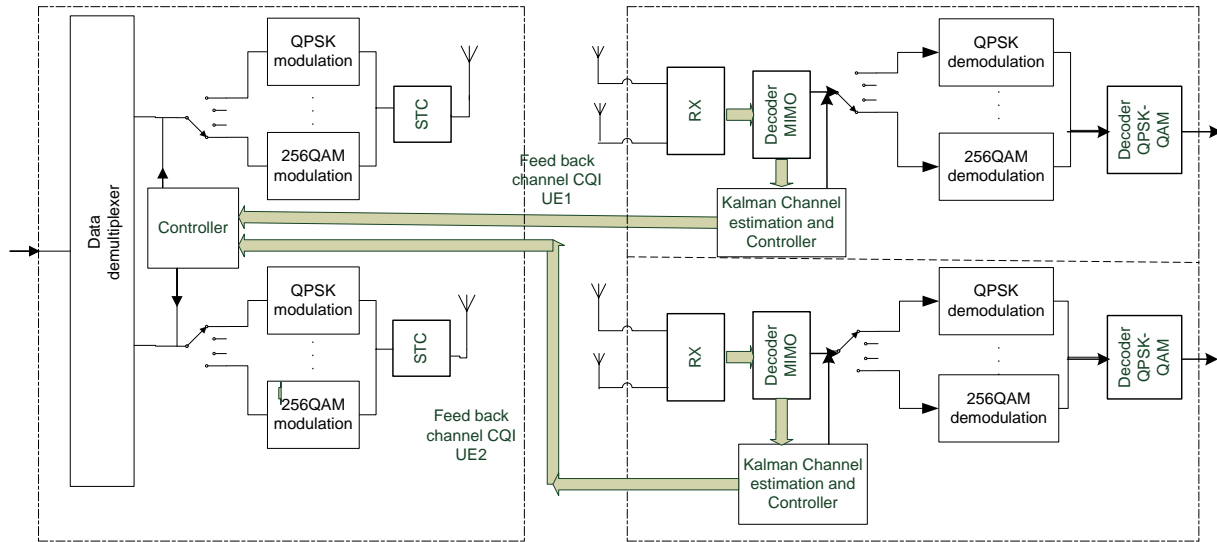


Рис.2.11 - Система мобільного зв'язку з адаптивною модуляцією у власних незалежних каналах MIMO

Результати моделювання системи з адаптивним зміною сигнальних конструкцій у каналах MIMO при різних швидкостях мобільного терміналу зображені на рис.2.12а,б у нижніх частинах графіків. Для порівняння тут же у верхніх частинах зображені ті ж залежності без адаптації для 16QAM і 64QAM при різних швидкостях мобільного терміналу[41].

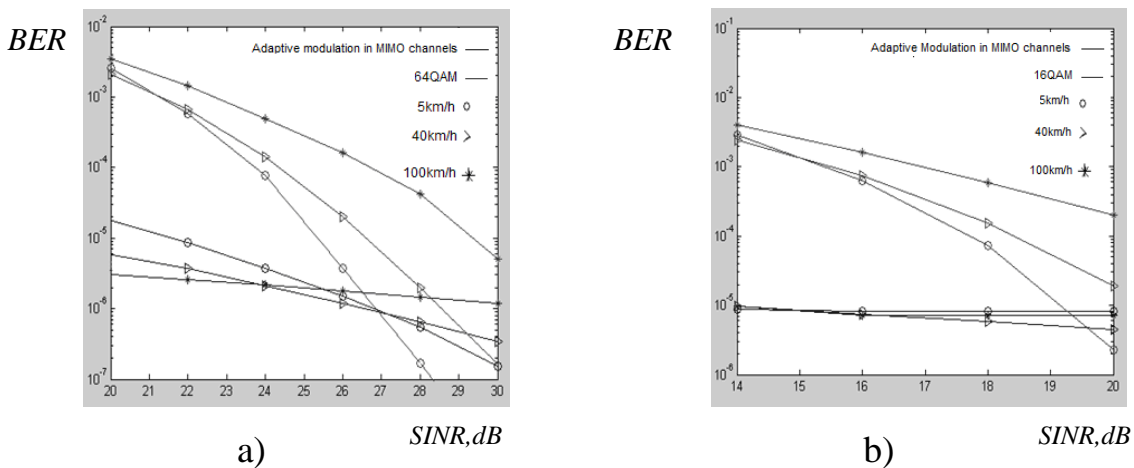


Рис. 2.12 - Адаптивна зміна сигнальних конструкцій у каналах MIMO при різних швидкостях мобільного терміналу

У пропонованому методі вид модуляції може незалежно змінюватися в кожному каналі, виходячи з реального SINR в підканалі. При цьому в слабких каналах використовується модуляція з меншим числом позицій, а канали з меншим загасанням - з великим.

2.4 Адаптивна модуляція в системах зв'язку з MIMO та OFDM

Механізм мультиплексування за допомогою використання ортогональних піднесучих визначає технологію побудови систем зв'язку з OFDM. У кожному просторовому каналі сигнал з OFDM є суперпозицією великої кількості відрізків гармонійних коливань різної частоти. Формування сигналу фізичного рівня здійснюється з використанням алгоритмів зворотного швидкого перетворення Фур'є.

Позитивні сторони такої технології полягають у досить високій протидії міжсимвольній інтеференції, пов'язаній з багатопроменевим поширенням сигналів, простоті апаратної реалізації, заснованій на цифровій обробці сигналів, а також можливості використовувати різні види багатопозиційної модуляції для кожної піднесучої, що забезпечує високу гнучкість у виборі та зміні швидкості передачі інформації.

При під'єднанні до мережі абонентський термінал повинен автоматично визначити довжину циклічного префікса, встановлену базовою станцією. Причому в процесі функціонування базова станція не змінює довжину циклічного префікса, оскільки при зміні довжини префікса необхідно здійснювати примусову пересінхронізацію усіх абонентських терміналів.

У частотній області OFDMA складається з N піднесучих. Можна виділити наступні типи піднесучих коливань: інформаційні, пілотні і нульові. Інформаційні піднесучі використовуються для передачі даних, на пілотних піднесучих

передаються символи для оцінки каналних коефіцієнтів передачі, нульові піднесучі забезпечують захисний інтервал.

Інформаційні піднесучі (підканали) об'єднуються в групи. Піднесучі, які складають один підканал, можуть бути як суміжними, так і розподіленими. Розподіл символів по підканалам використовується для підтримки множинного доступу, адаптивних антенних систем та масштабування.

Зміна схеми модуляції та/або завадостійкого кодування при вирішенні задач адаптації може відбуватися тільки від одного логічного підканалу до іншого в частотній області та від слота до слота - у часовій області. У середині слота схеми модуляції і кодування не змінюються. Двовимірне розподілення ресурсних блоків показано на рис.2.13 [3].

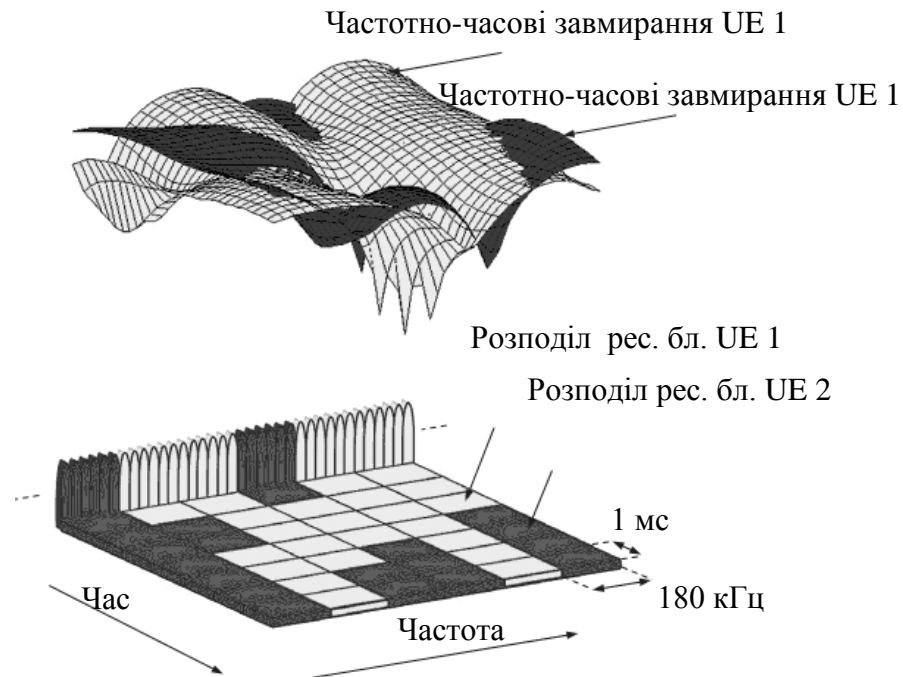


Рис.2.13. Розподіл частотно-часового ресурсу між UE [4]

При реалізації методів адаптації в системах зв'язку з MIMO та OFDM визначальне значення набуває знання на приймальній стороні характеристик каналу для узгодженої обробки і придушення просторових завад.

Для оцінки матриці каналу застосовуються два типи тестових сигналів. Перший тип має назву «преамбула» і використовується для синхронізації і попередньої оцінки каналу, а другий - «пілот-сигнал», за допомогою якого відстежуються зміни параметрів каналу в часі. У системах MIMO с OFDM основним є другий тип, при якому деякі піднесучі використовуються в якості пілот-сигналів таким чином, щоб за допомогою відповідних алгоритмів на приймальній стороні, оцінити стан каналу.

Таким чином корекцію передавальної характеристики каналу зв'язку доцільно здійснювати у два кроки. На першому - оцінюється коефіцієнт передачі каналу в даній частотній позиції і в даний момент часу у той чи інший спосіб. На другому кроці здійснюється інтерполяція отриманих оцінок передавальної характеристики каналу у часі та по частоті[47].

Для оцінки коефіцієнтів передачі можливе застосування різних методів: методу найменших квадратів (least squares); методу мінімуму середнього квадрата помилки (least minimum mean square error), різні адаптивні алгоритми; алгоритми на основі фільтра Калмана та ін.

Розрізняють одномірні методи, коли для оцінки використовують інформацію тільки у часі або частоті, та двовимірні, які використовують інформацію по обом змінним.

У системах з OFDM природно використання двовимірних методів. Інтерполяція отриманих оцінок передавальної характеристики у часі і/або частоті може бути лінійною, кубічною, з використанням сплайнів та ін.

2.5 Модель адаптивної системи зв'язку з MIMO та OFDM

Достатньо точна модель системи зв'язку з MIMO та OFDM може бути побудована при поєднанні моделей процесу та спостереження [25]:

$$\mathbf{Y}_i(n) = \mathbf{H}_i(n) \mathbf{X}_i(n) + \boldsymbol{\eta}_i(n); \quad (2.12)$$

$$\mathbf{H}_i(n) = \alpha \mathbf{H}_{i-1}(n) + \boldsymbol{\sigma}_i(n), \quad (2.13)$$

де n - номер OFDM-символу;

$\mathbf{X}_i(n)$ - L -мірний вектор-стовпець, складений з сигналів $x_i^l(n)$ в i -му частотному каналі на вході модулятора блоку зворотного перетворення Фур'є (IFT) l -ї передавальної антени

$$\mathbf{X}_i(n) = \begin{bmatrix} x_i^1 \\ \vdots \\ x_i^L \end{bmatrix}; \quad (2.14)$$

$\mathbf{Y}_i(n)$ – вектор - стовпець сигналів $y_i^q(n)$ виході демодулятора блоку DFT, прийнятих q -ю антеною

$$\mathbf{Y}_i(n) = \begin{bmatrix} y_i^1 \\ \vdots \\ y_i^Q \end{bmatrix}; \quad (2.15)$$

$\mathbf{H}_i(n)$ - канална матриця, складена з елементів $h_i^{l,q}(n)$

$$\mathbf{H}_i(n) = \begin{bmatrix} h_i^{1,1} & \dots & h_i^{L,1} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_i^{1,Q} & \dots & h_i^{L,Q} \end{bmatrix}; \quad (2.16)$$

L, Q – число, передавальних і приймальних антен відповідно;

$i \in [1, N]$, $l \in [1, L]$, $q \in [1, Q]$, $\boldsymbol{\eta}_i(n)$ - адитивний гауссовський шум на виході фільтру ПЧ приймача q -ї антени з нульовим середнім і дисперсією σ_η^2 ;

$\boldsymbol{\sigma}_i(n)$ – комплексний вектор шумів збудження з гаусівським розподілом, нульовим середнім і заданою кореляційною матрицею;

α -числовий коефіцієнт рекурентного співвідношення, який дозволяє апроксимувати зміну у часі послідовність значень $H_i(n)$.

Для поділу каналів необхідно знати каналну матрицю $H_i(n)$, складену з її каналних елементів $h_i^{lq}(n)$, а також характер розподілу спектральної густини потужності сигналу з урахуванням доплерівського уширення спектру.

У системах зв'язку нових поколінь з MIMO та OFDM у припущенні релеївського багатопроменевого поширення сигналу, коли кожен промінь є композицією великого числа компонентів, коефіцієнти передачі між кожною парою передавальних і приймальних антен (імпульсні характеристики каналів $h_i^{lq}(n)$) є комплексними величинами з гаусовським розподілом та нульовим середнім.

Значення τ_{max} та F_{max} виберемо виходячи з тривалості циклічного префіксу і максимальної швидкості руху абонента та умови $2F_{max}\tau_{max} < 1$, яка обмежує число ступенів свободи імпульсної характеристики каналу зв'язку в процесі її оцінювання (див. п.р. 1.4).

Численні експерименти показують, що в реальних умовах каналів із завмираннями канална матриця $H_i(n)$ має явно виражені кореляційні властивості по параметру n з часом кореляції від одиниць до декількох десятків тривалостей OFDM символів [4]. У цих умов досить ефективними можуть виявитися слідкуючі алгоритми замкненої корекції.

Таким чином сутність адаптивної модуляції в системі з MIMO і OFDM полягає виявленні селективних завмирань у конкретній групі піднесучих і на підставі цієї інформації для кожного UE призначаються групи піднесучих з максимально можливим рівнем. На наступному кроці вибирається вид модуляції і швидкість кодування інформаційних символів для даної групи піднесучих. В результаті можливо помітне зниження впливу зміни параметрів радіоканалу на якість зв'язку.

Можлива структура адаптивної системи з 2x2 MIMO і OFDM зображена на рис.2.14. Процес адаптації забезпечують дані, що надходять по каналу зворотного зв'язку (FB). Попереднє кодування каналу з розкладанням по сингулярним числам матриці забезпечує надійний розподіл просторових каналів з OFDM.

При використанні просторово-часового кодування Аламоуті даний підхід може бути застосовано і до систем без зворотного зв'язку. Природно, що алгоритми адаптивної модуляції для MIMO із замкненою і відкритою петлею різняться.

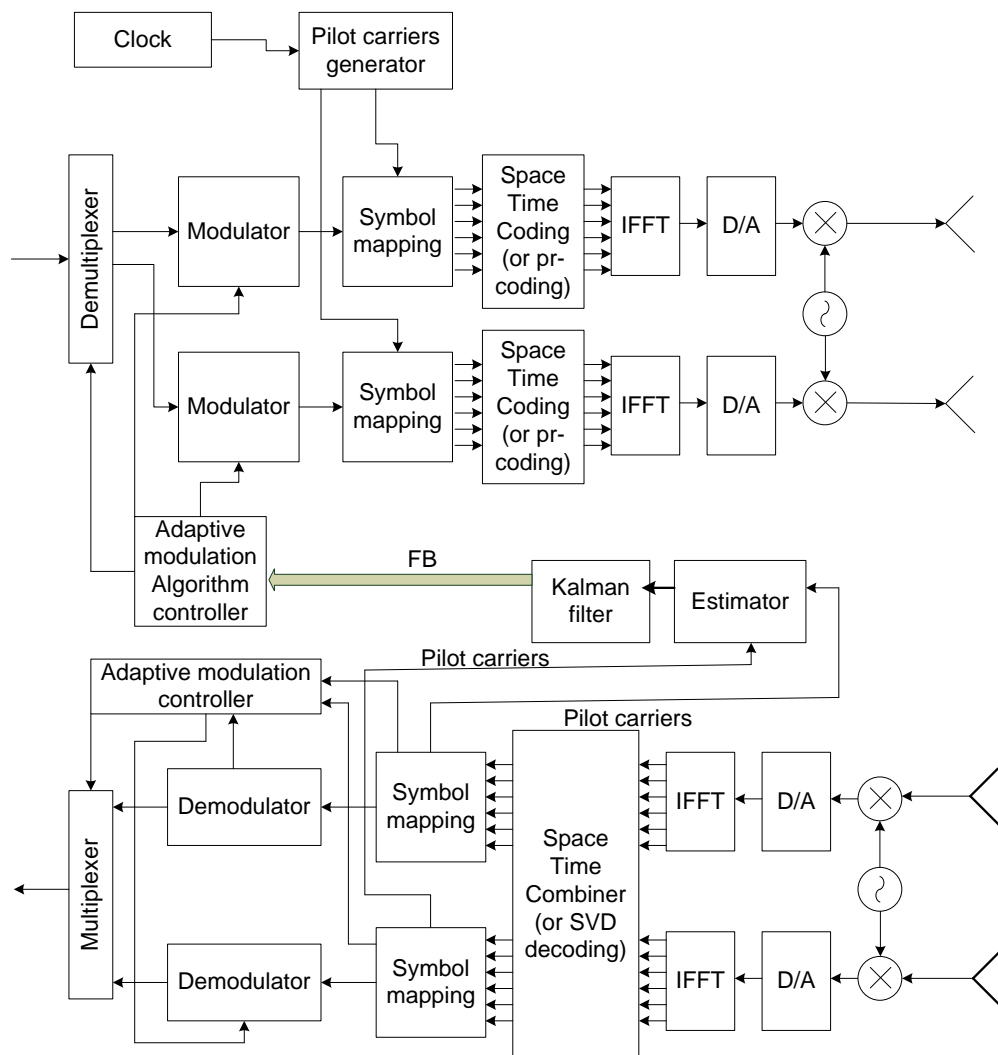


Рис. 2.14 - Функціональна схема моделі адаптивної системи зв'язку з MIMO та OFDM

Результати імітаційного моделювання системи зв'язку з адаптацією у частотній області з використанням розробленої моделі показані на рис.2.15 та рис.2.16 [47].

На рис.2.15,а показані результати моделювання для фіксованої модуляції 16QAM у діапазоні SINR від 14 дБ до 20 дБ (верхня крива) та для системи з адаптивною модуляцією у частотній області (нижня крива) при такій же позиційності модуляції 16QAM, але з адаптивним вибором частотних підканалів з найкращим SINR .

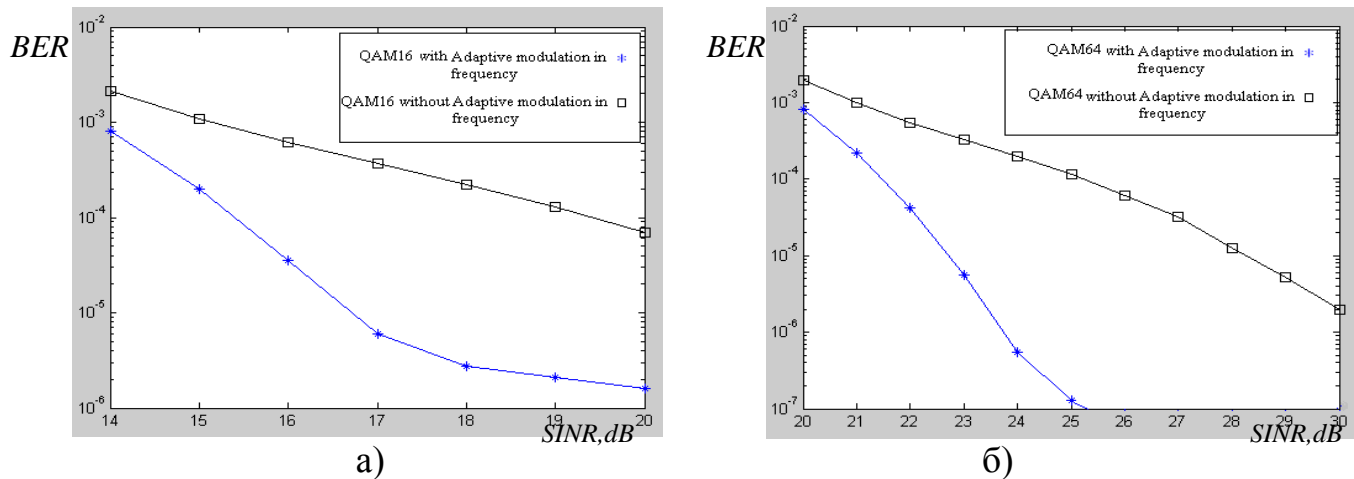


Рис. 2.15 - Адаптація у частотній області

На рис.2.15,б показані аналогічні графіки для фіксованої модуляції 64QAM у діапазоні SINR від 20 дБ до 30 дБ. Графіки свідчать про переваги адаптивного вибору частотних підканалів при організації зв'язку з конкретним UE. Додатковий вигреш у SINR лише за рахунок адаптивного вибору підканалів досягає 6дБ .

2.6 Використання калманівської фільтрації для відстеження змін у матриці каналу

Для відстеження змін елементів матриці каналу $h_i^{l,q}$ та їх оцінки шляхом мінімізації впливів шуму в системах із замкненою петлею зворотного зв'язку природно використовувати алгоритм калманівської фільтрації [45,47]

$$\hat{h}_i^{l,q}(n) = a\hat{h}_i^{l,q}(n-1) + k^{l,q}(n)[y^{l,q}(n) - ac\hat{h}_i^{l,q}(n-1)], \quad (2.17)$$

де $\hat{h}_i^{l,q}(n)$ - оцінка коефіцієнту каналу; $y^{l,q}(n)$ - відлік тестового сигналу вимірювального каналу; $k^{l,q}(n)$ - коефіцієнт підсилення вимірювального каналу, який розраховується наступним чином

$$k^{l,q}(n) = \frac{c[a^2 p^{l,q}(n-1)\sigma_g^2]}{\sigma_v^2 + c^2\sigma_g^2 + c^2 a^2 p^{l,q}(n-1)}; \quad (2.18)$$

σ_v^2 - дисперсія шуму; σ_g^2 - потужність корисного сигналу; a, c - нормуючі коефіцієнти, $p^{l,q}(n)$ - середньоквадратична помилка вимірювань

$$p^{l,q}(n) = \frac{1}{c} \sigma_v^2 k^{l,q}(n). \quad (2.19)$$

Рівняння (2.17) описує петлю, яка оцінює наступне значення коефіцієнту каналу $\hat{h}_i^{l,q}(n)$ на основі знання попереднього $\hat{h}_i^{l,q}(n-1)$ та коефіцієнту підсилення $k^{l,q}(n)$. Наступне значення коефіцієнту підсилення розраховується з урахуванням

среднеквадратичної помилки $p^{l,q}(n-1)$, після чого можна розрахувати таке значення $p^{l,q}(n)$.

