

Бакалаврська кваліфікаційна робота на тему:

ОЦІНЮВАННЯ ЕФЕКТИВНОСТІ СИСТЕМ ШИРОКОСМУГОВОГО
ДОСТУПУ

Виконав: студент 4-го курсу, групи ПЗТ-216
спеціальності 172 – Телекомунікації та
радіотехніка

 Палагнюк І.В.

Керівник: д.т.н., проф., професор каф. ІКСТ
Кичак В.М.

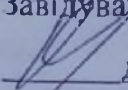
« 12 » 06 2025 р.

Рецензент: д.т.н., проф., професор каф. ІРТС
Воловик А.Ю.

« 12 » 06 2025 р.

Допущено до захисту

Завідувач кафедри ІКСТ

 д.т.н., проф. Кичак В.М.

« 12 » 06 2025 р.

Вінницький національний технічний університет
 Факультет інформаційних електронних систем
 Кафедра інфокомунікаційних систем та технологій
 Рівень вищої освіти перший (бакалаврський)
 Галузь знань 17 – Електроніка та телекомунікації
 (шифр і назва)
 Спеціальність 172 – Телекомунікації та радіотехніка
 (шифр і назва)
 Освітня програма – Програмне забезпечення телекомунікаційних систем

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри ІКСТ

д.т.н., професор В.М. Кичак

«05» 05 2025 року

З А В Д А Н Н Я

НА БАКАЛАВРСЬКУ КВАЛІФІКАЦІЙНУ РОБОТУ ЗДОБУВАЧЦІ

Палагнюку Івану Віталійовичу

(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема роботи: Оцінювання ефективності систем широкосмугового доступу
 керівник роботи Кичак Василь Мартинович, докт. техн. наук, професор

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

затверджені наказом ВНТУ від “20” березня 2025 року № 97

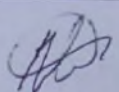
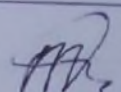
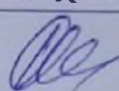
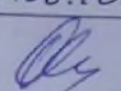
2. Строк подання здобувачем роботи: 09 червня 2025 року

3. Вихідні дані до роботи: тип вхідних сигналів – сигнали даних; режим зв'язку – дуплексний; несуча частота – 2,1 ГГц; потужність базової станції – 40 дБм; швидкість користувача – 5...50 км/год.

4. Зміст розрахунково-пояснювальної записки роботи (перелік питань, які потрібно розробити): вступ, алгоритми відновлення повної каналної матриці в широкосмугових системах зв'язку, алгоритм прогнозування параметричних каналів для високомобільних користувачів стільникових систем зв'язку 5-го покоління, параметричний алгоритм прогнозування каналів з використанням кореневого методу мінімального многочлена, охорона праці.

5. Перелік графічного матеріалу (з точним зазначенням обов'язкових креслень): структура мобільної мережі стільникового зв'язку; структура фрейму LTE; схеми управління діаграмою антенної решітки; результати моделювання

6. Консультанти розділів роботи

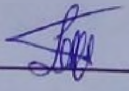
Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		завдання видав	завдання прийняв
Спеціальна частина	Кичак В.М., професор кафедри ІКСТ	 5.05.2025	 12.06.2025
Охорона праці	Дембіцька С.В., професор кафедри БЖДПБ	 5.05.2025	 12.06.2025

7. Дата видачі завдання «05» травня 2025 р.

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

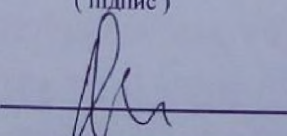
№ з/п	Назва етапів бакалаврської кваліфікаційної роботи	Строк виконання етапів роботи	Призначення
1	Формування та затвердження теми та індивідуального завдання бакалаврської кваліфікаційної роботи (БКР)	06.05.2025р.	
2	Виконання спеціальної частини БКР. Перший рубіжний контроль виконання БКР	19.05.2025р.	
3	Виконання спеціальної частини БКР. Другий рубіжний контроль виконання БКР	02.06.2025р.	
4	Виконання розділу «Охорона праці»	06.06.2025р.	
5	Нормоконтроль БКР	09.06.2025р.	
6	Попередній захист БКР	10.06.2025р.	
7	Рецензування БКР	11.06.2025р.	
8	Захист БКР	13.06.2025р.	

Здобувач


(підпис)

Палагнюк І.В.

Керівник роботи


(підпис)

Кичак В.М.

АНОТАЦІЯ

Бакалаврська кваліфікаційна робота складається з 108 сторінок формату А4, на яких є 40 рисунків, 10 таблиць, список використаних джерел містить 25 найменувань.

Метою роботи є розробка методів оцінки ефективності відновлення каналів в системах зв'язку з використанням багатoeлементних гібридних антенних решіток, створення нових методів та алгоритмів оцінки нестаціонарності каналів мобільних користувачів у системах стільникового зв'язку 5-го покоління на основі більш реалістичних параметричних моделей для покращення пропускної здатності та якості зв'язку.

У роботі розроблено нові алгоритми оцінювання характеристик нестаціонарних каналів у сучасних системах стільникового зв'язку LTE 5-го покоління. Запропоновано нові методи реконструкції повної каналної матриці в системах стільникового зв'язку з цифро-аналоговим (гібридним) формуванням променя.

Ключові слова: широкосмуговий зв'язок, 5G, LTE, мобільний зв'язок, ефект Доплера

ABSTRACT

The bachelor's qualification work consists of 108 pages of A4 format, which contain 40 figures, 10 tables, the list of used sources contains 25 items.

The purpose of the work is to develop methods for assessing the efficiency of channel restoration in communication systems using multi-element hybrid antenna arrays, to create new methods and algorithms for assessing the non-stationarity of mobile user channels in 5th generation cellular communication systems based on more realistic parametric models to improve bandwidth and communication quality.

The work develops new algorithms for assessing the characteristics of non-stationary channels in modern 5th generation LTE cellular communication systems. New methods for reconstructing the full channel matrix in cellular communication systems with digital-analog (hybrid) beamforming are proposed.

Keywords: broadband, 5G, LTE, mobile communications, Doppler effect

ЗМІСТ

ВСТУП.....	9
1. АЛГОРИТМИ ВІДНОВЛЕННЯ ПОВНОЇ КАНАЛЬНОЇ МАТРИЦІ В ШИРОКОСМУГОВИХ СИСТЕМАХ РАДІОДОСТУПУ	14
1.1 Оцінка каналів зв'язку в системах широкосмугового радіодоступу ...	14
1.2 Ітераційний алгоритм відновлення повної каналної матриці в системах широкосмугового радіодоступу з цифрово-аналоговою (гібридною) діаграмою спрямованості	19
1.3 Алгоритми прогнозування коефіцієнтів розкладання каналної матриці в ортогональних базисах в системах широкосмугового радіодоступу	24
1.4 Результати комп'ютерного моделювання.....	27
1.5 Висновок по першому розділу.....	37
2. АЛГОРИТМ ПРОГНОЗУВАННЯ ЕФЕКТИВНОСТІ СИСТЕМИ ШИРОКОСМУГОВОГО РАДІОДОСТУПУ 5-ГО ПОКОЛІННЯ	40
2.1 Застосування алгоритмів прогнозування в системах зв'язку LTE.....	39
2.2 Кореляційний підхід до прогнозування коефіцієнтів каналів в системі широкосмугового радіодоступу	42
2.3 Параметричний алгоритм прогнозування коефіцієнтів каналів	44
2.4 Оцінка параметрів детермінованої моделі каналних коефіцієнтів системи широкосмугового радіодоступу	50
2.5 Результати комп'ютерного моделювання.....	53
2.5.1 Порівняння ефективності кореляційного підходу до прогнозування каналів і розробленого параметричного алгоритму	53
2.5.2 Оцінка ефективності алгоритму параметричного прогнозування з використанням методу просторової фільтрації.	59
2.5.3 Оцінка ефективності параметричного алгоритму в умовах квазидетермінованої моделі каналів.....	61
2.6 Висновок по другому розділу	65
3. ПАРАМЕТРИЧНИЙ АЛГОРИТМ ПРОГНОЗУВАННЯ КАНАЛІВ З ВИКОРИСТАННЯМ КОРЕНЕВОГО МЕТОДУ МІНІМАЛЬНОГО МНОГОЧЛЕНА В СИСТЕМІ ШИРОКОСМУГОВОГО РАДІОДОСТУПУ ..	67
3.1 Метод використання мінімального полінома для підвищення ефективності системи широкосмугового радіодоступу	67
3.1.1 Детерміноване наближення	68
3.1.2 Статистична апроксимація.....	69
3.2 Результати комп'ютерного моделювання.....	74
3.2.1 Порівняння ефективності параметричного алгоритму прогнозування з методом мінімального многочлена кореня та алгоритмом прогнозування на основі кореляційного підходу	74
3.2.2 Порівняння ефективності параметричного алгоритму передбачення з використанням кореневого методу мінімального многочлена і з використанням методу Кейпона	76
3.2.3 Порівняння продуктивності параметричного алгоритму прогнозування з використанням кореневого методу мінімального	

многочлена та з використанням методу Root MUSIC	78
3.3 Висновок по розділу	79
4. ОХОРОНА ПРАЦІ	81
4.1 Технічні рішення щодо безпечного виконання роботи	82
4.2 Технічні рішення з гігієни праці та виробничої санітарії.....	85
4.3 Пожежна безпека	89
Висновок.....	93
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ	95
Додаток А ІЛЮСТРАТИВНА ЧАСТИНА	98
Додаток Б ПРОТОКОЛ ПЕРЕВІРКИ КВАЛІФІКАЦІЙНОЇ РОБОТИ.....	106

ВСТУП

Актуальність роботи. В даний час спостерігається бурхливий розвиток систем бездротового зв'язку і бездротових технологій. Високі вимоги до швидкості передачі даних в таких системах диктують необхідність реалізації алгоритмів обробки сигналів, що забезпечують високу якість зв'язку і досягають максимально можливої пропускної здатності.

Для виконання цих завдань сучасні системи зв'язку широко використовують багатoelementні антенні решітки з масивною технологією МІМО (Multiple Input Multiple Output) [1-11], які дозволяють за рахунок оптимального формування діаграм спрямованості здійснювати паралельну передачу даних по декількох просторових каналах одночасно і тим самим значно збільшувати сумарну пропускну здатність системи зв'язку. Крім того, наявність великої кількості антенних елементів дає можливість краще регулювати діаграму спрямованості в умовах багатопроменевого поширення радіосигналу, характерних для міських типів забудови, за рахунок більшої кількості ступенів свободи. Використання багатoelementних антен також дає можливість більш ефективно планувати і розподіляти наявні в системі зв'язку частотні і часові ресурси з точки зору загальної пропускної здатності системи.

Однак для ефективного формування променя багатoelementних антен необхідно мати достовірну інформацію про матрицю каналів (імпульсні або частотні характеристики на кожному з елементів антени). Потреба в оцінці продуктивності високопродуктивного каналу зв'язку особливо гостро стоїть перед користувачами з високою мобільністю в сучасних системах зв'язку 5-го покоління. У зв'язку зі швидким переміщенням користувачів оцінка каналів швидко застаріває, що в свою чергу призводить до значного погіршення якості зв'язку і зниження швидкості передачі даних в системі [12-15]. Тому в даний час особливо актуальною стає завдання створення нових методів і алгоритмів оцінки характеристик мобільного каналу користувача в сучасних системах стільникового зв'язку.

Робота присвячена створенню нових методів та алгоритмів оцінки характеристик каналу мобільних користувачів у сучасних системах стільникового зв'язку LTE (Long Term Evolution) та 5G NR (5th Generation New Radio) [24] з використанням багатоелементних антенних решіток з цифровим та цифро-аналоговим формуванням променя. Важливість обраної теми роботи підтверджується не тільки великим обсягом публікацій в науково-технічних журналах, присвячених цьому питанню, а й активною роботою, що проводиться в цьому напрямку у всіх провідних виробників комунікаційного обладнання (Huawei, Samsung, Apple, Intel, LG, Ericson, Nokia та ін.).

Ступінь розвитку теми бакалаврської роботи

Найбільш ефективне управління діаграмою спрямованості багатоелементної антенної системи здійснюється за рахунок використання цифрових антенних решіток. При реалізації схеми управління діаграмою спрямованості цифрової антенної решітки сигнал, що випромінюється кожним елементом антени, формується самостійно в цифровому вигляді шляхом множення переданого сигналу на відповідний елемент цифрового вектора побудови графіків. Аналогічно при прийомі сигнали від кожного елемента антени оцифровуються незалежно, множаться на елементи вектора побудови діаграм і підсумовуються. Таким чином, кількість аналого-цифрових і цифро-аналогових перетворювачів (АЦП, ЦАП), що використовуються в системі при такому підході, дорівнює кількості елементів антенної решітки, яка в сучасних системах зв'язку МІМО досягає декількох сотень.

Схема управління цифровою антенною решіткою відрізняється високою гнучкістю в регулюванні діаграми спрямованості, так як дозволяє встановлювати довільні амплітудно-фазові співвідношення між елементами в цифровому вигляді з точністю, обмеженою тільки розрядністю АЦП/ЦАП. Однак реалізація такої схеми, особливо у випадку з багатоелементними антенними решітками, вимагає значних апаратних і обчислювальних ресурсів, що значно підвищує кінцеву вартість системи і рівень енергоспоживання. Витрати на обладнання обумовлені тим, що для кожного елемента антенної решітки потрібен окремий

радіочастотний (РЧ) тракт з АЦП/ЦАП. Також слід зазначити, що для функціонування даної системи необхідно оцінити канал між усіма елементами передавальної і приймальної антен, а ця процедура вимагає значних додаткових частотних і часових ресурсів, що явно знижує продуктивність системи зв'язку.

Забезпечити високу гнучкість системи при більш низьких апаратних, обчислювальних і грошових витратах можна шляхом створення комбінованої цифро-аналогової (гібридної) схеми управління діаграмою спрямованості. Гібридна схема управління передбачає послідовне застосування векторів побудови діаграм в цифровій і аналоговій областях до передаваного/прийнятого сигналу. При цьому число аналогових фазообертачів більше або дорівнює числу елементів антенної решітки, а число АЦП/ЦАП значно менше. У зв'язку з очевидними перевагами комбінованої схеми управління діаграмою спрямованості вона набуває все більшого поширення в сучасних системах зв'язку.

Для систем зв'язку з гібридною цифро-аналоговою схемою керування діаграмою випромінювання задача формування вектора побудови графіків поділяється на дві підзадачі: вибір аналогових вагових коефіцієнтів та підбір цифрових вагових коефіцієнтів. Існує ряд відомих алгоритмів підбору цифрових і аналогових вагових коефіцієнтів. У той же час вибір оптимального вектора побудови комбінованої діаграми теоретично можливий тільки в тому випадку, якщо відомі канальні коефіцієнти для всіх елементів антенних решіток приймача і передавача. Також запропонований метод послідовного наближення, заснований на спільному застосуванні аналогової і цифрової частин антенної решітки мають критерій, що мінімізує втрати інформації на кожному етапі. Цей метод вимагає додаткового навантаження каналу службового зворотного зв'язку від приймача до передавача для проведення процедури підбору векторів кодової книги.

У зв'язку з вищевикладеним особливо актуальною стає задача розробки ефективних універсальних алгоритмів розрахунку повної канальної матриці для систем зв'язку з використанням гібридних антенних решіток, які могли б

використовуватися в різних сучасних стандартах бездротового зв'язку і не вимагали додаткових частотних і часових ресурсів.

Ще одним важливим аспектом систем зв'язку LTE і 5G NR в міських умовах є ефективне обслуговування високомобільних користувачів. До них відносяться користувачі, які пересуваються на різних транспортних засобах: велосипедах, автомобілях, наземному громадському транспорті. Їх характерний діапазон швидкостей становить 10 - 60 км/год.

Якість обслуговування таких абонентів в системі істотно залежить від точності і актуальності інформації про характеристики низхідної лінії зв'язку між базовою станцією і користувачем. Ці характеристики оцінюються при роботі системи зв'язку в режимі поділу часу TDD (Time Division Duplex) висхідного і низхідного каналів зв'язку на основі пілотних сигналів SRS (Sounding Reference Signal), періодично переданих пристроєм користувача по висхідному каналу зв'язку. Період дії пілотних сигналів визначається будовою кадру TDD і не може бути менше 5 мс. Інформація про характеристики каналу застаріває в проміжку між двома послідовними SRS: чим швидше, тим вище швидкість користувачів. І як наслідок, цей процес має значний вплив на якість зв'язку високомобільних користувачів. Відмінність між актуальною інформацією каналу та інформацією на основі SRS особливо важлива для режиму роботи системи зв'язку MU-MIMO (Multi Input Multiple Output), де дані передаються декільком користувачам одночасно в межах одного або декількох загальних блоків фізичних ресурсів (PRB).

Одним із шляхів вирішення цієї проблеми є використання алгоритмів прогнозування, які використовуються в області цифрової обробки сигналів для оцінки характеристик швидко мінливих каналів.

Існує ряд робіт, присвячених вивченню різних алгоритмів прогнозування характеристик каналів. Наприклад, в [14] описаний алгоритм прогнозування на основі фільтра Вінера, а в [16] проводиться порівняльний аналіз декількох методів прогнозування, в тому числі заснованих на фільтрі Калмана. Однак передбачення в цих роботах здійснюється на цілий етап. При цьому очевидно,

що найбільш ефективним буде прогнозування каналу в момент передачі даних від базової станції до користувача, тобто в довільний момент часу між сигналами SRS. У класичній задачі для цього потрібно передбачити значення випадкової послідовності на дробовий крок.

Мета роботи

Метою роботи є розробка методів оцінки ефективності відновлення каналів в системах зв'язку з використанням багатoelementних гібридних антенних решіток, створення нових методів та алгоритмів оцінки нестаціонарності каналів мобільних користувачів у системах стільникового зв'язку 5-го покоління на основі більш реалістичних параметричних моделей для покращення пропускної здатності та якості зв'язку.

Задачі роботи

1. Розробка ефективного методу відновлення каналів для систем зв'язку з використанням багатoelementних гібридних антенних решіток.
2. Розробка параметричної моделі зміни коефіцієнтів каналів та алгоритмів прогнозування їх значень з урахуванням специфіки поширення багатопроменевого сигналу.
3. Застосування спектральних методів надроздільної здатності для більш точної оцінки параметрів моделі зміни каналних коефіцієнтів.
4. Проведено порівняльний аналіз та оцінка ефективності використання кореляційних та параметричних алгоритмів прогнозування коефіцієнтів каналів для підвищення пропускної спроможності систем мобільного зв'язку 5-го покоління.

Методи дослідження

При розв'язанні задач використовувалися методи теорії інформації, вищої алгебри, векторного аналізу та теорії матриць, а також методи математичного та комп'ютерного моделювання.

1. АЛГОРИТМИ ВІДНОВЛЕННЯ ПОВНОЇ КАНАЛЬНОЇ МАТРИЦІ В ШИРОКОСМУГОВИХ СИСТЕМАХ РАДІОДОСТУПУ

У першому розділі розглядається проблема відновлення повної каналної матриці в системах радіозв'язку з багатoeлементними антенами з використанням гібридних цифро-аналогових схем діаграм. Запропоновано ефективний ітераційний алгоритм відновлення повної каналної матриці. Розглянуто можливі методи підвищення ефективності запропонованого алгоритму у випадку динамічної зміни каналу для мобільних користувачів. Досліджено залежність точності відновлення повної каналної матриці від швидкості користувача. За допомогою чисельного моделювання показано, що запропонований алгоритм дозволяє досягти високої точності реконструкції повної каналної матриці для динамічно змінних каналів мобільних користувачів.

1.1 Оцінка каналів зв'язку в системах широкосмугового радіодоступу

Сучасні бездротові технології, такі як LTE і 5G NR, були розроблені в першу чергу для мобільних стільникових систем. Зона покриття мобільної мережі зазвичай являє собою структуру, що складається з шестикутників (комірок), в центрі яких розташовуються базові станції, а всередині комірок розподіляються користувачі.

Технологія OFDM (Orthogonal frequency-division multiplexing) використовується в якості фізичного рівня в сучасних системах мобільного зв'язку [14, 15]. Ця модуляція долає проблеми, викликані багатопроменевим поширенням і частотною вибірковістю широкосмугових каналів. Тому ця технологія використовується для передачі даних, як по низхідному, так і по висхідному каналу.

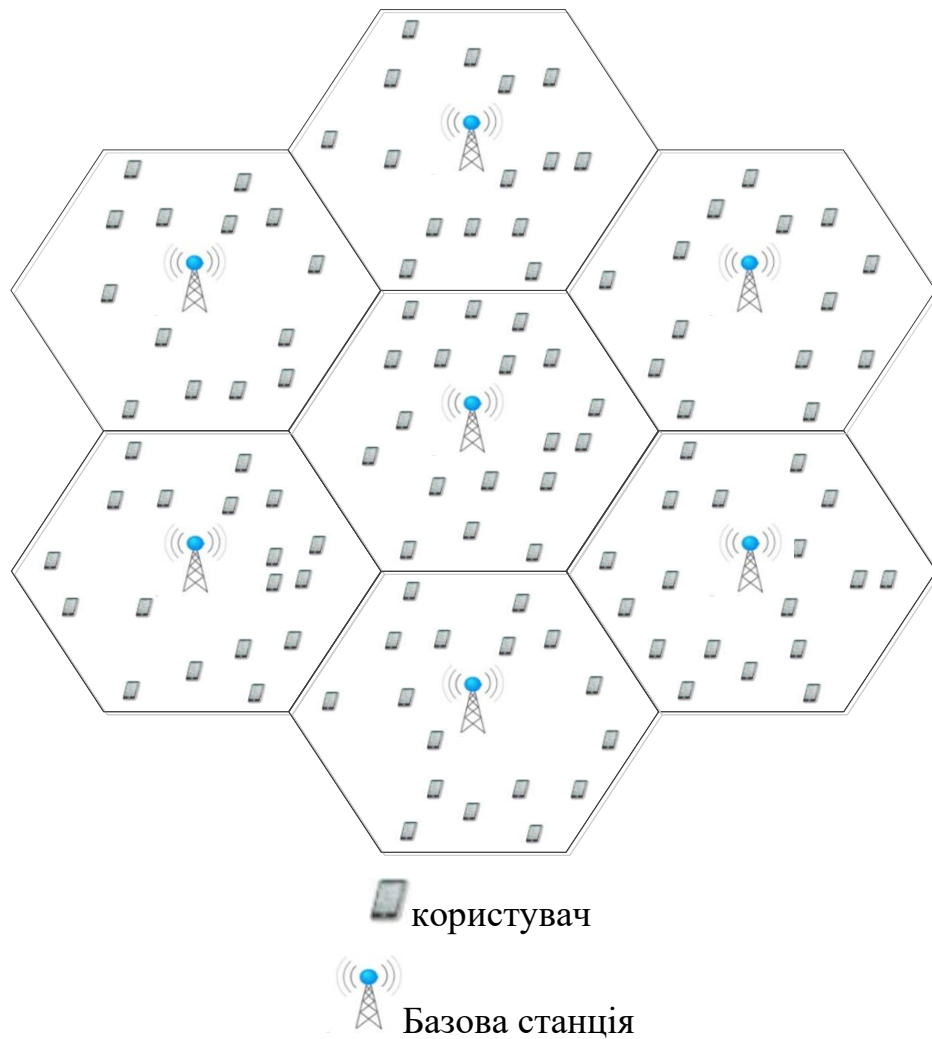


Рисунок 1.1 Структура мобільної мережі стільникового зв'язку

Передача даних в сучасних стільникових системах нового покоління в часовій області організована в кадри тривалістю 10 мс, кожен з яких ділиться на 10 підкадрів по 1 мс (рис. 1.2). У LTE тривалість слоту зафіксована на рівні 0,5 мс, тоді як новий стандарт 5G NR має більшу гнучкість і дозволяє змінювати тривалість слота в залежності від пропускної здатності сигналів та інших параметрів системи зв'язку, що налаштовуються. Слід зазначити, що для забезпечення сумісності з відстанню між піднесучими 15 кГц, слот 5G NR має таку ж структуру, як і підкадр LTE. У разі, коли стільникова система працює в режимі TDD, підкадри розподіляються між висхідною і низхідною лінією зв'язку відповідно до певних налаштувань мережі.

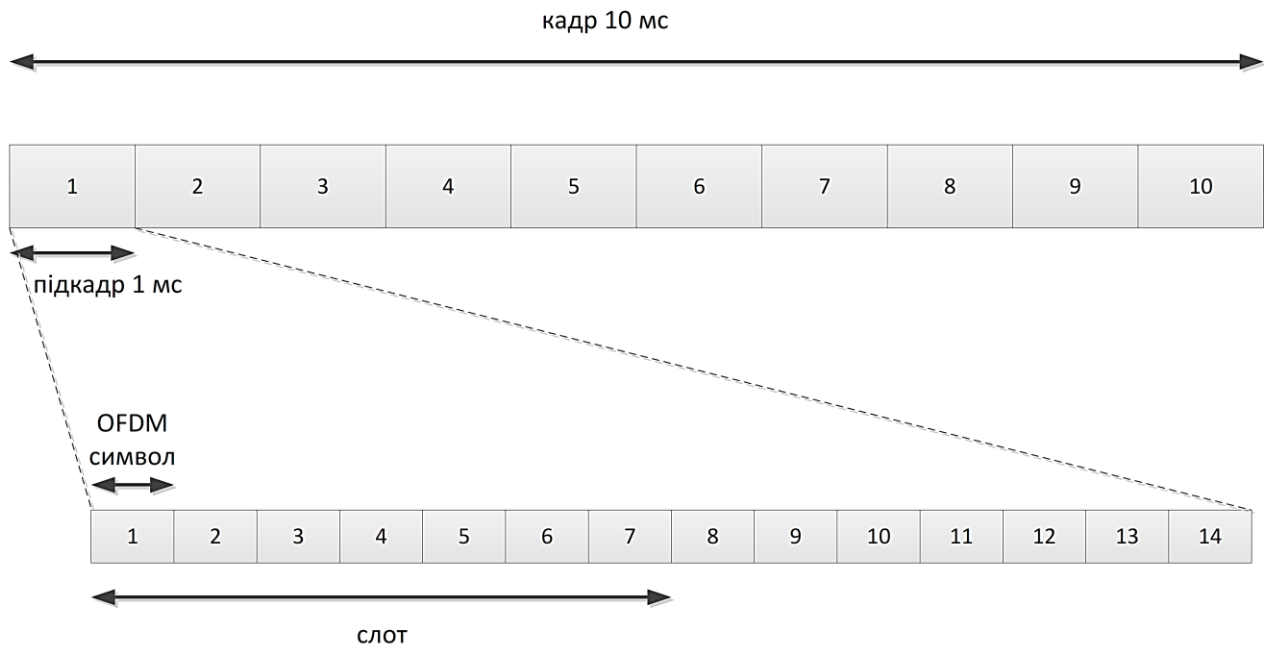


Рисунок – 1.2 Структура фрейму LTE

У частотній області піднесучі OFDM символів, загальна кількість яких залежить від смуги пропускання сигналу, об'єднані в групи по 12 штук. Група з 12 субносіїв, яка займає 1 слот в часовій області, називається блоком фізичних ресурсів (PRB) і є мінімально можливою одиницею у виділенні часово-частотних ресурсів для передачі даних в LTE. Наприклад, при ширині смуги пропускання 10 МГц загальне число PRB дорівнює 50 (рис. 1.3).

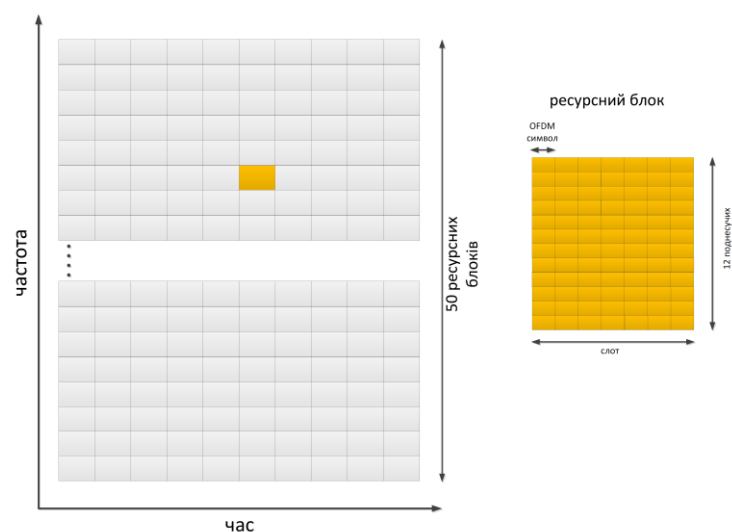


Рисунок 1.3 – Частотна і часова структура блоків ресурсів LTE по ширині смуги пропускання 10 МГц

Різні методи оптимізації процесу передачі інформації в сучасних технологіях зв'язку засновані на знанні характеристик радіоканалу, по якому повинен передаватися сигнал. Дані каналу зв'язку можуть варіюватися від приблизної оцінки втрати потужності між приймачем і передавачем, що використовується для регулювання потужності випромінюваного сигналу, до детального знання просторово-часових і частотних характеристик каналу. Для ефективної передачі даних в сучасних системах зв'язку використовується інформація про атмосферу перешкод на стороні приймача.

Дані про різноманітні характеристики каналу та перешкод можна отримати за допомогою вимірювань на стороні приймача або передавача. Наприклад, оцінка характеристик низхідної лінії зв'язку з базової станції може бути виконана безпосередньо на стороні користувача, а потім передана по висхідному каналу зв'язку для настройки параметрів подальшої передачі даних.

Крім того, в системах зв'язку з часовим розділенням, де завдяки принципу взаємності характеристики низхідної і висхідної лінії зв'язку однакові в обох напрямках, базова станція може самостійно оцінювати лінію, вимірюючи її характеристики у висхідному напрямку. Аналогічним чином, станція користувача може також оцінювати характеристики каналу і використовувати їх для передачі даних базової станції. Для вимірювання характеристик каналу стандарти передбачають використання заздалегідь визначених пілотних сигналів, за якими користувач або базова станція може виміряти і оцінити характеристики, що цікавлять.

У першому випуску LTE (Release 8) характеристики низхідного каналу зв'язку (DL) оцінювалися виключно на стороні пристрою користувача на основі пілотних сигналів опорного сигналу (CRS) для конкретної комірки. Ці сигнали передавалися базовою станцією у всьому діапазоні частот у кожному підкадрі тривалістю 1 мс. Таким чином, користувач, який отримав доступ до мережі, вважав, що сигнали CRS передаються завжди і на їх основі можна оцінити канал.