Схема математичної моделі одного каналного фільтру Калмана, синтезована у відповідності з (2.17), зображена на рис.2.16. Кожен з фільтрів Калмана зчитує коефіцієнти вимірювальних каналів з системи оцінки каналів по пілот-сигналам і передає розрахункову матрицю каналу у блок алгоритмів адаптивної модуляції.

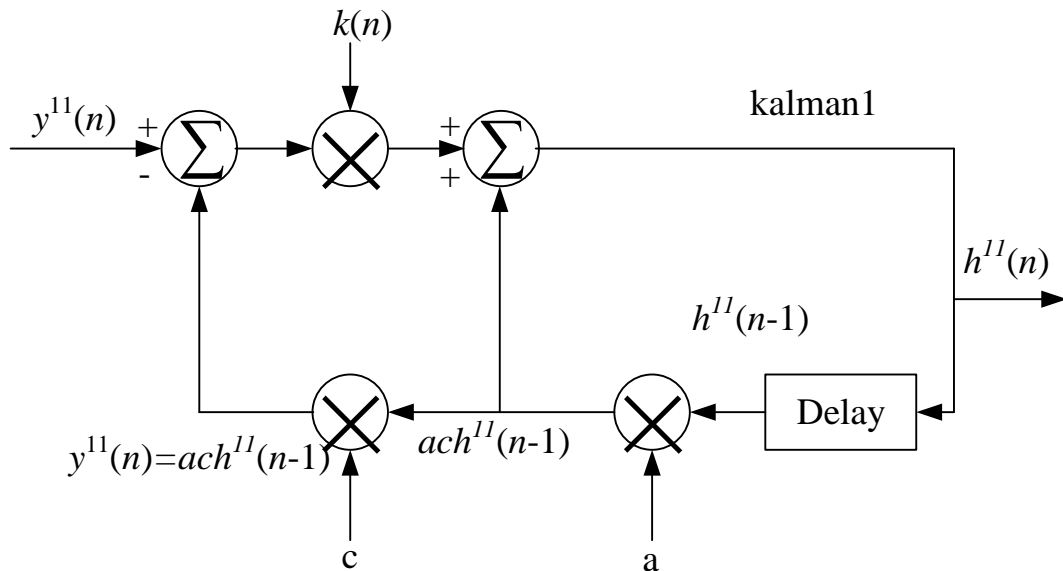


Рис. 2.18 - Модель одного каналу калманівської фільтрації

Оцінки параметрів фільтрів Калмана кожного каналу здійснюється відповідно з (2.17)...(2.19). При цьому крок дискретизації узгоджується з інтервалом кореляції або задається виходячи з особливостей системи, що генерує вхідний процес $x(n)$.

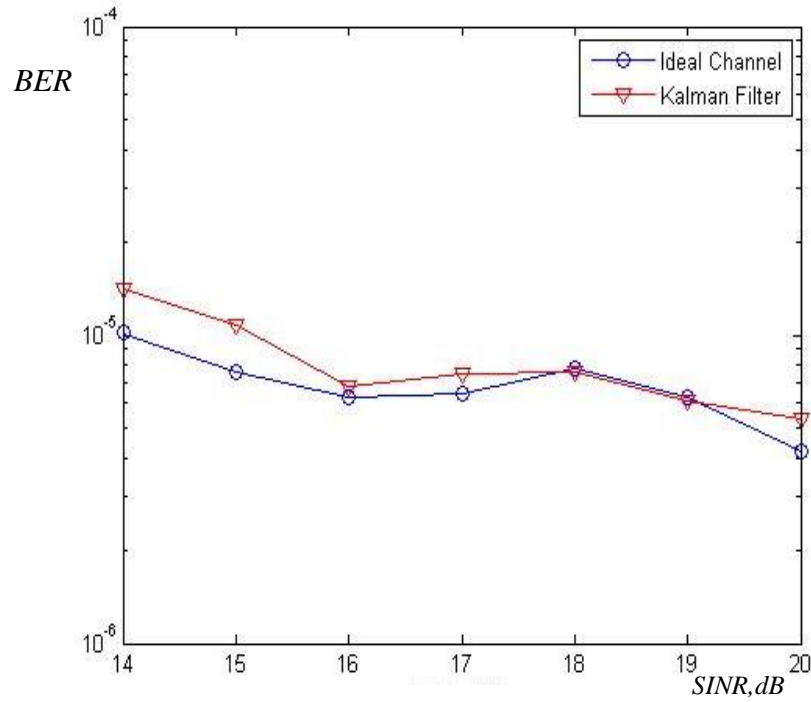


Рис. 2.19 - Адаптивна модуляція у каналах МІМО з калманівською фільтрацією з розімкненою петлею зворотного зв'язку

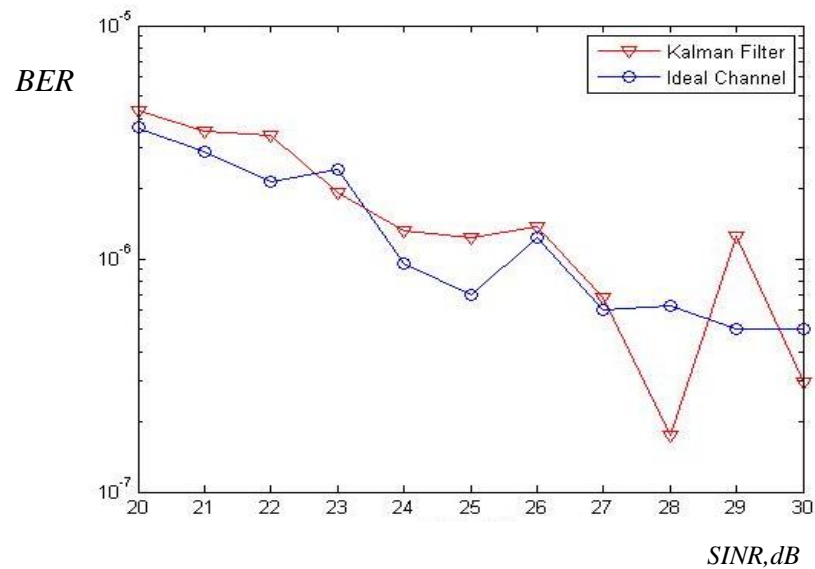


Рис. 2.20 - Адаптивна модуляція у каналах МІМО з калманівською фільтрацією з замкненою петлею зворотного зв'язку

Результати імітаційного моделювання показали, що за показником BER адаптивні системи з калманівською фільтрацією з відкритою і замкненою петлею наближаються до ідеальних систем з повним знанням параметрів каналів.

Таким чином важливою умовою підвищення якості (завадозахищеності та спектральної ефективності) сучасних і перспективних систем зв'язку, які використовують технології MIMO та OFDM, є наявність інформації про стан каналу зв'язку, що передбачає оцінку комплексних коефіцієнтів передачі каналної матриці H на стороні приймача і передачу цієї інформації по зворотному каналу на передавач. Показано, що за показником BER адаптивні системи з калманівською фільтрацією з відкритою і замкнутою петлею наближаються до ідеальних систем з повним знанням параметрів каналів.

2.7 Рекомендації що до практичної реалізації методів адаптивної модуляції у системах нових поколінь з MIMO та OFDM

Вище методи адаптивної модуляції в MIMO каналах розглядались, в основному, концептуально стосовно систем мобільного зв'язку з MIMO та OFDM. Нижче показується, як на практиці після адаптивного вибору частотного каналу для UE система може відстежувати зміни матриці каналу у часовій області, щоб адаптивно управляти позиційністю модуляції та швидкістю кодування в різних каналах [47].

Для формалізації правил адаптивного вибору модуляції і кодування розглянемо систему зв'язку, яка намагається передати інформацію наскільки можливо швидко через канал із змінним SINR. При цьому передавач повинен передавати дані так, щоб вони були надійно демодульовані та декодовані у приймачі, тобто параметри модуляції і кодування повинні бути обрані такими щоб крива досягнутої реальної залежності питомої пропускної здатності системи

від SINR проходила якомога ближче до граничної лінії, побудованої у відповідність з формулою Шеннона (2.1). При цьому досягнуту продуктивність (питому пропускну здатність) зручно оцінювати за формулою

$$c = (1 - P_{BLER}) \cdot r \cdot \log_2 M, \text{ bit/c}\cdot\text{Hz} \quad (2.20)$$

де $P_{BLER} = F(SINR)$ - ймовірність помилок в одному прийнятому блоці даних (коефіцієнт помилок блоку залежить від SINR); $r \leq 1$ - швидкість кодування, M - позиційність модуляції (кількість точок сузір'я). Наприклад, при $SINR \geq 16$ використання $64QAM$ ($M=2^6$) зі швидкістю кодування $r=3/4$ забезпечує максимальну продуктивність $4,5 \text{ bit/c}\cdot\text{Hz}$ (при $P_{BLER} = 0$), у той же час, як при $4 \leq SINR \leq 2$ $QPSK$ ($M=2^2$) зі швидкістю кодування $r=1/2$ максимальна продуктивність усього $1 \text{ bit/c}\cdot\text{Hz}$.

Графіки, які ілюструють співвідношення між реальною продуктивністю системи з адаптивною модуляцією та межею Шеннона зображені на рис.2.21.

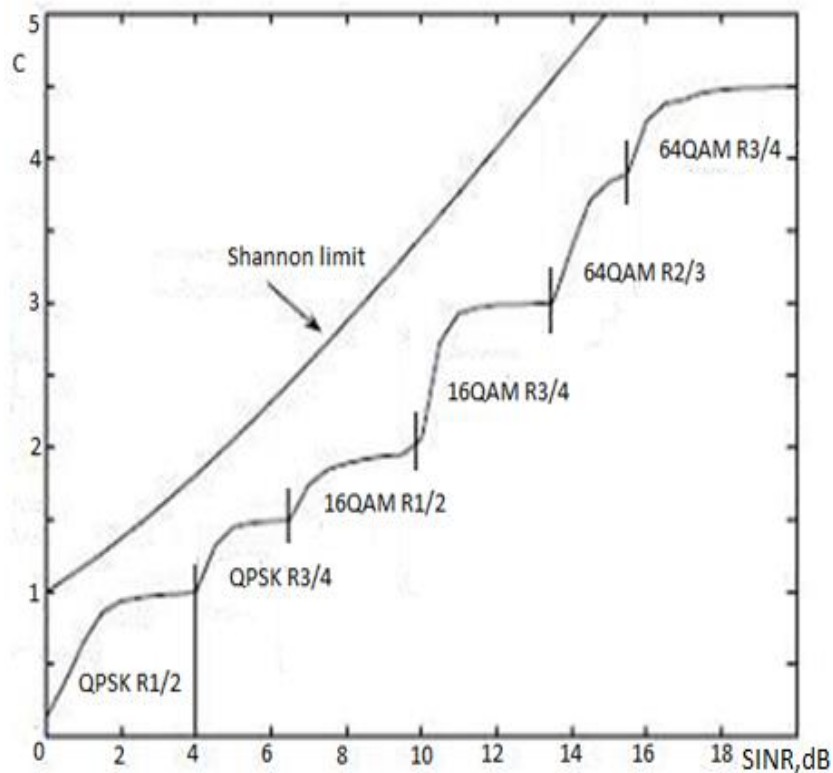


Рис. 2.21 – Співставлення реальної продуктивності системи з межею Шеннона

Реалізація методів адаптивної модуляції в MIMO каналах передбачає вирішення задачі управління. Можлива модель системи управління в якій для оцінки матриці каналу застосовується фільтр Калмана, представлена на рис.2.22.

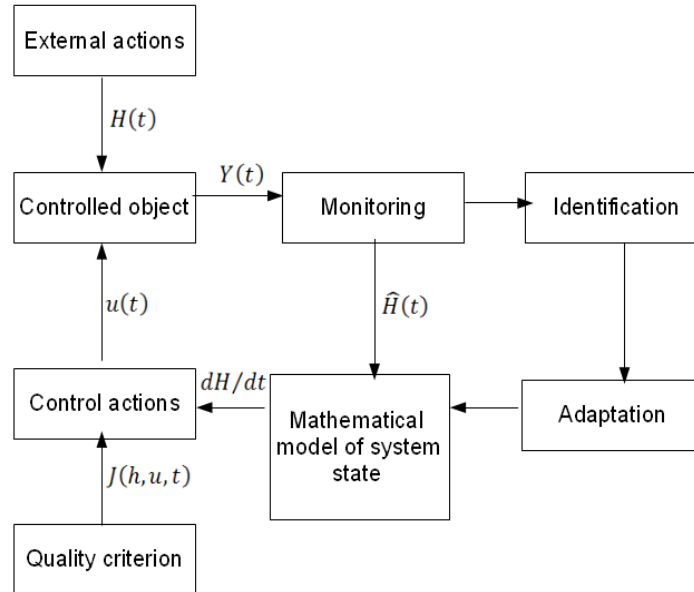


Рис.2.22 – Модель управління

У даній моделі під зовнішніми впливами (external actions) розуміється зворотний зв'язок радіоканалу, який забезпечує передавальний пристрій інформацією про матрицю каналу $H(t)$. Отриманий зворотний сигнал $Y(t)$, крім корисної інформації, містить шумову складову (білий шум), тому система спочатку буде оцінювати матрицю каналу $\hat{H}(t)$. Після цього виробляється рішення на управління. Зміни матриці каналу dH/dt враховуються при формуванні керуючого впливу (control action) $u(t)$.

Висновки по розділу 2

1. Важливим резервом розвитку мереж мобільного зв'язку з MIMO і OFDM є їх адаптація до змін параметрів окремих просторових і частотних каналів, що забезпечує найбільш повне використання наявного часового, просторового і

частотного ресурсу, щоб збільшити пропускну здатність системи зв'язку або при збереженні пропускну здатності зменшити ймовірність помилок.

2. Важливою умовою підвищення параметрів якості систем мобільного зв'язку з MIMO та OFDM є наявність інформації про стан каналу поширення сигналів, що передбачає оцінку комплексних коефіцієнтів передачі каналної матриці $\mathbf{H}(t)$ на стороні приймача і передачу цієї інформації по зворотному каналу на передавач. Показано, що за показником BER адаптивні системи з калманівською фільтрацією з відкритою і замкненою петлею наближаються до ідеальних систем з повним знанням параметрів каналів.

3. Запропоновано метод підвищення пропускну здатності близькою до межі Шеннона в системі зв'язку з MIMO, який полягає у формуванні власних незалежних віртуальних каналів з динамічним адаптивним вибором параметрів модуляції і кодування у кожному каналі.

4. Кінцевою метою адаптивного вибору модуляції і кодування є забезпечення умов для передачі інформації наскільки можливо швидко через канал зі змінним SINR. При цьому передавач повинен передавати дані так, щоб вони були надійно демодульовані та декодовані у приймачі, тобто параметри модуляції і кодування повинні бути обрані такими щоб крива досягнутої реальної залежності питомої пропускну спроможності системи від SINR проходила якомога ближче до граничної лінії, побудованої у відповідність з формулою Шеннона.

5. Реалізація методів адаптивної модуляції в MIMO та каналах передбачає вирішення задачі управління. Запропонована модель системи управління в якій для оцінки матриці каналу застосовується фільтр Калмана. У запропонованій моделі при прийнятті рішення на управління під зовнішніми впливами розуміється зворотний зв'язок радіоканалу, який забезпечує передавальний пристрій інформацією про матрицю каналу $\mathbf{H}(t)$.

РОЗДІЛ 3

ПІДВИЩЕННЯ ПРОПУСКНОЇ ЗДАТНОСТІ МОБІЛЬНИХ СИСТЕМ ЗВ'ЯЗКУ З OFDM ЗА РАХУНОК ДОДАТКОВОЇ АДАПТИВНОЇ ЧАСОВОЇ ЕКВАЛІЗАЦІЇ, БАГАТОФАЗНОЇ ФІЛЬТРАЦІЇ ТА ПОВОРОТУ СИГНАЛЬНОГО СУЗІР'Я

3.1 Головні причини зниження пропускної здатності систем мобільного зв'язку з класичним OFDM та шляхи їх усунення

Головними перевагами систем зв'язку з OFDM у порівнянні з системами, в яких використовується одне модульоване несуче коливання, є їх здатність протистояти впливу складних умов поширення електромагнітних коливань. Зокрема, використання OFDM істотно полегшує боротьбу з вузькосмуговими завадами, селективними (частотно-вибірковими) завмираннями та межсимвольною інтерференцією, пов'язаною з багатопроменевим характером поширення, без використання складних фільтрів-еквалайзерів. Спрощення каналної еквалізації досягається внаслідок того, що OFDM сигнал може розглядатися як багато повільно модульованих вузькосмугових сигналів, а не як один швидко модульований широкосмуговий сигнал [2,3].

Ортогональне частотне мультиплексування найчастіше здійснюється з використанням QAM-модуляції символами у вигляді прямокутних імпульсів з захисними інтервалами. При цьому низька символна швидкість робить можливим використання захисних інтервалів (Guard Interval - GI) у вигляді циклічних префіксів (CP) між символами. Циклічний префікс додається в початок кожного OFDM-символу і являє собою циклічне повторення закінчення символу. Наявність циклічного префікса створює часові паузи між окремими символами, і, якщо тривалість захисного інтервалу перевищує максимальний час затримки сигналу

при багатопроменевому поширенні, то міжсимвольної інтерференції (ISI) не виникає.

Однак системи зв'язку з OFDM сигналами більш чутливі, ніж одночастотні, до навіть невеликих частотних зсувів між переданими і прийнятими сигналами, які можуть виникнути внаслідок доплерівського ефекту в каналах зв'язку, та до неточності частотної синхронізації і частотних неузгодженостей між генераторами передавачів і гетеродинами приймачів. Ці частотні зсуви порушують ортогональність і сигнали на кожній конкретній частоті перестають бути незалежним від інших піднесучих. Це явище, відоме під назвою міжканальної інтерференції (MCI), ускладнює реалізацію безпомилкового прийому.

На рис.3.1 зображена схема типового OFDM передавача [3,37,47]. Вхідний потік бітів надходить на блок каналного кодера, який розбиває дані на N частотних підканалів. Вихідний паралельний потік символів піддається зворотному швидкому перетворенню Фур'є (IFT) для отримання сигналу у часовій області. Далі після додавання CP потік даних у часовій області перетворюється в аналоговий сигнал, який після смугової фільтрації модулює коливання необхідної несучої частоти і передається в канал.

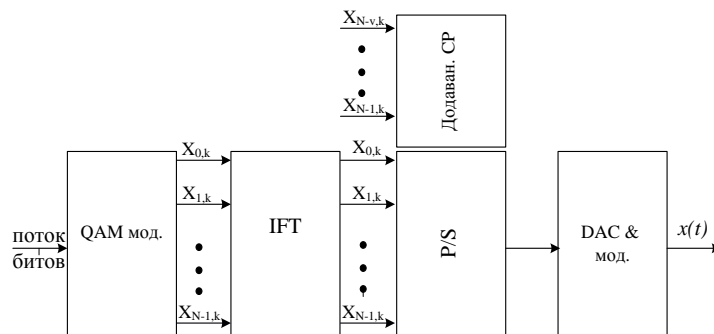


Рис.3.1 - Структурна схема передавача системи мобільного зв'язку з класичним OFDM

У приймальному пристрої системи зв'язку з класичним OFDM циклічний префікс видаляється з прийнятого блоку і отриманий сигнал перетворюється у частотну область за допомогою операції швидкого прямого перетворення Фур'є (FFT). Сигнал з блоку FFT надходить на еквалайзер частотної області. Потім

сигнал з виходу частотного еквалайзера надходить на каналний декодер для отримання прийнятого потоку бітів.

У частотній області циклічна згортка відповідає операції перемноження векторів

$$Y_n = X_{n,k} H_n + \eta_{n,k}, \quad (3.1)$$

где H_n – FFT відгук каналу на одиничний імпульс;

Y_n , X_n , та $\eta_{n,k}$ - n -і відліки FFT у k -му символному блоці прийнятого сигналу, переданого сигналу та адитивного шуму.

Спираючись на (3.1), еквалайзінг може бути проведено у частотній області. Однак, для того щоб забезпечити близьку до оптимальної еквалізацію в частотній області, у приймачі необхідно здійснити якісну циклічну згортку відліків прийнятого сигналу з коефіцієнтами каналу. Для цього потрібно, щоб довжина циклічного префікса дорівнювала або була більшою за максимальну затримку поширення сигналу. Якщо затримка у каналі буде значною в порівнянні з N , то виникне необхідність збільшення довжини циклічного префікса, що може знизити швидкість передачі даних до неприйнятно низького значення.

Для скорочення довжини циклічного префікса до складу приймача доцільно додати еквалайзер часової області. Це дозволить скоротити довжину циклічного префікса, забезпечити збільшення швидкості передачі даних, поліпшить умови роботи еквалайзера частотної області та підвищить його продуктивність [39,40]. При цьому слід враховувати, що введення попередньої часової еквалізації сприяє також зниженню міжблокової інтерференції, оскільки забезпечує більш чітку періодичність блоку даних. Це дозволяє зіставити N вихідних відліків з N -точковим сигналом у часовій області за допомогою операції згортки.

Таким чином еквалайзінг у системах мобільного зв'язку з класичним OFDM доцільно розглядати як трирівневий процес, який починається з додавання

циклічного префіксу у передавачі, а завершується дворівневою еквалізацією у приймачі [33,34,39].

Структурна схема приймача OFDM сигналів з комбінованою часовою та частотною еквалізацією приведена на рис.3.2.

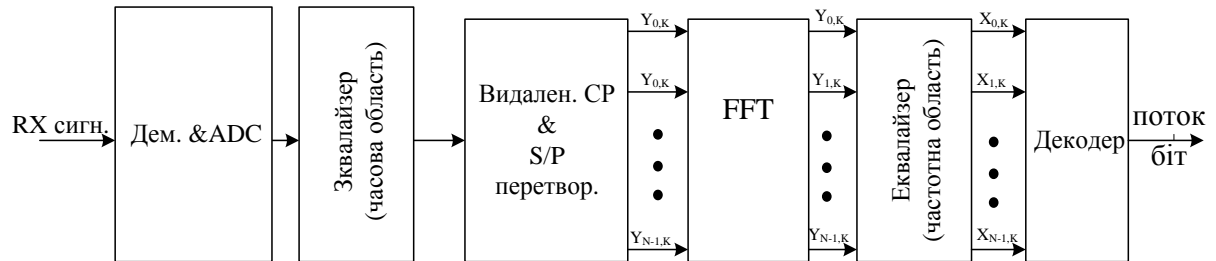


Рис.3.2 – Структурна схема приймача OFDM сигналів

з попередньою часовою та частотною еквалізаціями

Прийнятий антеною сигнал після смугової фільтрації та підсилення демодулюється, фільтрується по НЧ та оцифровується. Далі відліки сигналу надходять на еквалайзер часової області (TEQ), який може бути відносно просто реалізований як адаптивний КІХ-фільтр [33,39,40]. Циклічний префікс видаляється з прийнятого блоку і отриманий сигнал перетворюється у частотну область за допомогою операції прямого швидкого перетворення Фур'є. Сигнал з блоку FFT надходить на еквалайзер частотної області (FEQ) і після еквалізації - на каналний декодер.

3.2 Підвищення пропускної здатності лінії вниз за рахунок використання OFDM/OQAM сигналів

3.2.1 Особливості OFDM / OQAM сигналу

У системах з класичним OFDM сигналом циклічний префікс є надлишковою інформацією і в цьому сенсі знижує корисну (інформаційну) швидкість передачі [36,43]. Платою за введення захисних інтервалів є зниження

спектральної ефективності використання OFDM сигналів і відповідне зменшення пропускної спроможності системи зв'язку. Крім того, прямокутні символи OFDM мають спектр виду $\text{Sin}(kx)/kx$, для яких притаманний підвищений (близько -13дБ) рівень позасмугових компонент, який знижує компактність спектру і сприяє зростанню міжканальної інтерференції та внутрішньосистемних завад. Тому відносно недавно було запропоновано метод модуляції піднесучих зі зміщенням (OQAM-Offset QAM) а часі OFDM/OQAM як альтернатива OFDM, при якій для формування та обробки також використовуються алгоритми швидкого перетворення Фур'є. Але у порівнянні з класичним OFDM/QAM, при якому передаються комплексно-значні символи з заданою швидкістю, OFDM/OQAM передає реальні значущі символи з подвоєною швидкістю передачі символів і, отже, має аналогічну спектральну ефективність. Однак використання цього виду сигналів може забезпечити більш високу швидкість передачі корисної інформації, оскільки не вимагає додавання захисних інтервалів [57], а огинаюча модулюючого імпульсу може бути оптимізована відповідно до частотної характеристики каналу з використанням багатофазної фільтрації.

3.2.2 Модель OFDM / OQAM сигналу

При формуванні сигналу OFDM/OQAM модулюючі QAM символи (c_{mn}) розділяються на дві складові: реальну $\text{Re}\{c_{mn}\} = a_{mn}$ та уявну $\text{Im}\{c_{mn}\} = b_{mn}$, яка зсувається у часі на $T_s/2$ відносно реальної. Це означає, що математична модель такого сигналу може бути побудована на основі моделі класичного OFDM/QAM сигналу без циклічного префіксу

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} \sum_{m=0}^{m=N_u-1} c_{mn} e^{j2\pi m \Delta f t} g(t - nT_s), \quad (3.1)$$

де $g_{\Pi}(t - nT_s) = \begin{cases} 1, & \text{при } nT_s < t < (n+1)T_s \\ 0, & \text{вне інтервала} \end{cases}$ – прямокутний відеоімпульс.

Після розкладення c_{mn} на комплексні складові з урахуванням використання узгодженої багатофазної фільтрації цих складових OFDM/OQAM сигнал може бути представлений виразом [36,43]

$$\begin{aligned} s(t) &= \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} \sum_{m=0}^{m=N_u-1} a_{mn} j^m e^{j2\pi m \Delta f t} g(t - nT_u) + j b_{mn} j^m e^{j2\pi m \Delta f t} g(t + T_u/2 - nT_u) = \\ &= \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} \sum_{m=0}^{m=N_u-1} a_{mn} j^m e^{j2\pi m \Delta f t} g(t - nT_u) + b_{mn} j^{m+1} e^{j2\pi m \Delta f t} g(t + T_u/2 - nT_u). \end{aligned} \quad (3.2)$$

або

$$s(t) = \sum_n \sum_{m=0}^{N_u-1} d_{m,n} j^{m+n} e^{j2\pi m \Delta f t} \mathfrak{I}(t - n\tau_0) = \sum_n \sum_{m=0}^{N_u-1} d_{m,n} \mathfrak{I}_{m,n}(t), \quad \tau_0 = T_u/2, \quad (3.3)$$

де $d_{m,n} = a_{m,n}$ або $b_{m,n}$ у залежності від значення n ;

j^{m+n} визначає тип доданку: real (якщо $m+n$ парне) або imaginer (якщо $m+n$ непарне);

$\mathfrak{I}_{m,n}(t)$ - фільтруюча функція ІОТА (Isotropic Orthogonal Transfer Algorithm), яка забезпечує багатофазну узгоджену з частотним каналом фільтрацію та ортогональність піднесучих у OFDM символів.

Для функції $\mathfrak{I}_{m,n}(t)$ справедливий вираз

$$\operatorname{Re} \left\{ \int_{\mathfrak{R}} \mathfrak{I}_{m,n}(t) \cdot \mathfrak{I}_{m',n'}^*(t) dt \right\} = \delta_{m,m'} \delta_{n,n'}. \quad (3.4)$$

Найважливішими перевагами ІОТА-функції перед іншими ортогональними базисними функціями є її компактність - локальність за часом та частотою. Це забезпечує можливість використання меншої кількості ортогональних базисних функцій (імпульсів), необхідних для представлення

одного символу, що дозволяє знизити обчислювальну складність реалізації. Форма ІЮТА імпульсу показана на рис.3.

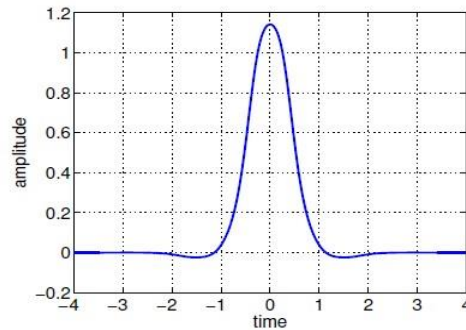


Рис.3.3 – Форма ІЮТА імпульсу

Імпульс ІЮТА виведений з гаусівського імпульсу, тому має гарну частотно-часову компактність. Ортогональний базис, згенерований з ІЮТА імпульсів, може бути записаний як

$$\mathfrak{S}_{m,n} = i^{m+n} e^{i2\pi mft} \mathfrak{S}\left(t - n\frac{T}{2}\right). \quad (3.5)$$

Співмножник i^{m+n} у формулі (3.5) є коефіцієнтом фазового зсуву. При цьому вираз (3.3) визначає модуляцію з багатьма несучими, що використовує OQAM з ІЮТА як ортогональним базисом з часовим зсувом $T/2$.

3.2.3 Схеми формування та обробки OFDM/OQAM сигналів

Важливою відмінністю OFDM /OQAM від класичної OFDM є те, що швидкість передачі сигнальних символів подвоюється ($\tau_0 = T_s/2$). Схема формування сигналу OFDM / OQAM показана на рис. 3.4.

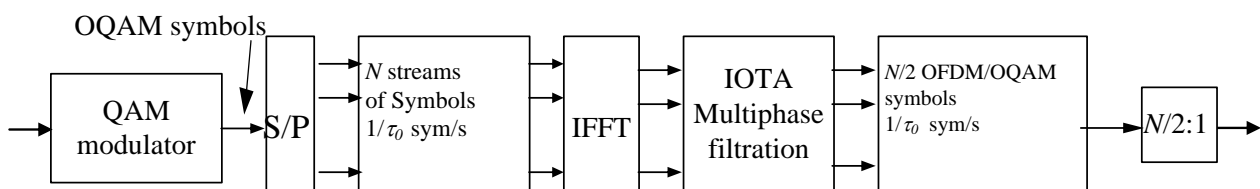


Рис.3.4 - Схема формування OFDM/OQAM сигналу

Модулятор генерує N реальних символів тривалістю $\tau_0 = T_s/2$. Потім (до перетворення IFFT) вони мультиплекуються з урахуванням складової i^{m+n} , яка при парному $m+n$ є реальною, а при непарному - уявною. Для порівняння на рис. 3.5 показана частотно-часова структура комплексних сигналів OFDM/QAM та OFDM/OQAM [57].

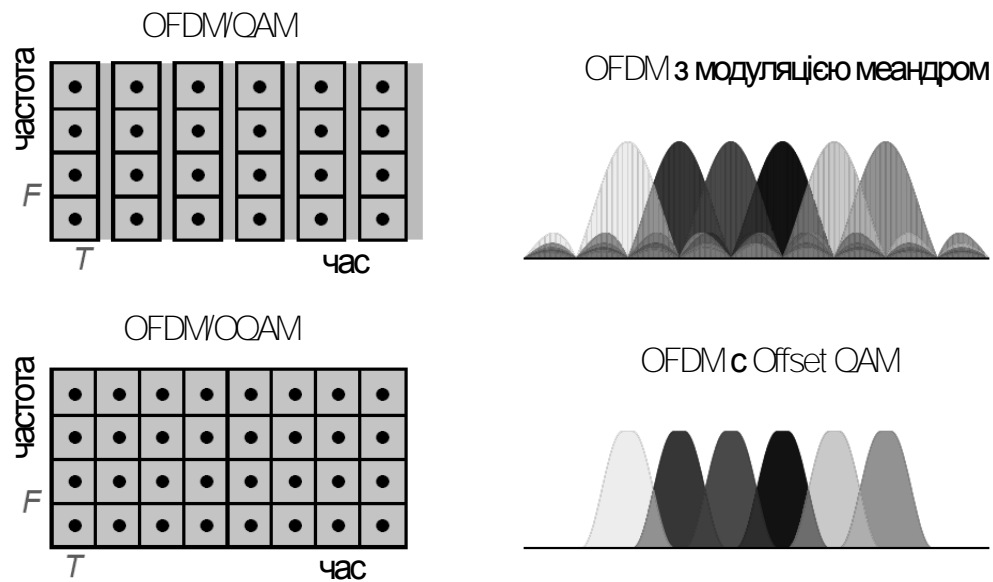


Рис.3.5 - Частотно-часова структура сигналів OFDM/QAM та OFDM/OQAM

Алгоритми функціонування передавача та приймача сигналів OFDM/OQAM представлено на рис. 3.6 та 3.7.

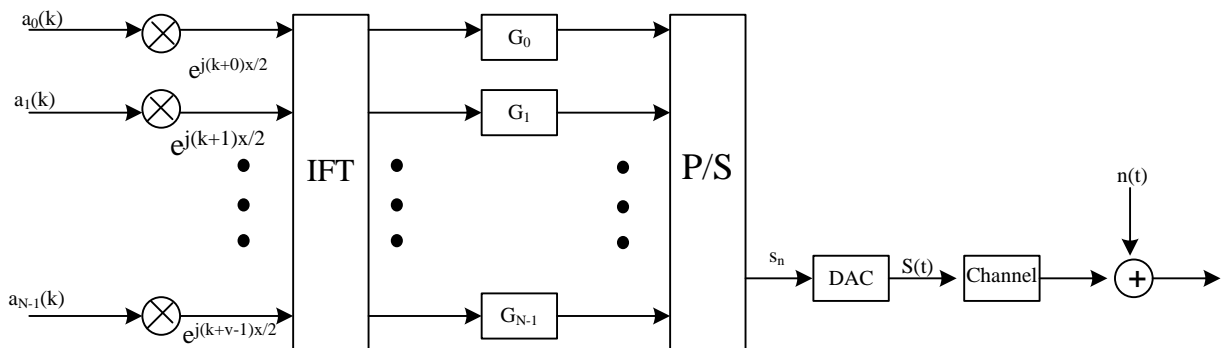


Рис.3.6 - Алгоритм функціонування передавача OFDM/OQAM сигналів

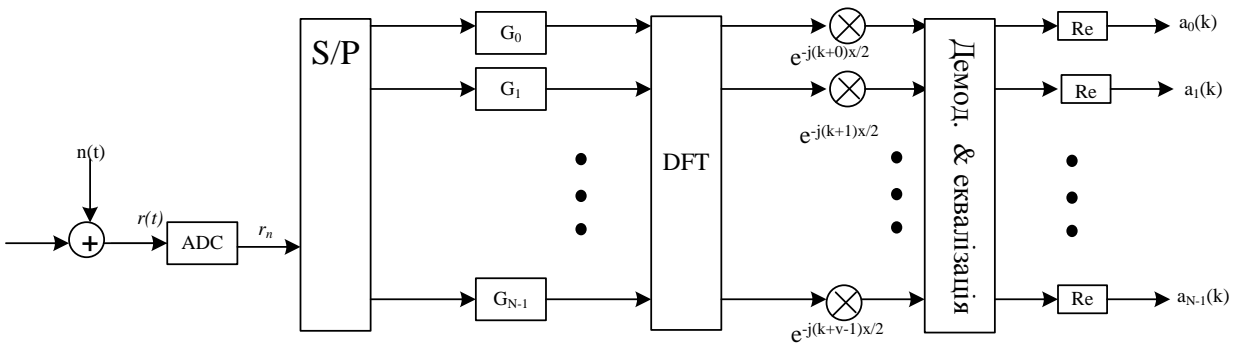


Рис.3.7 - Алгоритм функціонування приймача OFDM/OQAM сигналів

Важливою відмінністю OFDM/OQAM від сигналу з класичною квадратурною модуляцією піднесучих OFDM/QAM є застосування після зворотного перетворення Фур'є (IFT) багатофазної фільтрації G_n з використанням фільтруючих властивостей функції ІОТА - Isotropic Orthogonal Transfer Algorithm, що дозволяє відмовитись від використання спеціальних захисних інтервалів - циклічних префіксів. Одним з спрощених варіантів багатофазної фільтрації (функції ІОТА), що забезпечує ортогональність сигналів, є гаусівська форма функції у часовій та частотній областях

Завдяки високим фільтруючим властивостям функції ІОТА відбувається локалізація спектру. Спектр OFDM / OQAM сигналу має більш швидкий спад на краях у порівнянні з класичним OFDM. В результаті цього зменшуються міжканальні інтерференційні спотворення (ICI) та внутрішньо-системні завади у мережі.

На рис. 3.8 наведені для порівняння спектри сигналів OFDM/OQAM та класичного OFDM/QAM.

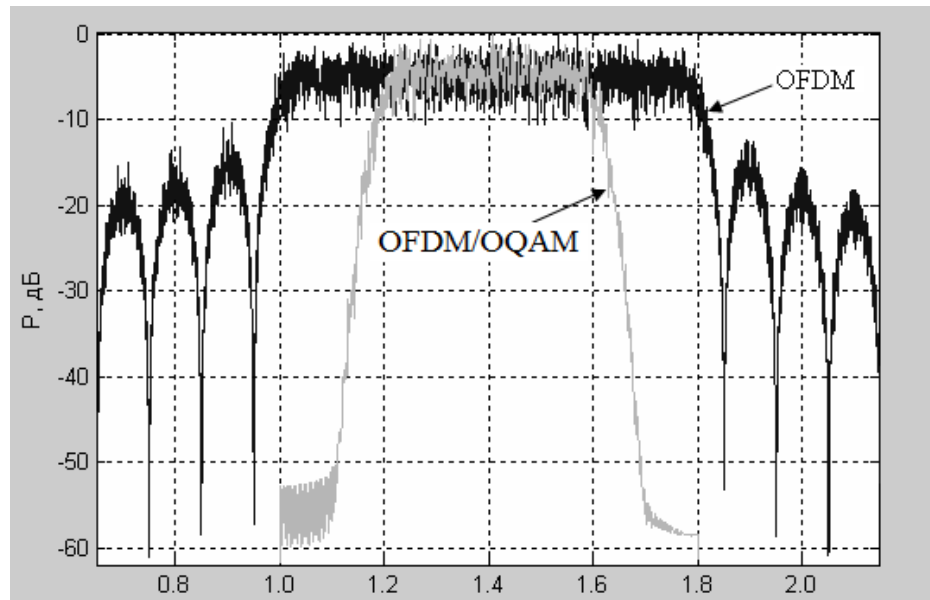


Рис.3.8 - Спектри OFDM/OQAM та класичного OFDM/QAM сигналів

3.3 Підвищення завадостійкості систем мобільного зв'язку з OFDM за рахунок повороту сигнального сузір'я

Метод повороту сигнального сузір'я класичного OFDM/QAM сигнал недавно впроваджено в стандарт наземного цифрового телебачення DVB-T2 для підвищення завадостійкості. Сформований модуляційний символ повертається в комплексній площині на певний кут, який залежить від позиційності модуляції [60]. Завдяки повороту діаграми на точно підібраний кут для кожного виду модуляції (29° для QPSK, $16,8^\circ$ -для 16QAM, $8,6^\circ$ для 64QAM і $\arctg(1/16)$ для 256QAM) сузір'я набуває унікальні I, Q - координати та істотно підвищує стійкість прийому сигналів в умовах завад (рис.3.9).

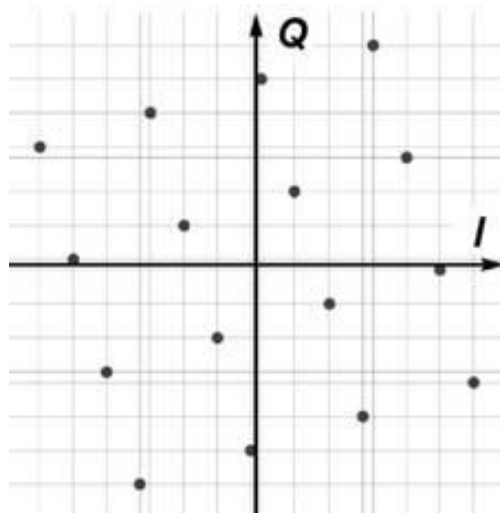


Рис3.9 – Повернуте сузір'я для 16QAM модулюючого сигналу

Оскільки у DVB-T2 використовує OFDM сигнали з QPSK, 16 QAM, 64QAM і навіть 256QAM для модуляції піднесучих, тобто такі ж сигнали які застосовуються і в перспективних системах мобільного зв'язку, то природно використати накопичений досвід щодо застосування цієї технології і при вирішенні завдань підвищення якості мобільного зв'язку.

Сутність методу полягає в наступному. При повороті сузір'я порушується ортогональність QAM-діаграми, тим самим вводиться кореляційний зв'язок між дійсними і уявними координатами точок сузір'я. Це хоч і призводить до деякого зменшення потенційної завадостійкості QAM-сигналу, але зате дозволяє за прийнятним значенням однієї з координат точки сузір'я відновити координату втраченої іншої.

Важливою складовою цього методу є рознесення координат точок I і Q за часом та частотою за межі області кореляції завади та декорелювати вплив імпульсних завад і частотно-селективних завмирань на подію одночасної втрати обох координат точки сузір'я при поширенні сигналу. Алгоритмічно це забезпечується поворотом координат на кут, оптимальний для кожної з mQAM-

діаграми, що призводить до збільшення кількості даних, які описують координати точки сузір'я (рис.3.10, а), з подальшим циклічним зсувом Q-координати на тривалість однієї ланки даних (рис.3.10,б) з подальшим рознесенням I і Q координат за рахунок перемещування за часом і частотою [69].

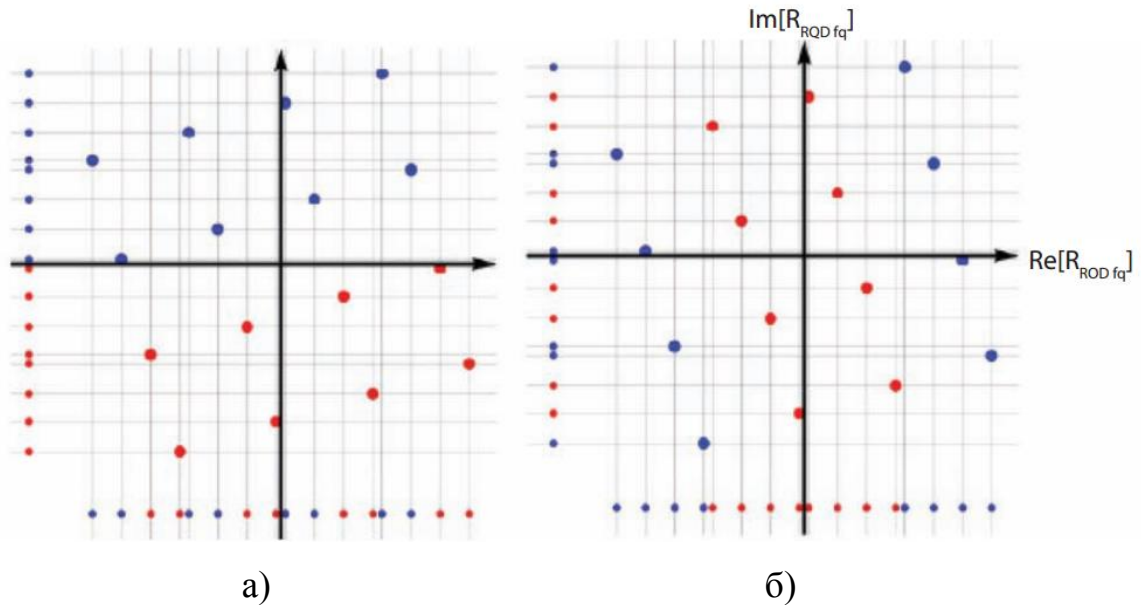


Рис.3.10 – Повернуті сигнальні сузір'я для 16QAM

Глибина перемещування, прийнята у стандарті DVB-T2, враховує статистику імпульсних завад та частотно-селективних завмирань на трасі поширення. Важливо враховувати те, що при цьому методі не відбувається збільшення загальної кількості переданих даних і відповідних витрат частотного спектра. Фактично проводиться заміна значень координат, однакових для різних точок сузір'я, на унікальні координати, що належать тільки даній точці.