Для підвищення ефективності систем зв'язку LTE четвертого покоління (Release 10) пілотні сигнали були доповнені CSI-RS (інформаційний еталонний

сигнал стану каналу), параметри якого відрізнялися від CRS більшою гнучкістю. Частота передачі таких сигналів визначалася налаштуваннями мережі, що дозволяло істотно економити частотні і часові ресурси. Причиною впровадження таких сигналів стала необхідність підтримки просторового поділу великої кількості користувачів в LTE-системах, що було неможливо реалізувати на базі CRS через велику кількість необхідних часово-частотних ресурсів. Використання CSI-RS виявилось більш гнучким та ефективним інструментом для оцінки каналів у порівнянні з CRS.

Тому в системах зв'язку 5G NR відмовилися від CRS-подібних сигналів, а концепція CSI-RS, навпаки, активно використовується, розширюється і модифікується.

Для оцінки каналу висхідного зв'язку (UL) системи зв'язку використовують сигнали пілотного зондування SRS (sounding reference signal). Сигнали SRS можна розглядати як аналог CSI-RS для вимірювання каналу в іншому напрямку. У загальному випадку останній символ OFDM підрамника використовується для передачі сигналів SRS по висхідному каналу в системах LTE. Системи зв'язку 5G NR забезпечують більш гнучке використання зондуючих сигналів, виділяючи один, два або чотири послідовних символи OFDM в межах останніх шести символів слота. У режимі часового розділення на основі взаємності каналу зв'язку сигнали SRS використовуються базовою станцією і для оцінки каналу DL низхідної лінії. Розроблені алгоритми оцінки каналу, представлені в даній бакалаврській роботі, базуються на використанні сигналів зондування SRS.

1.2 Ітераційний алгоритм відновлення повної каналної матриці в системах широкосмугового радіодоступу з цифрово-аналоговою (гібридною) діаграмою спрямованості

Для простоти опису будемо вважати, що система зв'язку складається всього з двох приймально-передавальних станцій. Антенна система першої станції (базової станції) являє собою велику антенну решітку з гібридною

(комбінованою) діаграмостворюючою схемою, що включає елементи антени P з S аналоговими фазообертачами і M окремими РЧ блоками з АЦП і ЦАП, елементи антени об'єднані в окремі групи (підмасиви) з L елементів в кожній. Елементи одного і того ж підмасиву підключаються до одного ВЧ тракту і АЦП/ЦАП за допомогою суматора/дільника (рис. 1.7).

Антенна система другої станції (користувача) являє собою цифрову антенну решітку з одним, двома або відносно невеликою кількістю N елементів.

Припустимо також, що в системі зв'язку використовується формат модуляції сигналу OFDM і просторова цифрова обробка сигналів проводиться в Фур'є-ділянці. Комплексний ваговий вектор $w = [w_1^*, \dots, w_N^*]$ вказується для кожної піднесучої OFDM символу, але для простоти в подальших розрахунках індекс піднесучої буде опущений.

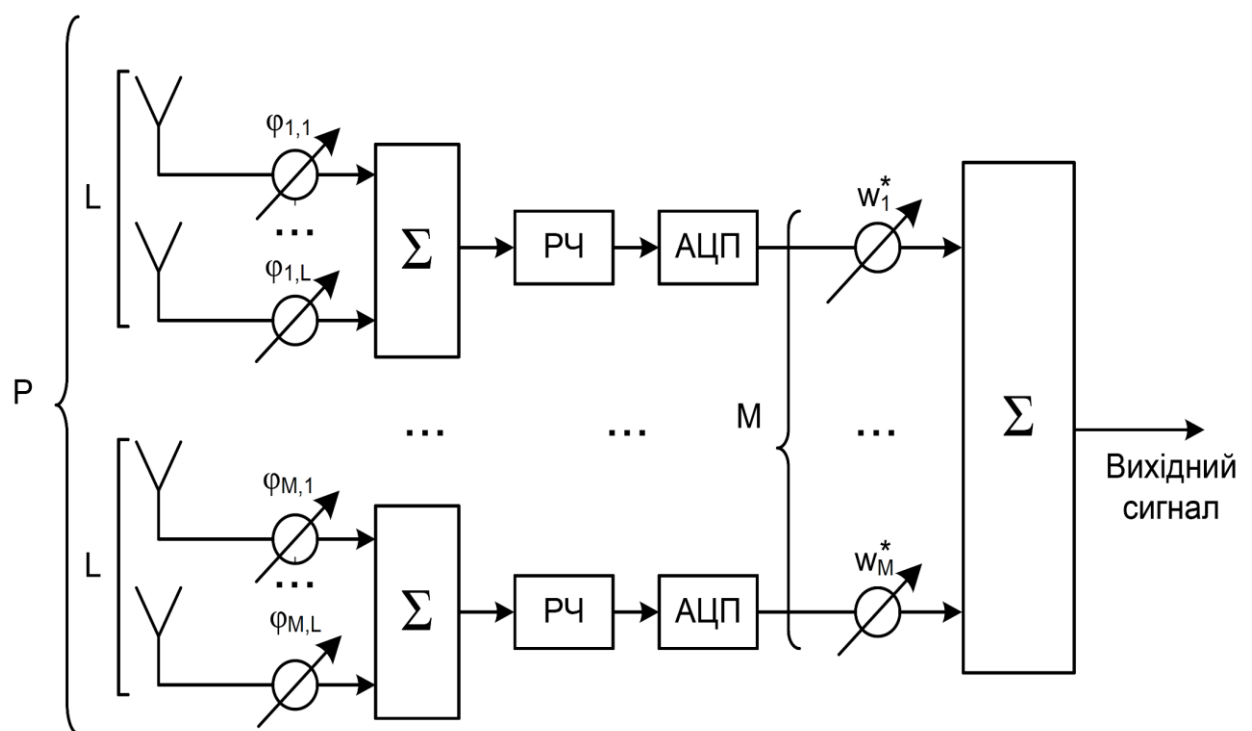


Рисунок 1.7 – Параметри антенної решітки базової станції з гібридним цифро-аналоговим керуванням діаграмою спрямованості.

Визначимо повну матрицю каналних коефіцієнтів **розмірності N** ($P \times N$) і представити його у вигляді блоку

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{1,1} = \begin{bmatrix} H_{1,1} \\ \dots \\ H_{L,1} \end{bmatrix} & \dots & \mathbf{H}_{1,N} = \begin{bmatrix} H_{1,N} \\ \dots \\ H_{L,N} \end{bmatrix} \\ \dots & \mathbf{H}_{m,n} = \begin{bmatrix} H_{(m-1)L+1,n} \\ \dots \\ H_{mL,n} \end{bmatrix} & \dots \\ \mathbf{H}_{M,1} = \begin{bmatrix} H_{P-L+1,1} \\ \dots \\ H_{P,1} \end{bmatrix} & \dots & \mathbf{H}_{M,N_{STA}} = \begin{bmatrix} H_{P-L+1,N} \\ \dots \\ H_{P,N} \end{bmatrix} \end{bmatrix}. \quad (1.1)$$

Розглянемо $\mathbf{H}_{mn}$ – блок повної каналної матриці, що відповідає групі елементів антени першої станції, підключеної до АЦП/ЦАП з індексом m , і антенного елемента другої станції з індексом n . Блок $\mathbf{H}_{mn}$ є вектором розмірності $(L \times 1)$ У кожен момент часу t , блок $\mathbf{H}_{mn}$ може бути представлений у вигляді розкладу в деякому векторному базисі $\mathbf{F}$:

$$\mathbf{H}_{mn}(t) = \sum_{k=1}^L a_{mnk}(t) \cdot \mathbf{f}_k = \mathbf{F} \mathbf{a}_{mn}(t), \quad (1.2)$$

$$\mathbf{F} = [\mathbf{f}_1 \quad \mathbf{f}_2 \quad \dots \quad \mathbf{f}_L], \quad (1.3)$$

$$\mathbf{a}_{mn} = [a_{mn1} \quad a_{mn2} \quad \dots \quad a_{mnL}]^T. \quad (1.4)$$

Наприклад, якщо чотири елементи підключені до одного АЦП/ЦАП, то в якості ортогонального базису $\mathbf{F}$: можна використовувати дискретну матрицю перетворення Фур'є:

$$\mathbf{F} = \begin{bmatrix} +1 & +1 & +1 & +1 \\ +1 & +i & -1 & -i \\ +1 & -1 & +1 & -1 \\ +1 & -i & -1 & +i \end{bmatrix}. \quad (1.5)$$

Для розрахунку коефіцієнтів розкладання $\mathbf{a}_{mn}$ необхідно вирішити систему лінійних рівнянь (1.2). Якщо базис $\mathbf{F}$ є ортогональним, то коефіцієнти

розширення можна знайти через скалярний добуток блоку каналної матриці $\mathbf{H}_{mn}$ і векторів базису $\mathbf{F}$ наступним чином:

$$a_{mnk}(t) = \mathbf{f}_k^H \mathbf{H}_{mn}(t), \quad (1.6)$$

$$\mathbf{a}_{mn}(t) = \mathbf{F}^{-1} \mathbf{H}_{mn}(t) = \mathbf{F}^H \mathbf{H}_{mn}(t). \quad (1.7)$$

Скалярний добуток (1.6) може бути реалізований в апаратному забезпеченні шляхом установки вектора фаз аналогових фазообертачів $\mathbf{f}_k = [e^{j\varphi_{k1}}, \dots, e^{j\varphi_{kM}}]$, підключено до одного суматора та АЦП/ЦАП, що дорівнює відповідному вектору ортогонального базису $\mathbf{F}$. Значення коефіцієнта розкладання a_{mnk} можна оцінити в момент прийому відомого пілотного сигналу, що передається по каналу зворотного зв'язку від другої станції до першої за допомогою стандартних алгоритмів оцінки каналів [8].

При прийомі одного пілотного сигналу може бути застосований тільки один вектор аналогових вагових коефіцієнтів, і в результаті може бути розрахований тільки один коефіцієнт a_{mnk} . Тобто, щоб розрахувати коефіцієнти розкладання L , необхідно послідовно застосувати відповідні вектори аналогових коефіцієнтів з базису $\mathbf{F}$ L разів при прийомі пілотних сигналів. При кожній ітерації алгоритму оновлюється один з коефіцієнтів розкладання a_{mnk} , і блок матриці каналів може бути реконструйований за формулою:

$$\hat{\mathbf{H}}_{mn}(t) = \sum_{k=1}^L a_{mnk}(t+k-L) \cdot \mathbf{f}_k, \quad (1.8)$$

де за одиницю часу береться період дії пілотних сигналів.

Часова послідовність застосування ортогональних векторів $\mathbf{f}_k$ показана нижче.

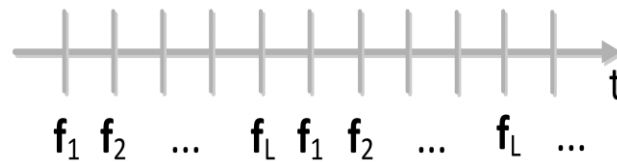


Рисунок 1.8 – Послідовність застосування аналогових векторів вагових коефіцієнтів

Слід зазначити, що послідовний розрахунок коефіцієнтів a_{mnk} призводить до того, що для процедури відновлення блоку каналної матриці використовуються виміряні в попередній час значення коефіцієнтів розкладання. У випадку зі статичним каналом представлений алгоритм дозволяє точно реконструювати матрицю каналів $\mathbf{H}$. Однак в реальних умовах канал зв'язку змінюється з плином часу, і між розрахунковими значеннями a_{mnk} і їх фактичними значеннями на поточний момент часу, виникає похибка. Величина цієї похибки залежить від швидкості зміни каналу і особливо значна при великій швидкості руху однієї станції щодо іншої.

Наприклад, типова система зв'язку LTE має період слідування пілотних сигналів 10 мс. Це означає, що при кількості ортогональних векторів чотири, тобто до одного АЦП/ЦАП підключено чотири антени, коефіцієнти розкладання каналів вимірюються кожні 40 мс, а реконструйована матриця каналів оновлюється кожні 10 мс (на кожній ітерації). У четвертій ітерації для процедури відновлення кожного блоку каналної матриці будуть використовуватися наступні коефіцієнти: a_1 виміряний 30 мс тому, a_2 виміряний 20 мс тому, a_3 виміряний 10 мс тому і a_4 виміряний на поточній ітерації (точка часу T_0). Таким чином, маємо деяку розбіжність між оцінками коефіцієнтів розкладання (1.2) і їх фактичними значеннями на момент відновлення повної каналної матриці. В результаті виникає помилка через неточне відновлення каналу. Цей ефект наочно ілюструє залежність коефіцієнтів розкладання від часу, представлену на рис. 1.9 нижче.

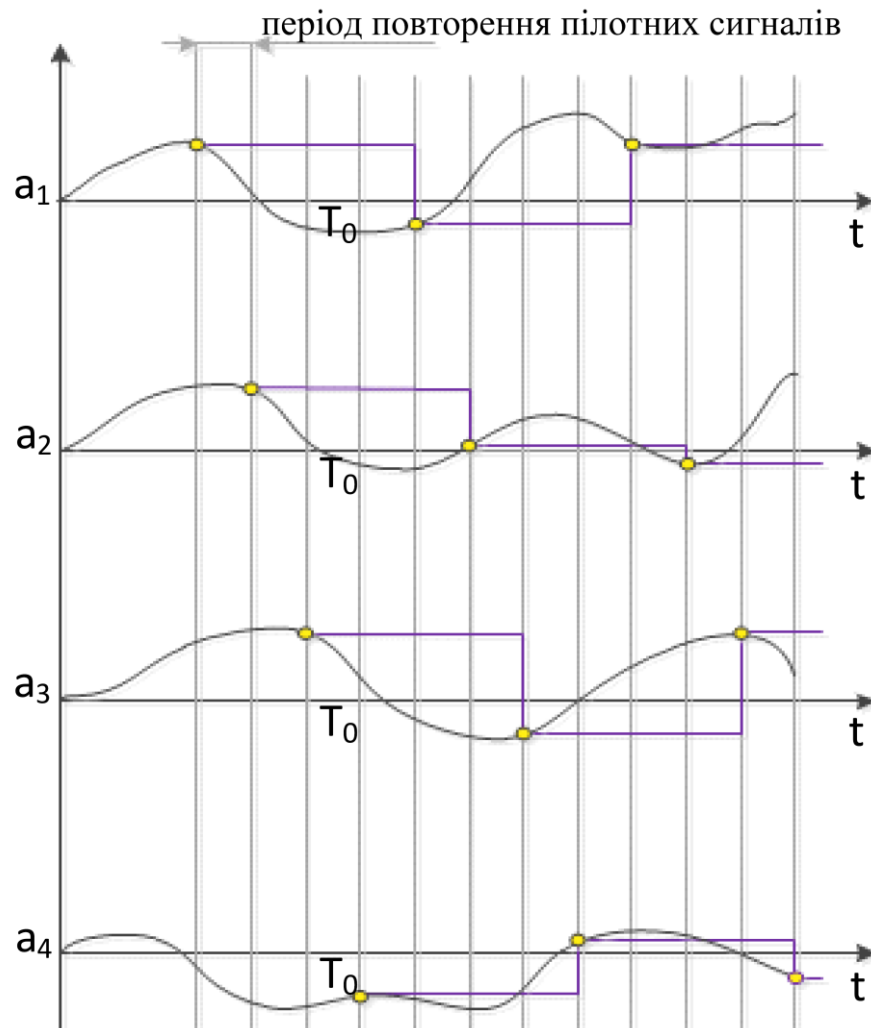


Рисунок 1.9 – Залежність коефіцієнтів розкладання каналної матриці $\mathbf{H}_{mn}$ від часу

Очевидно, що помилки в оцінці коефіцієнтів розкладання a_{mnk} призводять до зниження точності відновлення повної каналної матриці $\mathbf{H}$. Рішення цієї проблеми може здійснюватися двома способами:

1. Збільшення частоти дискретизації вимірювань, тобто, збільшення частоти пілотних сигналів в каналі зворотного зв'язку. Незважаючи на очевидну простоту і безсумнівну ефективність даного підходу, його практична реалізація в сучасних системах стільникового зв'язку, таких як LTE і 5G NR, неможлива в зв'язку з надзвичайно високим навантаженням каналу зворотного зв'язку і прийнятими в цих стандартах обмеженнями.

2. Використання різних алгоритмів прогнозування для підвищення

ефективності запропонованого ітераційного алгоритму в швидко змінному каналі. У зв'язку з цими обмеженнями такий підхід видається найбільш доцільним і перспективним для спільного використання з ітераційним алгоритмом відновлення каналів, оскільки не вимагає додаткових частотно-часових ресурсів і зміни прийнятих стандартів.

1.3 Алгоритми прогнозування коефіцієнтів розкладання каналної матриці в ортогональних базисах в системах широкосмугового радіодоступу

Припустимо, що кожен з коефіцієнтів розкладання a_{mnk} каналної матриці в ортогональних базисах (1.2) вимірюється з періодичністю $L \cdot T$, де L - розмір базису, використовуваного для ортогонального розкладання, T - період повторення пілотних сигналів в зворотному каналі системи зв'язку. Для підвищення ефективності запропонованого ітераційного алгоритму пропонується передбачити кожен з коефіцієнтів розкладання a_{mnk} для майбутнього часу, помноженого на $T, 2T, \dots, (L-1) \cdot T$ від останнього вимірювання. Таким чином, задача прогнозування значень коефіцієнтів розкладання каналної матриці (1.2) зводиться до задачі прогнозування дробового (щодо періоду оцінки коефіцієнта розкладання LT) кроку d . У даній роботі розглядаються два методи прогнозування дробових кроків. Перший підхід полягає в передбаченні значень a_{mnk} спочатку на цілий крок $L \cdot T$ з подальшою інтерполяцією для отримання значень на дробовому інтервалі часу як кратних T . Другий підхід заснований на інтерполяції значень автокореляційної функції коефіцієнтів a_{mnk} з використанням формули Віттакера-Шеннона (розкладання ряду Котельникова [4, 8]) і подальше передбачення значень коефіцієнтів для дробового кроку в часі безпосередньо. Обидва підходи використовують авторегресійну модель для процедури прогнозування.

Перший підхід.

Розглянемо алгоритм лінійного прогнозування на основі стандартної авторегресійної моделі [9]. Значення коефіцієнта розкладання представляються

у вигляді лінійної комбінації його K попередніх вимірювань. Величина K називається порядком прогнозування. Для зручності представлення приймемо за одиницю часу величину, рівну $L \cdot T$ періоду вимірювання коефіцієнта a_{mnk}

$$\hat{a}_{mnk}(t+1) = \sum_{j=0}^{K-1} b_j^* a_{mnk}(t-j) = \mathbf{b}^H \mathbf{a}_{mnk}(t), \quad (1.9)$$

де

$$\mathbf{a}_{mnk}(t) = \begin{bmatrix} a_{mnk}(t) \\ a_{mnk}(t-1) \\ \vdots \\ a_{mnk}(t-K+1) \end{bmatrix}, \quad (1.10)$$

а $(.)^H$ – ермітове спряження.

Коефіцієнти авторегресійної моделі (1.9) можуть бути обчислені за допомогою мінімальної стандартної похибки (ISCED) між прогнозованим і фактичним значеннями. Стандартна похибка в цьому випадку дорівнюватиме:

$$\varepsilon = \langle |a_{mnk}(t+1) - \hat{a}_{mnk}(t+1)|^2 \rangle = \langle |a_{mnk}(t+1) - \mathbf{b}^H \mathbf{a}_{mnk}(t)|^2 \rangle. \quad (1.11)$$

Щоб знайти значення b_j , потрібно диференціювати вираз (1.11)

$$\frac{\partial}{\partial \mathbf{b}^H} \varepsilon = \langle \mathbf{a}_{mnk}(t) \mathbf{a}_{mnk}^H(t) \rangle \mathbf{b} - \langle a_{mnk}^*(t+1) \mathbf{a}_{mnk}(t) \rangle = \mathbf{R} \mathbf{b} - \mathbf{r} = 0. \quad (1.12)$$

В результаті значення коефіцієнтів авторегресії можна знайти з рішення системи рівнянь Юля-Уокера [5]

$$\mathbf{R} \mathbf{b} = \mathbf{r}, \quad (1.13)$$

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} r(0) & r^*(1) & \dots & r^*(K-1) \\ r(1) & r(0) & \dots & r^*(K-2) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ r(K-1) & r(K-2) & \dots & r(0) \end{bmatrix}, \quad \mathbf{r} = \begin{bmatrix} r(1) \\ r(2) \\ \vdots \\ r(K) \end{bmatrix}, \quad (1.14)$$

$$r(\tau) = \langle a_{mnk}(t) a_{mnk}^*(t + \tau) \rangle, \quad (1.15)$$

де $\mathbf{R}$ — кореляційна матриця, $\mathbf{r}$ — вектор кореляції, $r(\tau)$ — кореляційна функція коефіцієнтів a_{mnk} . Значення кореляційної функції $r(0), r(1), \dots, r(K)$ обчислюються за формулою (1.16) за допомогою методу ковзного вікна виходячи з наявних значень коефіцієнта розкладання. Крім того, для ефективного прогнозування коефіцієнтів розкладання описаним способом необхідно виконати квазістаціонарну умову процесу $a_{mnk}(t)$ (1.17)

$$\hat{r}(\tau) = \frac{1}{Q} \sum_{q=t-Q+1}^{t-\tau} a_{mnk}(q) a_{mnk}^*(q + \tau), \quad (1.16)$$

$$\langle a_{mnk}(q + p) a_{mnk}^*(q + p + \tau) \rangle \approx \langle a_{mnk}(q) a_{mnk}^*(q + \tau) \rangle, \quad (1.17)$$

де Q - розмір розсувного вікна.

Знайшовши авторегресійні коефіцієнти, значення коефіцієнтів розкладання a_{mnk} можна передбачити на цілий крок на основі (1.9). А значення коефіцієнтів розкладання при дробовому часі d можна отримати шляхом лінійної інтерполяції. Тут значення коефіцієнта $a_{mnk}(t+d)$ представляються у вигляді лінійної комбінації останніх розрахункових і прогнозованих значень

$$\hat{a}_{mnk}(t + d) = (1 - d) \cdot a_{mnk}(t) + d \cdot \hat{a}_{mnk}(t + 1). \quad (1.18)$$

Другий підхід.

В [11] запропонований алгоритм лінійного прогнозування реального сигналу безпосередньо за дробовим кроком, заснований на формулі інтерполяції

Віттакера-Шеннона. Узагальнимо висновок, запропонований в [11] для випадку складного сигналу.

Представимо прогнозоване значення коефіцієнта у вигляді лінійної комбінації K раніше виміряних значень:

$$\hat{a}_{mnk}(t+d) = \sum_{j=0}^{K-1} b_j^* a_{mnk}(t-j) = \mathbf{b}^H \mathbf{a}_{mnk}(t), \quad (1.19)$$

де вектори $\mathbf{a}_{mnk}$ і $\mathbf{b}$ визначені в (1.10). Аналогічно (1.11) і (1.12), мінімізуючи середню квадратичну похибку прогнозування, отримаємо систему лінійних рівнянь (1.13), в якій кореляційна матриця $\mathbf{R}$ визначається в (1.14), а вектор кореляції $\mathbf{r}$ визначається наступним чином:

$$\mathbf{r} = [r(d) \quad r(1+d) \quad \dots \quad r(K-1+d)]^T. \quad (1.20)$$

Значення елементів кореляційного вектора $\mathbf{r}$ не можуть бути оцінені безпосередньо за допомогою методу ковзного вікна (1.16), тому що при $d \neq 0$ немає виміряних значень для відповідних значень $a_{mnk}(t)$, що входять в (1.16). Від часу для довільного зміщення d можна представити у вигляді нескінченного ряду Котельникова [41]:

$$a_{mnk}(t+d) = \sum_{q=-\infty}^{+\infty} a_{mnk}(q) \frac{\sin(\pi(t+d-q))}{\pi(t+d-q)} = \sum_{q=-\infty}^{+\infty} a_{mnk}(q) \frac{(-1)^{t-q} \sin(\pi d)}{\pi(t+d-q)}. \quad (1.21)$$

Припускаючи залежність комплексного коефіцієнта $a_{mnk}(t)$ від часу як стаціонарного випадкового процесу, отримаємо формулу інтерполяції для кореляційної функції:

$$r(t+d) = \langle a_{mnk}(0) a_{mnk}^*(t+d) \rangle = \sum_{q=-\infty}^{+\infty} r(q) \frac{(-1)^{t-q} \sin(\pi d)}{\pi(t+d-q)}. \quad (1.22)$$

На практиці неможливо оцінити нескінченне число членів представленого ряду, тому доводиться обмежуватися кінцевим числом вибірок кореляційної функції, пов'язаної з розміром ковзного вікна Q

$$\hat{r}(t+d) = \sum_{q=-Q+1}^{Q-1} \hat{r}(q) \frac{(-1)^{t-q} \sin(\pi d)}{\pi(t+d-q)}. \quad (1.23)$$

Очевидно, що для отримання задовільної якості прогнозування необхідно, щоб розмір розсувного вікна був набагато більше розмірності регресійної моделі (1,9); $Q \gg K$.

1.4 Результати комп'ютерного моделювання

Ефективність запропонованого ітераційного алгоритму відновлення повноканальної матриці була перевірена за допомогою чисельного моделювання системи зв'язку з використанням стандартної каналної моделі для великої міської комірки 3GPP 3D Urban Macro. Дана модель широко використовується при розробці і тестуванні технологій і стандартів сучасного мобільного зв'язку LTE і 5G NR. В якості несучої частоти була обрана частота 3,5 ГГц. Період пілотних сигналів становив 10 мс. Антенна система LTE базової станції являла собою стандартну прямокутну 32-елементну антенну решітку ($P = 32$), що складалася з 4 рядів і 8 стовбців. Період антенної решітки становив $0,9\lambda$ по вертикалі і $0,5\lambda$ по горизонталі, де λ — довжина хвилі. Елементи масиву були визначені у вигляді вертикально поляризованих електричних диполів. Сигнал кожного елемента антенної решітки аналогічно зважувався за допомогою аналогового фазообертача ($S = P = 32$). Елементи однієї колонки були згруповані і підключені до одного і того ж ВЧ тракту і АЦП/ЦАП ($M = 8$). Вигляд антенної решітки і схема суміщення елементів антени цифровими портами показані на рис. 1.10 і 1.11. Антенна система пристрою користувача являла собою єдиний електричний диполь з вертикальною поляризацією.

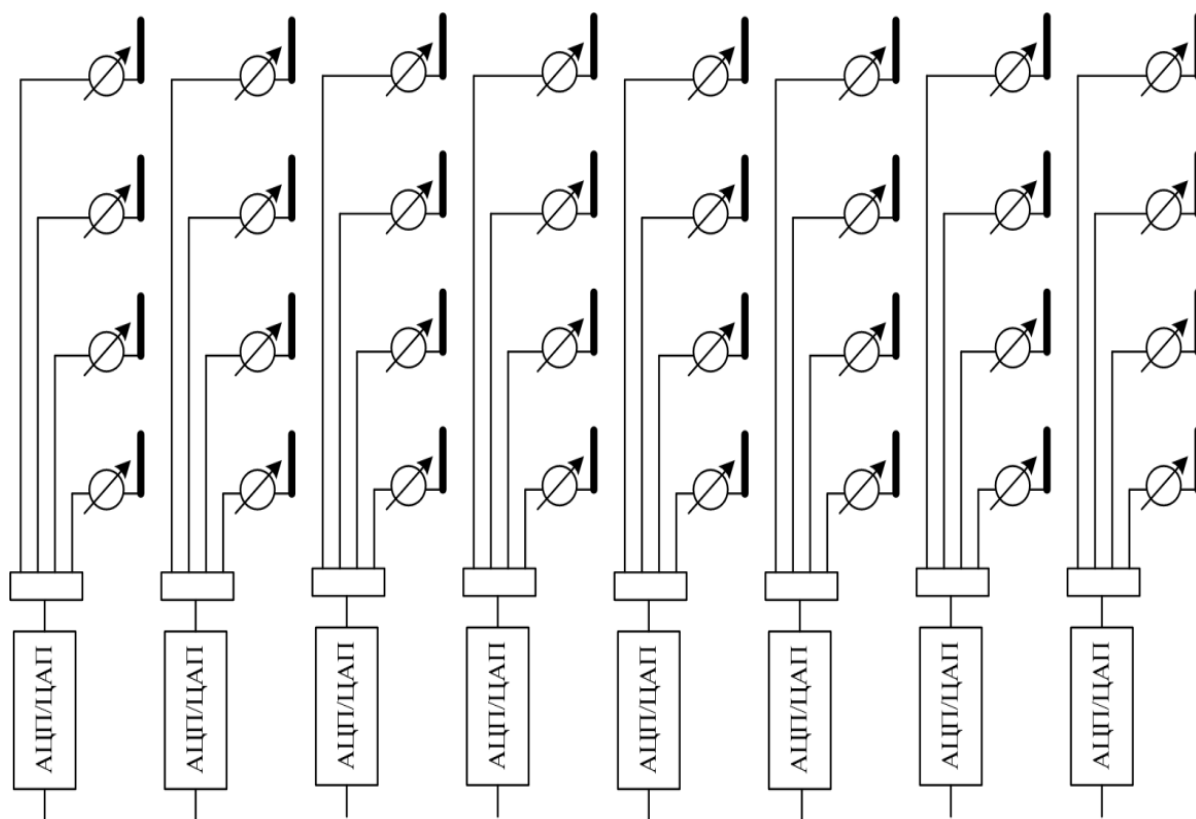


Рисунок 1.10 – Схема підключення елементів антенної решітки

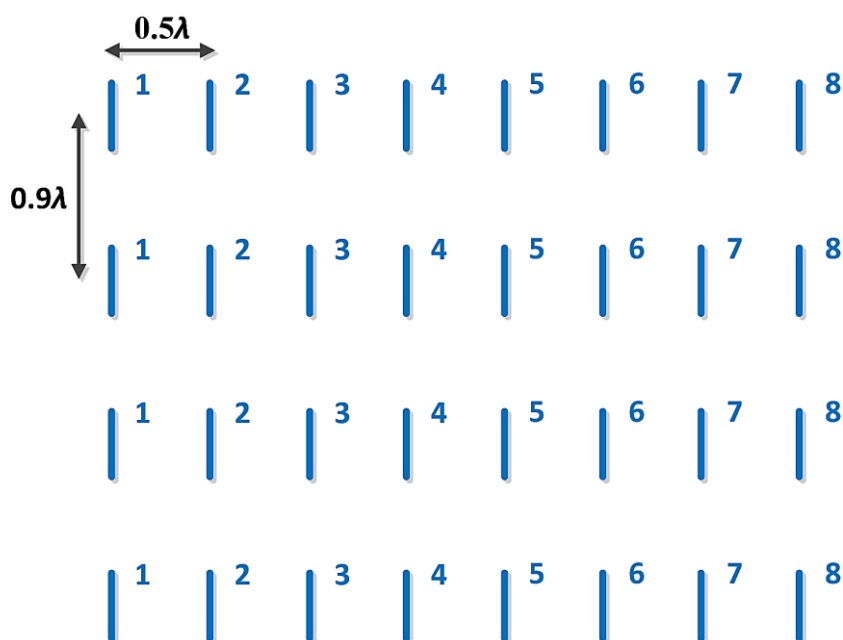


Рисунок 1.11 – Компонування елементів базової антенної решітки LTE станції

Діаграми спрямованості у вертикальній площині векторів $\mathbf{f}_1$, $\mathbf{f}_2$, $\mathbf{f}_3$ і $\mathbf{f}_4$ ортогонального розкладу, що задається матрицею $\mathbf{F}$ (1.5), показані на рисунках 1.12 – 1.15.