Моделювання застосування цього методу показало, що він дає суттєвий вигреш в завадостійкості при роботі системи в складних умовах прийому (канал Релея), дозволяючи наблизити значення мінімальної напруженості поля до величини, характерної для гаусівського каналу.

Розглянемо детальніше процес повороту сигнального сузір'я на прикладі модуляції 16QAM. Сигнальне сузір'я будемо будувати згідно таблиць 3.1 і 3.2

розташування точок для дійсної I та уявної Q складової модуляції 16QAM. Схема бітового розташування символів на відповідному сузір'ї зображена на рис.3.11.

Таблиця 3.1. Розташування точок дійсної складової 16QAM

$y_{0,q}$	1	1	0	0
$y_{2,q}$	0	1	1	0
$Re\{z_q\}$	-3	-1	1	3

Таблиця 3.2. Розташування точок уявної складової 16QAM

$y_{1,q}$	1	1	0	0
$y_{3,q}$	0	1	1	0
$Im\{z_q\}$	-3	-1	1	3

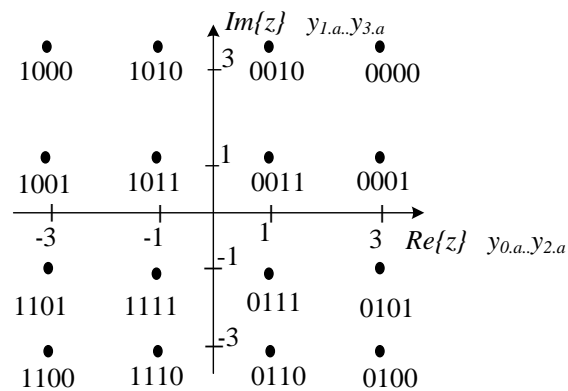


Рис.3.11 - Схема бітового розташування символів на сузір'ї 16QAM

Розташування точок z_q для кожного сузір'я $y_{0,q} \dots y_{n \bmod -1,q}$ нормалізується у відповідності з таблицею 3.3 для кожного виду модуляції

Таблиця 3.3. Коефіцієнти нормалізації для різних видів модуляції

Вид модуляції	Нормалізація
BPSK	$f_q = z_q$
QPSK	$f_q = z_q / \sqrt{2}$
16QAM	$f_q = z_q / \sqrt{10}$
64QAM	$f_q = z_q / \sqrt{42}$
256QAM	$f_q = z_q / \sqrt{170}$

При повороті сузір'я нормалізовані значення комірок кожного FEC блоку $F = (f_0, f_1, \dots, f_{N_{cells}-1})$, де $N_{cells}-1$ – число комірок у FEC блоці, повертається у комплексній площині, а уявна складова циклічно затримується на тривалість однієї комірки FEC блоку. У результаті на виході комірки мають вигляд:

$$g_0 = \operatorname{Re}\{R_{RQD} f_0\} + j \operatorname{Im}\{R_{RQD} f_{N_{cells}-1}\};$$

$$g_q = \operatorname{Re}\{R_{RQD} f_q\} + j \operatorname{Im}\{R_{RQD} f_{q-1}\}, \quad q=1, 2, \dots, N_{cells}-1,$$

де $R_{RQD} = e^{j2\pi\Psi/360}$ – коефіцієнт, який враховує кут нахилу Ψ . Величина цього кута для різних видів модуляції наведена у табл.3.4.

Таблиця.3.4. Кут нахилу для різних видів модуляції

Модуляція	QPSK	16QAM	64QAM	256QAM
$\Psi, \text{град}$	29	16,8	8,6	$\operatorname{arctg}(1/16)$

Кожна координатна точка у модуляторі опрацьовується окремо. У OFDM сигналі вони передаються також окремо один від одного, змішуючись з квадратурною u_2 та u_1 іншого символу.

При звичайному (не повернутому) сузір'ї декілька точок розташовані на певних спільних ортогональних лініях, і їх проекції збігаються. За рахунок

повороту діаграми на точно підібраний кут кожна точка отримує унікальні координати u_2 та u_1 . Деякі з координат опиняються досить близько одна від одної, але по одній точці завжди можна відновити іншу (рис.3.12).

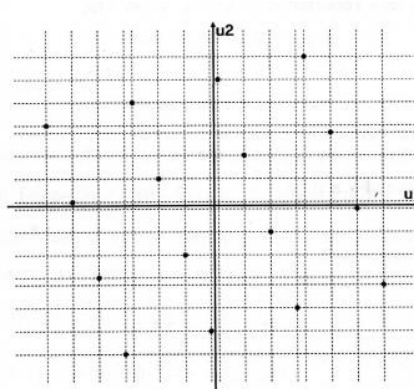


Рис.3.12 – Поворот сигнального сузір'я для модуляції 64QAM

Механізм зсуву уявної складової сигналу розносить вихідні координати координатної точки у різні модуляційні символи, тобто на різні піднесучі.

У приймачі u_2 та u_1 знову об'єднуються, формуючи стандартне вихідне сузір'я. Таким чином, якщо одна піднесуча або символ будуть втрачені в результаті впливу завади або інтерференції, збережеться інформація про іншу координату, що дозволить відновити символ, хоча і з більш низьким рівнем $SINR$. Для ввімкнення режиму повороту сигнального сузір'я необхідно у відповідному стандарті передбачити передачу спеціальну команду.

Моделювання застосування цього методу показало, що він дає суттєвий вигреш в завадостійкості при роботі системи в складних умовах прийому (канал Релея), дозволяючи наблизити значення мінімальної напруженості поля до величини, характерної для гауссовського каналу. Результати моделювання показали, що вигреш за рахунок застосування технології повороту сигнального сузір'я може досягати 5дБ.

Висновки по розділу 3

1. Для скорочення довжини циклічного префіксу у системах з класичним OFDM/QAM сигналом, до складу приймача доцільно ввести додатковий еквалайзер часової області. Це дозволить скоротити довжину циклічного префікса, збільшивши швидкість передачі даних, і поліпшити умови роботи та продуктивність еквалайзера частотної області. Введення попередньої часової еквалізації сприяє також зниженню міжблокової інтерференції, оскільки забезпечує більш чітку періодичність блоку даних. Це дозволяє більш точно зіставляти N вихідних відліків з N -точковим сигналом у часовій області за допомогою операції згортки. Еквалайзінг в системах мобільного зв'язку з класичними OFDM/QAM сигналами доцільно розглядати як трирівневий процес, який починається з додавання циклічного префіксу в передавачі, а завершується дворівневою комбінованою часовою та частотною еквалізацією у приймачі.

2. У системах з класичним OFDM/QAM сигналами циклічні префікси є надлишковою інформацією, яка знижує корисну швидкість передачі і спектральну ефективність використання OFDM сигналів. Крім того, прямокутні символи QAM мають спектр виду $\text{Sin}(kx)/kx$, для якого характерний підвищений (близько -13дБ) рівень позасмугових компонент, які знижують компактність спектру і сприяють зростанню міжканальної інтерференції та внутрішньосистемних завад. Тому метод модуляції зі зсувом OFDM/OQAM доцільно використовувати як альтернативу класичному OFDM.

3. Завдяки високим фільтруючим властивостям функції ІОТА відбувається локалізація спектру OFDM/OQAM. Він має більш швидкий спад на краях в порівнянні з класичним OFDM. В результаті цього зменшуються міжканальна інтерференційні спотворення (ICI) і внутрішньо-системні завади в мережі.

4. Метод повороту сигнального сузір'я класичного OFDM/QAM сигналу нещодавно запропоновано для впровадження в стандарт наземного цифрового

телебачення DVB-T2 для підвищення завадостійкості. Оскільки в системах мобільного зв'язку нових поколінь основними є такі ж OFDM сигнали, то природно використати накопичений досвід щодо застосування цієї технології і для підвищення стійкості мобільного зв'язку в умовах завад.

5. При використанні методу повороту сигнального сузір'я модуляційний символ повертається у комплексній площині на певний кут, який залежить від позиційності модуляції. Завдяки цьому кожна точка сузір'я набуває дві унікальні I, Q – координати і, якщо одна піднесуча або символ будуть втрачені в результаті впливу завади або інтерференції, збережеться інформація про іншу координату, що дозволить відновити символ, хоча і з більш низьким рівнем *SINR*.

РОЗДІЛ 4

АДАПТИВНА ПРОСТОРОВО-ЧАСОВА ТА ПОЛЯРИЗАЦІЙНА ОБРОБКА СИГНАЛІВ У МОБІЛЬНИХ СИСТЕМАХ ЗВ'ЯЗКУ НОВИХ ПОКОЛІНЬ

4.1 Постановка задачі

З розвитком мереж мобільного зв'язку все більше уваги приділяється питанням їх електромагнітної сумісності (ЕМС). Показники ЕМС погіршуються особливо через збільшення щільності розміщення систем зв'язку у містах та зростання кількості їх абонентів, а також більш інтенсивного використання радіочастотного ресурсу різними видами радіосистем. Зростання інтенсивності завад часто змушує збільшувати потужність передавачів, що, у свою чергу, погіршує ЕМС. Зростання кількості БС та мобільних терміналів, а також кількості програмних додатків, які забезпечують послуги мобільного зв'язку, призводить до збільшення часу використання радіомереж і додатково ускладнює завадове оточення.

Одним з важливих напрямків, які сприяють вирішенню проблеми електромагнітної сумісності, є використання адаптивних антенних решіток (ААР) у системах мобільного зв'язку. При цьому в основу більшості методів просторово-часової обробки сигналів (ПЧОС) покладена оцінка та зміна комплексного вектору вагових коефіцієнтів (ВВК) у каналах ААР (рис.4.1) у відповідності з тим чи іншим алгоритмом [1,20,22,25,67,71-78].

Важливою перевагою ПЧОС в системах з ААР є те, що вона природно поєднується з іншими адаптивними частотно-часовими, кодовими, різними організаційними методами, вдало доповнюючи їх і розширюючи потенціал якості прийому/передачі сигналів за рахунок розширення простору прийняття рішень.

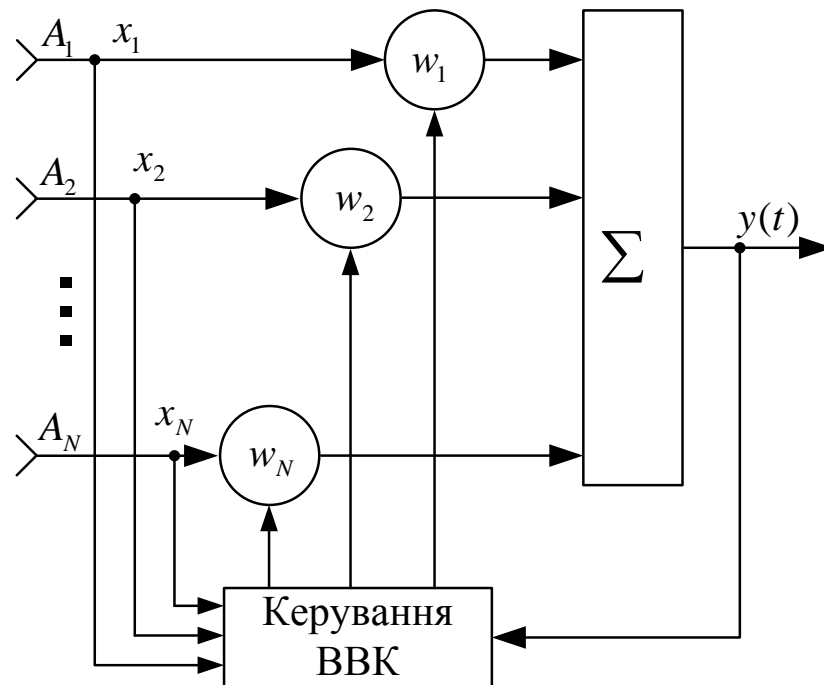


Рис.4.1- Схема системи просторово - часової обробки

Просторово - часова обробка має низку переваг у порівнянні з іншими методами обробки. Так вона не пов'язана з додатковою витратою часових і частотних ресурсів, а навпаки при ПЧОС може бути організовано зв'язок з різними абонентами на одній і тій же частоті.

На виставці Mobile Asia Expo компанія ZTE Corporation продемонструвала можливі рішення активно-пасивної антеною системи A8808 на основі AP для базових станцій мобільних систем нових поколінь. Ця антенна система (рис.4.2) складається з пасивної та активної частин. Пасивна частина замінює наявні у операторів антени 2G і 3G, а активна має вбудований 4G AAR. Це дозволяє розгорнути мережі NGN з використанням наявної 2G і 3G інфраструктури. При цьому на базі таких модулів легко можуть бути реалізовані трисекторні AAR базової станції.

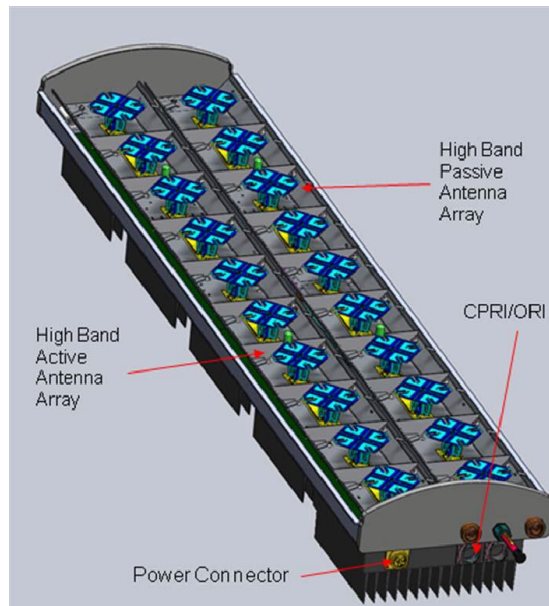


Рис.4.2 - Активно-пасивна антенна система

Інший приклад конструкції АФАР у вигляді окремого зовнішнього блоку просторово-часової обробки показано на рис.4.3.



Рис.4.3 – Зовнішній блок просторово-часової обробки

Такі системи роблять більш доступною роботу з малопотужними віддаленими UE, одночасно дозволяючи адаптивно послаблювати різні небажані завадові впливи.

Просторові та поляризаційні параметри у багатьох випадках є такими, лише за допомогою яких вдається розрізнити корисні сигнали та завади. Для деяких же типів завад, наприклад імпульсних, ці параметри є єдино передбачуваними. При цьому завдання режекції завад зводиться до супроводу

нулем поляризаційної діаграми (ПД) або діаграми спрямованості (ДС) діючої завади. Ряд відомих методів придушення активних завад, включаючи компенсаційні, засновані на виділенні опорного каналу, вільного від корисного сигналу. Такий канал може бути отриманий за допомогою супроводу корисного сигналу нулем поляризаційної та (або) просторової діаграм антени. Однак можливості застосування адаптивних механізмів в антенах систем мобільного зв'язку нових поколінь вивчені недостатньо. Для практики важливе знання значень досяжних рівнів придушення завад, значень коефіцієнта збіжності, що визначає час адаптації при достатній стійкості алгоритму, можливості формування максимуму головної пелюстки ДС у напрямку корисного сигналу.

4.2 Особливості вирішення задачі придушення завад у ААР БС мобільних систем зв'язку

Задачу придушення завад в ААР можливо вирішувати по-різному. Наприклад, можемо спочатку оцінити напрямки приходу завад і їх поляризацію, а потім вирішувати завдання управління ВВК ААР так, щоб сформувати ДС з провалами у бік завад і максимумом у бік джерела корисного сигналу. Однак на практиці в умовах обмеженого часового ресурсу доцільніша безпосередня оцінка вагових коефіцієнтів w_n . Відомі методи реалізації такого рішення, які відрізняються як обраними критеріями ефективності управління (адаптації), так і обмеженнями при їх застосуванні.

Найчастіше використовуються такі критерії ефективності адаптації [1,22,29,67]:

максимальне відношення корисного сигналу до суми завад на виході ААР;
 мінімальна середньоквадратична похибка (МСКП) сигналу у порівнянні з еталонним $y_e(t)$;

максимальне придушення завад;

максимальне відношення правдоподібності.

Кожен із зазначених критеріїв має свої обмеження, переваги і недоліки, а також області раціонального використання.

Специфіці мобільного зв'язку найбільшою мірою відповідає критерій МСКП, оскільки він добре узгоджується з традиційними для систем радіозв'язку ймовірносними критеріями якості передачі інформації.

Критерій МСКП запропоновано Уїдроу [29]. Основне обмеження використання цього критерію пов'язане з необхідністю наявності на приймальній стороні відомого еталонного $y_e(t)$ сигналу (рис.4.4). Однак, для сучасних і перспективних мобільних систем воно не є суттєвим, оскільки всі вони використовують ті чи інші пілот-сигнали.

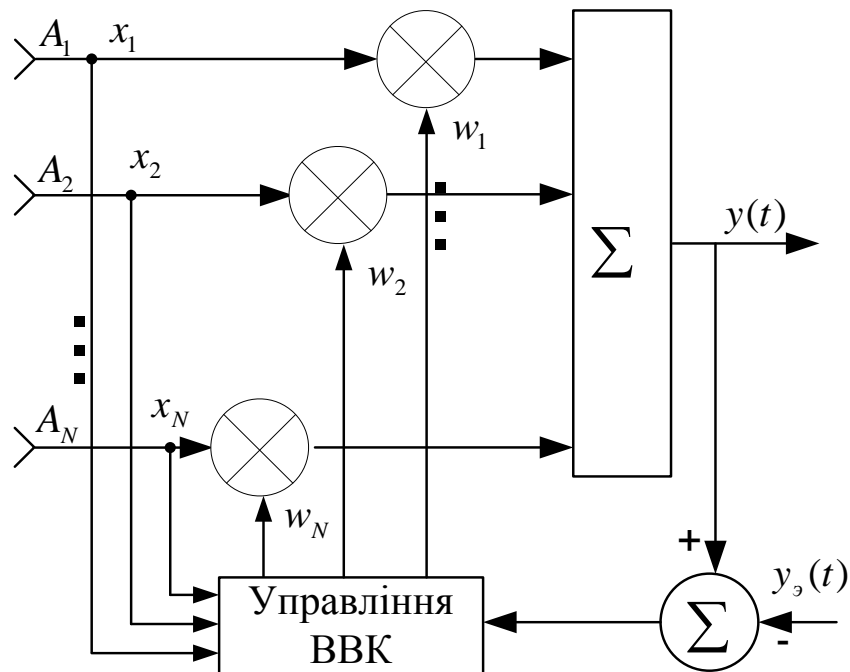


Рис.4.4 - Схема системи ПЧОС за пілот-сигналом

При використанні цього критерію, як і інших критеріїв, завдання управління у ААР зводиться до забезпечення найкращої якості прийому корисного сигналу в умовах завад. Блок управління ВВК формує комплексні

вагові коефіцієнти $w_n(t)$, які дозволяють змінювати амплітуди та фази сигналів у каналах ААР

$$\mathbf{W}^T(t) = (w_1(t), w_2(t), \dots, w_N(t)). \quad (4.1)$$

Швидкість змін ВВК повинна бути узгоджена зі швидкістю зміни сигнально-завадової ситуації, а діапазон змін - узгоджений з динамічним діапазоном зміни рівнів сигналів та завад та діапазоном фазових змін у різних елементах ААР. На практиці, виходячи з можливостей технічної реалізуємості та інших причин, доводиться обмежувати ці характеристики, що призводить до відповідного зниження ефективності процесу адаптації.

На відміну від інших проблем антенної техніки, де кінцевим результатом вирішуваних задач є синтез ДС при різних обмеженнях на конструкцію, габарити, спектральний склад сигналів і завад та інші параметри, кінцева мета використання ААР полягає у тому, щоб забезпечити необхідні характеристики якості корисних сигналів на виході антени. Це означає, що вихідний сигнал повинен дорівнювати

$$y(t) = \mathbf{W}^T(t)\mathbf{X}^*(t) = w_1(t)x_1^*(t) + w_2(t)x_2^*(t) + \dots + w_N(t)x_N^*(t), \quad (4.2)$$

де

$$x_i(t) = s_i(t) + \sum_{j=1}^J n_{ij}(t) + v_i(t). \quad (4.3)$$

При цьому сумарна ДС ААР може взагалі не розраховуватись, хоча як проміжна характеристика, а також у разі вирішення задач просторово-часового радіодоступу вона безумовно може визначатись. У разі необхідності ДС ААР може бути отримана як функція

$$\mathbf{F}(\theta) = (\mathbf{W}(t)\mathbf{f}(\theta)), \quad (4.4)$$

де $\mathbf{f}(\theta) = (f_1(\theta)f_2(\theta)\exp(i\varphi_2), \dots, f_N(\theta)\exp(i\varphi_N))$;

$f_i(\theta)$ - ненормовані ДС елементів ААР;

φ_i – фази огинаючих хвиль одиничної амплитуди на виходах антенних елементів, які вираховуються відносно фази сигналу 1-го елемента (з $\varphi_1=0$).

Як зазначалось вище, вирішення задачі придушення завад у ААР природно здійснювати у два етапи. Спочатку оцінити напрямки приходу завад θ_j ($j=1\dots J$) та їх поляризацію, а потім вже вирішувати завдання управління ВВК ААР і знаходження її ДС з нулями, орієнтованими у напрямку завад. Однак такий шлях досить складний, оскільки пов'язаний з оберненням матриць, що часто достатньо складно. Тому на практиці застосовується більш конструктивне рішення, в основу якого покладена не декомпозиція, а безпосередня оцінка ВВК $\widehat{\mathbf{W}}(t)$ [70].

4.3 Алгоритм роботи ААР за критерієм МСКП

Розглянемо особливості синтезу алгоритму роботи ААР заснованого на безпосередній оцінці ВВК $\widehat{\mathbf{W}}(t)$ за критерієм мінімуму середньоквадратичної похибки (МСКП) [32]. При такому підході важливим є той факт, що залишкові складові активної завади після ПЧОС носять характер оновлюючого процесу і можуть бути апроксимовні «білим» шумом.

В основу алгоритму ПВОС за критерієм МСКП покладене порівняння після зважування прийнятої реалізації сигналу $\mathbf{X}(t)$ з еталонним сигналом $y_s(t)$ [45]

$$v(t) = \mathbf{W}^T(t)\mathbf{X}(t) - y_s(t). \quad (4.5)$$

Для розрахунку СКП та знаходження умов забезпечення її мінімального значення знайдемо квадрат *невязки* (4.5) та значення її математичного очікування:

$$v^2(t) = W^T(t)X(t) X^T(t)W(t) - 2y_3(t)W^T(t)X(t) + y_3^2(t); \quad (4.6)$$

$$M[v^2(t)] = W^T(t)R_{xx}(t) W(t) - 2 W^T(t) r_{xy} + y_3^2(t), \quad (4.7)$$

де

$$r_{xx} = (x_1(t)y_3(t); x_2(t)y_3(t); \dots x_M(t)y_3(t)) \quad (4.8)$$

- вектор ковариації між вектором прийнятих сигналів та еталонним сигналом;

$R_{xx} = X^T(t)X(t)$ – кореляційна матриця сигналів, прийнятих ААР.

Прирівнявши похідну виразу (4.6) до нуля

$$dv^2(t)/dW(t) = 2R_{xx}W(t) - 2r_{xy} = 0, \quad (4.9)$$

приходимо до відомого векторно-матричного рівняння Вінера - Хопфа, рішення якого дає оцінку оптимального значення комплексного вагового вектору

$$\widehat{W}_{opt} = R_{xx}^{-1} r_{xy}. \quad (4.10)$$

Знання оцінки \widehat{W}_{opt} , як проміжного результату, дозволяє при необхідності, наприклад, при вирішенні задачі просторово-часового доступу, розрахувати оптимальну ДС ААР

$$F(\theta) = (\widehat{W}_{opt}, f(\theta)). \quad (4.11)$$

Проведений попередній аналіз дозволяє перейти до синтезу структури

оптимального за критерієм МСКП алгоритму роботи ААР. При цьому для роботи у реальному часі найбільш зручним є клас алгоритмів ПЧОС, заснований на рекурентному оцінюванні та безпосередньому управлінні ВВК ААР за результатами визначення невязки $v_k(t)$ на кожному кроці дискретизації $y_k(t)$. Завдяки такій адаптації рекурентні методи більш зручні ніж асимптотичні при практичному використанні [35,45].

Рекурентні адаптивні алгоритми не вимагають великих витрат на обчислення матриць і обмежені невеликим об'ємом постійної і оперативної пам'яті. Рекурентні процедури обчислень оцінки \widehat{W}_{opt} починаються з пошуку екстремуму градієнта функції, у якій використовується у якості аргументу $W(t)$. Це дозволяє проводити аналіз з урахуванням особливостей перехідного режиму у ААР, а також нестационарності статистики $X(t)$.

Рекурентні методи засновані на послідовній ітераційній процедурі знаходження рішення для ВВК у напрямку, зворотному до градієнту функції показника якості

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

де k - дискретний час;

μ – кроковий коефіцієнт (крокова постійна), від величини якого залежить швидкість знаходження екстремуму.

Алгоритм (4.12) показує, що значення ВВК на k -му кроці дорівнює значенню ВВК на попередньому $(k-1)$ -му кроці з адаптивним додатком $\mu \nabla(k)$, який залежить від невязки $y(k) - y_s(k)$. Ця процедура при скороченні періоду дискретизації $\Delta t = t_{k+1} - t_k \rightarrow 0$ переходить у безперервну і може бути подана у вигляді диференційного рівняння

$$d\mathbf{W}/dt = \mu \nabla(t) \quad (4.13)$$

Для оцінки вагового вектору \mathbf{W} скористаємося формалізацією процедури калманівської фільтрації для випадку, коли використовується еталонний сигнал. Для цього випадку алгоритм адаптації по критерію мінімуму середньоквадратичного відхилення может быть подано у вигляді [32,45]

$$\widehat{\mathbf{W}}(t) = A(t)\mathbf{W}(t) + K(t)[\mathbf{W}(t)\mathbf{x}(t) - y_3(t)]\mathbf{x}(t). \quad (4.14)$$

Структурна схема слідкуючого адаптивного алгоритму ААР з еталонним сигналом зображена на рис.4.5.

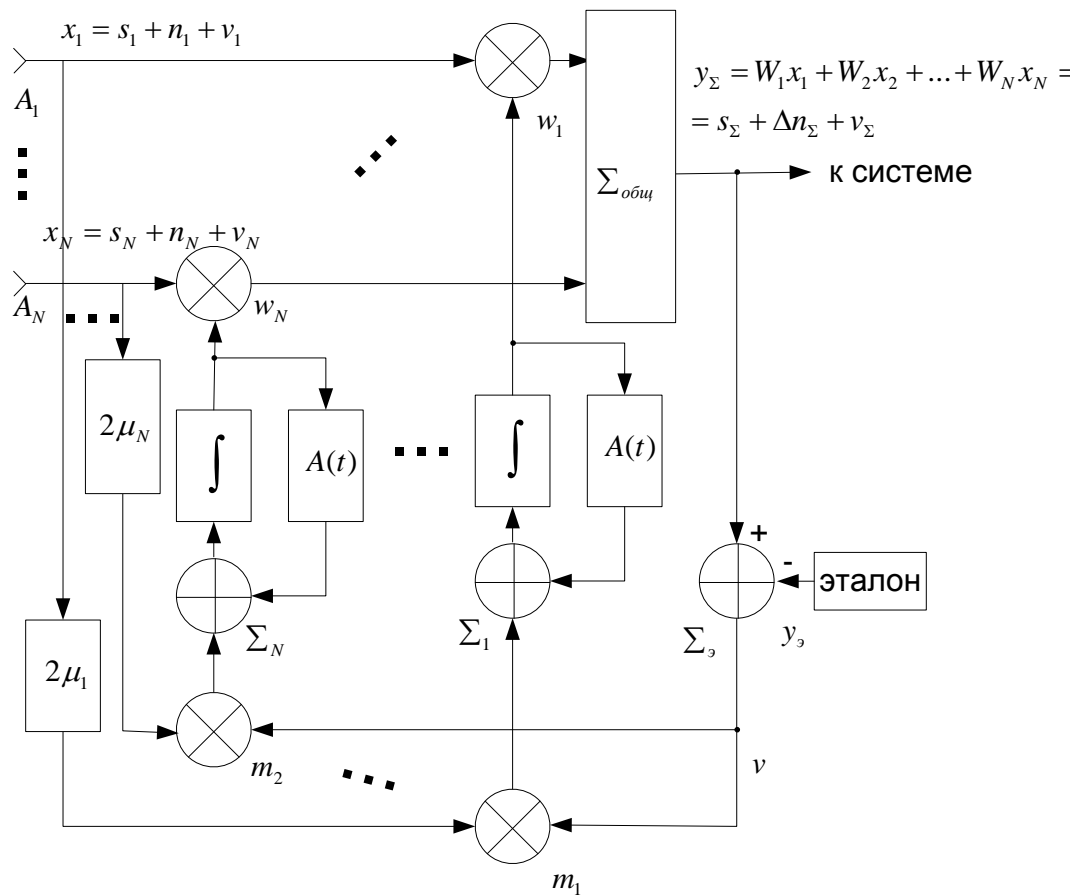


Рис.4.5 - Структурна схема слідкуючого алгоритму ААР

На виході Σ , формується невязка $\Delta c_\Sigma + n_\Sigma + v_\Sigma = v$, де $\Delta c_\Sigma \rightarrow 0$. При цьому віднімається корисний сигнал и далі невязка використовується у якості компенсуючого заводового сигналу, як у відомих автокомпенсаторах завод.

У дискретному варіанті алгоритм адаптації по критерію МСКП має вигляд

$$\widehat{W}(k) = W(k-1) + 2\mu[W(k)x(k) - y_3(k)]x(k), \quad (4.15)$$

де $y_3(k)$ - еталонний сигнал у момент часу k ; $x(k)$ - вектор вхідних сигналів;
 $1/\lambda_m > \mu > 0$; λ_m - максимальне власне значення ковариаційної матриці завод [70].

Структурна схема дискретного алгоритму ААР зображена на рис.4.6.

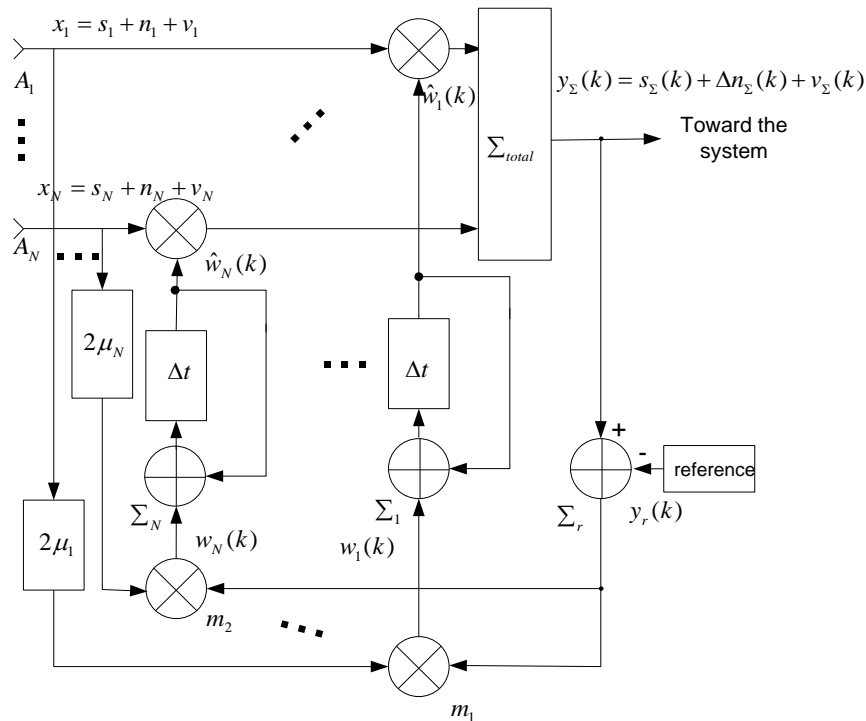


Рис.4.6 - Структурна схема дискретного алгоритму ААР

При практичній реалізації адаптивного алгоритму (4.15) центральним є питання вибору коефіцієнту μ . Цей коефіцієнт визначає швидкість збігу (адаптації) алгоритму та його стійкість і может вибиратись у межах [70...71]

$$\frac{1}{\sum_{i=1}^N D_i} > \mu > 0, \quad (4.16)$$

де D_i – дисперсія вхідного процесу (з урахуванням усіх активних завад, сигналу та шуму) у i -му елементі АР. При надмірному значенні цього коефіцієнта алгоритм буде нестійким. Якщо ж вибрати цей коефіцієнт дуже малим, то алгоритм будет збігатися дуже повільно. На практиці значення коефіцієнта μ задається приблизно у 10 разів меншим за його максимально допустиме значення.

Враховуючи, що рівень активної завади з нульового напрямку значно вище за рівні сигналу та шуму, вимогу до коефіцієнту μ спрощено можна подати у вигляді

$$\frac{1}{ND_1} > \mu. \quad (4.17)$$

В алгоритмі МСКП для отримання сигналу похибки необхідно в адаптивному процесорі мати очікуваний (еталонний) сигнал. Тому у реальних системах, в яких реалізується цей алгоритм, у якості очікуваного корисного сигналу штучно вводиться повністю відомий пілот-сигнал. Пілот-сигнал повинен мати близькі характеристики до очікуваного корисного сигналу. Такі умови, як правило, виконуються у сучасних та перспективних системах мобільного зв'язку з МІМО та OFDM.

4.4 Результати моделювання алгоритму роботи ААР

Дослідження характеру процесу адаптації у залежності від коефіцієнту μ та дисперсії D_1 завади проведене за розглянутою вище дискретною математичною

моделлю алгоритму адаптації у середовищі MatLab. Текст програми аналізу процесу адаптації подано у додатку 1. Результати моделювання представлені на рис. 4.7 ... 4.16 [45].

Залежність збіжності алгоритму адаптації від числа кроків адаптації при різних значеннях дисперсії завади і параметра μ ілюструється графіками на рис. 4.7 ... 4.11, а графіки ДС після адаптації зображені на рис. 4.12 ... 4.16.

Результати моделювання показують, що алгоритм добре працює при великих значеннях дисперсії завади, тобто при сильній заваді. При зниженні потужності завади алгоритм втрачає здатність надійно виділяти заваду на загальному рівні шумів. Видно також, що зі зменшенням дисперсії D_I стійкість процесу адаптації знижується. При $D_I < 1$ адаптація фактично зривається. Нормована потужність сигналу а виході АР з ненаправленими випромінювачами дорівнює N . У нашому випадку $N=5$. Середньоквадратичне відхилення - нормована потужність завади змінюється від 3,16 до 0,45.

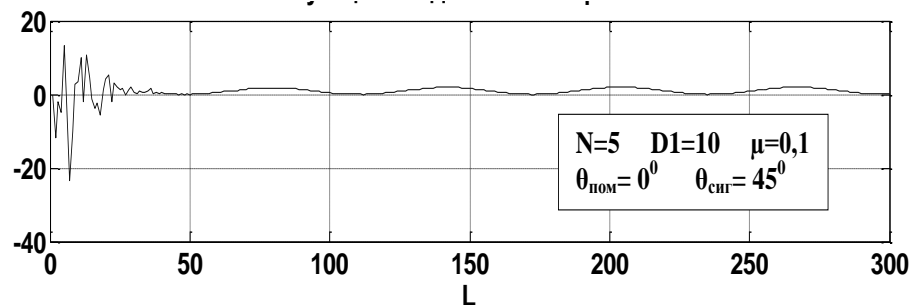


Рис. 4.7 - Реалізація функції збіжності алгоритма адаптації

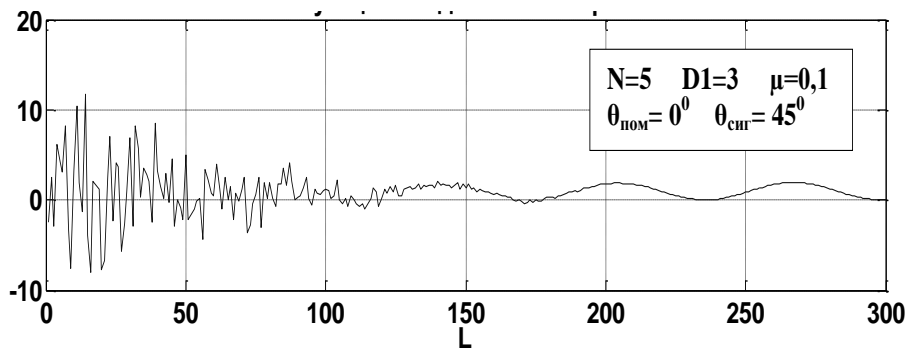


Рис. 4.8 - Реалізація функції збіжності алгоритма адаптації

Зменшення коефіцієнта адаптації μ супроводжується збільшенням стійкості алгоритму адаптації (рис.4.9 та рис.4.10). Зниження ж дисперсії завади супроводжується зниженням стійкості алгоритму адаптації (рис.4.11), що не протирічить висновкам теорії адаптивних антенних систем.

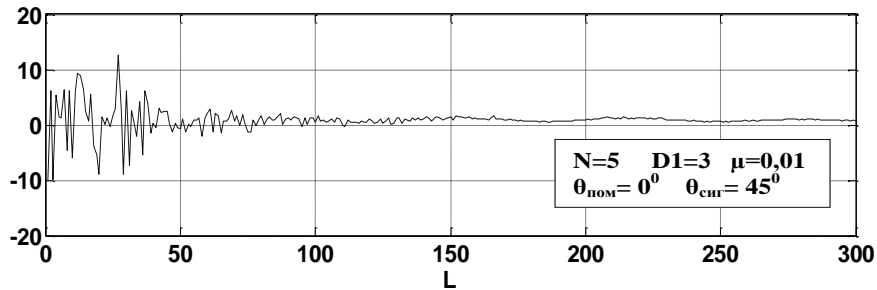


Рис. 4.9 - Реалізація функції збіжності алгоритму адаптації

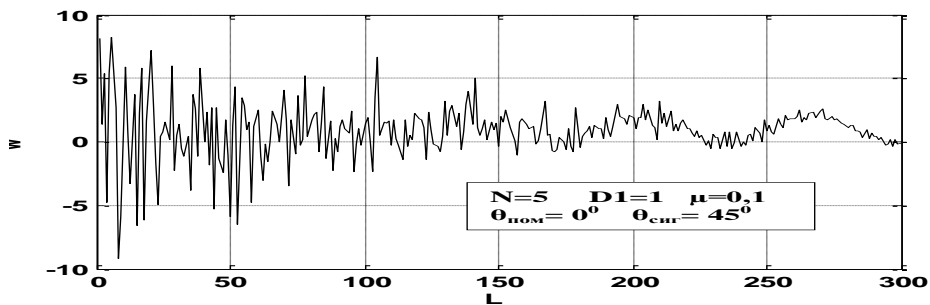


Рис. 4.10 - Реалізація функції збіжності алгоритму адаптації

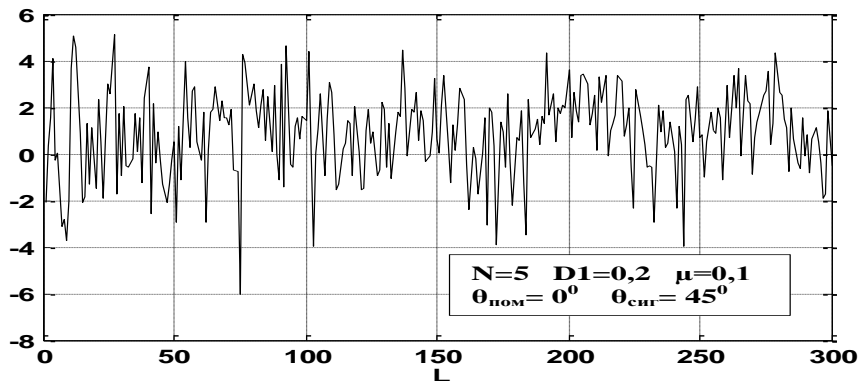


Рис. 4.11 - Реалізація функції збіжності алгоритму адаптації

Зміна ДС в процесі адаптації при $D_I=10$, $N=5$ та різних напрямках на заваду ілюструється графіками на рис. 4.12 ... 4.16. Для кута приходу пілот- сигналу $\theta_{\text{сиг}} = 45^\circ$ кути завади задавались від -60° до 80° . Моделювання показало, що АР адаптується по пілот-сигналу, режектує заваду і орієнтує максимум ДН у напрямку приходу корисних сигналів. При зближенні кутів корисного сигналу та завади зростає помилка по куту адаптації до корисного сигналу (рис.4.12, рис.4.14).

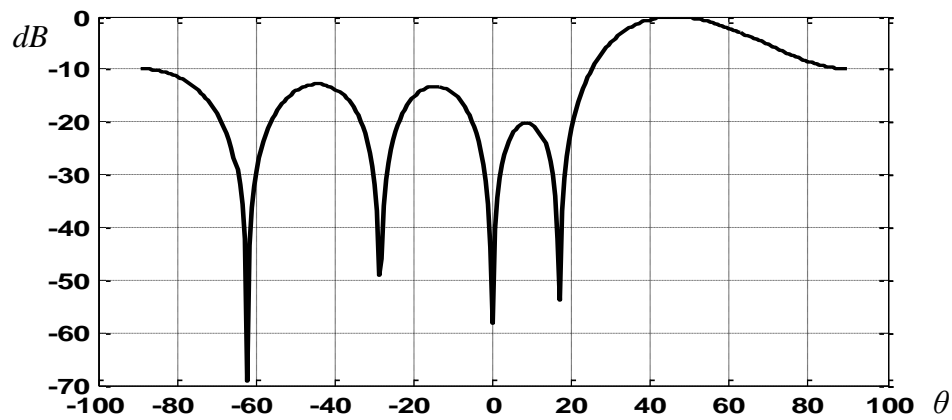


Рис. 4.12 - ДС після адаптації $\theta_{\text{сиг}} = 45^\circ$, $\theta_{\text{пом}} = 0^\circ$

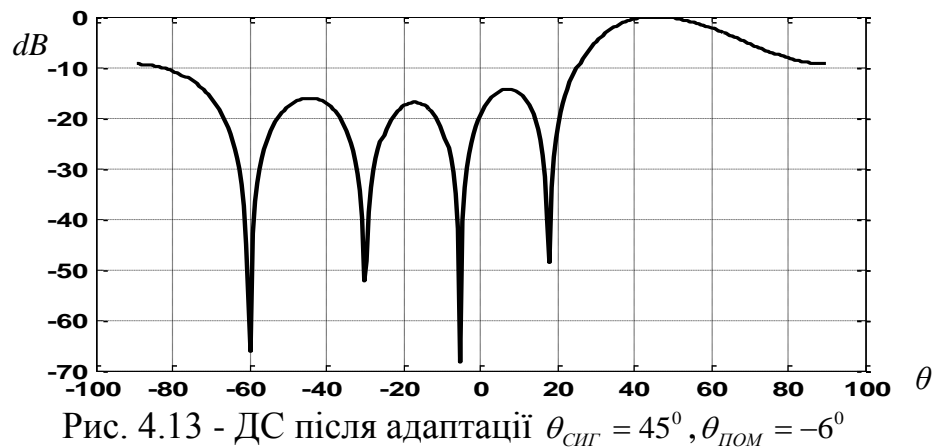


Рис. 4.13 - ДС після адаптації $\theta_{\text{сиг}} = 45^\circ$, $\theta_{\text{пом}} = -6^\circ$

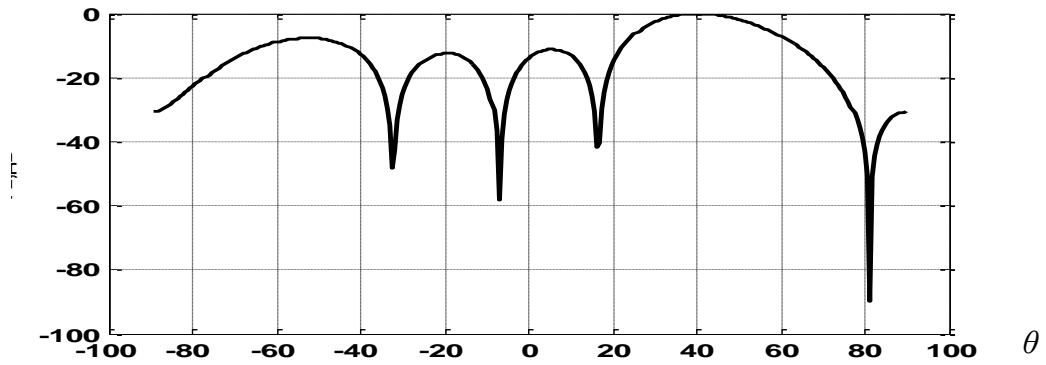


Рис. 4.14 - ДС після адаптації $\theta_{\text{сиг}} = 45^\circ$, $\theta_{\text{пом}} = 80^\circ$

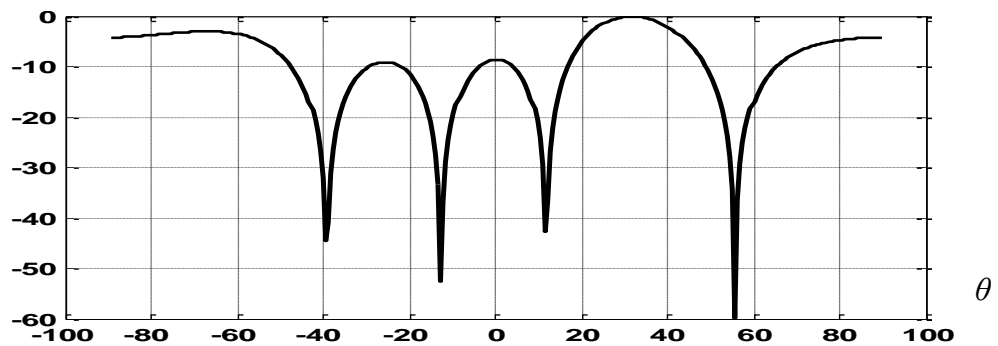


Рис. 4.15 - ДС після адаптації $\theta_{\text{сиг}} = 35^\circ$, $\theta_{\text{пом}} = 55^\circ$

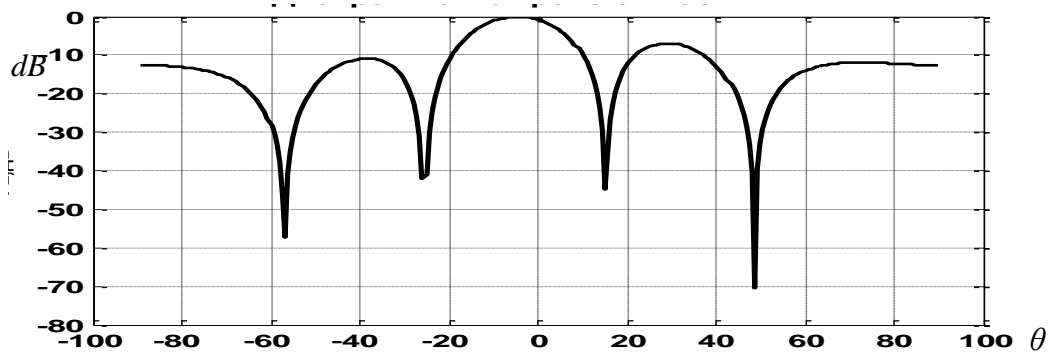


Рис. 4.16 - ДС після адаптації $\theta_{\text{сиг}} = 0^\circ$, $\theta_{\text{пом}} = 45^\circ$

Графіки залежностей ступеня збіжності алгоритма адаптації від дисперсії завади та похибки адаптації від різниці кутів приходу сигналу та завади приведені відповідно на рис.4.17 и 4.18 [45].