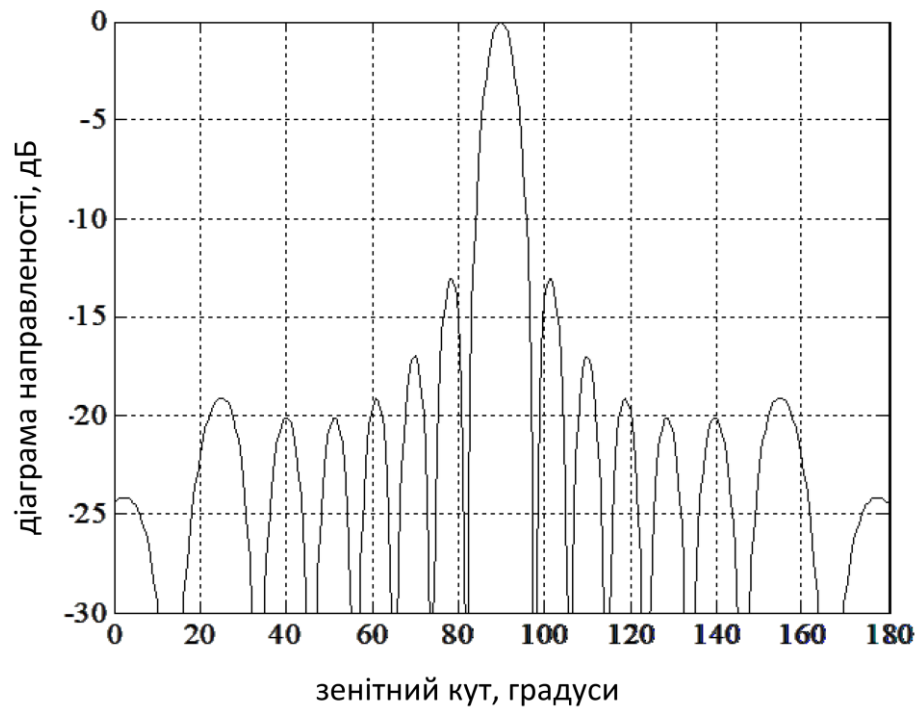


Рисунок 1.12 – Аналогова векторна діаграма спрямованості $\mathbf{f}_1$

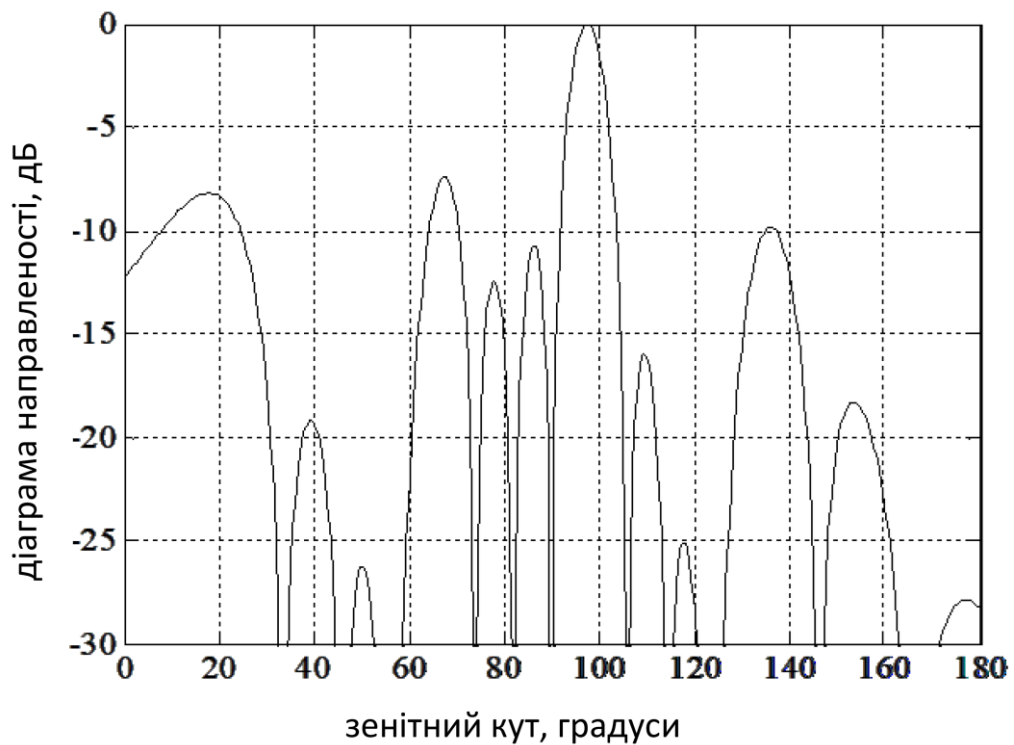


Рисунок 1.13 – Діаграма спрямованості аналогового вектора $\mathbf{f}_2$

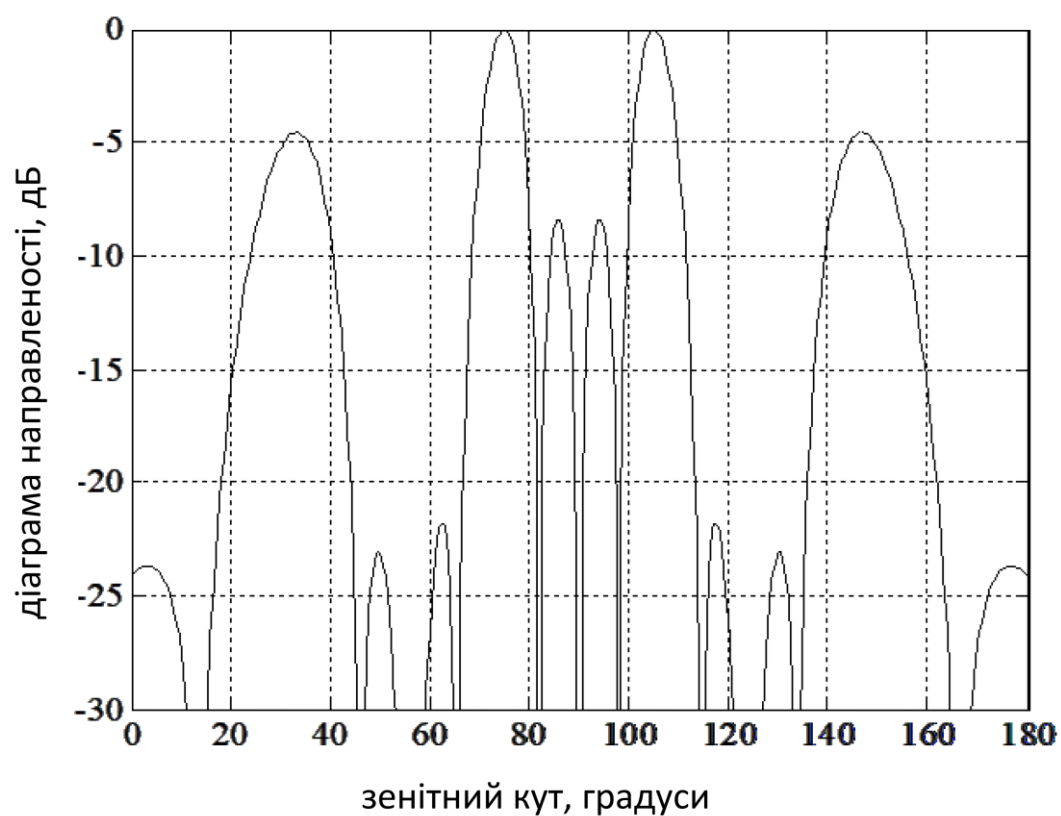


Рисунок 1.14 – Аналогова векторна діаграма спрямованості f_3

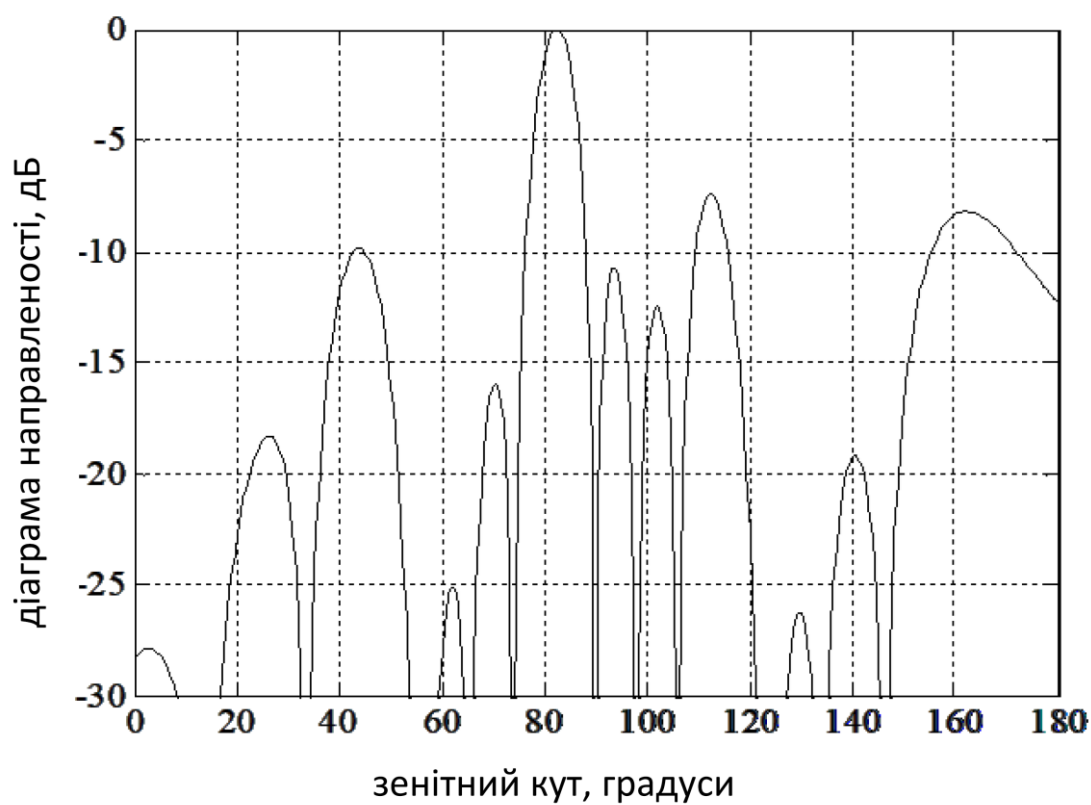


Рисунок 1.15 – Діаграма спрямованості аналогового вектора f_4

Параметри моделювання наведені в таблиці 1.1.

Таблиця 1.1 – Параметри моделювання

Модель каналу	3GPPTR 36.873 UrbanMacro
Антенна система BS	Прямокутна антенна решітка (4 x 8 x 1pol), елементи групуються в стовпці по 8 портів
Кількість стільників (комірок)	1
Кількість базових станцій	3
Кількість користувачів	60
Розподіл координат користувачів у комірці	Рівномірний
Швидкість користувача	0 – 8 км/год
Період SRS	10 мс
Несуча частота	3,5 ГГц
Потужність БС	40 дБм
Тип структури кадру TDD	1
Максимальна кількість просторових потоків на користувача	1

Схематичне розташування базових станцій і користувачів всередині комірки показано на рис. 1.16. Таке розташування елементів мережі використовувалося у всіх моделях, результати яких представлені в даній роботі.

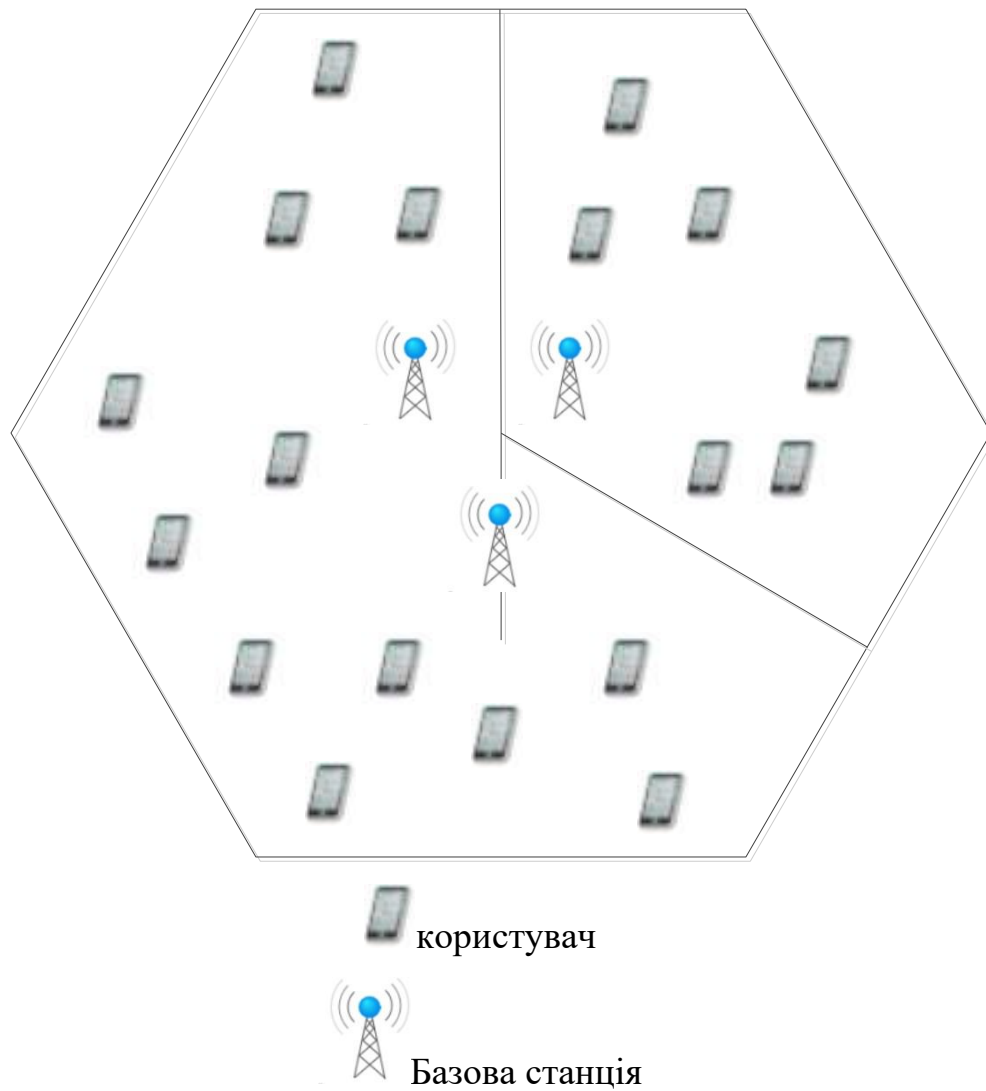


Рисунок 1.16 – Розташування базових станцій і користувачів всередині макростільника

В якості метрики ефективності досліджуваного алгоритму оцінки каналної матриці була обрана метрика ρ_0 , що характеризує середні втрати потужності, викликані помилками при виборі вектора побудови графіка $\mathbf{w}$ на основі відновленого каналу

$$\rho_0 = \left\langle \frac{\hat{\mathbf{w}}^H \mathbf{H}^H \mathbf{H} \hat{\mathbf{w}}}{\mathbf{w}_{opt}^H \mathbf{H}^H \mathbf{H} \mathbf{w}_{opt}} \right\rangle, \quad (1.24)$$

де $\mathbf{H}$ – істинна матриця коефіцієнтів каналу в момент передачі інформаційних даних базовою (першою) станцією, $\mathbf{w}$ вибирається виходячи з оцінки каналної

матриці вагових коефіцієнтів для передачі, $\mathbf{w}_{opt}$ – оптимальний ваговий вектор, що маскує ВСШ на вході користувачької (другої) станції, яка здійснює прийом сигналу. Неважко помітити, що чисельник у виразі (1.24) запропонованої метрики має значення потужності сигналу, прийнятого станцією користувача, а знаменник – це його максимально досяжне значення при точному знанні каналної матриці. Відомо, що ВСШ на вході приймача досягає максимального значення, якщо в якості вектора вагових коефіцієнтів на передавальній стороні вибраний вектор SVD (Singular Value Defold) каналної матриці, що відповідає найбільшому сингулярному числу [8]. Таким чином, вектори $\mathbf{w}$ та $\mathbf{w}_{opt}$ були обрані як вектори SVD з реконструйованої та фактичної каналної матриці відповідно. Оцінка коефіцієнтів розкладання (1.6) на момент прийому пілотного сигналу була прийнята точною (тобто з розгляду були виключені похибки оцінки каналів, викликані шумами приймача). Значення метрики було усереднено за багатьма (порядку 10^N) реалізаціями каналів і часом (понад 10^M пакетів).

На рис. 1.17 показані результати моделювання залежності між показником ρ_0 (ефективність фокусування потужності на користувача) і відносною швидкістю роботи приймально-передавальних станцій v . Крива I (синя лінія) відповідає запропонованому ітераційному алгоритму побудови повної каналної матриці без використання методів прогнозування. Крива II (зелена лінія) відповідає ітераційному алгоритму Реконструкція повної каналної матриці з використанням лінійного прогнозування для цілого кроку та лінійної інтерполяції (перший підхід). Результати для ітераційного алгоритму відновлення, що використовується в поєднанні з алгоритмом прогнозування дробових кроків (другий підхід), представлені кривою III (червона). Для обох алгоритмів прогнозування порядок передбачення K був обраний рівним 5, а розмір ковзного вікна усереднення дорівнював $Q = 30$. Як показали додаткові дослідження, ці параметри алгоритмів виявилися оптимальними для оцінки характеристик використовуваної каналної моделі (3GPP Urban Macro).

Крива IV (чорна) на рисунку 1.17 задає верхню межу досяжної точності алгоритму відновлення каналу для повністю цифрової антенної решітки, коли

повний каналний масив може бути оцінений по кожному пілотному сигналу. Спадний характер IV кривої характеризує похибки у виборі діаграмоутворюючого вектора, викликані старінням інформації про канал в інтервалі між двома послідовними пілотними сигналами.

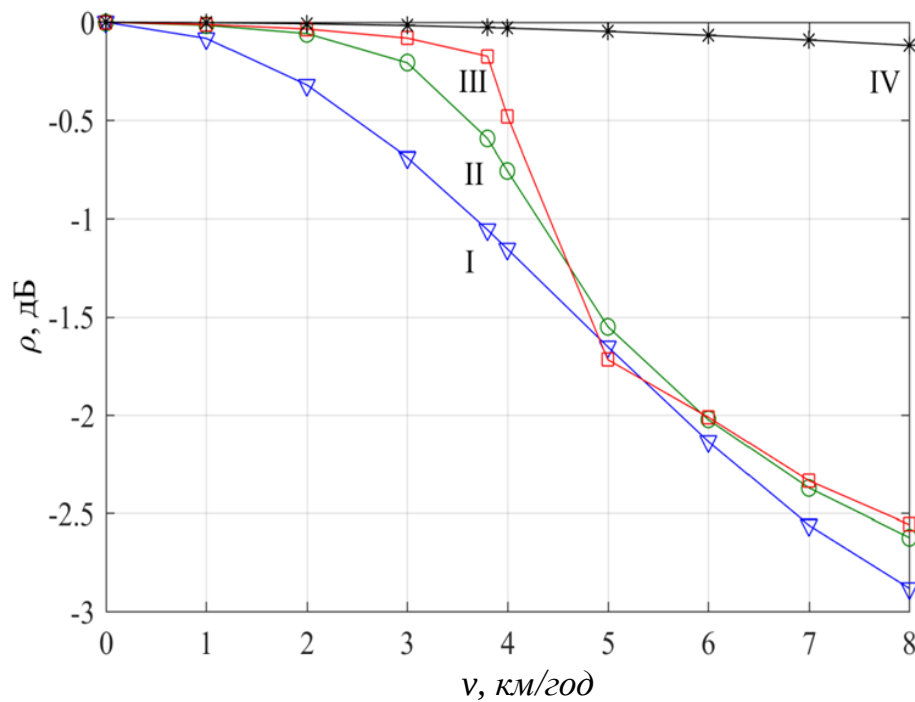


Рисунок 1.17 Залежність величини метрики ρ_0 від ефективності настройки діаграми спрямованості антенної системи базової станції від відносної швидкості руху приймально-передавальних станцій користувача v

З кривих, наведених на малюнку 1.17, видно, що в разі статичного каналу запропонований ітераційний алгоритм дає можливість точно реконструювати матрицю каналів. При цьому втрати в порівнянні з максимально можливим ВСШ відсутні. Зі збільшенням відносної швидкості приймача і передавача величина втрат значно зростає і становить близько 3 дБ при швидкості 8 км/год. що інформація про коефіцієнти розкладання оновлюється в чотири рази рідше, ніж період спостереження за пілотними сигналами (один раз на 40 мс). Наприклад, при швидкості 3 км/год втрати становлять 0,69 дБ для алгоритму без передбачень, 0,2 дБ для всього алгоритму прогнозування кроків і лінійної

інтерполяції (перший підхід) і 0,08 дБ для алгоритму прогнозування дробових кроків (другий підхід). При цьому мінімально досягне значення втрат за заданий період пілотних сигналів становить 0,02 дБ. Таким чином, використання алгоритмів прогнозування дозволило отримати виграш у потужності 0,49 дБ і 0,61 дБ для першого і другого підходів відповідно і значно наблизитися до випадку цілком відомого каналу. Втрата алгоритму з використанням першого підходу до прогнозування в порівнянні з другим підходом, очевидно, пов'язана з використанням простої лінійної інтерполяції (1.18) для знаходження значень коефіцієнтів $a_{mnk}(t + d)$ на дробових кроках d . Однак слід зазначити, що другий підхід до прогнозування коефіцієнтів розширення є більш обчислювально складним, пов'язаним з використанням строгих методів інтерполяції.

Зниження ефективності алгоритмів прогнозування на відрізьку 4-5 км/год пов'язане з перевищенням межі Найквіста за певними гармоніками доплерівського спектра каналу, що визначає можливість інтерполяції сигналу. Таким чином, при періоді пілотного сигналу 10 мс для заданої конфігурації антени частота дискретизації коефіцієнтів розкладання становить 25 Гц, тобто ефективна інтерполяція значень коефіцієнтів розкладання каналу можлива для швидкостей, при яких максимальна доплерівська частота не перевищує 12,5 Гц. Ця доплерівська частота є максимальною для швидкості 3,85 км/год. При швидкостях, що трохи перевищують цю межу, можуть виникати ситуації, коли майже всі гармоніки доплерівського спектра каналу лежать в межах Найквіста і інтерполяція значень коефіцієнта проходить успішно. Цей факт пояснює ефект прогнозованого виграшу в порівнянні з базовим алгоритмом відновлення при швидкості 4 км/год. Також слід зазначити, що на інтервалі швидкостей від 0 до 5 км/год другий підхід до прогнозування має перевагу над першим до 0,28 дБ.

На рис. 1.18 і 1.19 нижче показані характерні форми хвиль прогнозованих значень першого коефіцієнта розкладання блоку матриці каналу, що відповідають вектору f_1 , і його істинні значення для першого і другого підходів відповідно. Фактичні значення коефіцієнта розкладання відзначені синім кольором, а прогнозовані значення - червоним.

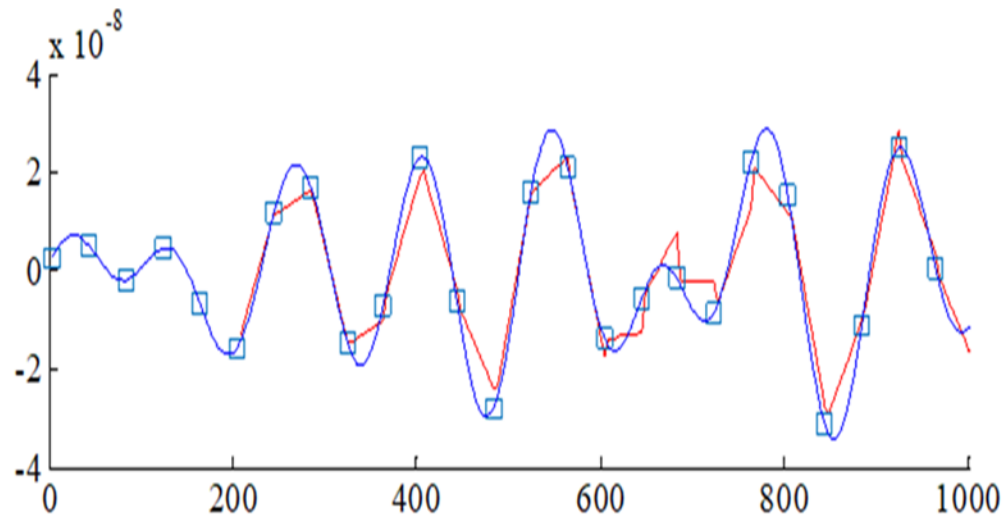


Рисунок 1.18 – Осцилограми першого коефіцієнта розкладання блоку канальної матриці, що відповідає вектору $\mathbf{f}_1$ і його прогнозовані значення для першого заходу

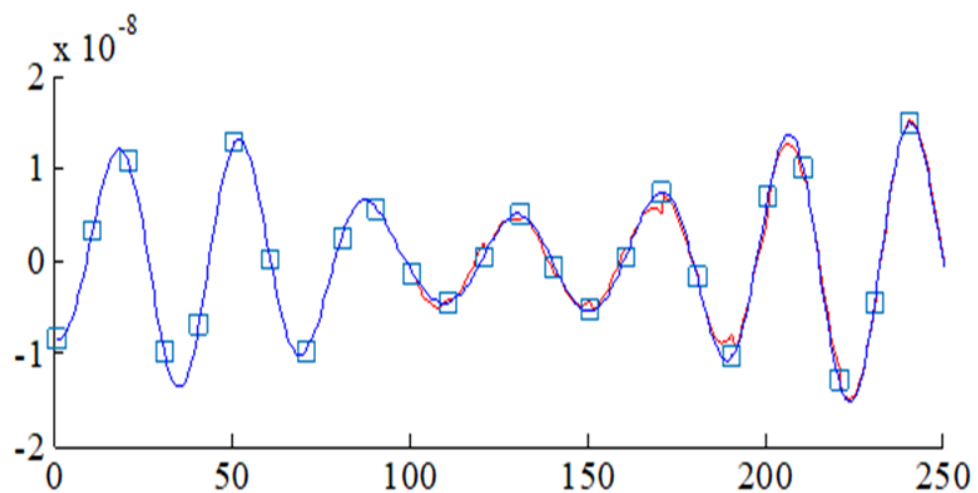


Рисунок 1.19 – Осцилограми першого коефіцієнта розкладання блоку канальної матриці, що відповідає вектору $\mathbf{f}_1$ і його прогнозованим значенням для другого підходу

Наведені вище осцилограми наочно ілюструють більш точне прогнозування коефіцієнтів розкладання за допомогою другого підходу.

Крім того, як було сказано вище, для розглянутих алгоритмів було проведено додаткове дослідження ефективності алгоритмів прогнозування та

інтерполяції з порядку передбачення K . Відносна швидкість приймача і передавача становила 3 км/год. Позначення кривих відповідають попередньому рис. 1.17.

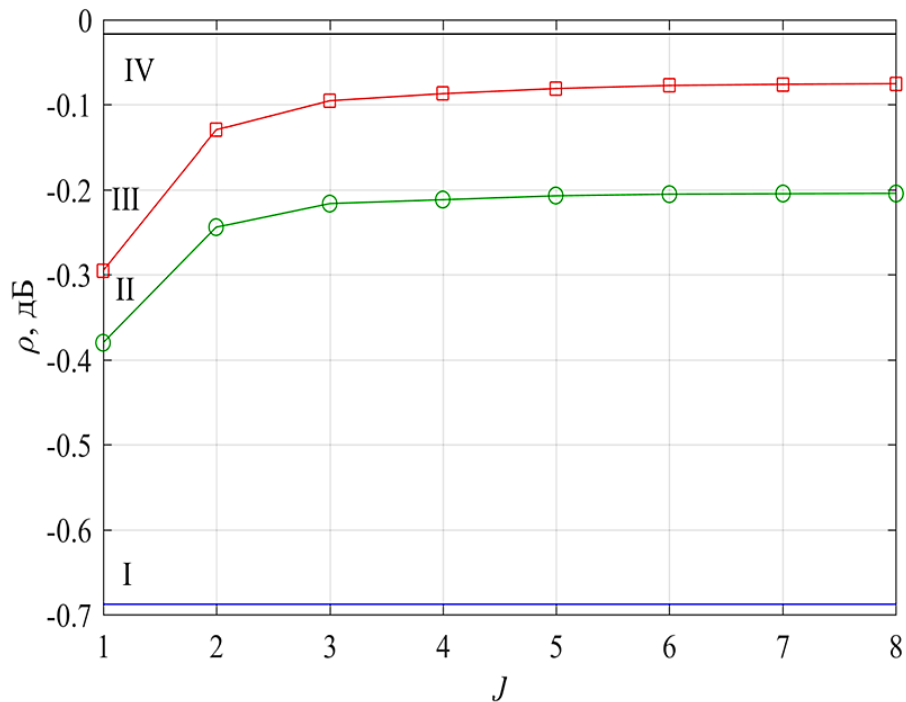


Рисунок 1.20 – Залежність значення ρ_0 від порядку передбачення K

Видно, що зі збільшенням порядку прогнозування відбувається зменшення величини втрат, викликаних помилками в повній каналній матриці, використовуваної для розрахунку вагових коефіцієнтів. При цьому для обох способів прогнозування (першого і другого підходу) значення показника ρ_0 при $K \geq 4$ змінюються незначно. Виграш ВСШ при $K \geq 4$ щодо першого порядку прогнозування становить 0,2 дБ.

1.5 Висновок по першому розділу

У даному розділі розглядається проблема відновлення повноканальної матриці систем стільникового мобільного зв'язку за допомогою гібридної діаграмостворюючої схеми для антенних решіток на базовій станції,

розробляється ітераційний алгоритм відновлення повної каналної матриці на основі переданих користувачем пілотних сигналів. Запропонований алгоритм ґрунтується на розкладанні матриці каналів шляхом побудови ортогональних діаграмних векторів аналогових підрешіток антенної системи. Розроблений алгоритм може бути реалізований в системах мобільного зв'язку, що працюють за різними стандартами зв'язку, включаючи LTE і 5G NR, без зміни протоколів фізичного рівня. Для підвищення точності оцінювання каналної матриці було запропоновано два підходи до прогнозування значень коефіцієнтів розкладання блоків каналної матриці в ортогональному базисі.

Ефективність запропонованого алгоритму продемонстрована чисельним моделюванням системи зв'язку 5-го покоління. Результати моделювання показали, що використання ітераційного алгоритму реконструкції повної каналної матриці в сукупності з алгоритмами прогнозування дробових кроків дає можливість точно оцінити матрицю каналів для подальшого призначення вектора вагових коефіцієнтів антенної системи базової станції. Другий метод прямого прогнозування на дробовий крок демонструє дещо більшу точність в оцінці каналної матриці, але він також має більшу складність в реалізації, пов'язану з використанням строгих методів інтерполяції. При типових швидкостях пристрою користувача втрати при прийомі ВСШ, викликані неточним призначенням вектора побудови діаграм на основі реконструйованого каналу, становили не більше 0,17 дБ.

Таким чином, використання запропонованого ітераційного алгоритму реконструкції повної каналної матриці для систем з гібридною цифро-аналоговою схемою формування променя антенної решітки на базовій станції дозволяє досягти точності представлення каналів, близької до потенційної верхньої межі, досяжної у випадку повністю цифрової антенної решітки.

2. АЛГОРИТМ ПРОГНОЗУВАННЯ ЕФЕКТИВНОСТІ СИСТЕМ ШИРОКОСМУГОВОГО РАДІОДОСТУПУ 5-ГО ПОКОЛІННЯ

У другому розділі розглядається проблема прогнозування характеристик каналу зв'язку для високомобільних користувачів системи зв'язку LTE з повністю цифровими антенними решітками на базових станціях. Запропоновано алгоритм прогнозування коефіцієнтів каналу на основі параметризованої авторегресійної моделі, для оцінки параметрів якого пропонується використовувати методи спектрального аналізу надвисокої роздільної здатності. Шляхом чисельного моделювання з використанням імітатора рівня системи LTE системи стільникового зв'язку було проведено оцінку ефективності запропонованого алгоритму, а також його порівняння з алгоритмом прогнозування на основі автокореляційного підходу та формули інтерполяції Віттакера-Шеннона, описаної в першому розділі цієї роботи. Показано, що запропонований алгоритм дозволяє досягти більш високої точності прогнозування характеристик каналу зв'язку високомобільних користувачів, порівнянної з точністю оцінки характеристик каналу користувачів, що рухаються з малими швидкостями.

2.1 Застосування алгоритмів прогнозування в системах зв'язку LTE.

Якість зв'язку високомобільних абонентів LTE систем зв'язку 5-го покоління істотно залежить від актуальності інформації про канал зв'язку між базовою станцією і пристроєм користувача. Мінімально допустимий період вимірювання низхідної лінії зв'язку відповідно до стандарту LTE становить 5 мс. Ці вимірювання виконуються шляхом оцінки каналу під час передачі заздалегідь визначених пілотних сигналів SRS по висхідному каналу зв'язку (від користувача до базової станції). Чим вище швидкість користувача, тим швидше відповідно змінюється канал зв'язку і тим істотніше стає різниця між значеннями коефіцієнтів каналу, виміряними в момент надходження пілотного сигналу SRS

і їх фактичними значеннями в момент передачі даних користувачеві. Як вже було показано в першому розділі, даний ефект затримки отримання необхідної інформації призводить до зниження точності формування діаграми спрямованості, і, як наслідок, до зниження якості зв'язку за рахунок зниження співвідношення сигнал/шум на приймальній стороні користувача.

Для вирішення цієї проблеми найбільш доцільним, з урахуванням обмежень на частотні і часові ресурси, що виділяються на передачу керуючої інформації в системах зв'язку LTE, є використання алгоритмів прогнозування каналної матриці в момент передачі даних по низхідній ланці.

Система LTE є широкосмуговою, а канал зв'язку в міських умовах частотно-вибірковим. Це означає, що величина коефіцієнта передачі каналу $H(\omega, t)$ в момент часу t залежить від частоти ω_q , яка в системі OFDM відповідає піднесучій з індексом q . У зв'язку з цим доцільно прогнозувати значення комплексного коефіцієнта каналу h_q на кожен окрему піднесучу, або на групу піднесучих, розташованих в інтервалі когерентності частоти каналу [8].

$$h_q(t) = H(\omega_q, t). \quad (2.1)$$

Для зручності візьмемо інтервал між двома послідовними пілотними сигналами SRS, коли коефіцієнти каналу вимірюються як одиниця часу (цілий крок). На рис. 2.1 нижче показаний приклад залежності коефіцієнта каналу від часу. Жовтими точками відзначені моменти вимірювань каналів на основі вже прийнятих пілотних сигналів, білими - майбутні моменти вимірювань, червона точка вказує на поточний момент часу.

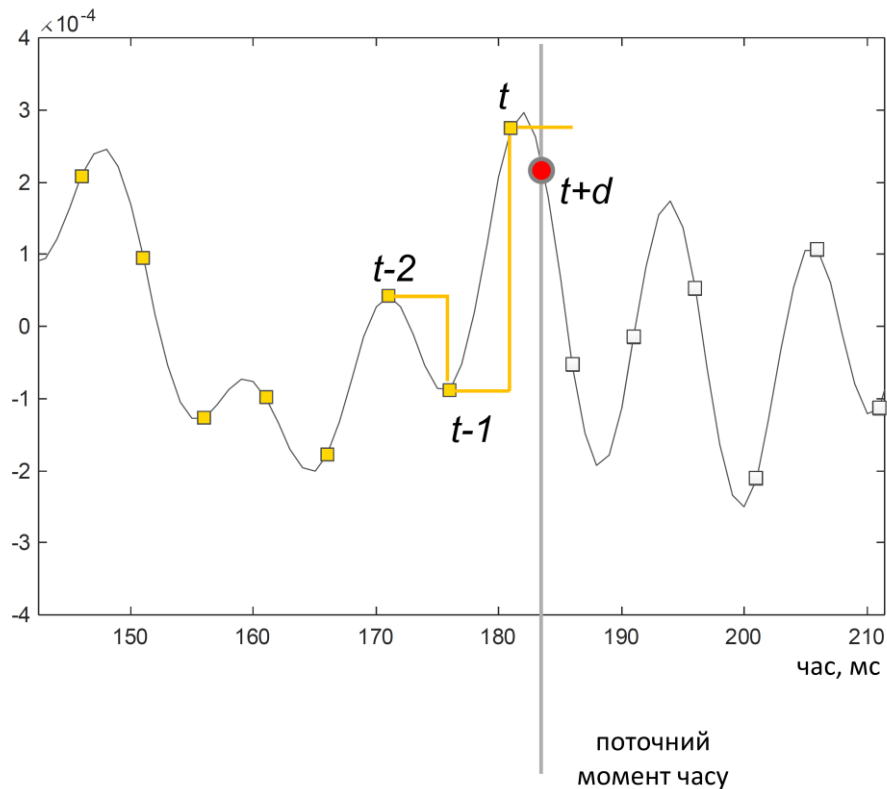


Рисунок 2.1 – Приклад характерної залежності коефіцієнта одного каналу від часу і розташування пілотних сигналів, що передаються по висхідному потоку канал зв'язку

Очевидно, що для підвищення точності формування діаграми спрямованості прогнозування коефіцієнтів каналів повинно проводитися в момент передачі даних в DL $t+d$, що призводить до проблеми оцінювання каналної матриці для довільного дробового кроку d (тобто в часових інтервалах між пілотними сигналами).

2.2 Кореляційний підхід до прогнозування коефіцієнтів каналів в системі широкосмугового радіодоступу

Для прогнозування значень коефіцієнтів розкладання каналної матриці розглянуто алгоритм лінійного прогнозування фактичного сигналу за дробовим кроком, заснований на кореляційному підході з використанням формули інтерполяції Віттекера-Шеннона. У цьому розділі цей підхід буде адаптований і застосований для прогнозування значень коефіцієнтів каналу $h_q(t)$. Для коректної

роботи розглянутого алгоритму необхідно виконати опорну теорему (теорема Котельникова) для прогнозованого сигналу. Тобто ширина його спектра, а значить і максимальний зсув доплерівської частоти в каналі зв'язку, не повинна перевищувати половини частоти повторення SRS. Наприклад, для успішного прогнозування коефіцієнтів каналу для сигналів з несучою частотою 2,1 ГГц і періодом повторення пілотного сигналу 5 мс абонентська швидкість не повинна перевищувати 51 км/год.

Використовуючи авторегресійну модель, аналогічну (1.9), представимо оцінку коефіцієнта каналу в момент часу $(t+d)$, де $d \in (0,1)$, у вигляді лінійної комбінації K останніх вимірних значень $h_q(t)$

$$\hat{h}_q(t+d) = \sum_{k=0}^{K-1} b_k^* h_q(t-k), \quad (2.2)$$

де K - порядок передбачення коефіцієнтів каналу.

Для знаходження оптимальних коефіцієнтів розкладання b_k в (2.2) скористаємося мінімальним критерієм середнього квадрата похибки прогнозування:

$$\varepsilon = \langle |h_q(t+d) - \hat{h}_q(t+d)|^2 \rangle \rightarrow \min. \quad (2.3)$$

Звідси впливає система лінійних рівнянь для прогнозування коефіцієнтів b_k

$$\sum_{k=0}^{K-1} b_k r_q(m-k) = r_q(m+d), \quad m = \overline{0, K-1}, \quad (2.4)$$

де $r_q(\tau) = \langle h_q(t) h_q^*(t+\tau) \rangle$ автокореляційна функція q -ого канального коефіцієнта.

Для дискретного сигналу значення автокореляційної функції дробового

аргументу не може бути оцінене безпосередньо на підставі наявних значень сигналу. Тому для обчислення значення $r(m+d)$ скористаємося формулою інтерполяції Віттакера-Шеннона

$$r_q(m+d) = \langle h_q(0)h_q^*(m+d) \rangle = \langle h_q(0) \sum_{k=-\infty}^{\infty} h_q^*(k) \frac{\sin(\pi(m+d-k))}{\pi(m+d-k)} \rangle. \quad (2.5)$$

Враховуючи, що m і k є цілими числами, а також лінійність операції усереднення, представлений вираз можна перетворити в наступний вигляд:

$$r_q(m+d) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} r_q(k) \frac{(-1)^{m-k+1} \sin \pi d}{\pi(m-k+d)}. \quad (2.6)$$

При реалізації описаного алгоритму прогнозування коефіцієнтів каналів на практиці використовується кінцеве число доданків в (2.6), а кореляційна функція оцінюється на основі M значень коефіцієнтів каналу, вимірених в моменти SRS. З цією метою, наприклад, може бути використаний метод ковзного вікна з додатковим усередненням по піднесучим, загальне число яких дорівнює Q :

$$r_q(k) = \frac{1}{MQ} \sum_{m=0}^{M-k} \sum_{q=1}^Q h_q(m) h_q^*(m+k). \quad (2.7)$$

При виборі розміру ковзаючого вікна M необхідно враховувати дві умови. По-перше, для досягнення задовільної точності в інтерполяції значень кореляційної функції (2.6) розмір вікна M повинен бути набагато більше порядку прогнозу K . По-друге, $h_q(t)$ повинен мати властивість стаціонарності в межах вікна. Слід зазначити, що реалізація даного алгоритму на практиці пов'язана зі значними обчислювальними витратами і ризиком невиконання умови квазістаціонарності процесу зміни каналних коефіцієнтів.

2.3 Параметричний алгоритм прогнозування коефіцієнтів каналів

З метою пошуку більш точного вирішення проблеми прогнозування каналів і подолання труднощів, пов'язаних з реалізацією кореляційного підходу в істотно нестаціонарному середовищі, був проведений аналіз часової залежності коефіцієнтів каналів для однієї з найбільш часто використовуваних в моделюванні систем мобільного зв'язку - моделі каналу 3GPP 3D Urban Macro [51]. Приклад однієї з реалізацій спектра сигналу $h_q(t)$ наведено на рис. 2.2.

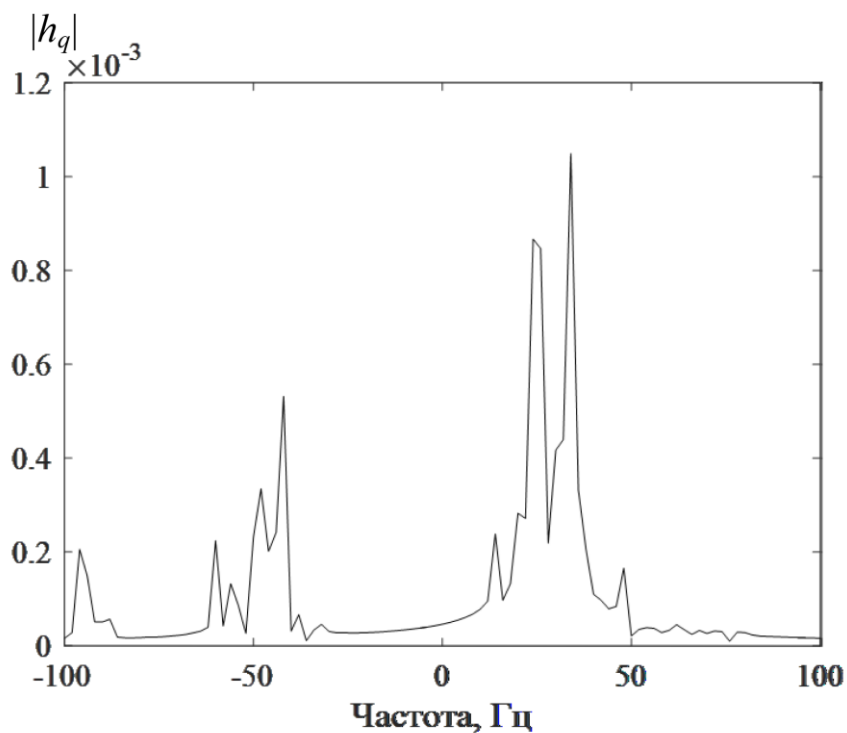


Рисунок 2.2 – Реалізація спектру одноканального коефіцієнта для моделі 3GPP Urban Macro Link

Видно, що каналний коефіцієнт $h_q(t)$ досить добре представлений у вигляді кінцевої суми вузькосмугових процесів. Характерний час огинання цих процесів становить близько 50 - 300 мс. Таке представлення сигналу $h_q(t)$ має чіткий фізичний сенс. Зміна $h_q(t)$ у часі визначається насамперед ефектом Доплера. Кожна гармоніка в представленому спектрі відповідає кластеру в багатопроменовому каналі, яка надходить з певного напрямку на базову станцію

і тому має індивідуальний доплерівський зсув частоти. Смуга цих гармонійних складових визначається складною внутрішньокластерною структурою кожного променя.

Виходячи з наведених вище фактів, був запропонований параметричний алгоритм прогнозування коефіцієнтів каналів на основі гармонійного представлення їх зміни в часі.

Введемо наступну модель зміни коефіцієнтів каналів:

$$h_q(t) = \sum_{k=1}^J A_{kq} e^{i\omega_k t}. \quad (2.8)$$

Тут коефіцієнт каналу на q -й піднесучій представлений у вигляді суми гармонійних сигналів з постійними в часі частотами ω_k і комплексними амплітудами A_{kq} . Кожній гармоніці відповідає окреме скупчення променів каналів з певним доплерівським зсувом частоти. В рамках запропонованої моделі зміни $h_q(t)$ припустимо, що ω_k частоти гармонічних сигналів практично не залежать від індексу q символу піднесучої OFDM, а від комплексних амплітуд A_{kq} відрізняються за рахунок частотної вибірконості каналу. Такі припущення, очевидно, справедливі для систем зв'язку OFDM, в яких смуга пропускання сигналу значно менше несучої частоти.

Розглянемо параметри пропонованої моделі докладніше. Число гармонік J і їх частоти ω_k є повільно змінюються параметрами, так як їх зміна обумовлена зміною структури системи відбивачів (трактів поширення сигналу) і переміщенням абонента на значну відстань (десятки і сотні метрів), при яких змінюються кути приходу променів каналу.

Прогнозування сигналу, описаного моделлю (2.8), може здійснюватися двома способами.

При першому підході всі параметри моделі (J, A_{kq}, ω_k) необхідно оцінити за допомогою декількох показань каналних коефіцієнтів, виміряних з отриманих сигналів SRS (рис. 2.1), а потім за допомогою рівняння (2.8)

розрахувати шукане прогнозоване значення коефіцієнтів каналу для потрібного моменту часу. Однак цей метод вимагає оцінки цих параметрів після кожного отриманого пілотного сигналу (SRS) у зв'язку зі швидкою зміною значень A_{kq} .

Другий підхід, заснований на моделі лінійної авторегресії, дозволяє прогнозувати значення коефіцієнта каналу (2,8) на основі J його останніх вимірюваних значень і інформації про положення гармонік ω_k . Нижче буде показано, що даний підхід не вимагає розрахунку амплітуд *кластерів* A_{kq} , а, отже, дозволяє оцінювати параметри моделі набагато рідше. У зв'язку з перерахованими вище особливостями в даній роботі буде використовуватися другий підхід.

Для реалізації другого підходу використовується рівняння лінійного прогнозування (2.2). Значення коефіцієнтів прогнозування b_k будуть вибиратися в припущенні, що модель (2.8) справедлива для коефіцієнтів каналу, в яких відомі параметри J і ω_k .

Для зручності перейдемо до матричної форми позначення відповідних виразів. Використовуючи (2.8), множину K останніх вибірок для коефіцієнта q -го каналу можна представити таким чином:

$$\mathbf{h}_q = \begin{bmatrix} h_q(t) \\ h_q(t-1) \\ \vdots \\ h_q(t-K+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e^{i\omega_1 t} & e^{i\omega_2 t} & \dots & e^{i\omega_K t} \\ e^{i\omega_1 (t-1)} & e^{i\omega_2 (t-1)} & \dots & e^{i\omega_K (t-1)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{i\omega_1 (t-K+1)} & e^{i\omega_2 (t-K+1)} & \dots & e^{i\omega_K (t-K+1)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_{1q} \\ A_{2q} \\ \vdots \\ A_{Kq} \end{bmatrix} = \mathbf{W} \mathbf{a}_q. \quad (2.9)$$

За детермінованою моделлю (2.8) точне значення коефіцієнта каналу в момент часу $(t + d)$ задається виразом:

$$h_q(t+d) = \sum_{k=1}^K A_{kq} e^{i\omega_k(t+d)} = \mathbf{v}^H \mathbf{a}_q, \quad (2.10)$$

$$\mathbf{v} = \begin{bmatrix} e^{-i\omega_1(t+d)} & e^{-i\omega_2(t+d)} & \dots & e^{-i\omega_K(t+d)} \end{bmatrix}^T, \quad (2.11)$$

При цьому за лінійною авторегресійною моделлю (2.2) прогнозоване значення коефіцієнта каналу буде визначатися наступним чином:

$$\hat{h}_q(t+d) = \mathbf{b}^H \mathbf{h}_q, \quad (2.12)$$

$$\mathbf{b} = [b_0 \quad b_1 \quad \dots \quad b_{K-1}]^T. \quad (2.13)$$

Значення вектора коефіцієнтів прогнозування $\mathbf{b}$ знаходять з мінімальної умови середнього квадрата похибки прогнозування (2.3):

$$\varepsilon = \langle |h_q(t+d) - \hat{h}_q(t+d)|^2 \rangle = \langle (\mathbf{v}^H \mathbf{a}_q - \mathbf{b}^H \mathbf{W} \mathbf{a}_q)(\mathbf{v}^H \mathbf{a}_q - \mathbf{b}^H \mathbf{W} \mathbf{a}_q)^H \rangle \rightarrow \min. \quad (2.14)$$

Щоб знайти мінімум функціоналу (2.14), диференціюємо його на елементи вектора $\mathbf{b}^H$ і прирівнюємо результат до нуля:

$$d\varepsilon / d\mathbf{b}^H = -\mathbf{W} \langle \mathbf{a}_q \mathbf{a}_q^H \rangle (\mathbf{v} - \mathbf{W}^H \mathbf{b}) = 0. \quad (2.15)$$

Тут припустимо, що число J і значення частот ω_k гармоніки попередньо оцінюються і визначаються, а вектор комплексних амплітуд $\mathbf{a}_q$ випадковий. З (2.15) видно, що оптимальні значення коефіцієнтів прогнозування можна знайти, вирішивши систему лінійних рівнянь:

$$\mathbf{W}^H \mathbf{b} = \mathbf{v}. \quad (2.16)$$

Зауважимо, що розв'язок системи рівнянь (2.16) не залежить від параметра t , тому для спрощення без обмеження загальності можна вважати його рівним нулю. Визначник матриці $\mathbf{W}^H$ обчислюється як визначник Вандермонда і не дорівнює нулю, оскільки всі частоти ω_k в моделі (2.8) різні. Тут припустимо, що для сигналу (2.8) виконується опорна теорема Котельникова, тобто $-\pi < \omega_k < \pi$. де одиницею відліку є період повторення пілотних сигналів SRS.

$$\det(\mathbf{W}^H) \sim \begin{vmatrix} 1 & e^{i\omega_1} & \dots & e^{i\omega_1(K-1)} \\ 1 & e^{i\omega_2} & \dots & e^{i\omega_2(K-1)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & e^{i\omega_K} & \dots & e^{i\omega_K(K-1)} \end{vmatrix} = \prod_{1 \leq m < n \leq K} 2ie^{i0.5(\omega_n + \omega_m)} \sin\left(\frac{1}{2}(\omega_n - \omega_m)\right) \neq 0. \quad (2.17)$$

Тоді з теореми Кронеккера випливає, що для системи існує тільки один розв'язок (2.16)

$$\mathbf{b}^H = \mathbf{v}^H \mathbf{W}^{-1}. \quad (2.18)$$

Підстановка цього рішення в (2.14) показує, що якщо порядок передбачення K дорівнює числу гармонік J в детермінованій моделі (2.8) призводить до еквівалентності оцінки коефіцієнта каналу на основі детермінованої моделі і авторегресійного підходу. Дійсно, підстановка рішення (2.18) в (2.14) дає:

$$\mathcal{E} = \langle (\mathbf{v}^H \mathbf{a}_q - \mathbf{v}^H \mathbf{W}^{-1} \mathbf{W} \mathbf{a}_q)(\mathbf{v}^H \mathbf{a}_q - \mathbf{v}^H \mathbf{W}^{-1} \mathbf{W} \mathbf{a}_q)^H \rangle = 0. \quad (2.19)$$

Таким чином, якщо для коефіцієнта каналу точно виконана детермінована модель (2.8) і точно відомі параметри цієї моделі J і ω_k , то алгоритм лінійного прогнозування (2.2), коефіцієнти якого визначаються рішенням системи (2.16), передбачає значення коефіцієнта каналу без помилки для будь-яких значень комплексних амплітуд A_{kq} .

Цікаво відзначити, що пряма оцінка вектора $\mathbf{a}_q$ невідомих комплексних амплітуд кластерів A_{kq} через рішення системи рівнянь (2.9) з використанням спостережуваних значень вектора каналних коефіцієнтів $\mathbf{h}_q$ може бути представлена наступним чином:

$$\hat{\mathbf{a}}_q = \mathbf{W}^{-1} \mathbf{h}_q. \quad (2.20)$$

Тоді, використовуючи цю оцінку для прогнозування значення коефіцієнта каналу в момент часу $t+d$ відповідно до детермінованої моделі (2.8), отримаємо вираз:

$$\hat{h}_q(t+d) = \mathbf{v}^H \hat{\mathbf{a}}_q = \mathbf{v}^H \mathbf{W}^{-1} \mathbf{h}_q = \mathbf{b}^H \mathbf{h}_q, \quad (2.21)$$

який, як видно, еквівалентний знайденому вище рішення на основі лінійної моделі авторегресії. Однак алгоритм, заснований на лінійній моделі авторегресії, дозволяє набагато рідше оцінювати параметри J і ω_k моделі (2.8) і вирішувати систему рівнянь (2.16), а, отже, вимагає набагато менших обчислювальних витрат.

2.4 Оцінка параметрів детермінованої моделі каналних коефіцієнтів системи широкосмугового радіодоступу

Для реалізації параметричного алгоритму прогнозування коефіцієнтів каналу, представленого вище, необхідно попередньо оцінити параметри моделі (2.8): число гармонік J і їх частоти ω_k . Можуть використовуватися різні методи спектрального аналізу. Найпростішим з них є дискретний алгоритм перетворення Фур'є (ДПФ). При цьому число гармонік J визначається числом максимумів в отриманому спектрі коефіцієнта каналу $H_q(t)$, що перевищує певний поріг, а їх частоти визначаються положеннями цих максимумів. Однак роздільна здатність ДПФ $\Delta\omega$ обмежена числом значень L каналного коефіцієнта $h_q(t)$, виміряних на пілотних сигналах (SRS):

$$\Delta\omega = \frac{2\pi}{LT_{SRS}}. \quad (2.22)$$

При реалізації параметричного алгоритму прогнозування розмір часової вибірки L обмежений часом кореляції повільно змінних комплексних амплітуд

A_{kq} каналних кластерів, які вважаються постійними в рамках запропонованої моделі сигналу (2.8). Таким чином, для досягнення високої прогнозової точності необхідно знайти баланс між роздільною здатністю методу оцінки параметрів моделі і часом, в який надходить сигнал відповідає даній моделі. У зв'язку з цим доцільно використовувати методи спектрального аналізу з надвисокою роздільною здатністю, для яких роздільна здатність перевищує межу Релея (2.22). До таких методів можна віднести метод Кейп-Понта, MUSIC (класифікація Multiple Signal), метод Root MUSIC, метод мінімального полінома (спектральний і кореневий), ESPRIT (оцінка параметрів сигналу за допомогою методів обертальної інваріантності) та інші.

Розглянемо властивості кореляційної матриці для L коефіцієнта каналу в моделі (2.8)

$$\mathbf{R} = \langle \mathbf{h}_q \mathbf{h}_q^H \rangle = \mathbf{F} \langle \tilde{\mathbf{a}}_q \tilde{\mathbf{a}}_q^H \rangle \mathbf{F}^H = \mathbf{F} \mathbf{G} \mathbf{F}^H, \quad (2.23)$$

де вектор $\mathbf{h}_q$ і прямокутна матриця $\mathbf{F}$ розмірності $(L \times J)$ визначаються наступним чином:

$$\mathbf{h}_q = \begin{bmatrix} h_q(t) \\ h_q(t-1) \\ \vdots \\ h_q(t-L+1) \end{bmatrix}, \quad \mathbf{F} = \begin{bmatrix} e^{i\omega_1(L-1)} & e^{i\omega_2(L-1)} & \dots & e^{i\omega_J(L-1)} \\ e^{i\omega_1(L-2)} & e^{i\omega_2(L-2)} & \dots & e^{i\omega_J(L-2)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & 1 & \dots & 1 \end{bmatrix}, \quad \tilde{\mathbf{a}}_q = \begin{bmatrix} A_{1q} e^{i\omega_1(t-L+1)} \\ A_{2q} e^{i\omega_2(t-L+1)} \\ \vdots \\ A_{Jq} e^{i\omega_J(t-L+1)} \end{bmatrix}. \quad (2.24)$$

У випадку, коли число гармонік J менше числа тактових вибірок L , а комплексні амплітуди гармонік незалежні, ранг кореляційної матриці $\mathbf{R}$ визначається числом гармонік. Відповідно, параметр J можна оцінити як число ненульових власних значень матриці $\mathbf{R}$. Ця властивість також зберігається для оцінки матриці $\mathbf{R}$:

$$\hat{\mathbf{R}} = \frac{1}{Q} \sum_{q=1}^Q \mathbf{h}_q \mathbf{h}_q^H = \mathbf{F} \left(\frac{1}{Q} \sum_{q=1}^Q \tilde{\mathbf{a}}_q \tilde{\mathbf{a}}_q^H \right) \mathbf{F}^H, \quad (2.25)$$

якщо число проб дорівнює $Q > J$, а комплексні амплітуди гармонік для різних піднесучих незалежні.

Алгоритм Root MUSIC заснований на властивостях розкладання власного вектора кореляційної матриці $\mathbf{R}$. Власні вектори, що відповідають J найбільшим власним значенням (за відсутності шуму – ненульовим), визначають базис так званого сигнального підпростору. Це означає, що будь-який стовпець матриці $\mathbf{F}$ може бути представлений у вигляді лінійної комбінації відповідних власних векторів «сигналу». Власні вектори, що відповідають $(L - J)$ найменших власних значень (за відсутності шуму – нуль) визначають підпростір шуму, ортогональний до підпростору сигналу. Таким чином, проекція будь-якого стовпця матриці $\mathbf{F}$ на шумовий підпростір дорівнює нулю.

У методі MUSIC матриця проектора $\mathbf{P}$ ($L \times L$) будується для підпростору шуму наступним чином:

$$\mathbf{P}_{noise} = \mathbf{U}_{noise} \mathbf{U}_{noise}^H, \quad (2.26)$$

$$\mathbf{U}_{noise} = [\mathbf{u}_{J+1}, \mathbf{u}_{J+2}, \dots, \mathbf{u}_L], \quad (2.27)$$

де $\mathbf{u}_k$ — власний вектор матриці $\mathbf{R}$, що відповідає власному числу λ_k , тоді як $\lambda_1 \geq \dots \geq \lambda_L$. Кореневий підхід до визначення кутових частот ω_k заснований на властивості ортогональності, описаному вище:

$$\mu(\omega) = \mathbf{f}^H(\omega) \mathbf{P}_{noise} \mathbf{f}(\omega), \quad (2.28)$$

де $\mathbf{f}(\omega) = [e^{i\omega(L-1)} e^{i\omega(L-2)} \dots 1]^T$. Представлений вираз повертається до нуля тоді і тільки тоді, коли $\omega = \omega_k$. Замінімо $z = e^{i\omega}$ в (2.28). В результаті отримуємо многочлен степеня $(2L - 2)$

$$\mu(z) = \mathbf{z}^{(-1)} \mathbf{P}_{noise} \mathbf{z}, \quad (2.29)$$

де $\mathbf{z} = [z^{(L-1)} z^{(L-2)} \dots 1]^T$ і $\mathbf{z}^{(-1)} = [z^{-(L-1)} z^{-(L-2)} \dots 1]$. Серед коренів цього многочлена слід вибрати J , що лежить найближче до одиничного кола, для якого виконується умова $|z| \leq 1$ або $|z| \geq 1$, так як корені $\mu(z)$ інверсні в комплексній площині по відношенню до одиничного кола. Шукані значення кутових частот отримують з обраних коренів зворотною підстановкою.