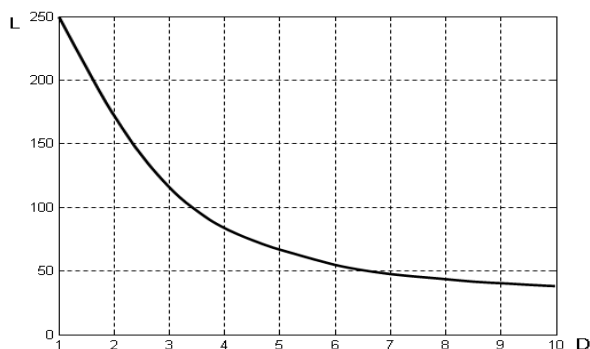


Рис. 4.17 – Залежність збіжності алгоритму адаптації від дисперсії завади

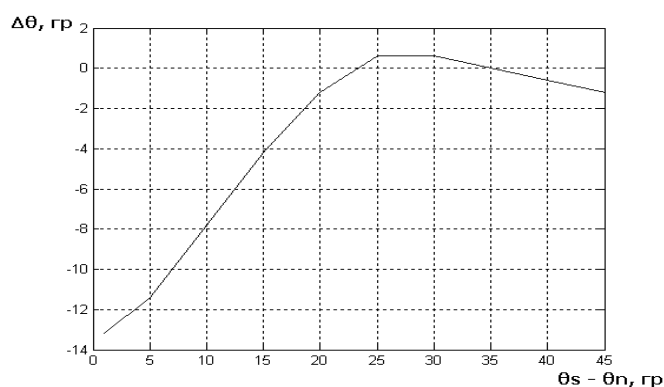


Рис. 4.18 – Залежність похибки адаптації від різниці кутів приходу сигналу та завади

З графіків на рис.4.17 та рис.4.18 випливає, що алгоритм адаптації добре працює при великих значеннях дисперсії завади, тобто при сильній заваді. При зниженні потужності завади алгоритм втрачає здатність виділяти заваду. Моделювання також показало, що ААР адаптується по пілот - сигналу досить глибоко режектує заваду і орієнтує максимум ДС в напрямку приходу корисного сигналу. Однак при зближенні кутів корисного сигналу і завади адаптація дає похибку по куту відносно реального напрямку на корисний сигнал (рис.4.18).

Отримані результати підтверджують працездатність алгоритму адаптації. При цьому встановлено, що головна пелюстка ДС розширюється у порівнянні з випадком без адаптації. Це тягне за собою деяке зниження посилення АР і відповідно рівня сигналу та можливість попадання завади у головну пелюстку. Існує кілька шляхів усунення цього недоліку.

Перший шлях - збільшення розмірів АР, що не завжди прийнятно на практиці.

Другий шлях - використання направлених випромінювачів. В якості таких елементів у більшості діапазонів роботи систем мобільного зв'язку можуть бути використані найпростіші директорні або логоперіодичні антени. При цьому застосування направлених випромінювачів різних поляризацій відкриває додаткову можливість адаптації - адаптивну поляризаційну обробку сигналів.

4.5 Використання адаптивної поляризаційної обробки сигналів у перспективних системах зв'язку

Як зазначалося вище, в останні роки спостерігається погіршення електромагнітної обстановки через збільшення щільності розміщення систем зв'язку та зростання випромінювань різних поляризацій. Це зумовило підвищену увагу до питань використання адаптивної поляризаційної обробки сигналів у системах зв'язку [67...70].

4.5.1. Обмеження та задачі поляризаційної обробки сигналів

Вважається [67], що поляризаційна обробка сигналів повинна забезпечувати сумування з мінімальними втратами (з відповідними вагами амплітуд та фаз) напруг, що надходять з виходів приймальних антенних елементів. При цьому структура такої обробки збігається зі структурою просторово-часової обробки, зображеній на рис.4.1, але кількість каналів обробки становить $2 \times M$ (де M -кількість антенних елементів) при повному поляризаційному прийманні, та $4 \times M$ при використанні ортогональних сигналів ортогональної поляризації. На рис. 4.19 показано особливості реалізації вагової поляризаційно-просторової обробки.

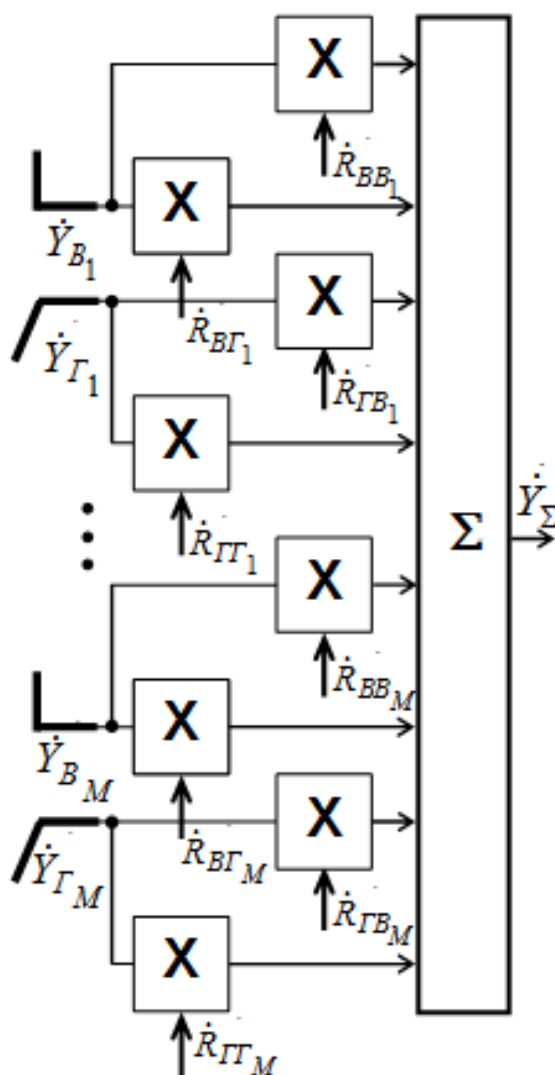


Рис. 4.19. Схема вагової поляризаційно-просторової обробки сигналів ортогональної поляризації

Наведене схемне рішення, як найбільш загальне, призначене для вирішення завдання вибору поляризаційних режимів роботи каналу зв'язку та алгоритмів обробки у залежності від сигнально - заводої ситуації. На практиці найбільш ймовірними поляризаційними режимами є:

лінійна вертикальна, горизонтальна або похила поляризація;

оптимальна поляризація, загалом еліптична;

двоканальна незалежна лінійна, кругова або ж еліптична ортогональна поляризація.

При проведенні досліджень будемо використовувати наступні обмеження щодо методу поляризаційно-просторової обробки сигналів [46]:

нехтуємо впливом поляризаційних характеристик антен на структуру поляризаційних векторів;

спільну поляризаційно-просторову обробку ортогональних сигналів при використанні ортогональної поляризації не розглядаємо.

4.5.2. Математична модель сигналів ортогональної поляризації

Будемо розглядати завдання поляризаційно-просторової обробки як завдання перевірки гіпотез про наявність у поточному кутовому напрямку завади і шуму (H_0) або завади, шуму і сигналу, що передається (H_1), а сигнали, що використовуються, є складними, ортогональними за поляризаційною та внутрішньою структурою. Такими сигналами можуть бути, наприклад вузькосмугові AM сигнали, багатопозиційні $mPSK$ і $mQAM$ сигнали та ін. Вважатимемо також, що власні шуми приймальних каналів стаціонарні, взаємонезалежні та розподілені за нормальним законом з нульовим середнім і дисперсією $\sigma_{u_i}^2$. Спектральна густина потужностей власних шумів N_{om} у каналах прийому рівномірна у смузі частот Δf_m (Δf_m - смуга пропускання m -го приймального каналу).

З урахуванням введених обмежень, сигнали з виходу кожної пари елементів з ортогональною поляризацією можемо подати у вигляді:

$$Y_{B_m}^{\&}(t_i) = \gamma_c \cdot S_{B_m}^{\&}(t_i) \cdot S^{\&}(\alpha_m) + \sum_{k=1}^K \gamma_{z_k} \cdot \mathcal{R}_{B_{k,m}}^{\&}(t_i) \cdot \mathcal{R}_k^{\&}(v_m) + \xi_{B_m}^{\&}(t_i); \quad (4.18)$$

$$Y_{I_m}^{\&}(t_i) = \gamma_c \cdot S_{I_m}^{\&}(t_i) \cdot S^{\&}(\alpha_m) + \sum_{k=1}^K \gamma_{z_k} \cdot \mathcal{R}_{I_{k,m}}^{\&}(t_i) \cdot \mathcal{R}_k^{\&}(v_m) + \xi_{I_m}^{\&}(t_i) \quad (4.19)$$

при

$$S_{B_m}^{\&}(t_i) = S_{BB_m}^{\&}(t_i) + S_{BI_m}^{\&}(t_i) \quad \text{та} \quad S_{I_m}^{\&}(t_i) = S_{II_m}^{\&}(t_i) + S_{IB_m}^{\&}(t_i), \quad (4.20)$$

де $m = 1 \dots M$ - кількість антенних елементів;

$k = 1 \dots K$ - кількість діючих завад;

$i = 1 \dots N$ - кількість тактів;

$\mathcal{S}_{BB_m}(t_i), \mathcal{S}_{TB_m}(t_i), \mathcal{S}_{BG_m}(t_i), \mathcal{S}_{TG_m}(t_i)$ - елементи векторного сигналу, що прийнято m -м антенним елементом, причому другий індекс вказує на поляризацію антенного елементу, з якого випромінювався сигнал, а перший індекс - на поляризацію антенного елементу, яким його прийнято;

$\mathcal{K}_{k,m}(t_i), \mathcal{K}_{k,m}(t_i)$ - закони зміни в часі комплексних амплітуд коливань k -ї завади на m -му антенному елементі в i -й момент часу, відповідно для антенних елементів з вертикальною та горизонтальною поляризацією;

$\mathcal{S}(\alpha_m)$ та $\mathcal{K}(v_m)$ - описують амплітудно-фазовий розподіл відповідно корисного сигналу та діючої k -ї завади на m -му антенному елементі розкритті АС. Вони залежать від виду апроксимації (сферична, плоска) та параметрів фронту електромагнітної хвилі, що надходить. Для плоских хвиль $\mathcal{S}(\alpha_m)$ та $\mathcal{K}(v_m)$ залежить від кута приходу сигналу.

Для m -го елемента лінійної еквідистантної решітки

$$\mathcal{S}(\alpha_m) = \exp(-j\alpha_{c_m}) \text{ та } \mathcal{K}(v_m) = \exp(-jv_{k,m}), \quad (4.21)$$

де α_{c_m} та $v_{k,m}$ просторові параметри, які характеризують напрямки приходу відповідно корисного сигналу та k -ї завади

$$\alpha_{c_m} = \frac{(m-1) \cdot 2\pi d \cdot \sin Q_c}{\lambda} \text{ та } v_{k,m} = \frac{(m-1) \cdot 2\pi d \cdot \sin Q_{3k}}{\lambda}, \quad (4.22)$$

де: d - відстань між сусідніми елементами АС;

Q_c та Q_{3k} - кутовий напрямок відносно нормалі до АР на джерело корисного сигналу та k -ту діючу заваду;

λ - довжина хвилі прийнятого коливання;

$\xi_{B_m}(t_i)$ та $\xi_{\Gamma_m}(t_i)$ - описують закон зміни в часі власних шумів m -го приймального каналу вертикальної та горизонтальної поляризації.

У загальному вигляді при повному поляризаційному прийомі з виходів антенних елементів отримаємо вхідний вектор виду

$$\mathbf{Y}(t_i) = \left\| \mathbf{Y}_{B_1}^{\&}(t_i), \mathbf{Y}_{\Gamma_1}^{\&}(t_i), \mathbf{Y}_{B_2}^{\&}(t_i), \mathbf{Y}_{\Gamma_2}^{\&}(t_i), \dots, \mathbf{Y}_{B_m}^{\&}(t_i), \mathbf{Y}_{\Gamma_m}^{\&}(t_i) \right\|^T. \quad (4.23)$$

З урахуванням подальшого виділення елементів поляризаційного вектору вхідний вектор запишемо у вигляді

$$\mathbf{Y}(t_i) = \left\| \mathbf{Y}_{B_{B_1}}^{\&}(t_i), \mathbf{Y}_{\Gamma_{B_1}}^{\&}(t_i), \mathbf{Y}_{B_{\Gamma_1}}^{\&}(t_i), \mathbf{Y}_{\Gamma_{\Gamma_1}}^{\&}(t_i), \dots, \mathbf{Y}_{B_{B_m}}^{\&}(t_i), \mathbf{Y}_{\Gamma_{B_m}}^{\&}(t_i), \mathbf{Y}_{B_{\Gamma_m}}^{\&}(t_i), \mathbf{Y}_{\Gamma_{\Gamma_m}}^{\&}(t_i) \right\|^T. \quad (4.24)$$

Область зміни кожної складової випадкового поляризаційного вектора, вичерпно описується n -мірною нормальною густиною розподілу $P(S^{\&})$.

Ширина спектру широкосмугової завади обмежена смугою пропускання приймального тракту, узгодженого з шириною спектру Δf_c корисного сигналу. Потужність діючих завад перевищує потужність корисного сигналу та внутрішніх шумів, тобто

$$q_{c/z}^2 = \frac{SpM_c^{\&}}{SpM_z^{\&}} \ll 1 \quad \text{та} \quad q_{c/u}^2 = \frac{SpM_c^{\&}}{SpM_u^{\&}} \gg 1, \quad (4.25)$$

де $SpM^{\&}$ - слід матриці $M^{\&}$.

У разі стаціонарності завади на інтервалі спостереження та при визначених обмеженнях поляризаційно-статистичні параметри окремих часових тактів будуть незначно відрізнятись від відповідних параметрів ковариаційної матриці (КМ), яка є усередненням за всією сукупністю кутових напрямків $l = \overline{1, L}$.

Виключаючи вплив корисного сигналу на оцінку M^k , можемо вважати, що матриці, які відповідають обом гіпотезам H_0 та H_1 можуть бути знайдені шляхом сумування відповідних складових

$$M_0^k = M_3^k + M_{uu}^k \text{ та } M_1^k = M_c^k + M_3^k + M_{uu}^k, \quad (4.26)$$

де: M_3^k - КМ завади;

M_c^k - КМ сигналу;

M_{uu}^k - КМ внутрішніх шумів.

Коваріаційно-поляризаційну матрицю сигналу вважаємо відомою, оскільки її можна визначити розрахунковим або експериментальним шляхом. Її можна отримати за результатами адаптивного оцінювання за простором і часом одного кутового напрямку

$$\hat{M}^k = \frac{1}{2(TL-1)} \sum_{i=1}^T \sum_{l=1}^L n_{ij}^k \quad n_{ij}^{k*}, \quad (4.27)$$

де T, L - розміри відповідного часового та просторового вікна, які визначаються інтервалом стаціонарності відповідного параметра завади.

4.5.3. Основні складові адаптивної поляризаційно-просторової обробки

Зважаючи на припущення, що умовна густина розподілу ймовірностей незалежних відліків сигналу та завади описується нормальним законом

$$P_1\left(\begin{matrix} \rho \\ \mathcal{R} \end{matrix}\right) = \left((2\pi)^n |M_1^k| \right)^{-1/2} \exp \left\{ -\frac{1}{2} \left(\begin{matrix} \rho \\ \mathcal{R} \end{matrix} \right)^T M_1^{-1} \left(\begin{matrix} \rho \\ \mathcal{R} \end{matrix} \right) \right\}, \quad (4.28)$$

$$P_0\left(\begin{matrix} \rho \\ \mathcal{R} \end{matrix}\right) = \left((2\pi)^n |M_0^k| \right)^{-1/2} \exp \left\{ -\frac{1}{2} \left(\begin{matrix} \rho \\ \mathcal{R} \end{matrix} \right)^T M_0^{-1} \left(\begin{matrix} \rho \\ \mathcal{R} \end{matrix} \right) \right\}, \quad (4.29)$$

оптимальна вагова обробка може бути реалізована шляхом вагового складання комплексних амплітуд коливань, прийнятих елементами антенної системи. Комплексні вагові коефіцієнти вводяться за допомогою атенюаторів, фазообертачів, на які подаються, наприклад, гетеродинні коливання. Це враховується як множення вектора - рядка прийнятих коливань $\mathbf{Y}^{\&}(t)$ на комплексно-спряжений ваговий вектор - стовпець $\mathbf{K}^{\&}$.

$$\mathbf{Y}_{\Sigma}^{\&}(t) = \mathbf{Y}^{\&}(t) \mathbf{K}^{\&}. \quad (4.30)$$

Вектор вагових коефіцієнтів $\mathbf{K}^{\&}$ обчислюється за формулою Вінера - Хопфа:

$$\mathbf{K}^{\&} = \mathbf{M}_0^{\&-1} \cdot \mathbf{S}_c^{\&}, \quad (4.31)$$

де $\mathbf{S}_c^{\&}$ - комплексний вектор, що враховує структуру очікуваного сигналу та напрямок його приходу відносно розкриву антени

$$\begin{aligned} \mathbf{S}_c^{\&}(t, \alpha) = & \left\| \mathcal{S}_{BB_1}^{\&}(t_i) \mathcal{S}^{\&}(\alpha_1), \mathcal{S}_{TB_1}^{\&}(t_i) \mathcal{S}^{\&}(\alpha_1), \mathcal{S}_{BG_1}^{\&}(t_i) \mathcal{S}^{\&}(\alpha_1), \mathcal{S}_{TG_1}^{\&}(t_i) \mathcal{S}^{\&}(\alpha_1) \dots \right. \\ & \left. \dots \mathcal{S}_{BB_M}^{\&}(t_i) \mathcal{S}^{\&}(\alpha_M), \mathcal{S}_{TB_M}^{\&}(t_i) \mathcal{S}^{\&}(\alpha_M), \mathcal{S}_{BG_M}^{\&}(t_i) \mathcal{S}^{\&}(\alpha_M), \mathcal{S}_{TG_M}^{\&}(t_i) \mathcal{S}^{\&}(\alpha_M) \right\|. \end{aligned} \quad (4.32)$$

4.5.4. Результати моделювання

Порівняльна оцінка ефективності роботи алгоритмів вагової просторової, поляризаційно-просторової обробки із повним поляризаційним прийманням та поляризаційно-просторової обробки із використанням ортогональних сигналів ортогональної поляризації проводилась методом статистичних випробувань. При цьому для дослідження алгоритмів були використані поляризаційні вектори сигналів

двоканального поляризаційно-ортогонального зв'язку та завад, які отримані в результаті математичного моделювання.

Розрахунки ефективності проводились для лінійної еквідистантної решітки із кількістю антенних елементів $M=20$. При ваговій просторовій обробці кількість каналів обробки відповідає кількості антенних елементів заданої поляризації. Для алгоритмів поляризаційно-просторової обробки із повним поляризаційним прийманням кількість антенних елементів буде подвоєною. За використання ортогональних сигналів ортогональної поляризації маємо, що кількість антенних елементів збільшиться у чотири рази ($M \times 4$).

З метою визначення ефективності роботи алгоритмів обробки сигналів та компенсації завад алгоритмами просторової вагової, поляризаційно-просторової обробки та обробки з використанням сигналів ортогональної поляризації, використовувались SINR, коефіцієнт придушення завади та робоча зона дії засобу зв'язку.