У реальних умовах алгоритму значення елементів вектора $\mathbf{h}_q$ оцінюються з похибками, що призводить до шуму сигналу. У зв'язку з цим ранг кореляційної матриці $\mathbf{R}$ стає повним. Зазвичай при розгляді методу MUSIC кореляційну матрицю шуму приймають рівною одиниці (умова нормалізації потужності сигналу до потужності шуму):

$$\mu(z) = \mathbf{z}^{(-1)} \mathbf{P}_{noise} \mathbf{z}, \quad (2.30)$$

де ξ – похибки вимірювання вектора $\mathbf{h}_q$.

У загальному випадку, число гармонік сигналу J слід попередньо оцінити за допомогою деякого критерію перед використанням методу Root MUSIC. Зазвичай в сукупності з методом MUSIC використовуються критерії AIC (Інформаційний критерій Акаїке) або MDL (Minimum Description Length), що визначаються наступними виразами:

$$f(k) = Q(L-k) \lg \frac{f_1(k)}{f_2(k)} + f_3(k, Q), \quad (2.31)$$

$$f_1(k) = \frac{1}{L-k} \sum_{p=k+1}^L \lambda_p, \quad f_2(k) = \left(\prod_{p=k+1}^L \lambda_p \right)^{\frac{1}{L-k}}, \quad (2.32)$$

$$f_3^{AIC}(k) = k \cdot (2L-k), \quad f_3^{MDL}(k) = \frac{1}{2} k \cdot (2L-k) \lg Q. \quad (2.33)$$

Тут функції f_1 і f_2 мають значення середнього арифметичного і середнього геометричного $(L-k)$ найменших власних значень. Функція f_3 є штрафною функцією і визначається для кожного з критеріїв по-різному.

Слід зазначити, що при застосуванні критеріїв AIC і MDL на практиці в умовах надвисоких значень DCI (дуже низький рівень власного шуму) або при ідеальному знанні вектора h_q спочатку слід нормувати матрицю (2.25). Для цього до неї можна додати одиничну матрицю з певною малою вагою γ :

$$\hat{\mathbf{R}}_{reg} = \hat{\mathbf{R}} + \gamma \mathbf{I}, \quad (2.34)$$

значення коефіцієнта регуляризації γ вибирають емпіричним шляхом в залежності від значень SNR.

2.5 Результати комп'ютерного моделювання

2.5.1 Порівняння ефективності кореляційного підходу до прогнозування каналів і розробленого параметричного алгоритму

Ефективність алгоритмів прогнозування каналів була перевірена за допомогою симулятора мережі LTE системного рівня. В якості каналної моделі була обрана 3GPP 3D Urban Macro, що описує поширення сигналу в міських умовах і широко використовується при моделюванні мереж LTE. Антенна система базової станції являла собою прямокутну решітку з 4 стовпці по 8 елементів, кожна з яких складається з двох взаємно перпендикулярних диполів. Період антенної решітки становив $0,9\lambda$ по вертикалі і $0,5\lambda$ по горизонталі, де λ – довжина хвилі. Елементи однієї колонки з однаковою поляризацією були об'єднані в один цифровий порт. Таким чином, кожна базова станція використовувала для своєї роботи 8 цифрових портів. Елементи різної поляризації маркуються різними кольорами, цифри відповідають цифровим портам, до яких підключаються елементи антени. Інші параметри моделювання наведені в таблиці 2.1.

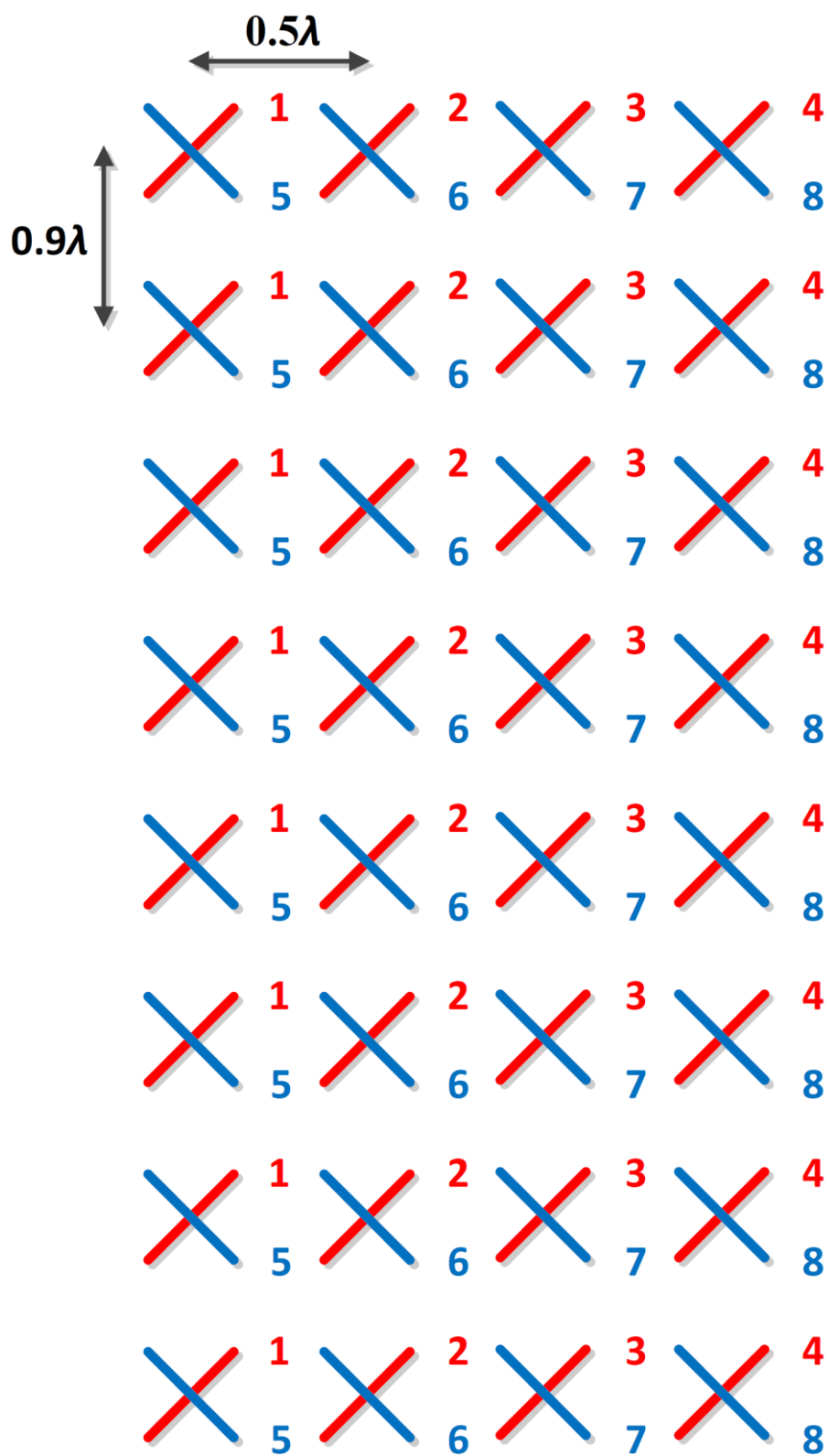


Рисунок 2.5 – Антенна решітка базових станцій

Таблиця 2.1 – Параметри моделювання

Модель каналу	3GPPTR 36.873 UrbanMacro
Антенна система BS	Прямокутна антенна решітка (8 x 4x 2pol), Елементи групуються в стовпці по 8 портів
Кількість сот	1
Кількість базових станцій	3
Кількість користувачів	60
Розподіл координат користувачів у клітинці	Рівномірний
Швидкість користувача	10 – 50 км/год
Період SRS	5 мс
Несуча частота	2,1 ГГц
BS Power	40 дБм
Тип конструкції рами TDD [22]	1
Максимальна кількість ниток	1
Користувач	

Аналіз ефективності досліджуваних алгоритмів проводився на основі двох параметрів: середньої швидкості передачі даних базової станції T_h і метрики ρ , що характеризує якість прогнозування характеристик каналу. Середнє квадратне за частотою, часом і користувачами розглядалося як ρ -метрика, яка характеризується якість передбачення характеристик каналу. Вона визначається (2.41)

$$\rho = \langle |\mathbf{v}_1^H \hat{\mathbf{v}}_1|^2 \rangle. \quad (2.41)$$

Головним є сингулярний вектор, що відповідає найбільшому сингулярному числу. Ця метрика адекватно описує ефективність передачі даних

багатьом користувачам при перерахованих вище параметрах моделювання.

Максимальний порядок прогнозування K для обох досліджуваних методів приймався рівним 4. Слід зазначити, що для гармонічної моделі (2.8) параметричного алгоритму порядок прогнозування був адаптивною величиною, яка залежала від числа достовірно виявлених гармонік в спектрі канальних коефіцієнтів. Автокореляційну функцію коефіцієнта каналу, що використовується у виразі (2.6), оцінювали методом ковзного вікна (2.7), розмір якого Q був обраний рівним 50 відлікам (інтервалам між SRS), тобто 250 мс.

При оцінці числа гармонік і їх кутових частот для запропонованого підходу прогнозування був використаний метод супер-роздільної здатності Root MUSIC в поєднанні з критерієм MDL. Для виконання спектрального аналізу використовувалася довжина вибірки $L = 5$ відліків. Кореляційна матриця (2.25) була розрахована шляхом усереднення по піднесучих одиниці частотного ресурсу (PRB).

Приклади форм сигналів коефіцієнта каналу і його прогнозовані значення для двох використовуваних алгоритмів показані на рис. 2.6 і 2.7.

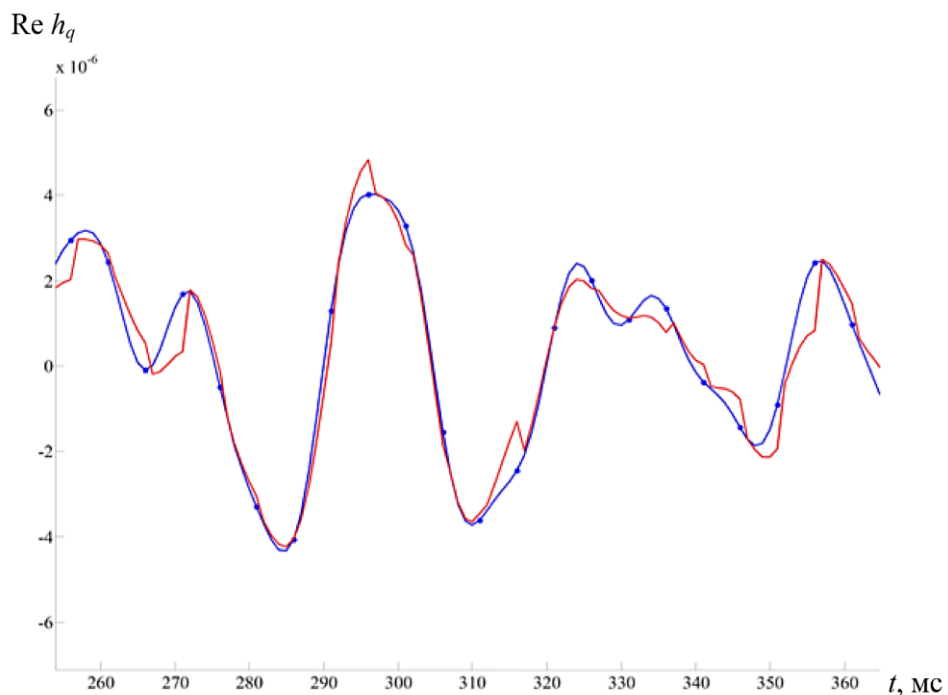


Рисунок 2.6 – Форми сигналів коефіцієнта каналу та його значення, передбачені за допомогою алгоритму кореляції

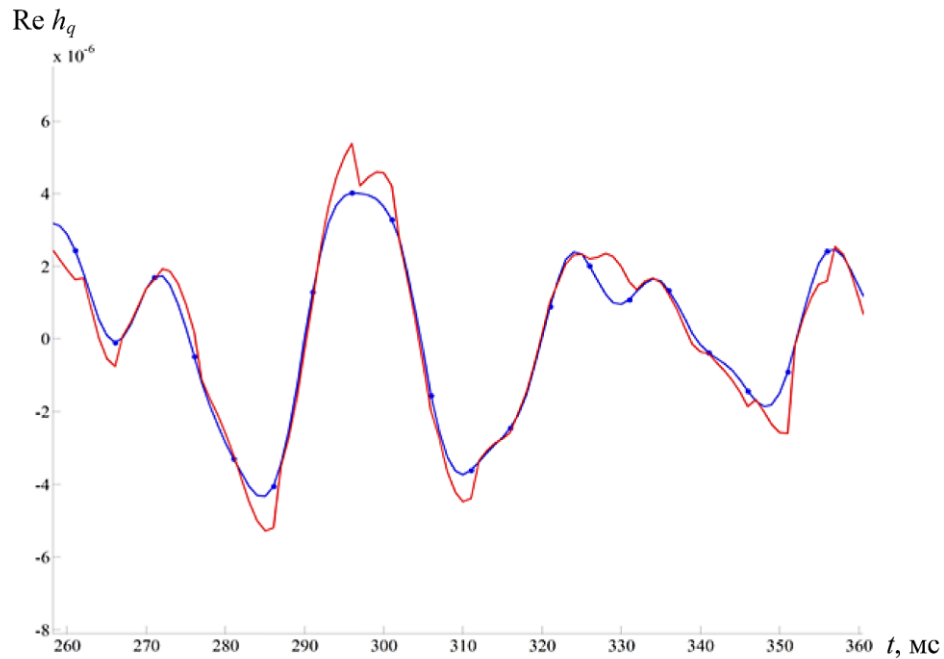


Рисунок 2.7 – Форма хвилі коефіцієнта каналу та його прогнозовані значення, передбачені параметричним алгоритмом

Крапками вказуються значення коефіцієнта каналу на основі SRS. Синій колір вказує на його справжні значення, а червоний - на прогнозовані. Рисунок 2.6 відповідає алгоритму кореляції (2.4), а рисунок 2.7 – параметричний алгоритм (2.9). Видно, що обидва алгоритми дозволяють досить точно прогнозувати значення коефіцієнта каналу на інтервалах між пілотними сигналами.

Залежність між показником ρ і середньою швидкістю передачі даних базової станції Th по мобільності користувачів показана на рису. 2.8 і 2.9 відповідно. Червоні криві показують метрики для випадку, коли прогнозування каналів не застосовувалося. Криві, що відповідають алгоритму прогнозування (2.4) виходячи з функції автокореляції, відзначаються синім кольором, а криві, що відповідають запропонованому алгоритму параметричного прогнозування (2.9), - жовтим.

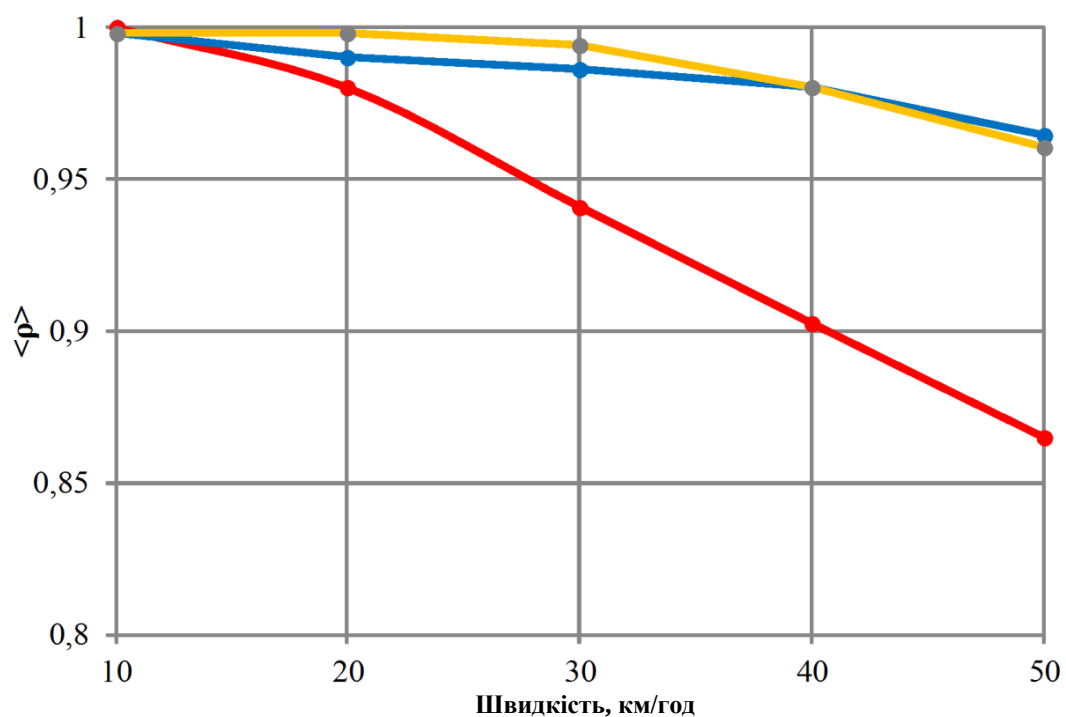


Рисунок 2.8 – Залежність метрики ρ від мобільності користувача

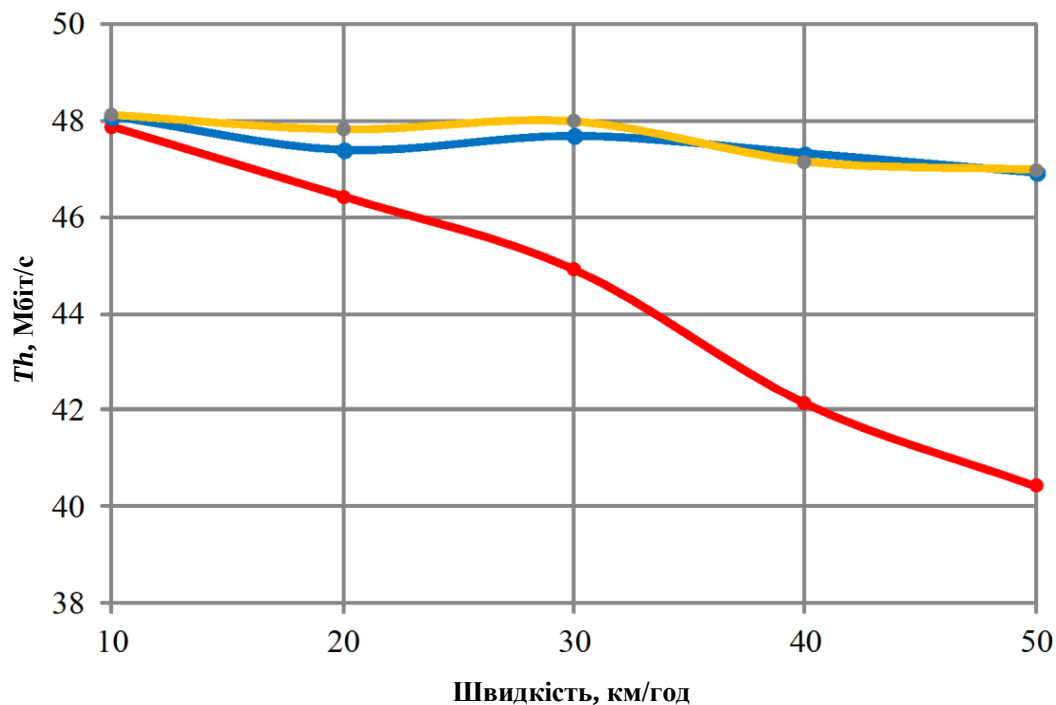


Рисунок 2.9 Залежність середньої швидкості передачі даних базової станції Th від мобільності користувачів

Видно, що при збільшенні швидкості абонентів без використання алгоритмів прогнозування значення показника ρ різко знижується. Наприклад, для швидкості 50 км/год значення метрики ρ становить 86% (рис. 2.8), що в свою чергу призводить до зниження швидкості передачі даних на 16% (рис. 2.9).

Використання алгоритмів прогнозування дозволило значно підвищити достовірність інформації про характеристики каналу зв'язку на інтервалах між СРС і збільшити швидкість передачі даних. Наприклад, у високomobilних користувачів зі швидкістю до 50 км/год пропускна здатність системи зв'язку практично не зменшувалася і відповідала пропускній здатності малорухливих користувачів.

2.5.2 Оцінка ефективності алгоритму параметричного прогнозування з використанням методу просторової фільтрації.

У цьому розділі представлені результати використання алгоритму параметричного прогнозування в поєднанні з методом просторової фільтрації, описаним в розділі 2.5. Антенна решітка базової станції та схема об'єднання елементів цифровими портами показані на рисунку 2.5. Залежність між метрикою ρ і середньою швидкістю передачі даних базової станції Th мобільності користувачів показані на рисунках 2.10 і 2.11 відповідно. Червона крива відповідає ситуації, коли не були застосовані алгоритми прогнозування, суцільна жовта лінія вказує на результати за алгоритмом параметричного прогнозування, жовта пунктирна лінія відповідає параметричному алгоритму з використанням методу просторової фільтрації.

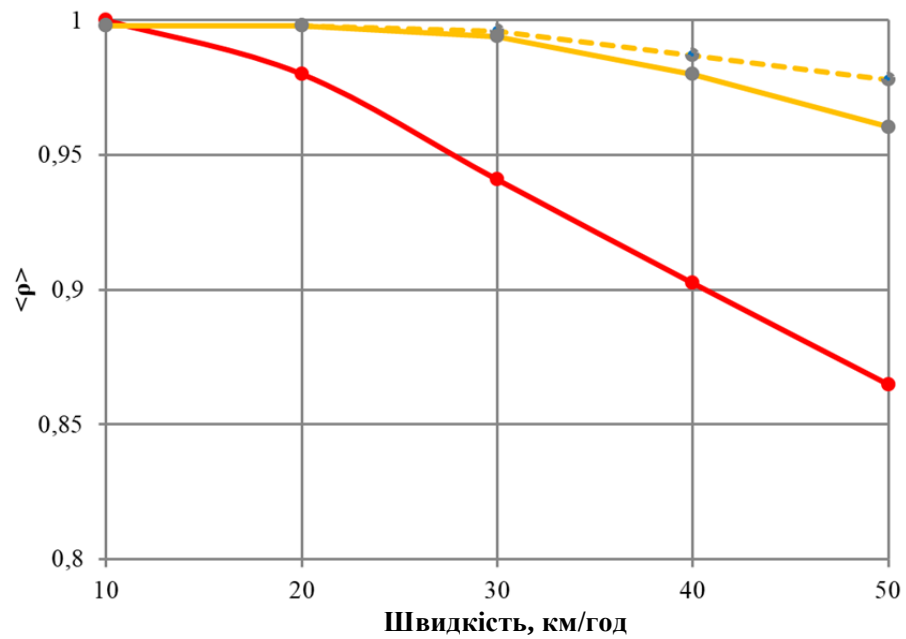


Рисунок 2.10 – Залежність метрики ρ від мобільності користувача

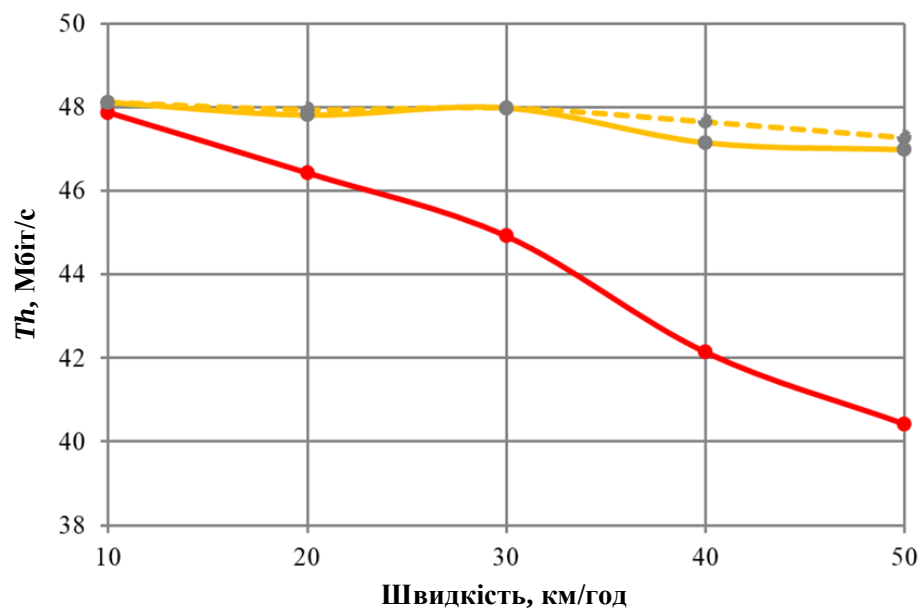


Рисунок 2.11 – Залежність середньої швидкості передачі даних базової станції T_h від мобільності користувачів

З представлених вище графіків видно, що використання додаткової просторової фільтрації дозволяє досягти виграшу як в значеннях ρ -метрики, так і в значеннях швидкості передачі даних T_h . Значне поліпшення від використання цього методу стає помітним при швидкостях понад 30 км/год. Наприклад, при

швидкості 50 км/год збільшення показника ρ досягає 2%, що призводить до досить значного виграшу в швидкості передачі даних базової станції на 0,29 Мбіт/. Таким чином, беручи до уваги мінімальне збільшення обчислювальної складності при застосуванні методу просторової фільтрації, а також удосконалення ключових показників ефективності роботи системи стільникового зв'язку, можна зробити висновок, що використання цього методу разом з алгоритмом параметричного прогнозування є доцільним.

2.5.3 Оцінка ефективності параметричного алгоритму в умовах квазідетермінованої моделі каналів.

Результати комп'ютерного моделювання представлені в розділах 2.6.1 і 2.6.2 були отримані з використанням моделі каналу 3GPP 3D Urban Macro на основі TR. 36.873. Як вже говорилося раніше, дана канална модель є загальновизнаною і широко використовується виробниками обладнання і розробниками нових технологій в стандартизації і різних дослідженнях відбивачі, і, відповідно, шляхи поширення радіосигналу.

Тому ефективність запропонованого параметричного алгоритму прогнозування була також вивчена шляхом комп'ютерного моделювання системи зв'язку на системному рівні з використанням однієї з новітніх моделей каналів QuaDRiGa. QuaDRiGa – це модель тривимірного каналу, яка враховує реальну геометрію поширення променів у каналі зв'язку та використовує квазідетермінований підхід до моделювання променів, який зараз успішно використовується при стандартизації та моделюванні систем зв'язку на міліметрових хвилях. Дана модель значно розширює можливості повністю стохастичних моделей за рахунок реалізації реальної зміни коефіцієнта каналу в часі за рахунок оновлення значень затримок променів, а також кутів їх приходу і вильоту в залежності від поточного положення приймача і передавача. Все це дає можливість максимально реалістично імітувати пересування користувача в умовах мінливого середовища з урахуванням змін в структурі кластерів.

Для симуляцій було обрано два сценарії моделювання: Urban Macro (міська забудова) и Rural (сільська місцевість). Антенна система базової станції являла собою прямокутну решітку з 8 колонками по 8 елементів, що складаються з двох взаємно перпендикулярних диполів. Елементи однієї колонки з однаковою поляризацією були об'єднані в один цифровий порт. Таким чином, кожна базова станція використовувала для своєї роботи 16 цифрових портів. Період роботи антенної решітки становив $0,9\lambda$ по вертикалі і $0,5\lambda$ по горизонталі. Вигляд антенної решітки базової станції та схема об'єднання елементів антени цифровими портами наведені на рис. 2.12. Інші параметри моделювання наведені в таблиці 2.2.

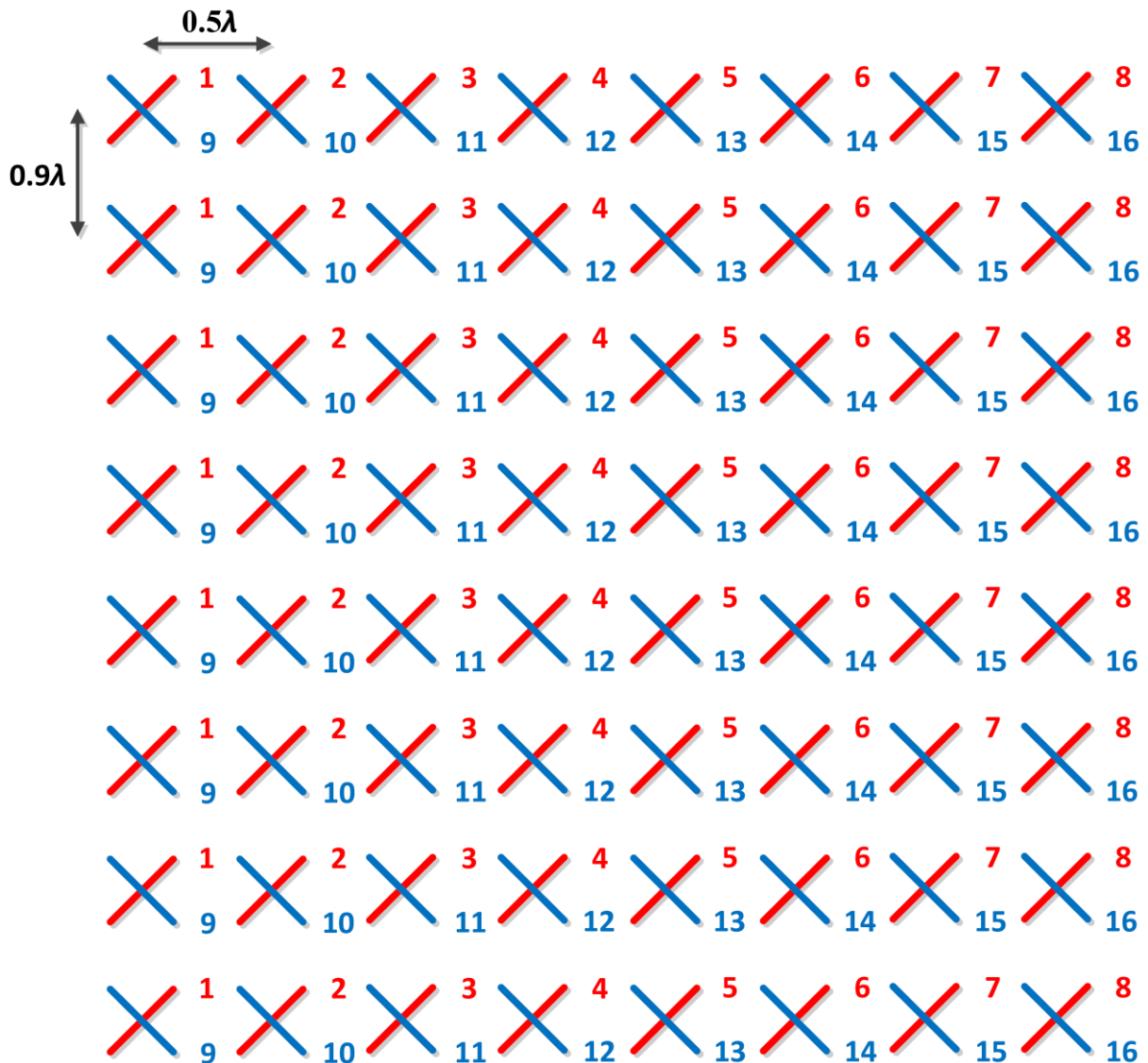


Рисунок 2.12 – Антенна решітка базових станцій

Таблиця 2.2 – Параметри моделювання

Модель каналу	QuaDRiGa Rural QuaDRiGa Urban Macro
Антенна система BS	Прямокутна антенна решітка (8 x 8x 2pol), Елементи групуються в стовпці по 8 Порти
Кількість сот	1
Кількість базових станцій	3
Кількість користувачів	60
Розподіл координат користувачів у клітинці	Рівномірний
Швидкість користувача	10 – 50 км/год
Період SRS	5 мс
Несуча частота	2,1 ГГц
Потужність БС	40 дБм
Тип конструкції рами TDD	1
Максимальна кількість потоків користувача	1

Параметричний алгоритм використовувався в поєднанні з методом просторової фільтрації, описаним в розділі 2.5. Для оцінки числа гармонік доплерівського спектра використовувався метод Root MUSIC з надвисокою роздільною здатністю з критерієм MDL. Тривалість часової вибірки становила 5 зразків. Залежність метрики ρ від швидкості користувача для сценаріїв Urban Macro і Rural показана на рисунках 2.13 і 2.14 відповідно. Крива, отримана без використання алгоритмів передбачення, відзначається червоним кольором, а крива, отримана за допомогою параметричного алгоритму, - жовтим.

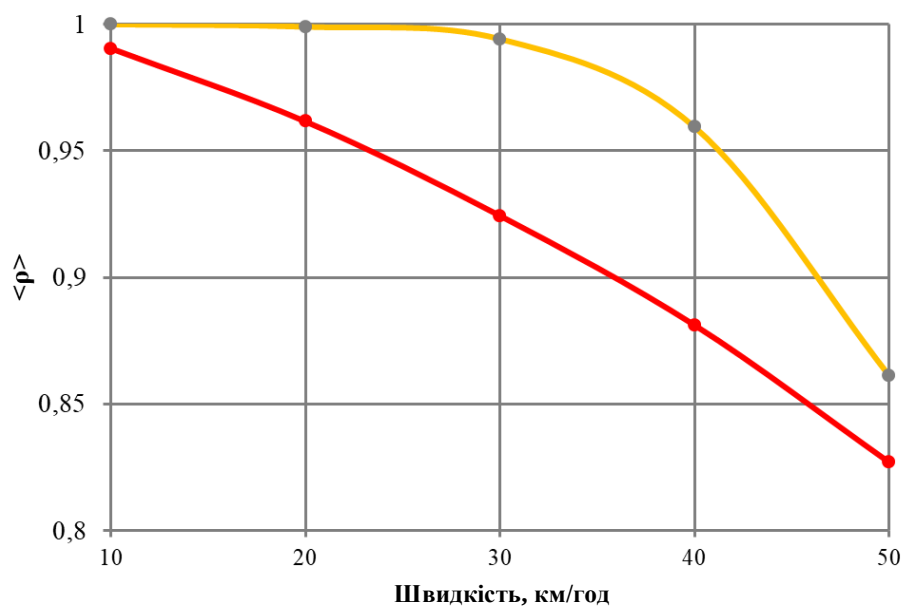


Рисунок 2.13 – Залежність метрики ρ від мобільності користувачів у сценарії Urban Macro

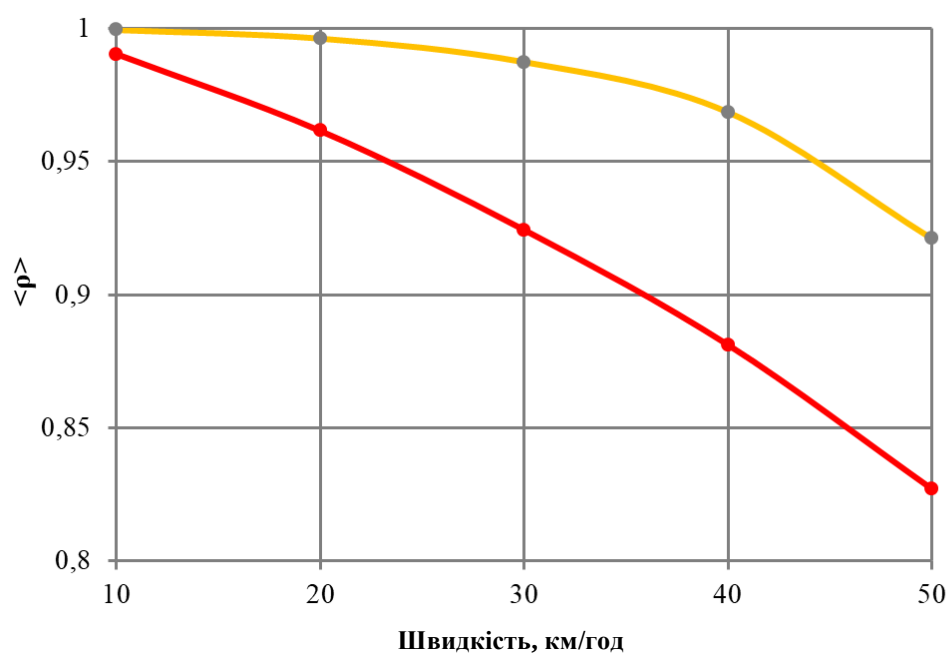


Рисунок 2.14 Залежність метрики ρ від мобільності користувачів у сценарії «Rural»

Наведені вище графіки демонструють високу ефективність розробленого параметричного алгоритму прогнозування в умовах квазідетермінованої моделі каналів зв'язку. Видно, що запропонований алгоритм дозволяє значенню метрики залишатися на рівні користувача при невеликій швидкості, зі значеннями, що не перевищують 30 - 40 км/год. І навіть на швидкості 40 км/год алгоритм параметричного прогнозування дозволяє значенням метрики досягати 96 – 97% від її максимуму.

2.6 Висновок по другому розділу

У даному розділі розглядається проблема отримання актуальної інформації про характеристики каналу зв'язку для високомобільних користувачів в мережі LTE. Запропоновано новий параметричний підхід до прогнозування каналів для дробових кроків на основі гармонійного представлення залежності коефіцієнтів каналу від часу. У той же час для оцінки параметрів моделі пропонується використовувати методи спектрального аналізу надвисокої роздільної здатності, які дозволяють значно скоротити тривалість часу вибірки розрахункових значень каналних коефіцієнтів, необхідних для зберігання.

Для підвищення точності визначення параметрів каналної моделі був запропонований і впроваджений метод додаткової просторової фільтрації, що дозволило отримати додатковий вииграш в точності прогнозування і пропускну здатності.

Результати комп'ютерного моделювання, отримані за допомогою симулятора системного рівня з використанням як повністю стохастичних (TR. 36.873), так і квазідетермінованих (QuaDRiGa) моделей каналів, показали високу ефективність запропонованого алгоритму прогнозування макрокомірок у сучасних міських умовах (Urban Macro) та сільській місцевості (Rural). Використання запропонованого алгоритму прогнозування дозволило досягти практично такої ж швидкості передачі даних для високомобільних (40 – 50 км/год) користувачів, як і для малорухливих (10 км/год), а також значно

покращити якість зв'язку.

Порівняння розробленого параметричного алгоритму з алгоритмом, заснованим на автокореляційному підході і формулі Віттакера-Шеннона, показало, що ці алгоритми можна порівняти за ефективністю. Однак для мобільних пристроїв із середніми швидкостями параметричний алгоритм демонструє вищу точність прогнозування.

У той же час слід зазначити, що реалізація алгоритму прогнозування, заснованого на автокореляційному підході, виявляється значно складнішою, оскільки вимагає обробки значно більшого обсягу даних, необхідних для задовільного наближення інтерполяційного ряду (2.6). Запропонований параметричний алгоритм прогнозування каналу дозволяє на порядок зменшити розмір збереженої часової вибірки і в той же час вимагає відносно низьких обчислювальних витрат.

3. ПАРАМЕТРИЧНИЙ АЛГОРИТМ ПРОГНОЗУВАННЯ КАНАЛІВ З ВИКОРИСТАННЯМ КОРЕНЕВОГО МЕТОДУ МІНІМАЛЬНОГО МНОГОЧЛЕНА

У третьому розділі роботи розглядається проблема застосування параметричного алгоритму передбачення коефіцієнтів каналів мобільних користувачів системи зв'язку LTE з використанням для оцінки параметрів моделі надроздільного кореневого методу мінімального многочлена, який є одним з найбільш ефективних методів поряд з методом Root MUSIC. Однак, на відміну від методу MUSIC, метод мінімального многочлена дає можливість одночасно оцінювати кількість гармонійних сигналів і будувати матричний проектор на шумовий підпростір, і не вимагає додаткових критеріїв, таких як AIC або MDL для оцінки параметрів моделі. Слід також зазначити, що метод мінімального многочлена ефективно використовувався в задачах оцінки параметрів сигналів (наприклад, кутових координат джерел сигналів), що приймаються антенною решіткою, але не вивчався для оцінки параметрів спектра сигналу. У даній роботі за допомогою чисельного моделювання з використанням симулятора системного рівня оцінено ефективність комбінованого використання методу мінімального многочлена та параметричного алгоритму передбачення каналу. Проведено детальне порівняння з параметричним алгоритмом прогнозування з використанням методів Capon і Root MUSIC.

3.1 Метод використання мінімального полінома для підвищення ефективності систем широкосмугового радіодоступу

Відповідно до запропонованого в даній роботі параметричного алгоритму прогнозування, модель зміни коефіцієнта каналу може бути представлена у вигляді (2.8) а властивості кореляційної матриці коефіцієнта каналу розглядаються в розділі 2.4.

3.1.1 Детерміноване наближення

Спочатку припустимо, що відома точна кореляційна матриця коефіцієнта каналу $\mathbf{R}$. Ця матриця має характерний многочлен степеня L виду $\psi_L(\lambda) = (\lambda - \lambda_1)(\lambda - \lambda_2) \dots (\lambda - \lambda_L)$, де $\lambda_1 > \lambda_2 > \dots > \lambda_L$ – власні числа кореляційної матриці $\mathbf{R}$. У випадку, що цікавить, коли число гармонік J менше числа часових вибірок ($J < L$), многочлен $\psi_L(\lambda)$ має кратні корені і $\psi_L(\lambda) = (\lambda - \lambda_1)(\lambda - \lambda_2) \dots (\lambda - \lambda_J) (\lambda - \lambda_{J+1})^{L-J}$. Тоді є мінімальний многочлен $\psi_{J+1}(\lambda) = (\lambda - \lambda_1)(\lambda - \lambda_2) \dots (\lambda - \lambda_{J+1})$, який є дільником характеристичного многочлена, має найменший степеневий та одиничний коефіцієнт для найстаршого члена. Степінь многочлена $\psi_{J+1}(\lambda)$ дорівнює $m = J + 1$, тобто визначається кількістю гармонік у спектрі канального коефіцієнта, а його коренями є нерівні власні значення кореляційної матриці $\mathbf{R}$ ($\lambda_1 > \lambda_2 > \dots > \lambda_{J+1}$). Останнє (найменше) власне число дорівнює потужності власного шуму ($\lambda_{J+1} = 1$) і називається шумовим, а решта (сигнальні) власні значення залежать від параметрів гармонік моделі. Згідно з теоремою Гамільтона-Кейлі, кореляційна матриця $\mathbf{R}$ задовольняє своєму мінімальному многочлену, тобто цей многочлен є анулюючим для кореляційної матриці $\mathbf{R}$ ($\psi_{J+1}(\mathbf{R}) = 0$).

Кореляційну матрицю $\mathbf{R}$ можна представити у вигляді суми матриць – проекторів на підпростори сигналу і шуму ($\mathbf{R} = \mathbf{P}_{\text{signal}} + \mathbf{P}_{\text{noise}}$). Проектор на підпросторі сигналу, що має розмірність J , може бути записаний у вигляді $\mathbf{P}_{\text{signal}} = \lambda_1 \mathbf{P}_1 + \lambda_2 \mathbf{P}_2 + \dots + \lambda_J \mathbf{P}_J$, де матриця $\mathbf{P}_j$ проектує будь-який вектор на власний вектор кореляційної матриці $\mathbf{R}$, що відповідає власному числу λ_j . Матриця $\mathbf{P}_{\text{noise}}$ дозволяє забезпечувати проектування на шумовий підпростір розмірності $L - J$. Матриці $\mathbf{P}_j$ і $\mathbf{P}_{\text{noise}}$ можна представити у вигляді

$$\mathbf{P}_j = \left[\prod_{p=1, p \neq j}^J (\mathbf{R} - \lambda_p \mathbf{I}) \right] \cdot \left[\prod_{p=1, p \neq j}^J (\lambda_j - \lambda_p) \right]^{-1}, \quad (3.1)$$

$$\mathbf{P}_{\text{noise}} = \left[\prod_{p=1}^J (\mathbf{R} - \lambda_p \mathbf{I}) \right] \cdot \left[\prod_{p=1}^J (1 - \lambda_p) \right]^{-1}. \quad (3.2)$$

Тут другий множник забезпечує умову нормалізації таку, що $Sp(\mathbf{P}_i)=1$, $Sp(\mathbf{P}_{\text{noise}})=1$, де $Sp(\cdot)$ – слід матриці.

Сформуємо розв'язуючу функцією виду

$$\eta(\omega) = \frac{1}{\mathbf{f}^H(\omega) \mathbf{P}_{\text{noise}} \mathbf{f}(\omega)}, \quad (3.3)$$

де $\mathbf{f}(\omega) = [e^{i\omega(L-1)} \ e^{i\omega(L-2)} \ \dots \ 1]^T$.

Якщо вектор $\mathbf{f}(\omega)$ відповідає j -й гармоніці в спектрі аналізованого сигналу ($\mathbf{f}(\omega)=\mathbf{f}_j$), то вектор $\mathbf{f}(\omega)$ буде належати підпростору сигналу і його проекція на підпростір шуму дорівнюватиме нулю. У цьому випадку функція $\eta(\omega)$ при ω_j буде прагнути до нескінченності ($\eta(\omega) \rightarrow \infty$ при $\omega \rightarrow \omega_j$). З цього піку можна знайти частоту j -ї гармоніки в спектрі канального коефіцієнта.

3.1.2 Статистична апроксимація

На практиці замість точної кореляційної матриці для оцінки параметрів моделі канального коефіцієнта використовується її максимально правдоподібна оцінка $\mathbf{R}$ по Q вибіркам канального коефіцієнта для різних частот у різних блоках ресурсів виду (2.25).

Елементами вибіркової кореляційної матриці є випадкові числа, а ймовірність появи кратних власних значень незначна. Дискретизація вхідного процесу може бути довгою або короткою, в залежності від співвідношення між числом Q частотних вибірок і числом L часових вибірок.

У випадку довгої вибірки, коли число векторів вибірки $\mathbf{H}(q)$ більше або дорівнює числу елементів часових відліків ($Q \geq L$), вибіркова кореляційна матриця $\mathbf{R}$ має L позитивних нерівних власних значень $\mu_1 > \mu_2 > \dots > \mu_L > 0$. Власне число шуму, яке кратне $L-J$ і дорівнює одиниці для точної кореляційної матриці $\mathbf{R}$, розбивається на власні значення $L-J$ вибіркової кореляційної матриці $\mathbf{R}$.

Розкид власних значень шуму збільшується зі зменшенням розміру вибірки. Деякі з них можуть бути набагато меншими одиниці. Мінімальний многочлен кореляційної матриці $\mathbf{R}$ складається з L множників і збігається з характеристичним многочленом кореляційної матриці $\mathbf{R}$ степеня L . Таким чином, в детермінованому наближенні при переході від точної кореляційної матриці до вибіркової ступінь мінімального многочлена збільшується від $J+1$ до L і, отже, перестає залежати від числа J гармонійних сигналів у спектрі співвідношення каналів.

У випадку короткої вибірки вхідного процесу ($Q < L$) кореляційної матриці, $\mathbf{R}$ є виродженим і має Q позитивні власні значення, а $L-Q$ власних значень дорівнює нулю ($\mu_1 > \mu_2 > \dots > \mu_Q > 0$, $\mu_{L+1} = \mu_{L+2} = \dots = \mu_L = 0$). Підпростір, що відповідає нульовим власним числам, є ортогональним до підпростору вибірових векторів $\mathbf{H}(Q)$. У детермінованому наближенні отримуємо, що мінімальний многочлен вибіркової кореляційної матриці $\mathbf{R}$ має ступінь, що дорівнює Q , що залежить від кількості вибірок, а не від кількості гармонійних сигналів. Відповідно при переході від точної кореляційної матриці до вибіркової ступінь мінімального многочлена збільшується від $J+1$ до Q і також перестає залежати від числа гармонік.

Такі відмінності у властивостях точної і вибіркової кореляційної матриці є фундаментальними для вирішення завдань оцінювання параметрів моделі каналного коефіцієнта і обумовлені появою в вибірковій кореляційній матриці вхідного процесу набору власних шумових чисел замість одного (розбиття власного числа шуму). Необхідно спочатку оцінити ступінь мінімального многочлена вибіркової кореляційної матриці $\mathbf{R}$, а потім побудувати матриці-проектори на підпростори сигналу і шуму.

Для оцінки ступеня мінімального многочлена запропонований статистичний стандартний критерій, згідно з яким для вибіркової кореляційної матриці $\mathbf{R}$ знаходиться матричний многочлен $\mathbf{I}^{(m)}(\mathbf{R})$ з мінімальною евклідовою нормою, що не перевищує певного порогу Thr . Використовуючи цей многочлен, можна отримати апроксимацію мінімального многочлена вибіркової

кореляційної матриці таким многочленом, який має мінімальний степінь і забезпечує відмінність від характеристичного многочлена, що не перевищує (в середньоквадратичному сенсі) заданого значення, визначеного на основі апріорної інформації про кореляційну матрицю власного шуму.

Розглянемо функціонал $I^{(m)}$ рівним

$$I^{(m)} = \min_{\gamma_n} \left\| \mathbf{I}^{(m)}(\hat{\mathbf{R}}) \right\|^2, \quad (3.4)$$

$$\mathbf{I}^{(m)}(\hat{\mathbf{R}}) = \prod_{n=1}^m (\mathbf{I} - \gamma_n \hat{\mathbf{R}}). \quad (3.5)$$

і спочатку знайти коефіцієнти γ_n , а потім степінь мінімального многочлена кореляційної матриці $\mathbf{R}$. Коефіцієнти γ_n є оберненими до власних значень вибіркової кореляційної матриці $\mathbf{R}$ ($\mu_n = 1/\gamma_n$).

Коефіцієнти γ_n є розв'язком системи нелінійних рівнянь

$$\gamma_n = Sp \left[\hat{\mathbf{R}} \prod_{i=1, i \neq n}^m (\mathbf{I} - \gamma_i \hat{\mathbf{R}})^2 \right] \left\{ Sp \left[\hat{\mathbf{R}}^2 \prod_{i=1, i \neq n}^m (\mathbf{I} - \gamma_i \hat{\mathbf{R}})^2 \right] \right\}^{-1} \quad (3.6)$$

Для розв'язання цієї системи можна використовувати ітераційний підхід, починаючи з $m = 1$. При такому підході m чисел γ_n обчислюються для функціоналу $I^{(m)}$, будемо вважати початковими наближеннями для обчислення $(m+1)$ чисел γ_n для функціоналу $I^{(m+1)}$.

При $m=1$ функціонал $I^{(1)} = \min_{\gamma_1} Sp[(\mathbf{I} - \gamma_1 \mathbf{R})^2]$. Звідси маємо, що $\gamma_1 = (Sp \mathbf{R})(Sp \mathbf{R}^2)^{-1}$. Якщо функціонал $I^{(1)} < Thr$, то ітераційний процес завершено. Це означає, що в системі присутній тільки власний шум, а оцінка числа гармонік в спектрі досліджуваного каналного коефіцієнта дорівнює нулю ($J = m - 1 = 0$). Якщо $I^{(1)} > Thr$, то продовжимо ітераційний підхід і задамо $m=2$.

При $m=2$ функція $I^{(2)} = \min_{\gamma_1, \gamma_2} Sp[(\mathbf{I} - \gamma_1 \mathbf{R})^2 (\mathbf{I} - \gamma_2 \mathbf{R})^2]$. Провівши диференціювання $I^{(2)}$ по γ_1 і γ_2 і прирівнювання похідних до нуля, можна отримати, що

$$\gamma_1 = \frac{Sp[\mathbf{I} - \gamma_2 \hat{\mathbf{R}})^2 \hat{\mathbf{R}}]}{Sp[(\mathbf{I} - \gamma_2 \hat{\mathbf{R}})^2 \hat{\mathbf{R}}^2]}, \quad (3.7)$$

$$\gamma_2 = \frac{Sp[\mathbf{I} - \gamma_1 \hat{\mathbf{R}})^2 \hat{\mathbf{R}}]}{Sp[(\mathbf{I} - \gamma_1 \hat{\mathbf{R}})^2 \hat{\mathbf{R}}^2]}. \quad (3.8)$$

В якості початкового значення γ_1 вибираємо γ_1 , отримане на першому кроці ітераційної процедури при $m=1$ і підставляємо його в формулу (3.8) для знаходження коефіцієнта γ_2 . Потім підставляємо отриманий γ_2 в формулу (3.7) і знаходимо коефіцієнт γ_1 . Такі взаємні підстановки виконуються кілька разів, поки значення γ_1 і γ_2 не перестануть змінюватися. Якщо $I^{(2)} < Thr$ ітераційну процедуру завершено і зроблено висновок, що степінь мінімального многочлена $m=2$.

Отже, крім власного шуму, в спектрі досліджуваного коефіцієнта каналу є одна гармоніка ($J = m-1=1$). Якщо $I^{(2)} > Thr$, то ітераційна процедура продовжується і задається $m=3$.

Цю процедуру слід продовжувати до тих пір, поки значення функціоналу $I^{(m)}$ при деякому m не стане менше порогу. Це значення m приймається за оцінку степені мінімального многочлена, а оцінка J числа гармонік в спектрі каналного коефіцієнта дорівнює $J=m-1$.

Таким чином, оцінка гармонічного числа в моделі каналного коефіцієнта алгоритму параметричного прогнозування визначається ступенем мінімального многочлена ($J = m-1$), а отримані числа γ_n дають оцінки обернених власних значень вибіркової кореляційної матриці $\mathbf{R}$ ($\mu_n = 1/\gamma_n$). Найменший з них дає оцінку власного числа шуму, а інші дають оцінки власних чисел сигналу.

Поріг Thr можна знайти на основі апіорної інформації про матрицю кореляції власного шуму. Якщо власний шум має одиничну кореляційну матрицю, то апіорі відомо, що при відсутності гармонік в спектрі коефіцієнт каналу ($J=0$) ступінь мінімального многочлена $m = 1$. Кількість часових відліків використаних в алгоритмі параметричного прогнозування, в цілому задовольняє умові $L^2 \gg 1$. Тоді, припускаючи, що (3.4), (3.5) $m=1$ і враховуючи, $J=0$, маємо,

що середнє значення ($\langle I_0^{(1)} \rangle$) і стандартне відхилення σ_1 для функціоналу $I_0^{(1)}$ дорівнює [85]

$$\langle I_0^{(1)} \rangle = \frac{L}{(1 + Q/L)} \quad (3.9)$$

$$\sigma_1^2 = \frac{2}{(1 + Q/L)^2} \left(1 + \frac{2L}{Q} \right) \quad (3.10)$$

0 1

Виходячи з (3.9) та (3.10), можна вибрати поріг, що дорівнює $Thr = \langle I_0^{(1)} \rangle + \chi \sigma$, де коефіцієнт χ визначається статистичними властивостями функціоналу $I_0^{(1)}$.

З (3.9) і (3.10) випливає, що поріг залежить від числа L часових відліків і числа Q -вбірок. У випадку "ультракороткої" вибірки вхідного процесу, коли $Q \ll L$, з (3.9) маємо, що $\langle I_0^{(1)} \rangle \approx L$, а з (3.10) маємо $\sigma_1 \approx 2\sqrt{L/Q}$. Зі збільшенням довжини вибірки ($Q \rightarrow \infty$) поріг $Thr \rightarrow 0$ і ми приходимо до детермінованого наближення, для якого $\mathbf{I}_m(\mathbf{R}) = [\mathbf{0}]$.

Тепер замість (3.1) та (3.2) побудуємо оцінки матриці проектора у вигляді

$$\hat{\mathbf{P}}_j = \left[\prod_{p=1, p \neq j}^{\bar{J}+1} (\mathbf{I} - \gamma_p \hat{\mathbf{R}}) \right] \left[\prod_{p=1, p \neq j}^{\bar{J}+1} \left(1 - \frac{\gamma_p}{\gamma_j} \right) \right]^{-1}, \quad (3.11)$$

$$\hat{\mathbf{P}}_{noise} = \left[\prod_{p=1}^{\bar{J}} (\mathbf{I} - \gamma_p \hat{\mathbf{R}}) \right] \cdot \left[\prod_{p=1}^{\bar{J}} \left(1 - \frac{\gamma_p}{\gamma_{\bar{J}+1}} \right) \right]^{-1}. \quad (3.12)$$

Вирази (3.11), (3.12) стають (3.1) і (3.2) відповідно при $Q \rightarrow \infty$, якщо врахувати, що $\hat{J} \rightarrow J$, $\hat{R} \rightarrow R$, $\hat{\gamma}_p \rightarrow \gamma_p$ і виконати прості перетворення. Формула (3.3) справедлива, якщо в ній замінити проектор $\mathbf{P}_{noise}$ на оцінку $\hat{\mathbf{P}}_{noise}$ (11).

Розглянувши знаменник метрики (3.3), можна застосувати кореневий підхід до визначення кутових частот гармонік в спектрі каналного коефіцієнта.

Реалізація кореневого методу мінімального многочлена аналогічна реалізації методу Root MUSIC, описаної в розділі 2.4, і також представлена в роботі.

3.2 Результати комп'ютерного моделювання

Ефективність алгоритму параметричного прогнозування з використанням кореневого методу мінімального многочлена оцінювалася за допомогою симулятора рівня системи LTE. В якості моделі зв'язку використовувався 3GPP 3D Urban Macro. Параметри моделювання представлені в таблиці 2.1. Антенна система базової станції збігається з системою, що використовується в розділах 2.6.1, 2.6.2, рис. 2.5. Параметри моделювання ідентичні для всіх симуляцій, результати яких представлені в розділі 3.2.

Аналіз ефективності запропонованого алгоритму проводився на основі метрики ρ (2,41), а також на основі середньої швидкості передачі даних базової станції Th .

3.2.1 Порівняння ефективності параметричного алгоритму прогнозування з методом мінімального многочлена кореня та алгоритмом прогнозування на основі кореляційного підходу

У цьому розділі представлені результати комп'ютерного моделювання порівняння продуктивності запропонованого параметричного алгоритму прогнозування з використанням кореневого методу мінімального многочлена з відомим алгоритмом на основі кореляційного підходу до прогнозування значень коефіцієнта каналу, описаного в п. 2.2.

Максимальний порядок прогнозування для обох досліджуваних методів приймався рівним 4. Автокореляційна функція, що використовується у виразі (2.6), оцінювалася методом ковзного вікна (2.7), розмір якого був обраний рівним 50 відлікам (інтервалам між SRS), тобто 250 мс.

Для аналізу спектра параметричний алгоритм використовував довжину вибірки $L = 5$ зразків. Кореляційна матриця (2.25) була розрахована шляхом

усереднення по PRB разом з додатковою процедурою регуляризації (2.34).

Результати комп'ютерного моделювання представлені на рис. 3.1 і 3.2. Крива відзначена червоним кольором, коли прогноз не був застосований. Алгоритм прогнозування (2.4) на основі автокореляційної функції відзначений синім кольором, а запропонований алгоритм параметричного прогнозування з використанням мінімального поліноміального методу відзначений зеленим кольором.

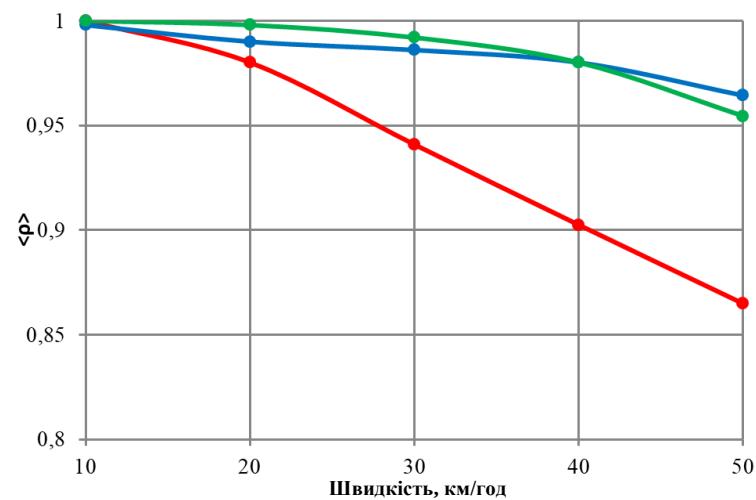
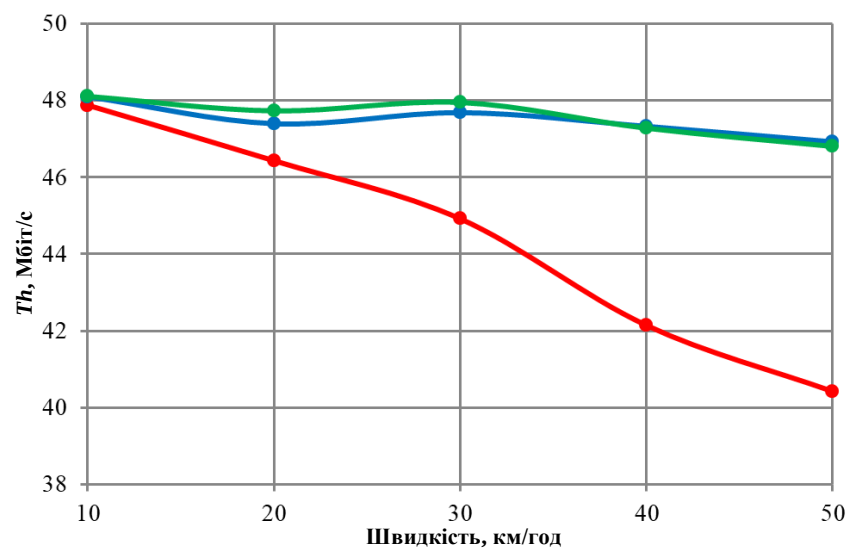


Рисунок 3.1 – Залежність метрики ρ від мобільності користувача



3.2 Залежність середньої швидкості передачі даних базової станції T_h від мобільності користувачів

З представлених вище графіків видно, що використання кореневого методу мінімального многочлена в складі алгоритму параметричного прогнозування дозволяє значно підвищити продуктивність системи і не поступається відомому алгоритму, заснованому на автокореляційному підході, і перевершує його в діапазоні швидкостей 15-35 км/год.