При проведенні розрахунків враховано початкові умови, а саме: робота каналів зв'язку відбувається на горизонтальній та вертикальній поляризації; в робочій зоні діє одна, лінійно поляризована горизонтально орієнтована завада зі ступенем поляризації $m_p = 0,9$ та відношенням спектральної густини потужності по відношенню до спектральної густини потужності внутрішнього шуму приймального каналу 40дБ .

Результати моделювання в середовищі *MatLab* (текст програми подано у додатку 2) у вигляді кривих нормованої дальності дії при наявності та відсутності завад показані на рис. 4.20 [46].

На цих рисунках цифрою 1 позначено нормовану дальність дії при відсутності завади (пунктирна лінія). Цифрою 2 (суцільна лінія) позначено межі дальності дії при наявності завади та роботи алгоритму з повним поляризаційним прийманням. Суцільна лінія подвійної товщини (3) обмежує зону дії з заданими показниками ефективності при роботі

алгоритму з використанням ортогональних сигналів ортогональної поляризації.

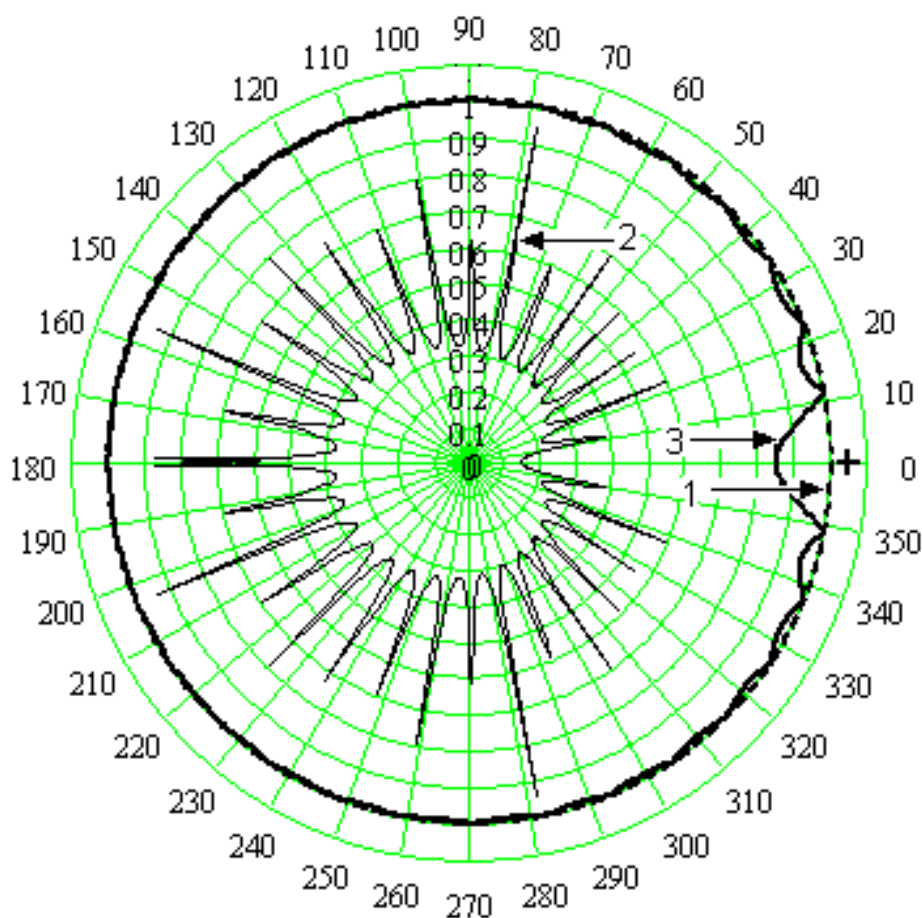


Рис. 4.20. Переріз нормованої дальності

Отримані результати свідчать, що за вибраних початкових умов забезпечується досить глибока компенсація шумової завади, яка діє в напрямку бічних пелюсток, тобто високу ефективність використання поляризаційно-просторової обробки для покращення роботи каналу зв'язку в умовах інтенсивних завад. Використання сигналів ортогональної поляризації створюють передумови поліпшення якості зв'язку. Результати досліджень вказують також на доцільність подальшого удосконалення існуючих методів поляризаційно-просторової обробки сигналів при наявності інтенсивних активних шумових завад у реальних складних умовах багатопроменевого поширення радіохвиль.

Висновки до розділу 4

1. В даний час на ринку з'явилися спеціально розроблені для технології NGN активно-пасивні антенні системи. Пасивна частина заміняє наявні у операторів антени систем попередніх поколінь і дозволяє використовувати 2G і 3G інфраструктури, а активна дозволяє вирішувати завдання адаптивної просторово-часової обробки істотно поліпшуючи *SINR* та забезпечує вирішення завдань 4G систем. З використанням таких модулів можуть бути реалізовані трисекторні адаптивні антенні решітки для базових станцій.

2. Моделювання підтвердило високу ефективність використання в системах мобільного зв'язку нових поколінь адаптивних антенних решіток з алгоритмом адаптації по пілотному сигналу. Підтверджена можливість формування максимуму ДС у напрямку корисного сигналу та адаптивної режекції завади. Коефіцієнт адаптації слід вибирати досить малим для забезпечення стійкої роботи алгоритму адаптації. Найкраще працює цей алгоритм при сильній заваді, коли її рівень близький до рівня корисного сигналу.

3. Порівняльна оцінка роботи алгоритмів вагової просторової, поляризаційно-просторової обробки із повним поляризаційним прийманням та з використання ортогональних сигналів ортогональної поляризації проводилась методом статистичних випробувань. При ваговій просторовій обробці кількість каналів обробки відповідає кількості антенних елементів заданої поляризації. Для алгоритмів поляризаційно-просторової обробки із повним поляризаційним прийманням кількість антенних елементів подвоюється. При використанні ортогональних сигналів ортогональної поляризації кількість елементів каналів обробки збільшиться у чотири рази.

3. При роботі алгоритму поляризаційної обробки з використанням сигналів ортогональної поляризації в умовах інтенсивних активних

шумових завад потенційне скорочення зони дії системи зв'язку не перевищує 10 відсотків. Отримані результати свідчать про доцільність більш повного використання поляризаційного ресурсу при пошуку шляхів подальшого підвищення якості зв'язку систем нових поколінь.

ВИСНОВКИ ПО РОБОТІ

У дисертаційній роботі вирішена актуальна науково-прикладна задача розробки нових методів адаптивної модуляції та обробки сигналів в просторово-частотних і просторово-часових каналах систем мобільного зв'язку нових поколінь з MIMO та OFDM.

Значення результатів дисертаційного дослідження для науки і практики полягає в тому, що розроблені математичні моделі і методи адаптивної модуляції, які враховують особливості базових станцій і терміналів користувачів, дозволили виявити і запропонувати нові практичні шляхи підвищення продуктивності систем мобільного зв'язку.

Висновки і рекомендації по науковому і практичному використанню отриманих результатів наступні:

1. Подальший розвиток систем мобільного зв'язку неможливий без використання усіх наявних ресурсів у часовій, частотній та просторово-часовій областях, а також завадостійкого кодування, щоб максимально наблизити пропускну здатність систем зв'язку до межі Шеннона шляхом їх адаптації до стану радіоканалу.

2. Розробка раціональних шляхів і оптимальних за обраним критерієм алгоритмів адаптації неможлива без об'єктивної оцінки параметрів швидкозмінливих радіоканалів. При цьому для коректного аналізу процесів фізичного рівня необхідно застосовувати адекватні моделі багатопроменевих каналів. У роботі для аналізу процесів в умовах відсутності прямої видимості використана релеївська модель, а при наявності прямого та відбитих променів - райсівська.

3. Результати моделювання показали, що адаптивна модуляція, яка передбачена існуючими стандартами, не завжди достатньо ефективна. Тому запропоновано удосконалений метод адаптивної модуляції, який полягає в одночасному використанні різних типів багатопозиційної модуляції у різних MIMO каналах, в залежності від загасання в них. Це

забезпечує пристосування системи зв'язку до змін сигнально-завадової ситуації. Виграш в SINR може досягати 15дБ при деякому зниженні швидкості передачі інформації.

4. Запропоновано метод підвищення пропускної здатності системи зв'язку з MIMO близької до межі Шенона, який полягає у формуванні власних незалежних каналів з автономним динамічним адаптивним вибором параметрів модуляції та кодування.

5. Показана можливість і запропоновано метод адаптивної модуляції в частотній області у системі зв'язку з MIMO та OFDM. Сутність адаптивної модуляції в частотній області полягає у виявленні селективних завмирань, які виникають в конкретних частотних областях. На підставі цієї інформації змінюється вид модуляції відповідної групи піднесучих. Результатом такої адаптивної модуляції є суттєве зменшення впливу селективних завмирань на якість зв'язку. Отриманий за результатами імітаційного моделювання виграш в SINR досягає 6дБ .

6. Найважливішою складовою частиною процесу адаптації є оцінювання параметрів просторово-частотних каналів. Запропоновано метод оцінювання параметрів просторово-частотних каналів зв'язку у мобільних системах з MIMO та OFDM, заснований на використанні калманівської фільтрації, який забезпечує необхідні для реалізації адаптивного вибору виду модуляції підвищені якість і швидкість оцінювання.

7. Реалізація методу адаптивної модуляції в системах зв'язку з MIMO та OFDM передбачає вирішення завдань управління. Запропоновано модель системи управління передавальним пристроєм, в якій для оцінки матриці каналу застосовується фільтр Калмана. При цьому оптимізація якості управління здійснюється з використанням функції оптимізації параметрів модуляції. Вибір діапазону кожного з цих параметрів здійснюється у відповідність з критерієм якості на основі розробленого алгоритму.

8. У теперішній час на ринку з'явилися активно-пасивні антенні модулі, які поєднують пасивну і активну фазовані антенні решітки. Пасивна частина замінює наявні у операторів антени $2G$ та $3G$, а активна дозволяє вирішувати завдання адаптивної просторово-часової обробки систем $4G$, істотно поліпшуючи SINR. З використанням таких антенних систем можуть бути реалізовані адаптивні антенні решітки для базових станцій систем зв'язку нових поколінь. Орієнтуючись на такі антенні системи, розроблені алгоритми адаптивної просторово-часової та поляризаційної обробки сигналів, що забезпечують формування максимуму ДС у напрямку на корисний сигнал, визначення напрямку на заваду та її глибоку режекцію.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Vladimir Popovskij, Alexander Barkalov, Larysa Titarenko. Control and adaptation in telecommunication system: Mathematical foundations /System theory // Springer, 2011. –172 p.
2. Гепко И.А., Современные беспроводные сети: состояние и перспективы развития [Текст] / И.А. Гепко, В.Ф. Олейник, и др.// ЕКМО. – К. –2009. – 672 с.
3. Stefania, S. LTE – The UMTS Long Term Evolution: From Theory to Practice / S. Stefania, T. Issam, B. Matthew //, John Wiley and Sons Second Edition. – 2011. –р. 217-222.
4. Sesia, S. LTE - The UMTS Long Term Evolution. From Theory to Practice [Текст] / S. Sesia, I. Toufik, M. Baker // John Wiley & Sons Ltd. -2009. — 611p.
5. 3GPP TR 23.882. 3GPP System Architecture Evolution: Report on Technical Options and Conclusions (Release 8). – 3GPP, 09.-2008.
6. E. Dahlman, H. Ekström, A. Furuskär, Y. Jading, J. Karlsson, M. Lundevall, and S. Parkvall, "The 3G Long-Term Evolution – Radio Interface Concepts and Performance Evaluation," IEEE Vehicular Technology Conference (VTC) 2006 Spring, Melbourne, Australia, May 2006.
7. Ergen, M. Mobile Broadband — Including WiMAX and LTE.— Springer. - 2009.— 336с.
8. Тихвинский, В.О. Сети мобильной связи LTE: технологии и архитектура / В.О. Тихвинский, С.В. Терентьев, А.Б. Юрчук // М.: Эко-Трендз. – 2010. –с. 284.
9. Gilberto Berardinelli, Luis Angel, Simone Frattasi, etc. "OFDMA vs. SC-FDMA: Performance comparison in local area IMT-A Scenarios". IEEE Wireless Communications, October. - 2008
10. Ермолаев В.Т. и др. Влияние ошибок оценки канальной матрицы на пропускную способность MIMO систем с параллельной передачей

информации // Труды 6-й науч. конф. по радиофизике Нижегородского гос. университета, 2009.

11. Тихвинский, В. О. Использование радиочастотного спектра сетями LTE и LTE Advanced [текст] /В. О. Тихвинский, С.В. Терентьев. // Электросвязь, № 5. – 2010. - с. 10-13.

12. Тихвинский В. О., Терентьев С.В., Минаев И.В. Стандартизация, спецификации, эволюция технологии и архитектура базовой сети LTE // Сети и средства связи, № 2(10). Специальный выпуск «Сети доступа». – 2009.

13. Juho Lee, Jin-Kyu Han, Jianzhong Zhang, “MIMO Technologies in 3GPP LTE and LTE-Advanced,” EURASIP Journal on Wireless Communication and Networking. - 2009.

14. Parson, D. The Mobile Radio Propagation Channel / D. Parson // New York: John Wiley & Sons.-1992. - 418 p.

15. Jeffrey G.A. Fundamentals of WiMax: Understanding Broadband Wireless Networking. – Pearson Education, Inc., 2007. - 449 p.

16. Papazian, P. Basic transmission loss and delay spread measurements for frequencies between 430 and 5750MHz. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 53(2):694–701, February. - 2005.

17. Volker Kuhn. Wireless Communications over MIMO Channels Applications to CDMA and Multiple Antenna Systems, John Wiley & Sons 2006.

18. Erik Dahlman, Anders Furuskär, Ylva Jading, Magnus Lundevall and Stefan Parkvall, “Key features of the LTE radio interface”, Ericsson Review No.2 , 2008.

19. Molisch, A.F.; Win, M.Z., “MIMO Systems with Antenna Selection”, IEEE Microwave Magazine, Vol. 5, Issue 1, - 2004. - p.46-56.

20. Sheikh, K. Gesbert, D.Gore, D.Paulraj, “Smart antennas for broadband wireless access networks,” IEEE Communications Magazine, Volume: 37 , Issue: 11 , Nov. - 1999.- p.100 – 105.

21. Ермолаев В.Т., Флакман А.Г. Теоретические основы обработки сигналов в беспроводных системах связи. Монография. – Нижний Новгород: ННГУ, 2011. – 368 с.

22. Ермолаев, В.Т. Адаптивная пространственная обработка сигналов в системах беспроводной связи [Текст] / В.Т. Ермолаев, А.Г. Флакман. // Нижний Новгород. - 2006. — 100с.

23. Давыдов А.В., Мальцев А.А. Сравнительный анализ методов детектирования сигналов в ММО-OFDM системах связи // Вестник ННГУ. Вып. 2, 2004. с. 80-86.

24. Сперанский В. С., Евдокимов И. Л. Моделирование сигналов OFDM-ММО систем беспроводной передачи данных 802.16, Труды Московского технического университета связи и информатики. — М.: МТУСИ. - 2007.

25. Поповский, В.В. Математические основы управления и адаптации в телекоммуникационных системах / В. В. Поповский, В. Ф. Олейник // - Х.: СМИТ, 2011.

26. Ng K.H., Tameh E.K., Doufexi A., Hunukumbure M, Nix A.R., “Efficient Multielement Ray Tracing With Site-Specific Comparisons Using Measured MIMO Channel Data”, IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 56, Issue 3, May. – 2007. - pp.1019 – 1032.

27. Флакман А.Г. Адаптивная обработка сигналов в антенных решетках с учетом ранга матрицы импульсной характеристики многолучевого канала // Изв. Вузов. Радиофизика. Т.45, № 12. -2002. -с. 1064-1076.

28. S. T. Chung Degrees of freedom in adaptive modulation: a unified view] / S. T. Chung, A. J. Goldsmith // IEEE Transactions on Communications, vol. 49, no. 9.- 2001.- pp. 1561–1571.

29. Уидроу Б., Стирнз С. Адаптивная обработка сигналов. – М.: Радио и связь, 1989. – 440 с.

30. Loshakov V. Methods of increasing the communication quality of WiMAX by using MIMO/ Loshakov V., Z. Vadia // Восточно-европейский журнал передовых технологий, № 1-9 (55). - 2012.

31. Марчук А.В., Вадиа Зияд. Использование линейного предсказания матрицы радиоканала для уменьшения вероятности битовых ошибок в системах связи MIMO // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2009. Вып. 159. с.288 – 293.

32. Marchenko D. Space-time processing based on antenna array use in LTE Marchenko D., Loshakov V., Abdourahamane A. // 1st International Scientific-Practical Conference Problems of Infocommunications Science and Technology (DIC S&T 2014) October 14-17. -2014. Kharkiv, Ukraine, - p.154-156.

33. Abdourahaman Ali. Features of equalization in LTE technology with MIMO and SC-FDMA/ Abdourahaman Ali // Eastern European Journal Enterprise Technologies. – 2015. -Vol. 3/9 (75). - p.4 – 8.

34. Абдурахман Али. Особенности эквализации при использовании множественного доступа с разделением частот в технологии LTE / Абдурахман Али // Young Scientist.-2015. - Vol. 11 (91). – p.207-213

35. Abdourahaman Ali. Using adaptive antenna array in LTE with MIMO for space-time processing / Abdourahaman Ali // ScienceRise. – 2015. - Vol. 4/2 (9). - p.63-69

36. Abdourahamane Ali. Improve the performance of the using OFDM/OQAM / Abdourahaman A.,Loshakov V. // Радиотехника: Всеукр. межвед. научн.-техн. сб. - 2016. - Вып. 184. - с.135-141.

37. Marchenko D. Advantages of optical OFDM in communications systems / Marchenko D. Abdourahaman A. // Eureka physics and engineering . -2016. - Vol. 2 (3). - p.27-33.

38. Абдурахман Али. Использование фотонно - кристаллического волокна в телекоммуникационных системах // Technology Audit and Poduction Keserves. -2016. -Vol. 3/2(29). - p.62-67.

39. Abdourahamane Ali. Features of equalization in the technology OFDM / Abdourahamane Ali //19th International Youth Forum in Kharkiv National University of Radio Electronics, Ukraine, Kharkiv. April 20-22. – 2015. – p.11-12.

40. Abdourahamane Ali. Features of equalization in LTE Technology with MIMO and SC-FDMA / Abdourahamane Ali // 2^d International Scientific-Practical Conference Problems of Infocommunications Science and Technology Publisher // IEEE in Kharkiv National University of Radio Electronics, Ukraine, Kharkiv, October 13-15. - 2015. – p. 171-172.

41. Абдурахман А. Adaptive modulation in the own independent virtual channels MIMO system / Абдурахман А., Loshakov V. // 21th International Youth Forum in Kharkiv National University of Radio Electronics, Ukraine, Kharkiv, April 25-27, 2017. – p.9-10.

42. Abdourahamane A. The advantage of using optical OFDM Instead RF OFDM in Telecommunications / Abdourahamane A., Marchenko D., Loshakov V. // 3^d international Scientific-Practical Conference Problems of Infocommunications Science and Technology (PIC&S&T 2016): IEEE in Kharkiv National University of Radio Electronics, Ukraine, Kharkiv, October 4-6. -2016. - p.231-232.

43. Abdourahamane Ali. Increase the throughput in the using OFDM/OQAM / Abdourahamane Ali // 20th International Youth Forum in Kharkiv National University of Radio Electronics, Ukraine, Kharkiv. April 19-21. – 2016. – p. 5-6.

44. Abdourahmane A. Using photonic crystal fibers in telecommunication systems /Abdourahmane A. // 21th International Youth Forum in Kharkiv National University of Radio Electronics, Ukraine, Kharkiv, April 25-27.- 2017. – p. 7-8.

45. Абдурахман А. Уменьшение взаимных помех в системах мобильной связи на основе использования адаптивных антенных решеток / Абдурахман А., Лошаков В. // Проблемы электромагнитной совместимости

перспективных беспроводных сетей связи (ЭМС-2017): Сб. н. тр. третьей международной н.-техн. конференции. Харьков 23-24 мая. - 2017 г.– с.61-66.

46. Мартинчук О.О. Методика поляризаційно-просторової обробки сигналів та завад з використанням ортогональних сигналів ортогональної поляризації в перспективних каналах зв'язку / Мартинчук О.О., Колесніков О.М., Марченко Д., Абдурахман А. // Проблеми електромагнітної сумісності перспективних беспроводных сетей связи (ЭМС-2017): Сб. н. тр. третьей международной н.-техн. конференции. Харьков 23-24 мая. - 2017 г. –с.79-85.

47. Abdourahmane A. Modeling Adaptive Communication System with MIMO and OFDM / Abdourahmane A., Loshakov V.A. // 4th International Scientific-Practical Conference Problems of Infocommunications Science and Technology Publisher: IEEE in Kharkiv National University of Radio Electronics, Ukraine, Kharkiv, October 10-13. -2017. - p.581-592.

48. Loshakov V.A. Adaptive control signal parameters in LTE technology with MIMO [Електронний ресурс] / V.A. Loshakov, H.D. Al-Janabi, H.K. Al-Zayadi // Проблеми телекомунікацій. – 2012. – № 2 (7). – с. 78–90. – Режим доступу до журн.: http://pt.journal.kh.ua/2012/2/1/122_loshakov_mimo.pdf.

49. Loshakov V. A. Adaptive modulation in LTE technology by using OFDMA and SC-FDMA with MIMO / V. A. Loshakov, H.D. Al-Janabi, Y. T. Hussein, N. T. Nasif // Восточно-Европейский журнал передовых технологий (ISSN 1729-3774). – 2013. – Vol. 2/9 (62). – p. 8 - 11.

50. Лошаков, В. А. Адаптивная пространственная обработка сигналов в системах LTE с MIMO / В.А. Лошаков, В.Г. Лихограй, Х. Д. Ал-Джанаби, Н. Т. Насиф // Вестник НГУ ХПИ №11, 2013. -с.100-107.

51. Loshakov V. A. Results of experimental research quality of communications in WiMAX system / V. Loshakov, Z. Vadia, Al-Janabi H. D. // Международная конференция- Харьков 18-21 октября 2011.- с. 237-239.

52. Jeffrey T. S. Rappaport. Wireless Communications: Principles and Practice, 2d ed. Prentice-Hall, 2002.

53. Linden E. Iterative Channel Estimation in LTE Uplink / E. Linden// Master's Degree Project Stockholm, Sweden.- 2014.

54. William C. Mobile Communications Engineering. McGraw-Hill book Compfny. - 1982. – 392p.

55. Марчук, А.В. Влияние мобильности абонента на пропускную способность ММО систем радиодоступа / Марчук, А.В., Вадиа, З. // Современные проблемы радиотехники и телекоммуникаций (РТ – 2009) – материалы 5-й междунар. молодежной научн. техн. конф. – Севастополь: Вебер. - 2009. с. 129.