3.2.2 Порівняння ефективності параметричного алгоритму передбачення з використанням кореневого методу мінімального многочлена і з використанням методу Кейпона

Ефективність розробленого алгоритму прогнозування безпосередньо залежить від якості методів надроздільної здатності. Для більш детального аналізу впливу методів надроздільної здатності, що використовуються в параметричному алгоритмі, в складі цього алгоритму був реалізований один з найбільш популярних і поширених непараметричних методів – метод Кейпона.

Основна ідея цього методу полягає в мінімізації спектральної щільності потужності при фіксованому коефіцієнті підсилення для деяких ω_k частот.

Щоб знайти число гармонік J і їх частот ω_k , необхідно знайти максимуми роздільної функції:

$$\eta(\omega) = \frac{1}{\mathbf{f}^H(\omega) \mathbf{R} \mathbf{f}(\omega)}, \quad (3.13)$$

Варто відзначити, що метод Кейпона вимагає інверсії кореляційної матриці, яка може бути погано обумовлена при недостатній кількості вибірок вектора $\mathbf{H}$, що використовується для її оцінки.

У цьому розділі представлені результати комп'ютерного моделювання системи зв'язку з реалізацією параметричного алгоритму прогнозування з використанням кореневого методу мінімального многочлена та методу Кейпона.

На графіках параметричний алгоритм з використанням методу Кейпона відповідає фіолетовій кривій, а алгоритм з використанням методу кореневого мінімального многочлена відповідає зеленій кривій.

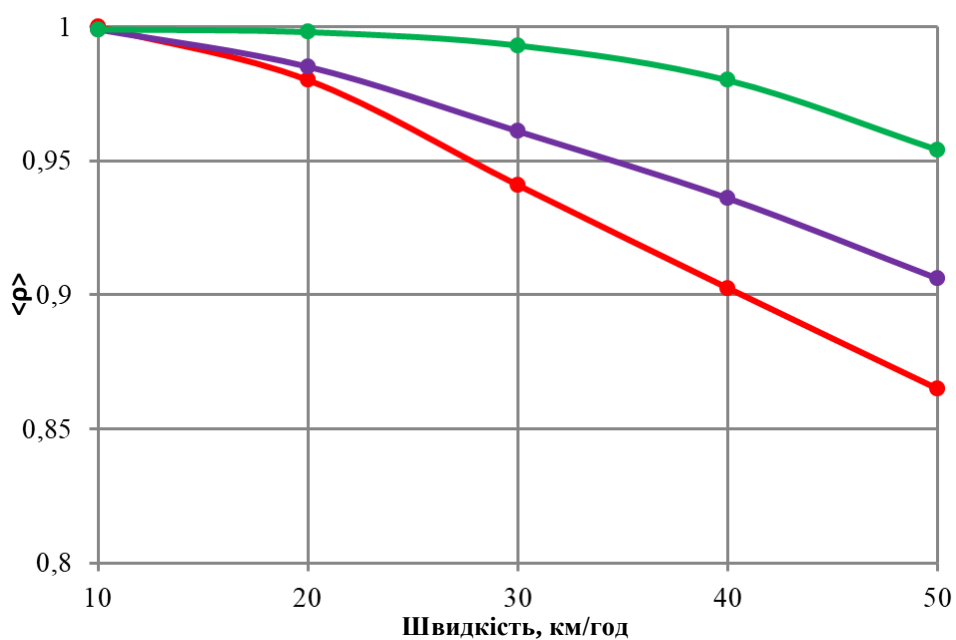


Рисунок 3.3 – Залежність метрики ρ від мобільності користувача

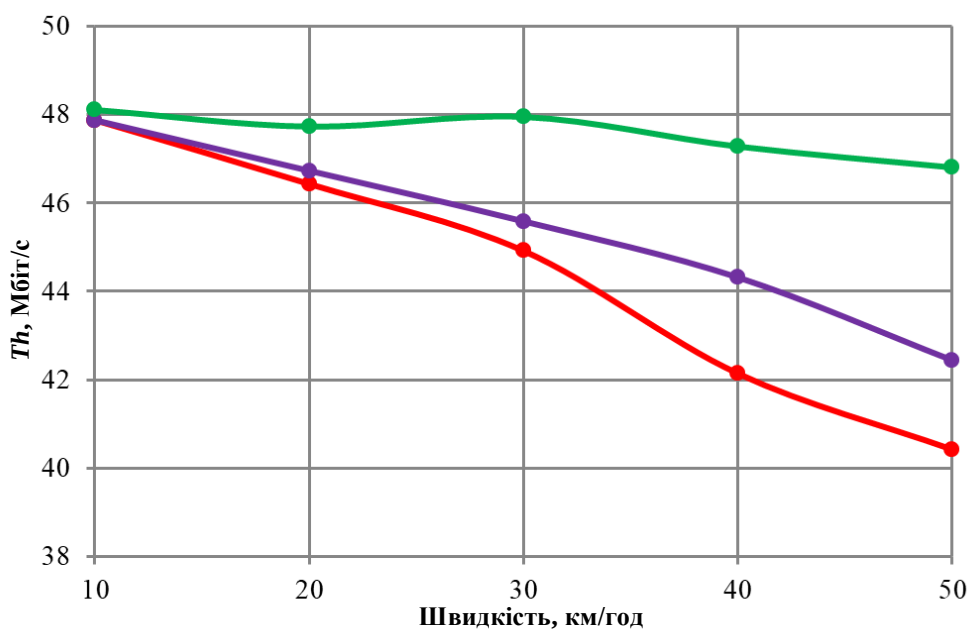


Рисунок 3.4 – Залежність середньої швидкості передачі даних базової станції T_h від мобільності користувачів

З результатів моделювання видно, що використання методу Кейпона як методу надроздільної здатності не дозволяє досягти однаково високих значень

як у метриці ρ , так і в середній швидкості передачі даних базової станції, на відміну від кореневого методу мінімального многочлена. Алгоритм параметричного прогнозування з використанням кореневого методу мінімального полінома дає можливість утримувати значення ρ -метрики на рівні більше 0,95, а також значення середньої швидкості передачі даних базової станції на рівні понад 46 Мбіт/с навіть при швидкості користувача 50 км/год. що в свою чергу знижує швидкість передачі даних більш ніж на 4 Мбіт / с.

3.2.3 Порівняння продуктивності параметричного алгоритму прогнозування з використанням кореневого методу мінімального многочлена та з використанням методу Root MUSIC

Далі порівняємо ефективність параметричного алгоритму прогнозування з використанням надроздільного кореневого методу мінімального многочлена та з використанням методу надроздільної здатності Root MUSIC. Результати комп'ютерного моделювання представлені на рис. 3.5 і 3.6. Жовтим кольором позначено алгоритм параметричного прогнозування за методом Root MUSIC, а алгоритм параметричного прогнозування за допомогою методу мінімального полінома – зелений.

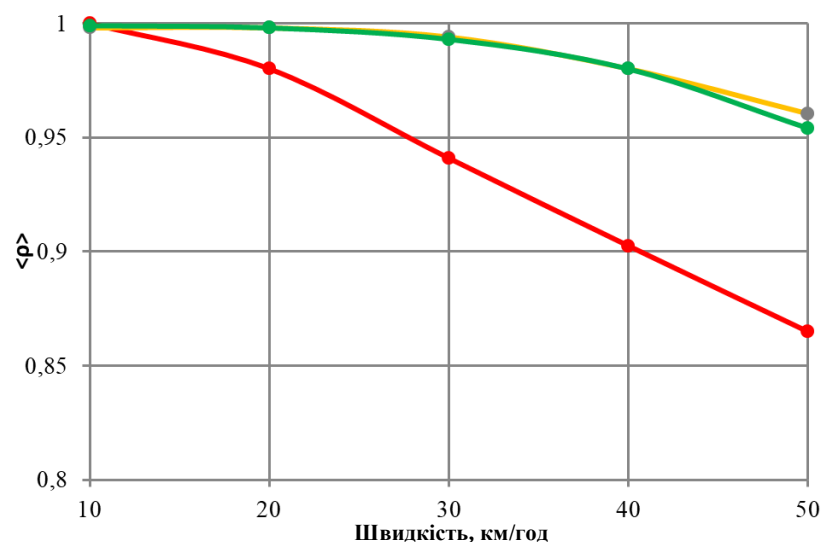


Рисунок 3.5 – Залежність метрики ρ від мобільності користувача

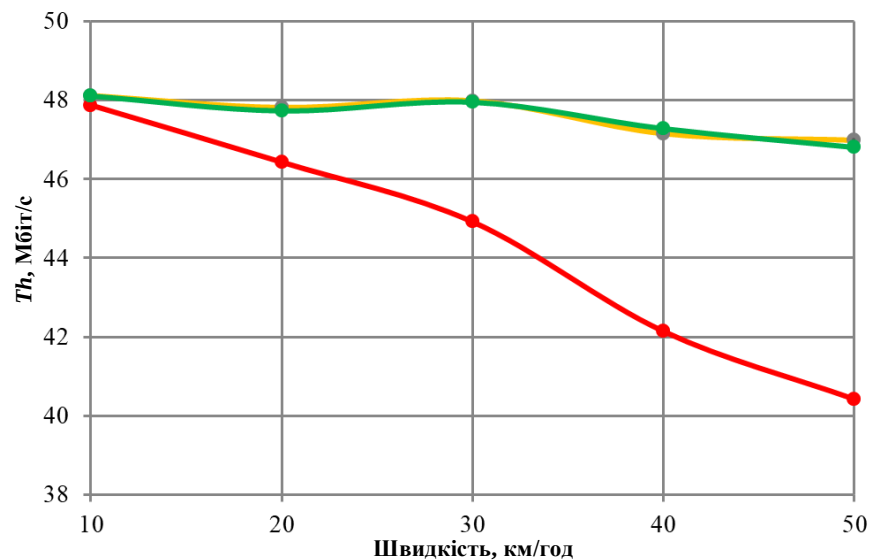


Рисунок 3.6 – Залежність середньої швидкості передачі даних базової станції Th від мобільності користувачів

Представлені результати комп'ютерного моделювання ілюструють практично ідентичну ефективність параметричного алгоритму прогнозування коефіцієнтів каналів з використанням методу Root MUSIC та методу мінімального полінома. Видно, що використання алгоритмів Root MUSIC та кореневого методу мінімального многочлена дозволяє значно знизити рівень втрат. Для швидкості 50 км/год значення показника ρ становить 96%. Втрата швидкості передачі даних у системі з використанням параметричного алгоритму прогнозування становить менше 3% для швидкості користувача 50 км/год.

3.3 Висновок по розділу

У цьому розділі розглядається проблема застосування надроздільного кореневого методу мінімального многочлена в параметричному алгоритмі прогнозування каналів. Цей метод був успішно адаптований і застосований для оцінки параметрів моделі зміни каналних коефіцієнтів. Досліджено ефективність надроздільного кореневого методу мінімального многочлена у складі розробленого параметричного алгоритму прогнозування коефіцієнтів каналу була досліджена за допомогою комп'ютерного моделювання системи

зв'язку LTE.

За допомогою симулятора системного рівня ефективність параметричного алгоритму прогнозування з використанням цього методу порівнювалася з випадками, де в якості методу суперроздільної здатності використовувалися методи Capre Pont і Root MUSIC. Також було проведено порівняння з алгоритмом прогнозування, заснованим на кореляційному підході.

Параметричний алгоритм прогнозування коефіцієнтів каналів за допомогою кореневого методу мінімального многочлена має порівнянну якість оцінки каналів для висококомобільних користувачів, порівнянну з алгоритмом прогнозування, заснованим на кореляційному підході, і параметричним алгоритмом з використанням методу Root MUSIC, при цьому значно перевершує параметричний алгоритм з використанням методу Кейпона. Разом з тим слід зазначити, що використання методу мінімального полінома дозволяє уникнути використання додаткових критеріїв при оцінці числа гармонік в параметричній моделі зміни коефіцієнтів каналу, що спрощує практичну реалізацію алгоритму параметричного прогнозування.

Виходячи з результатів, представлених в розділі, можна зробити висновок, що використання надроздільного кореневого методу здатності мінімального многочлена дозволяє значно поліпшити швидкість передачі даних в системі стільникового зв'язку для висококомобільних користувачів і, як наслідок, дозволяє поліпшити якість зв'язку.

4. ОХОРОНА ПРАЦІ

В Україні охорона праці в галузі радіотехнологій регламентується низкою нормативно-правових актів, метою яких є захист працівників від впливу шкідливих і небезпечних виробничих факторів, зокрема електромагнітного випромінювання.

Основні положення охорони праці в радіотехнологіях в Україні:

1. Нормативно-правова база

- Закон України «Про охорону праці»
- ДСН 3.3.6.096-2002 — «Державні санітарні норми і правила захисту населення від впливу електромагнітного випромінювання».
- Накази МОЗ, Держпраці, ДСТУ — встановлюють допустимі рівні випромінювання та вимоги до умов праці.

2. Оцінка ризиків і контроль

- Проводиться моніторинг рівнів електромагнітного випромінювання на робочих місцях.
- Створення зон контролю з обмеженим доступом поблизу антенних об'єктів (особливо потужних передавачів).
- Розміщення попереджувальних знаків і табличок.

3. Засоби індивідуального захисту

- Використання спецодягу та страхувальних систем при роботі на висоті.
- ЗІЗ для захисту очей, шкіри та слуху.
- Екранування джерел випромінювання.

4. Навчання та інструктаж

- Обов'язкові вступні та періодичні інструктажі з охорони праці.
- Проведення навчань з надання першої допомоги та евакуації.
- Атестація працівників, що працюють з високочастотним обладнанням.

5. Медичні огляди

- Періодичні медичні огляди працівників, які зазнають впливу електромагнітного поля.

- Облік та аналіз захворюваності, пов'язаної з умовами праці.
6. Технічний контроль
- Вимірювання параметрів випромінювання сертифікованими приладами.
 - Перевірка заземлення, справності електричних ланцюгів.
 - Контроль за станом вентиляції та освітлення.

Під час оцінювання ефективності системи широкосмугового доступу на працівника, впливають такі небезпечні та шкідливі виробничі фактори [1]: підвищена запиленість та загазованість повітря робочої зони; підвищена та понижена температура повітря робочої зони; підвищений рівень шуму; підвищений рівень статичної електрики; підвищена напруженість електричного поля; недостатня освітленість повітря робочої зони; фізичні перевантаження (статичні); нервово - психічні перевантаження (перенапруга аналізаторів).

Відповідно до визначених факторів формуємо рекомендації щодо покращення умов праці на робочому місці.

4.1 Технічні рішення щодо безпечного виконання роботи

На робочому місці дослідника оцінювання ефективності системи широкосмугового доступу виникають небезпечні та шкідливі фактори: підвищений рівень шуму, несприятливі мікрокліматичні умови, недостатній рівень освітленості, шкідливі речовини, підвищений рівень електромагнітних випромінювань радіочастот, висока напруга електричної мережі, статична електрика та інші. Робота з ПК супроводжується також підвищеним ступенем напруженості трудового процесу. При систематичному впливі виробничих факторів, які не відповідають нормативним показникам, зростає рівень професійно зумовленої захворюваності працюючих та можуть виникнути професійні захворювання органів зору, руху, нервової системи.

Проектування робочих місць, забезпечених ПК, відноситься до числа важливих проблем ергономічного проектування в області обчислювальної техніки.

Робоче місце і взаємне розташування всіх його елементів повинне відповідати антропометричним, фізичним і психологічним вимогам. Велике значення має також характер роботи. Зокрема, при організації робочого місця проектувальника повинні бути дотримані наступні основні умови: оптимальне розміщення устаткування, що входить до складу робочого місця і достатній робочий простір, що дозволяє здійснювати всі необхідні рухи і переміщення [2].

Головними елементами робочого місця проектувальника є стіл і крісло. Основним робочим положенням є положення сидячи. Робоча поза сидячи викликає мінімальне стомлення працівника. Рациональне планування робочого місця передбачає чіткий порядок і постійність розміщення предметів, засобів праці і документації. Те, що потрібне для виконання робіт частіше, розташоване в зоні легкої досяжності робочого простору.

Висота робочої поверхні столу для користувачів повинна регулюватися в межах 680-800 мм, при відсутності такої можливості висота робочої поверхні столу повинна бути 725 мм. Модульними розмірами робочої поверхні столу для ПК, на підставі яких повинні розраховуватися конструктивні розміри, слід вважати: ширину 800, 1200, 1400 мм, глибину 800 і 1000 мм при нерегульованій висоті, що дорівнює 725 мм. Робочий стіл повинен мати простір для ніг висотою не менше 600 мм, шириною – не менше 500 мм, глибиною на рівні колін - не менше 450 мм і на рівні простягнутої ноги – не менше 650 мм. Робочий стілець (крісло) повинен бути підйомно-поворотним і регульованим по висоті і кутам нахилу сидіння і спинки, а також - відстані спинки до переднього краю сидіння. Робоче місце необхідно обладнати підставкою для ніг, має ширину не менше 300 мм, глибину не менше 400 мм, регулювання по висоті в межах до 150 мм і по куту нахилу опорної поверхні підставки до 20 градусів. Підставка повинна мати рифлену поверхню і бортик по передньому краю заввишки 10 мм. Клавіатуру слід розташовувати на поверхні столу на відстані 100-300 мм від краю, зверненого до користувача, або на спеціальній регульованій по висоті робочої поверхні, відокремленої від основної стільниці.

Електричний струм – являє собою прихований тип небезпеки, бо його важко визначити в токо- та неструмоведучих частинах устаткування, які є хорошими провідниками електрики. Смертельно небезпечним для життя людини вважають струм, величина якого перевищує 0,05 А, струм менше 0,05 А - безпечний (до 1000 В). З метою попередження уражень електричним струмом до роботи повинні допускатися тільки особи, що добре вивчили основні правила з безпеки виконання роботи.

Приміщення, де експлуатуються ПК, належать до приміщень без підвищеної небезпеки ураження людини електричним струмом. Вимоги електробезпеки і пожежної безпеки у приміщеннях, де встановлені ПК і все устаткування для обслуговування, ремонту та налагодження роботи їх, електропроводи і кабелі мають відповідати електробезпеці зони та мати апаратуру захисту від струму короткого замикання.

Лінії електромережі ПК, у приміщенні виконана як окрема групова трипровідна мережа шляхом прокладання фазового, нульового робочого та нульового захисного провідників (заземлення або занулення), причому площі перерізу нульового робочого і нульового захисного провідника повинні бути не менші за площу перерізу фазового провідника.

Відповідно до правил електробезпеки в службовому приміщенні повинен здійснюватись постійний контроль стану електропроводки, запобіжних щитів, шнурів, за допомогою яких включаються в електромережу комп'ютери, освітлювальні прилади, інші електроприлади. Електричні установки, до яких відноситься практично все обладнання ПК, представляють для людини велику потенційну небезпеку, тому що в процесі експлуатації або проведенні профілактичних робіт людина може торкнутися частин, що знаходяться під напругою. Специфічна небезпека електроустановок - струмоведучі провідники, корпуси стійок ПК і іншого устаткування, яка під напругою в результаті пошкодження (пробою) ізоляції, не подають будь-яких сигналів, які попереджають людину про небезпеку. Реакція людини на електричний струм виникає лише при протіканні останнього через тіло людини. Виключно важливе

значення для запобігання електротравматизму має правильна організація обслуговування діючих електроустановок ВЦ, проведення ремонтних, монтажних і профілактичних робіт.

Оскільки в приміщенні використовується понад п'ять ПК, тому на помітному місці встановлено аварійний резервний вимикач, який в разі небезпеки повністю знеструмлює електричну мережу (крім освітлення). В такому випадку при використанні трипровідникового захищеного проводу або кабелю в оболонці з негорючого або важкогорючого матеріалу дозволено прокладати їх без металевих труб та гнучких металевих рукавів, що ми і спостерігаємо у приміщенні.

4.2 Технічні рішення з гігієни праці та виробничої санітарії

Мікроклімат

Мікроклімат виробничих приміщень нормується в залежності від теплових характеристик виробничого приміщення, категорії робіт по важкості і періоду року. Категорія виконуваних робіт під час оцінювання ефективності системи широкосмугового доступу - 1а [5] (табл.4.1).

Таблиця 4.1 – Параметри мікроклімату

Період року	Параметр мікроклімату	Величина
Холодний	Температура повітря в приміщенні	21 ... 25 ° C
	Відносна вологість	40 ... 60%
	Швидкість руху повітря	до 0,1 м / с
Теплий	Температура повітря в приміщенні	22 ... 28 ° C
	Відносна вологість	40 ... 60%
	Швидкість руху повітря	0,1 ... 0,2 м / с

Для підтримання у виробничих приміщеннях метеорологічних умов, які задовольняють нормативні вимоги використовують систему вентиляції.

Приміщення обладнано системою загально обмінної припливно-витяжної вентиляції. На кожен вентиляційну установку складений паспорт з технічною характеристикою та схемою установки.

Крім того, для підтримання температури в холодний період року використовують загальну систему опалення.

Склад повітря робочої зони

ГДК шкідливих речовин, які знаходяться в досліджуваному приміщенні, наведені в таблиці 4.2.

Таблиця 4.2 – ГДК шкідливих речовин у повітрі

Назва речовини	ГДК, мг/м ³		Клас небезпечності
	Максимально разова	Середньо добова	
Оксид азоту	0,085	0,085	2
Вуглекислий газ	3	1	4
Пил нетоксичний	0,5	0,15	4
Озон	0,16	0,03	1

Під час роботи на ПК важливо, щоб повітря мало певний іонний склад. Рівні позитивних і негативних іонів у повітрі приміщень з ПК мають відповідати санітарно-гігієнічним нормам (табл.4.3).

Таблиця 4.3 – Рівні іонізації повітря приміщень при роботі на ПК

Рівні	Кількість іонів в 1 см ³	
	n+	n-
Мінімально необхідні	400	600
Оптимальні	1500-3000	3000-5000
Максимально необхідні	50000	50000

Забезпечення складу повітря робочої зони здійснюється за допомогою системи кондиціонування, регулярного провітрювання, та вологого прибирання.

Виробниче освітлення

Природне освітлення на робочому місці проектувальника є бічне одностороннє.

Норми освітленості при штучному освітленні та КПО (для III пояса світлового клімату) при природному та сумісному освітленні (характеристика зорової роботи – дуже високої точності) зазначені у таблиці 4.4:

Таблиця 4.4 - Норми освітленості в приміщенні

Характеристика зорової роботи	Найменший розмір об'єкта розрізнювання	Розряд зорової роботи	Підрозряд зорової роботи	Контраст об'єкта розрізнювання з фоном	Характеристика фона	Освітленість, лк		КПО, e_n , %			
						Штучне освітлення		Природне освітлення		Сумісне освітлення	
						Комбіноване	Загальне	Верхнє або верхнє	Бокове	Верхнє або верхнє і бокове	Бокове
Дуже високої точності	Від 0,15 до 0,3	II	г	великий	світлий	1000	300	7	2,5	4,2	1,5

Для максимального використання природного освітлення в приміщенні слід систематично очищувати вікна від пилу та встановити жалюзі. Віконні прорізи не затемнюються іншими будівлями.

Як джерела світла для штучного освітлення в приміщенні застосовуються люмінесцентні лампи типу ЛБ. Допускається застосування ламп розжарювання у світильниках місцевого освітлення

Виробничий шум

Рівні шуму на робочих місцях визначаються за ДСН 3.3.6.037-99 «Санітарні норми виробничого шуму, ультразвуку та інфразвуку» [6] (табл.4.5).

Таблиця 4.5 Допустимі рівні звуку, еквівалентні рівні звуку і рівні звукового тиску в октавних смугах частот

Вид трудової діяльності, робочі місця	Рівні звукового тиску в дБ в октавних смугах із середньгеометричними частотами, Гц									Рівні звуку, еквівалентні і рівні звуку, дБА/дБАек в.
	31,5	63	125	250	500	1000	2000	4000	8000	
Творча діяльність, обробка даних,	86	71	61	54	49	45	42	40	38	60

Рівень шуму на робочих місцях не має перевищувати 60 дБА, що досягається застосуванням малошумного обладнання, використанням спеціальних матеріалів для обшивки приміщень, а також різноманітними звукопоглинальними пристроями (перегородки, кожухи, прокладки тощо).

Виробничі випромінювання

Значення напруженості електростатичного поля на робочих місцях із ПК (як у зоні екрана дисплея, так і на поверхнях обладнання, клавіатури, друкувального пристрою) мають не перевищувати гранично допустимих [7] (табл.5.2.6).

Таблиця 4.6 – Допустимі параметри електромагнітних випромінювань

Найменування параметра	Допустимі значення
Напруженість електричної складової електромагнітного поля на відстані 50 см від поверхні відеомонітору	10 В/м
Напруженість магнітної складової електромагнітного поля на відстані 50 см від поверхні відеомонітору	0,3 А/м
Напруженість електростатичного поля не повинна перевищувати:	для дорослих користувачів 20кВ/м для дітей 15кВ/м

Інтенсивність потоків інфрачервоного випромінювання має не перевищувати допустимих значень [4].

Потужність експозиційної дози рентгенівського випромінювання на відстані 0,05 м від екрана та корпусу відео термінала при будь-яких положеннях регулювальних пристроїв не повинна перевищувати ОД бер/год (100 мкР/год).

Для забезпечення захисту і досягнення нормованих рівнів комп'ютерних випромінювань необхідно застосовувати при екранні фільтри, локальні світлофільтри (засоби індивідуального захисту очей) та інші засоби захисту, що пройшли випробування в акредитованих лабораторіях і мають щорічний гігієнічний сертифікат (згідно Директиви № 90/270/ЄС [8]).

4.3 Пожежна безпека

Пожежна безпека – стан об'єкта, при якому виключається можливість пожежі, а в разі його виникнення запобігається вплив на людей небезпечних факторів пожежі і забезпечується захист матеріальних цінностей. Пожежна безпека забезпечується системою запобігання пожежі і системою пожежного захисту.

Пожежна безпека приміщення повинна відповідати вимогам Кодексу цивільного захисту України [9] та «Правила пожежної безпеки в Україні» [10].

За вибуховою і пожежною небезпекою приміщення належить до категорії Д, згідно з нормами технологічного проектування «Норми визначення категорій приміщень, будинків та зовнішніх установок за вибухопожежною та пожежною небезпекою» [11]. У приміщенні знаходяться ПК та інша оргтехніка, що можуть спричинити пожежу.

Згідно даних наведених у таблиці 3.1 будівля, в якій знаходиться приміщення, має II ступінь вогнестійкості [12] приміщення можна віднести до категорії вибухопожежонебезпеки В (табл.4.7).

Таблиця 4.7 – Визначення ступеня вогнестійкості будівельних конструкцій

Ступінь вогнестійкості будинків	Мінімальні межі вогнестійкості будівельних конструкцій (у хвиликах) та максимальні межі поширення вогню по них (см)							
	стіни				колонни	сходові площадки, косоури, сходи, балки, марші сходових кліток	перекриття міжповерхові (у т. ч. горючі та над підвалами)	елементи суміщених покриттів
	несучі та сходових кліток	самонесучі	зовнішні несучі	внутрішні несучі (перегородки)				плити, настили, прогони балки, ферми, арки, рами
III	REI 120 M0	REI 60 M0	E15, M0 E30, M1	EI 15 M1	R 120 M0	R 60 M0	REI 45 M1	Не нормуються

Клас приміщення і зон з вибухо- і пожежонебезпеки П-Па (приміщення, у якому знаходяться тверді горючі речовини та матеріали.)

Технічні рішення системи запобігання пожежі

Для запобігання виникнення пожежі в приміщенні застосовують такі заходи:

- щорічне проведення повторних протипожежних інструктажів та занять за програмою пожежно-технічного мінімуму з особами, що відповідальні за пожежну безпеку;
- утримання в справному стані засобів протипожежного захисту;
- своєчасне інформування про несправність пожежної техніки, систем протипожежного захисту, водопостачання тощо.

Електромережі, електроприлади і апаратура експлуатується тільки у справному стані з урахуванням вказівок та рекомендацій підприємств-

виготовлювачів. У разі виявлення пошкоджень електромереж, вимикачів, розеток та інших електровиробів слід негайно вимкнути їх та вжити необхідних заходів щодо приведення в пожежобезпечний стан.

Технічні рішення системи протипожежного захисту

Протипожежний захист – це комплекс організаційних і технічних заходів, спрямованих на забезпечення безпеки людей, запобігання пожежі, обмеження її розповсюдження, а також на створення умов для успішного гасіння пожежі.

У всіх службових приміщеннях обов'язково повинен бути «План евакуації людей при пожежі», що регламентує дії персоналу у разі виникнення вогнища загоряння і в якому зазначено місця розташування пожежної техніки. Як відомо пожежа може виникнути при взаємодії горючих речовин, окислення і джерел запалювання. У робочому приміщенні присутні всі три основні чинники, необхідні для виникнення пожежі. Горючими компонентами є: будівельні матеріали для акустичної і естетичної обробки приміщень, перегородки, двері, підлоги, ізоляція кабелів і ін

Джерелами запалювання у ВЦ можуть бути електронні схеми від ПК, прилади, застосовувані для технічного обслуговування, пристрої електроживлення, кондиціонування повітря, де внаслідок різних порушень утворюються перегріті елементи, електричні іскри та дуги, здатні викликати загоряння горючих матеріалів. У сучасних ПК дуже висока щільність розміщення елементів електронних схем. У безпосередній близькості один від одного розташовуються сполучні дроти, кабелі. При протіканні по них електричного струму виділяється значна кількість теплоти. При цьому можливо оплавлення ізоляції. Для відведення надлишкової теплоти від ЕОМ служать системи вентиляції та кондиціонування повітря. При постійному дії ці системи представляють собою додаткову пожежну небезпеку.