56. Рашич А. В. Сети беспроводного доступа WiMAX: учеб. пособие / Рашич А.В.— СПб.: Изд-во Политехн. ун-та.- 2011. - 179 с.

57. Siohan P., Lacaille N. Analysis and Design of OFDM/OQAM Systems Based on Filterbank/ P Siohan, N. Lacaille // Theory IEEE Transactions on signal processing, vol. 50, no. 5, may. -2002. - p.1170-1183.

58. Гельгор А.Л. Технология LTE мобильной передачи данных: учеб. пособие / Гельгор А.Л., Попов Е.А./ - СПб.: Изд-во Политехн. ун-та. - -2011. — 204 с.

59. M. Nakagami. The m-distribution: A general formula of intensity distribution of rapid fading. Statistical Methods in Radio Wave Propagation, Pergamon, Oxford, England. -1960. - p. 3–36,

60. Маковеевко Д.А., Хусейн М. / Исследование пропускной способности стандарта цифрового наземного телевидения второго поколения DVB-T2 / Д.А. Маковеевко, М. Хусейн // Цифрові технології , № 6. – 2009. - с. 27–32.

61. Loshakov V. Comparative analysis of using transmission and receiving diversity methods in WiMAX technology / Loshakov V., Vadia Z., Hasan A.// Радиотехника: Всеукр. межвед. научн.-техн. сб. - Вып. 159 . - 2009. - с.122-126.

62. Hyung G. Myung, Junsung Lim, and David J. Goodman, "Single Carrier FDMA for Uplink Wireless Transmission," *IEEE Vehicular Technology Magazine*, Sept. -2006. - p. 30–38.

63. J. G. Proakis. *Digital Communications*. McGraw-Hill, New York, NY, fourth edition. - 2001.

64. 3GPP TS 36.101: "Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); User Equipment (UE) radio transmission and reception". version 8.7.0 Release 8. - 2009.

65. Dahlman, Parkvall, Skold and Beming: "3G Evolution: HSPA and LTE for Mobile Broadband", Academic Press, Oxford, UK (2007), pp.651.

66. Пономарев Л.И., Скородумов А.И. Оптимизация спектральной эффективности в многоканальных системах сотовой связи // *Радиотехника и электроника*, т.54, № 1. – 2009. - с.81 – 97.

67. Родимов, А. П., Поповский В.В. Статистическая теория поляризационно-временной обработки сигналов в линиях связи. — М.: Радио и связь, -1984.—272 с.

68. Харланов, А.В. Построение адаптивной пространственно-поляризационной системы защиты РЛС от активных шумовых помех с произвольной пространственной структурой // *Системы обработки информации*. Вип. 2(83). – 2010 - с. 182 – 187.

69. Constantine A. Balanis, Panayiotis I. Ioannides *Introduction to Smart Antennas* / Morgan & Claypool Publishers. 2007. p.184.

70. Проблемы антенной техники/ Под ред. Л.Д. Бахраха, Д.И. Воскресенского. –М.: Радио и связь, 1989. -368с.

71. Shirokov I.B., Durmanov M.A., Chertkov V.E. Adaptive array of base station of mobile communication // *IEEE Proc. 6th Int. Conf. on Antenna Theory and Techniques ICATT'07* (17–21 september 2007). Sevastopol. - 2007. – p.332–334.

72. Журавлев А.К. Обработка сигналов в адаптивных антенных решетках [текст] / А.К. Журавлев, А.П. Лукошкин, С.С. Поддубный // Л.: Изд-во Ленинградского университета. – 1983. – с. 240.

73. Кравченко, В.Ф. Цифровая обработка сигналов и изображений в радиофизических приложениях./ Под ред.В.Ф. Кравченко.- М.: ФИЗМАТЛИТ. -2007. -544с.

74. Поповский, В.В., Коляденко Ю.Ю. Проблемы и методы использования адаптивных компенсаторов помех // Проблемы интеллектуального и военного транспорта. — Санкт-Петербург: Международная академия транспорта, № 4. -2003. -с. 294 – 302.

75. Atul, S. Multiple Antenna Technology in WiMAX systems / S. Atul, S. Sumeet, L. Qinghua, V. Minh-ANh, Xiaoshu // Inte Technical Journal, Volume 8, Issue 3. -2004., - p.229-240.

76. Воскресенский Д. И. Проектирование активных фазированных антенных решёток. Под. ред. Д. И. Воскресенского. — М.: Радиотехника, -2003. - с. 334-351.

77. Флакман А. Г. Адаптивная пространственная обработка в многоканальных информационных системах// Дис. Д-ра физ.-мат. наук . — М.: РГБ. - 2005.

78. Маврычев Е. А. Пространственная обработка сигналов в системах связи с антенными решётками/ Дис. канд. техн. наук: — М.: РГБ. -2003.

ДОДАТОК А

Текст програми аналізу збіжності процесу адаптації

```

%Збіжність алгоритму ААР
iter = 300;
maxop = 10;
vihav = zeros(1,iter);
ii=1:1:300;

i=sqrt(-1);
tettaPom = 0;
tettaSig = -pi/4;
disp = 10;
% формування просторового вектору сигналу
n=1:5;
f=cos(pi*sin(tettaSig)*(n-1));
g=sin(pi*sin(tettaSig)*(n-1));
sig = f+i*g;

% формування початкового вектору коефіцієнтів АР
f=cos(pi*sin(0)*(n-1));
g=sin(pi*sin(0)*(n-1));
w = f+i*g;

% цикл по ітераціям у часі
for L=1:iter
n=1:5;
% розрахунок комплексних випадкових значень завади
pom_1=sqrt(disp)*randn;
pom_2=sqrt(disp)*randn;

% розрахунок вектора значень завади в елементах АР
f=pom_1*cos(pi*sin(tettaPom)*(n-1));
g=pom_2*sin(pi*sin(tettaPom)*(n-1));
pom = f+i*g;

% додавання до вектора завади вектора сигналу
pom = pom + (1+sin(0.1*L))*sig;

% додавання до попереднього вектора шуму
for il=1:5
pom(il)=pom(il)+0.01*randn + 0.01*i*rand ;

```

```
end

% розрахунок значень на виході AP ( після помноження
% на коефіцієнти w)
symma =0+i*0;
for il=1:5
    symma=symma+w(il)*pom(il);
end

% комплексне спряження вектора на входе елементів AP
pom2=pom';

% розрахунок вектора w для наступної ітерації
for il=1:5
    w(il)= w(il) + 2*0.001*((1+sin(0.1*L))-symma)*pom2(il);
end

vih2(L)=real(symma);

end

figure(op);
plot(ii,vih2);
```

ДОДАТОК Б

Текст програми "kompensator_link.m" розрахунку нормованої дальності

```

clc; clear;
y0=[1 0 0 1];
yd=[1 0 1 0];
ysch=[1 1 1 1];
kb=1.38*10^-23;
T0=290;
ksch=10;
ta=1;
f=20000;
f1=500;
Psch=kb*T0*(ksch+ta-1)*f1;
Ra=1;
sigmasch=2*sqrt(Psch*Ra);
b1=0;
alfa=0.1;
% Norma=dblquad(inline('2.718.^(-(x-y).^2/0.3^2)'),-1,1,-1,1);
% integral=dblquad(inline('(2.718.^(-(x-y).^2/0.3^2).*(2.718.^(sqrt(-
1)*3.142*2.8*sin(0*3.142/180).*(x-y)./0.03))))',-1,1,-1,1);
% d=abs(integral/Norma);
b=-18:0.01:18;
x=[1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 15 20 25 30 35 40 45 50 55 60 65 70 75 80 90 100 110
120 130 140 150 160 170 180 0 -1 -2 -3 -4 -5 -6 -7 -8 -9 -10 -15 -20 -25 -30 -35
-40 -45 -50 -55 -60 -65 -70 -75 -80 -90 -100 -110 -120 -130 -140 -150 -160 -170
-180];
y=[0.5882 0.1297 0.0189 0.0062 0.0035 0.0024 0.0017 0.0013 0.0010 9.2077e-
004 3.6197e-004 1.8718e-004 1.1230e-004 8.9894e-005 8.1975e-004 9.8616e-
004 4.1127e-005 2.3956e-004 1.0752e-005 2.9174e-005 2.0468e-005 6.2961e-
004 0.0012 1.6408e-004 3.8217e-005 1.6296e-004 6.4117e-004 2.8627e-005
0.0026 2.3365e-005 9.1500e-005 1.9042e-004 9.2577e-004 0.9997 1 0.5882
0.1297 0.0189 0.0062 0.0035 0.0024 0.0017 0.0013 0.0010 9.2077e-004
3.6197e-004 1.8718e-004 1.1230e-004 8.9894e-005 8.1975e-004 9.8616e-004
4.1127e-005 2.3956e-004 1.0752e-005 2.9174e-005 2.0468e-005 6.2961e-004
0.0012 1.6408e-004 3.8217e-005 1.6296e-004 6.4117e-004 2.8627e-005 0.0026
2.3365e-005 9.1500e-005 1.9042e-004 9.2577e-004 0.9997];
a1=spline(x,y,b-b1);
% plot(x,y,'o',b,a1,'m');
% grid on;
l1=4;
n=6;

```

```

gr_rad=180/pi;
rad_gr=pi/180;
% F0=(abs((cos(pi*(b-b1))./(1-11*((b-b1).^2))))).^2*(1-alfa)+1/4*(alfa*a1);
% Fd=(abs(((sin(pi*(b-b1)/n))./(pi*(b-b1)/n))).^2*0.007*(1-
alfa)+1/4*(alfa*a1
F0=(abs((cos(pi*(b-b1))./(1-11*((b-b1).^2))))).^2+10^-5;
Fd=(abs(((sin(pi*(b-b1)/n))./(pi*(b-b1)/n))).^2*0.007+10^-5);

% plot(b,10*log10(F0),b,10*log10(Fd));
F0log=10*log10(F0);
Fdlog=10*log10(Fd);
Gp=10;
Pp=400;
Dp=100*10^3;
fp=10*10^6;
A0=1;
Ad=0.007;
P=80*10^3;
lamda=0.03;
kip=0.35;
Ls=2.8;
Ld=3.0;
Aefektiv=Ls*Ld*kip;
G0=Aefektiv*4*pi/lamda^2;
Gd=G0*Ad;
sigma=1;
Psignala=(P*(G0^2)*sigma*(lamda^2))/(64*(pi^3)*(Dp^4));
Psd=(P*G0*Gd*sigma*(lamda^2))/(64*(pi^3)*(Dp^4));
sigmasignala=2*sqrt(Psignala*Ra);
Ppomd=(Pp*Gp)*f1*Gd*lamda^2/(fp*4*pi*Dp^2);
sigmapomexid=2*sqrt(Ppomd*Ra);
Ppom0=(Pp*Gp)*f1*G0*lamda^2/(fp*4*pi*Dp^2);
sigmapomexi0=2*sqrt(Ppom0*Ra);
PsPsch=10*log10(Psignala/Psch);
Ppom0Psch=10*log10(Ppom0/Psch);
PpomdPsch=10*log10(Ppomd/Psch);
PsPom0Psch=10*log10(Psignala/(Ppom0+Psch));
PpdPsdPsch=10*log10(Ppomd/(Psd+Psch));
lc=1;

lp=1;

I=[1 0 0 0;0 1 0 0;0 0 1 0;0 0 0 1];
lr=sigmapomexid/10^7;

```

```

Us0=y0'*sigmasignala+ysch'*sigmasch;
Upd=yd'*sigmapomexid+ysch'*sigmasch;
Up0=yd'*(sigmapomexi0*lp)+ysch'*sigmasch;
U0sp=y0'*(sigmasignala*lc)+yd'*(sigmapomexi0*lp)+ysch'*sigmasch;
Kopt=(-1/2*(U0sp*Upd'+lr*I))*(inv(1/2*(Upd*Upd'+lr*I)));
Psum=1/2*(U0sp+Kopt*Upd)*(U0sp+Kopt*Upd)';
Psig=trace(Psum);
Pp0=trace(1/2*(Up0*Up0'));
Kpod1=10*log10(Pp0/Psig);
Kvigras=10*log10(trace(1/2*(Us0*Us0'))/Psignala);

```

```

Fdnaskalar=(10*log10(Psignala.*F0))./-254.1;
Fdnavektor=(10*log10(trace(1/2*(Us0*Us0')).*F0))./-254.1;
Fdnasigpom=(10*log10(trace(1/2*(U0sp*U0sp')).*F0))./-254.1;
Fdnaobrab=(10*log10(Psig.*F0))./-254.1;

```

figure (1)

```

plot(b,Fdnaskalar,'k',b,Fdnavektor,'B',b,Fdnasigpom,'R',b,Fdnaobrab,'G');
axis([-20 20 0.3 0.7]);
grid on;

```

figure (2)

```

semilogy(b,Psignala.*F0,'k',b,trace(1/2*(Us0*Us0')).*F0,'b',b,trace(1/2*(U0sp*
U0sp')).*F0,'r',b,Psig.*F0,'g');
axis([-10 10 10^-15 10^-9]);
grid on;
teta=b.*rad_gr;
polar(teta,Fdnasigpom,'r');
hold on;
polar(teta,Fdnaobrab,'m');
polar(teta,Fdnavektor,'b');
hold off;

```

```

Psignalad=(P*(G0*Gd)*sigma*(lamda^2))/(64*(pi^3)*(Dp^4));
sigmasignalad=2*sqrt(Psignalad*Ra);
Upds=yd'*sigmapomexid+ysch'*sigmasch+y0'*sigmasignalad;
U0sp=y0'*(sigmasignala*lc)+yd'*(sigmapomexi0*lp)+ysch'*sigmasch;
Kopt=(-1/2*(U0sp*Upds'+lr*I))*(inv(1/2*(Upds*Upds'+lr*I)));
Psum=1/2*(U0sp+Kopt*Upds)*(U0sp+Kopt*Upds)';
Psig=trace(Psum);
Kpod2=10*log10(Pp0/Psig);

```

ЗАТВЕРДЖУЮ

Проректор з науково-методичної
роботи
Харківського національного
університету радіоелектронікид.т.н., проф.  І.В. Рубан

" 5 " грудня 2017 р.

АКТ

про впровадження результатів дисертаційної роботи Абдурахман Ахмед Ісса Алі за темою «Підвищення якості мобільного зв'язку в системах нових поколінь на основі використання методів адаптації», представлену на здобуття наукового ступеня кандидата технічних наук за спеціальністю 05.12.02 – телекомунікаційні системи та мережі.

Комісія у складі:

голови – д.т.н., проф., зав. каф. ІКІ Поповського В.В., наукового керівника НДР № 261-1;


членів – д.т.н., проф. каф. ІКІ Лемешко О.В., відповідального виконавця НДР № 261-1;

– д.т.н., проф. каф. ІКІ Коляденко Ю.Ю., виконавця НДР № 261-1
склала даний акт у тому, що результати дисертаційної роботи Абдурахман Ахмед Ісса Алі, а саме:

1. Метод підвищення пропускнуої здатності системи зв'язку з МІМО близької до межі Шеннона, який полягає у формуванні власних незалежних просторових та частотних каналів з автономним динамічним адаптивним вибором параметрів модуляції та кодування;

2. Метод оцінювання параметрів просторово-частотних каналів систем мобільного зв'язку з МІМО та OFDM на основі калманівської фільтрації, який забезпечує необхідні для адаптивного вибору виду багатопозиційної модуляції підвищені якість та швидкість оцінювання, впроваджені у НДР № 261-1 (№ ДР 0111U002627) «Методи підвищення продуктивності безпроводових мереж наступного покоління», яка виконувалася за держзамовленням в Харківському національному університеті радіоелектроніки і де дисертант був виконавцем.

Голова комісії





В.В. Поповський

Члени комісії

О.В. Лемешко

Ю.Ю. Коляденко

ЗАТВЕРДЖУЮ
Проректор з науково-методичної
роботи
Харківського національного
університету радіоелектроніки

д.т.н., проф.  Е.В. Рубан

" 5 " грудня 2017 р.



АКТ

про впровадження результатів дисертаційної роботи Абдурахман Ахмед Ісса Алі за темою «Підвищення якості мобільного зв'язку в системах нових поколінь на основі використання методів адаптації», представлену на здобуття наукового ступеня кандидата технічних наук за спеціальністю 05.12.02 – телекомунікаційні системи та мережі.

Комісія у складі:

голови – д.т.н., проф., зав. каф. ІКІ Поповського В.В.;

членів – к.т.н., проф. каф. ІКІ Пастушенко М.С.;

к.т.н., доц. каф. ІКІ Москалець М.В.

склала даний акт у тому, що результати дисертаційної роботи Алі Абдурахман Ахмед Ісса, а саме:

1. Метод підвищення пропускної здатності та завадозахищеності мобільних систем зв'язку з OFDM, заснований на використанні додаткової адаптивної часової еквалізації та багатофазної фільтрації;

2. Метод оцінювання параметрів просторово-частотних каналів систем зв'язку з MIMO та OFDM, заснований на використанні калманівської фільтрації, який забезпечує необхідні для реалізації адаптивної модуляції підвищені швидкість оцінювання і стійкість, впроваджені у навчальному процесі кафедри інфокомунікаційної інженерії ХНУРЕ в курсі лекцій та на практичних заняттях дисципліни «Системи абонентського радіодоступу».

Голова комісії



В.В. Поповський

Члени комісії



М.С. Пастушенко

М.В. Москалець

Список публікацій здобувача за темою дисертації та відомості про апробацію результатів дисертації :

1. Marchenko D. Space-time processing based on antenna array use in LTE / D. Marchenko, A. Abdourahamane, V. Loshakov // 5^d International Radio Electronic Forum (IREF 2014) October 14-17, 2014 Kharkov, Ukraine, - P.235-239. (очна участь із доповіддю)
2. Abdourahamane Ali. Features of equalization in LTE technology with MIMO and SC-FDMA/ A. Abdourahamane // Eastern European Journal Enterprise Technologies. – 2015. -Vol. 3/9 (75). - P.4 – 8. 3. Абдурахман Али. Особенности эквализации при использовании множественного доступа с разделением частот в технологии LTE / А. Абдурахман // Young Scientist.- 2015. - Vol. 11 (91). – P.207-213.
4. Abdourahamane Ali. Using adaptive antenna array in LTE with MIMO for space-time processing / A. Abdourahamane // ScienceRise. – 2015. - Vol. 4/2 (9). - P. 63-69.
5. Abdourahamane Ali. Improve the performance of the using OFDM/OQAM / A. Abdourahamane, V. Loshakov // Радиотехника: Всеукр. міжвед. научн.-техн. сб. - 2016. - Вып. 184. - С.135-141.
6. Marchenko D. Advantages of optical OFDM in communications systems / D. Marchenko , A. Abdourahamane // Eureka physics and engineering . - 2016. - Vol. 2 (3). – P. 27-33.
7. Абдурахман Али. Использование фотонно - кристаллического волокна в телекоммуникационных системах / А. Abdourahamane // Technology Audit and Poduction Keserves. -2016. -Vol. 3/2(29). – P. 62-67.
8. Abdourahamane Ali. Features of equalization in the technology OFDM / A. Abdourahamane // 19th International Youth Forum in Kharkiv National University of Radio Electronics, Ukraine, Kharkiv. April 20-22. – 2015. –P.11-2. (очна участь із доповіддю)

9. Abdourahamane Ali. Features of equalization in LTE Technology with MIMO and SC-FDMA / A. Abdourahamane // 2^d International Scientific-Practical Conference Problems of Infocommunications Science and Technology Publisher // IEEE in Kharkiv National University of Radio Electronics, Ukraine, Kharkiv, October 13-15. - 2015. – P. 171-172. (очна участь із доповіддю)
10. Abdourahamane Ali. Increase the throughput in the using OFDM/OQAM / A. Abdourahamane // 20th International Youth Forum in Kharkiv National University of Radio Electronics, Ukraine, Kharkiv. April 19-21. – 2016. – P.5-6. (очна участь із доповіддю)
11. Абдурахман А. Adaptive modulation in the own independent virtual channels MIMO system / А. Абдурахман, V. Loshakov // 21th International Youth Forum in Kharkiv National University of Radio Electronics, Ukraine, Kharkiv, April 25-27, 2017 – P.9-10. (очна участь із доповіддю)
12. Abdourahamane A. The advantage of using optical OFDM Instead RF OFDM in Telecommunications / A. Abdourahamane, D.Marchenko, V. Loshakov // 3^d international Scientific-Practical Conference Problems of Infocommunications Science and Technology (PIC&S&T 2016): IEEE in Kharkiv National University of Radio Electronics, Ukraine, Kharkiv, October 4-6. -2016. - P.231-232. (очна участь із доповіддю)
- 13 Abdourahmane A. Using photonic crystal fibers in telecommunication systems / A. Abdourahmane // 21th International Youth Forum in Kharkiv National University of Radio Electronics, Ukraine, Kharkiv, April 25-27.- 2017. – P.7-8. (очна участь із доповіддю)
14. Абдурахман А. Уменьшение взаимных помех в системах мобильной связи на основе использования адаптивных антенных решеток / А.Абдурахман, В. Лошаков // Проблемы электромагнитной совместимости перспективных беспроводных сетей связи (ЭМС-2017): Сб. н. тр. третьей международной н.-техн. коференции. Харьков 23-24 мая. - 2017. – С.61-66. (очна участь із доповіддю)

15. Мартинчук О.О. Методика поляризаційно-просторової обробки сигналів та завад з використанням ортогональних сигналів ортогональної поляризації в перспективних каналах зв'язку / О.О Мартинчук, О.М. Колесніков, Д. Марченко, А. Абдурахман // Проблемы электромагнитной совместимости перспективных беспроводных сетей связи (ЭМС-2017): Сб. н. тр. третьей международной н.-техн. конференции. Харьков 23-24 мая. - 2017. – С.79-85. (очна участь із доповіддю)
16. Abdourahmane A. Modeling Adaptive Communication System with MIMO and OFDM / A. Abdourahmane, V.A Loshakov // 4th International Scientific-Practical Conference Problems of Infocommunications Science and Technology Publisher: IEEE in Kharkiv National University of Radio Electronics, Ukraine, Kharkiv, October 10-13. -2017. - P.581-592. (очна участь із доповіддю)