При проведенні обслуговуючих, ремонтних і профілактичних робіт використовуються різні мастильні речовини, легкозаймисті рідини,

прокладаються тимчасові електропровідниками, ведуть пайку та чистку окремих вузлів. Виникає додаткова пожежна небезпека, яка потребує додаткових заходів пожежного захисту. Зокрема, при роботі з паяльником слід використовувати неспалену підставку з нескладними пристроями для зменшення споживаної потужності в неробочому стані.

Однією з найбільш важливих завдань пожежної захисту є захист будівельних приміщень від руйнувань та забезпечення їх достатньої міцності в умовах впливу високих температур при пожежі. З огляду на високу вартість електронного устаткування приміщення, а також категорію його пожежної небезпеки, будинки для ВЦ і частини будинку іншого призначення, в яких передбачено розміщення ПК повинні бути 1 і 2 ступеня вогнестійкості.

Для виготовлення будівельних конструкцій використовуються, як правило, цегла, залізобетон, скло, метал та інші негорючі матеріали. Застосування дерева повинна бути обмежено, а в разі використання необхідно просочувати його вогнезахисними складами.

До засобів гасіння пожежі, призначених для локалізації невеликих загорянь, відносяться внутрішні пожежні водопроводи, вогнегасники, сухий пісок, азбестові ковдри і т. д. Застосування води в машинних залах ПК, сховищах носіїв інформації, приміщеннях контрольно-вимірювальних приладів, зважаючи на небезпеку пошкодження або повного виходу з ладу дорогого устаткування можливо у виняткових випадках, коли пожежа приймає загрозливо великі розміри. При цьому кількість води повинна бути мінімальною, а пристрої ПК необхідно захистити від попадання води, накриваючи їх брезентом або полотном.

Для гасіння пожеж на початкових стадіях широко застосовуються вогнегасники. У приміщенні застосовуються головним чином вуглекислотні вогнегасники, перевагами якого є висока ефективність гасіння пожежі, схоронність електронного устаткування, діелектричні властивості вуглекислого газу, що дозволяє використовувати ці вогнегасники навіть у тому випадку, коли не вдається знеструмити електроустановку відразу.

ВИСНОВОК

У роботі розроблено нові алгоритми оцінювання характеристик нестаціонарних каналів у сучасних системах стільникового зв'язку LTE 5-го покоління. Запропоновано нові методи реконструкції повної каналної матриці в системах стільникового зв'язку з цифро-аналоговим (гібридним) формуванням променя. Розроблено кореляційний та параметричний алгоритми прогнозування каналів високомобільних користувачів у момент передачі даних. Проведено комп'ютерне моделювання сучасної мережі зв'язку LTE на фізичному та системному рівнях, що підтвердило високу ефективність розроблених методів та алгоритмів.

Основні результати бакалаврської роботи і отримані з них теоретичні і практичні висновки можна сформулювати таким чином:

1. Розроблено ітераційний алгоритм оцінювання та реконструкції повних каналних матриць для систем зв'язку LTE з використанням схем формування гібридної діаграми спрямованості. Метод заснований на використанні висхідних пілотних сигналів для оцінки каналної матриці і не вимагає додаткових часово-частотних ресурсів. Алгоритми прогнозування використовуються для підвищення точності відновлення повної матриці каналів у разі динамічної зміни каналу. Результати, отримані шляхом комп'ютерного моделювання, показали високу ефективність розроблених алгоритмів для мобільних користувачів. Зокрема, показано, що застосування ітераційного алгоритму відновлення до систем з гібридними антенними решітками дозволяє досягти точності представлення каналів, близької до випадку використання повністю цифрової антенної решітки.

2. Розроблено параметричний алгоритм прогнозування каналу за дробовим кроком для високомобільних користувачів у системах зв'язку LTE. В основі алгоритму лежить параметрична модель зміни коефіцієнтів каналів, що представляє каналні коефіцієнти у вигляді суперпозиції різних гармонійних складових, частоти яких визначаються доплерівськими зсувами, що виникають

при русі користувача в умовах багатопроменевого поширення сигналів. Параметри цієї моделі оцінюються за допомогою алгоритмів спектрального аналізу надвисокої роздільної здатності. За допомогою комп'ютерного моделювання на системному рівні проведено порівняння розробленого параметричного алгоритму з відомим методом прогнозування дробових кроків, заснованим на класичному автокореляційному підході. Показано, що параметричний алгоритм для типових середніх швидкостей користувача (до 35 км/год) перевершує метод прогнозування, заснований на автокореляційному підході, і потребує значно менших ресурсів для зберігання часової вибірки. Запропоновано модифікацію параметричного алгоритму, засновану на використанні методу додаткової просторової фільтрації прийнятих пілотних сигналів, що дозволило підвищити ефективність алгоритму для швидкостей користувача понад 30 км/год.

Параметричний алгоритм та надроздільного кореневого методу мінімального многочлена для задач прогнозування каналів високомобільних систем зв'язку LTE виконуються разом. У той же час відомий метод мінімального многочлена адаптований для вирішення завдань спектрального аналізу. За допомогою комп'ютерного моделювання на системному рівні була оцінена ефективність цього підходу. Проводиться порівняння з алгоритмом прогнозування, заснованим на кореляційному підході, а також з параметричним алгоритмом з використанням інших відомих методів суперроздільної здатності. Показано, що цей варіант параметричного алгоритму значно перевершує параметричний алгоритм з використанням суперроздільного методу Кейпона за якістю, а також має схожу з параметричним алгоритмом, заснованим на методі Root MUSIC ефективність. Однак використання методу суперроздільної здатності мінімального многочлена не вимагає використання додаткових критеріїв оцінки числа гармонійних сигналів в параметричній моделі зміни каналних коефіцієнтів.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Gampala, G. Massive MIMO — Beyond 4G and a basis for 5G / G. Gampala, C.J. Reddy // International Applied Computational Electromagnetics Society Symposium (ACES). – Denver, 2018. – P. 1–2.
2. Björnson, E. Massive MIMO Networks: Spectral, Energy, and Hardware Efficiency / E. Björnson, J. Hoydis, L. Sanguinetti // Foundations and Trends in Signal Processing. – 2017. – Vol. 11. No. 3-4. – P. 154–655.
3. Marzetta, T.L. Fundamentals of Massive MIMO / T.L. Marzetta, E.G. Larsson, H. Yang, H.Q. Ngo. – Cambridge university press, 2016. – 225 p.
4. Ngo, H.Q. Aspects of favorable propagation in Massive MIMO / H.Q. Ngo, E.G. Larsson, T.L. Marzetta // European Signal Processing Conference (EUSIPCO). – Lisbon, 2014. – P. 76-80.
5. Ngo, H.Q. Energy and spectral efficiency of very large multiuser MIMO systems / H.Q. Ngo, E.G. Larsson, T.L. Marzetta // IEEE Transactions on Communications. – 2013. – Vol. 61. No. 4. – P. 1436-1449.
6. Larsson, E.G. Massive MIMO for 5G / E.G. Larsson, L.V. der Perre // IEEE 5G Tech Focus. – 2017. – Vol. 1. No. 1. – P. 1–4.
7. Larsson, E.G. Massive MIMO for next generation wireless systems / E.G. Larsson, O. Edfors, T.F. Tufvesson // IEEE Communications Magazine. – 2014. – Vol. 22. No. 2. – P. 186–195.
8. Casey, T. Influence of mobile user velocity on data transfer in a multi-network wireless environment / T. Casey, D. Denieffe, G. Muntean // 9th IFIP International Conference on Mobile Wireless Communications Networks. – Cork, 2007. – P. 126-130.
9. Akl, R.A. Compensating for CQI aging by channel prediction: The LTE downlink / R.A. Akl, S. Valentin, G. Wunder, S. Stánczak // IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM). – Anaheim, 2012. – P. 4821-4827.
10. Obočina, A. Effect of mobile velocity on the system capacity in LTE DL / A. Obočina // International Conference on Applied Electromagnetics and

Communications. – Dubrovnik, 2013. – P. 1-4.

11. Shams, A.B. Impact of user mobility on the performance of downlink resource scheduling in Heterogeneous LTE cellular networks / A.B. Shams, S.R. Abied, M.A. Hoque // 3rd International Conference on Electrical Engineering and Information Communication Technology (ICEEICT). – Dhaka, 2016. – P. 1-6.

12. Miyim, A.M. Performance Evaluation of LTE Networks / A.M. Miyim, A. Wakili // 15th International Conference on Electronics, Computer and Computation (ICECCO). – Abuja, 2019. – P. 1-6.

13. Dahlman, E. 4G LTE/LTE-Advanced for Mobile Broadband / E. Dahlman, S. Parkvall, J. Skold. – Academic Press, 2011. – 431 p.

14. Sesia, S. The UMTS Long Term Evolution: from theory to practice / S. Sesia, I. Toufik, M. Baker. – 2nd edition – Wiley & Sons, 2011. – 792 p.

15. Dahlman, E. 5G NR: The Next Generation Wireless Access Technology / E. Dahlman, S. Parkvall, J. Skold. – Academic Press, 2018. – 466 p.

16. Zhang, X. Variable-Phase-ShiftBased RF-Baseband Codesign for MIMO Antenna Selection / X. Zhang, A. Molisch, S.Y. Kung // IEEE Transactions on Signal Processing. – 2005. – Vol. 53, No. 11. – P. 4091–4103.

17. Molisch, A.F. Hybrid Beamforming for Massive MIMO: A Survey / A.F. Molisch, [et al.] // IEEE Communications Magazine. – 2017. – Vol. 55, No. 9. – P. 134-141.

18. ДСТУ ОHSAS 18002:2015. Системи управління гігієною та безпекою праці. Основні принципи виконання вимог ОHSAS 18001:2007 (ОHSAS 18002:2008, IDT). К. : ГП «УкрНИУЦ», 2016. 21 с

19. НПАОП 0.00-7.15-18 Вимоги щодо безпеки та захисту здоров'я працівників під час роботи з екранними пристроями. URL: http://sop.zp.ua/norm_npaop_0_00-7_15-18_01_ua.php

20. ДБНВ.2.5-27-2006. Захисні заходи електробезпеки в електроустановках будинків і споруд. К. : Мінбуд України, 2006. 154 с

21. ДСН 3.3.6.042-99 Санітарні норми мікроклімату виробничих приміщень. - [Електронний ресурс] - Режим доступу:

<http://mozdocs.kiev.ua/view.php?id=1972>

22. Гігієнічна класифікація праці (за показниками шкідливості і небезпеки факторів виробничого середовища від 12.08.1986 № 4137-86. - [Електронний ресурс] - Режим доступу: <http://zakon4.rada.gov.ua/laws/show/v4137400-86>

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

24. ДСНІПЗ.3.6.096-2002. Державні санітарні норми і правила при роботі з джерелами електромагнітних полів. URL: <http://zakon2.rada.gov.ua/laws/show/z0203-03>

25. Директива № 90/270/ЕЕС «Про мінімум вимог безпеки і гігієни праці при роботі з екранними пристроями - [Електронний ресурс] - Режим доступу: <https://osha.europa.eu/en/legislation/directives/provisions-on-workload-ergonomical-and-psychosocial-risks/osh-directives/5>

26. Кодекс цивільного захисту України від 02.10.2012 № 5403-VI

27. НАПБА.01.001-14. Правила пожежної безпеки в Україні. К. : МВС України, 2014. 47 с.

28. ДСТУ Б В.1.1-36:2016 Визначення категорій приміщень, будинків та зовнішніх установок за вибухопожежною та пожежною небезпек. URL: https://dbn.co.ua/load/normativy/dstu/dstu_b_v_1_1_36/5-1-0-1759.

29. ДБН В.1.1-7:2016 Пожежна безпека об'єктів будівництва. Загальні вимоги. URL: http://www.poliplast.ua/doc/dbn_v.1.1-7-200

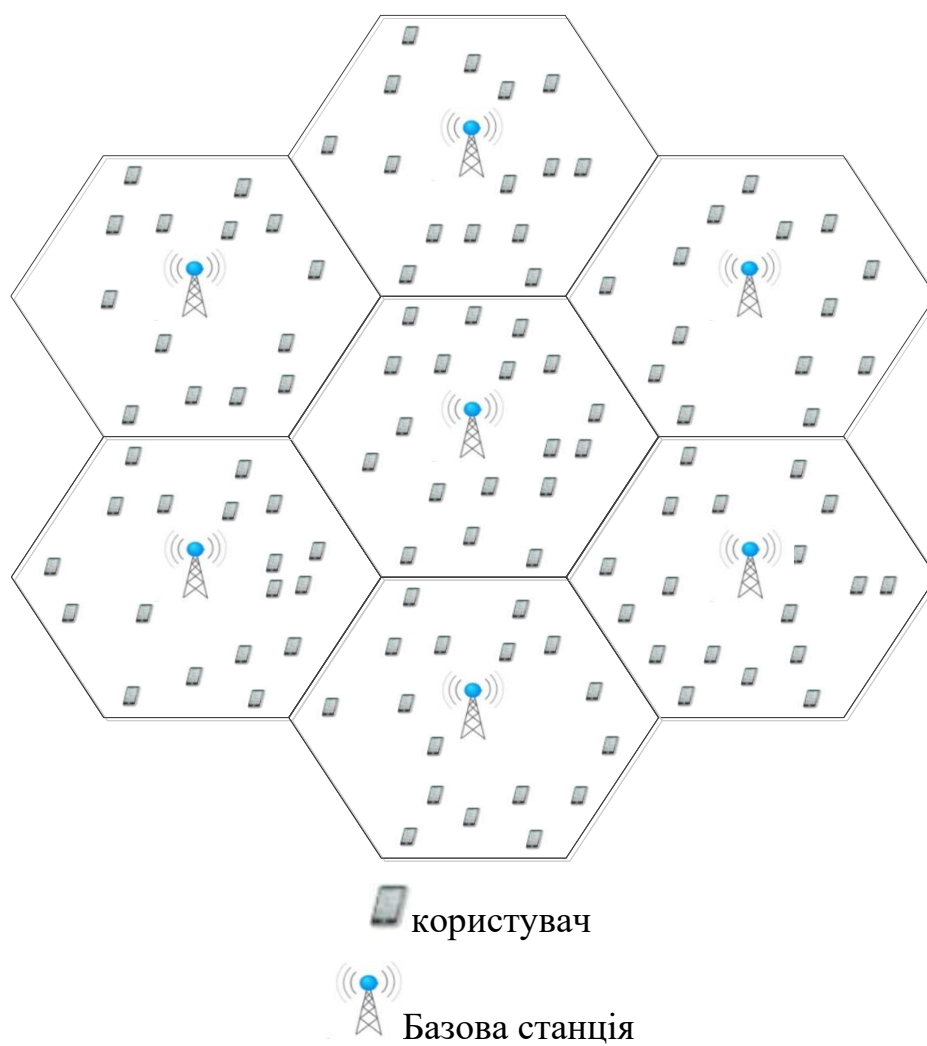
ДОДАТОК А

(обов'язковий)

ІЛЮСТРАТИВНА ЧАСТИНА ОЦІНЮВАННЯ ЕФЕКТИВНОСТІ СИСТЕМ ШИРОКОСМУГОВОГО ДОСТУПУ

назва бакалаврської кваліфікаційної роботи

Структура мобільної мережі стільникового зв'язку



Структура фрейму LTE

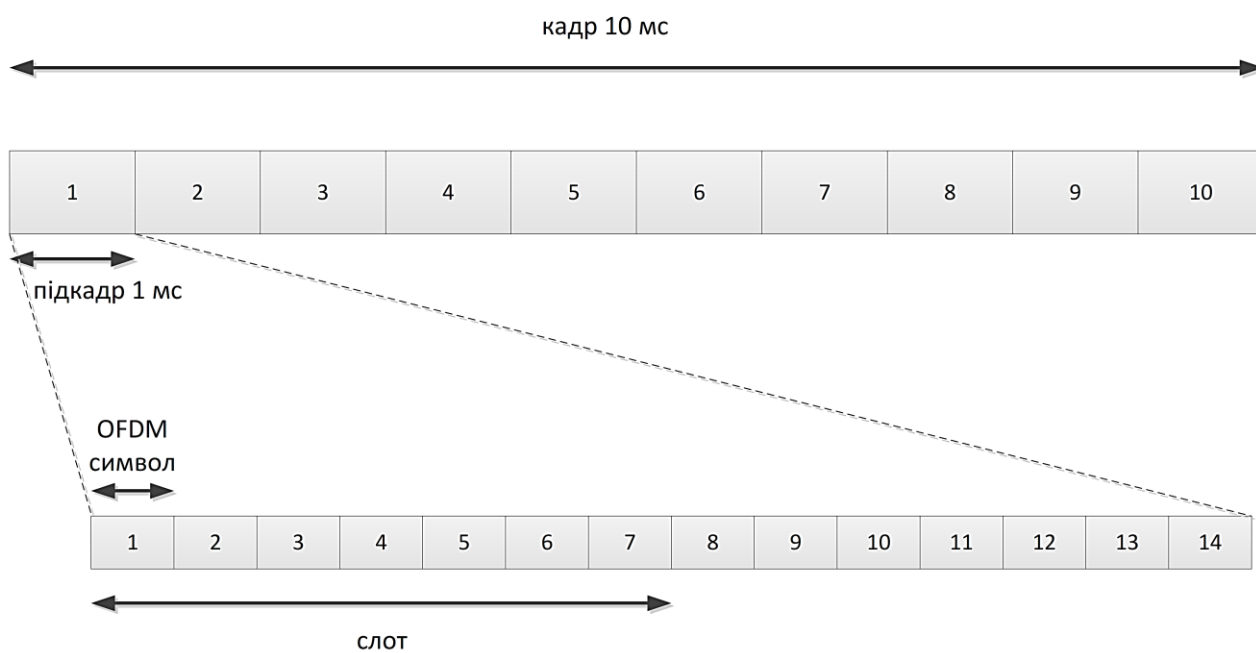


Схема управління цифрою діаграмою антенної решітки

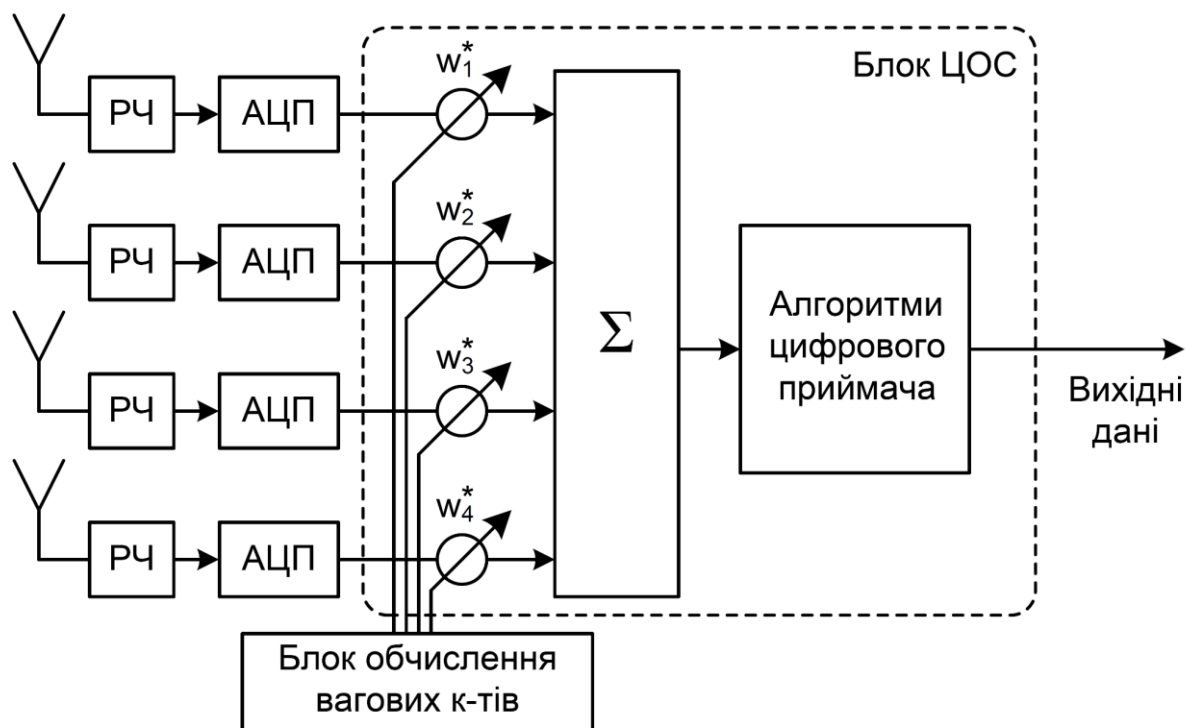
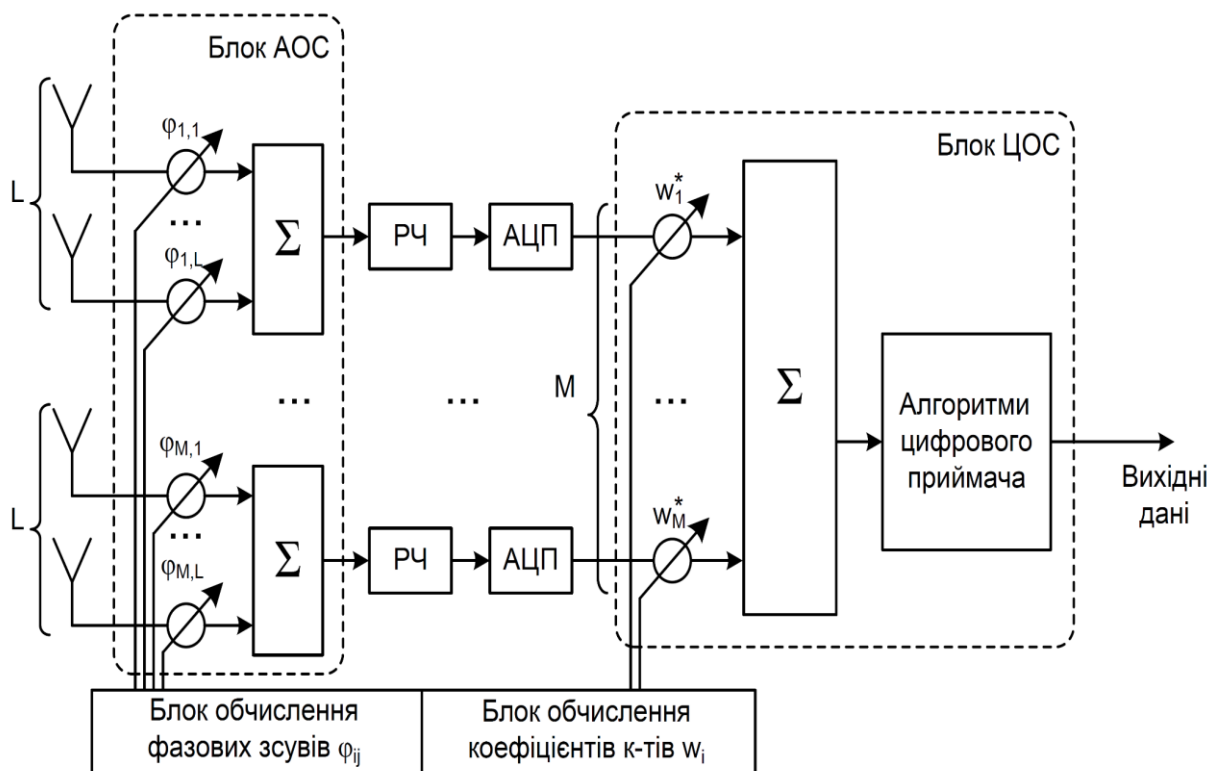
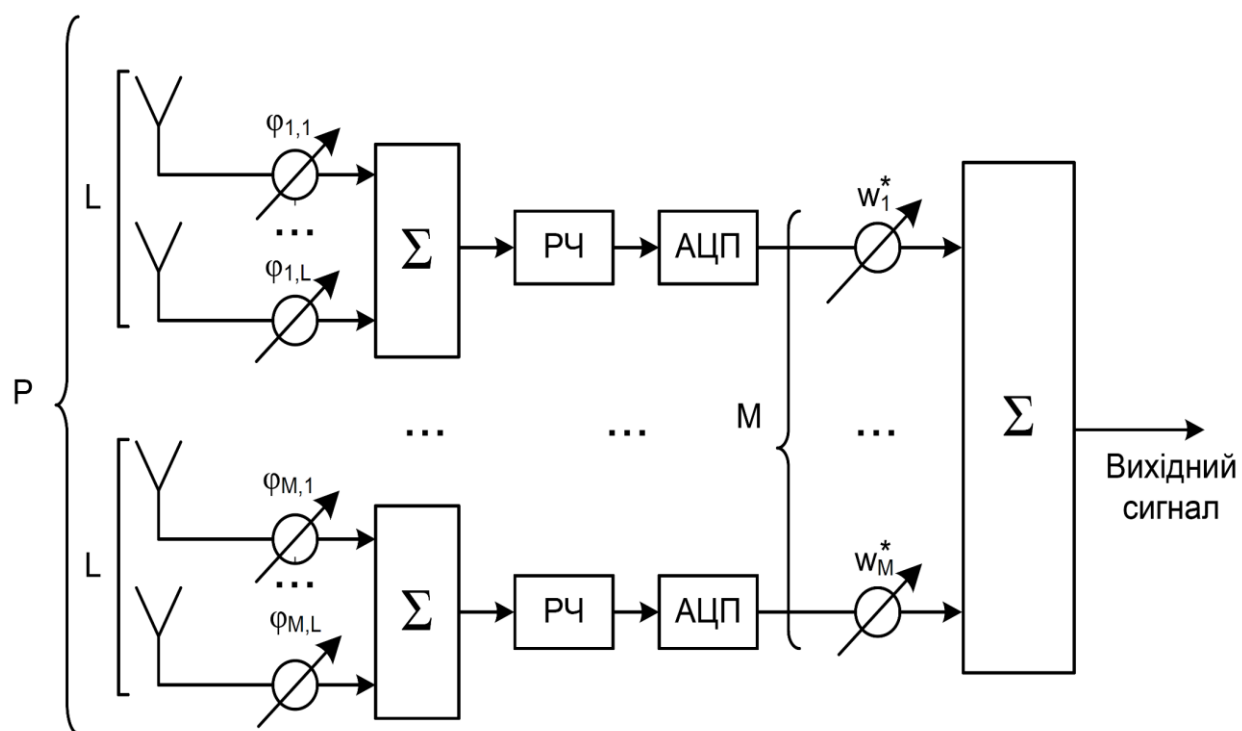


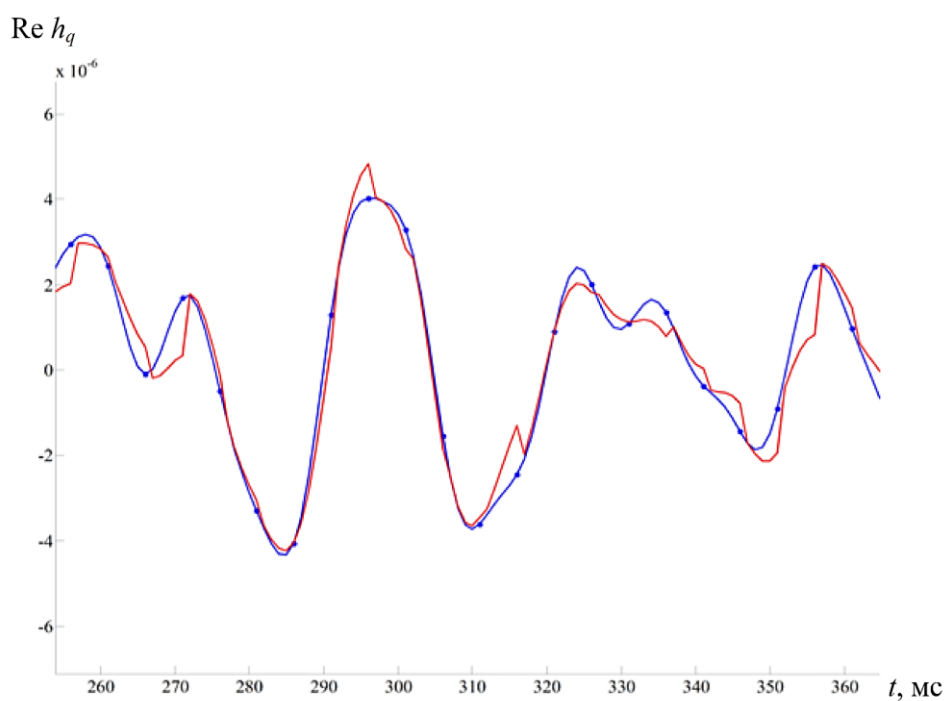
Схема управління діаграмою гібридної антенної решітки



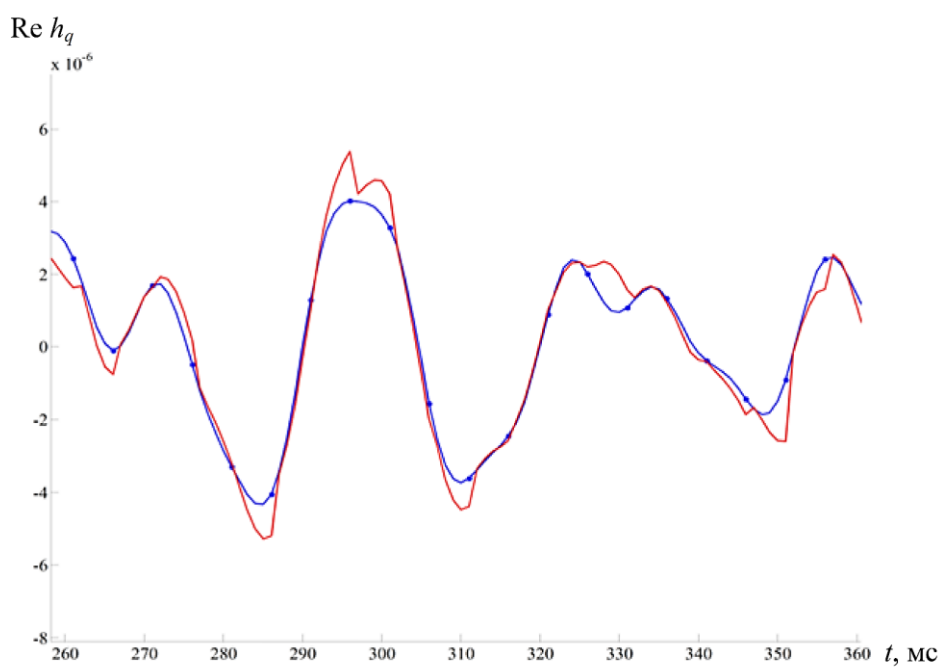
Параметри антенної решітки базової станції з гібридним цифро-аналоговим керуванням діаграмою спрямованості.



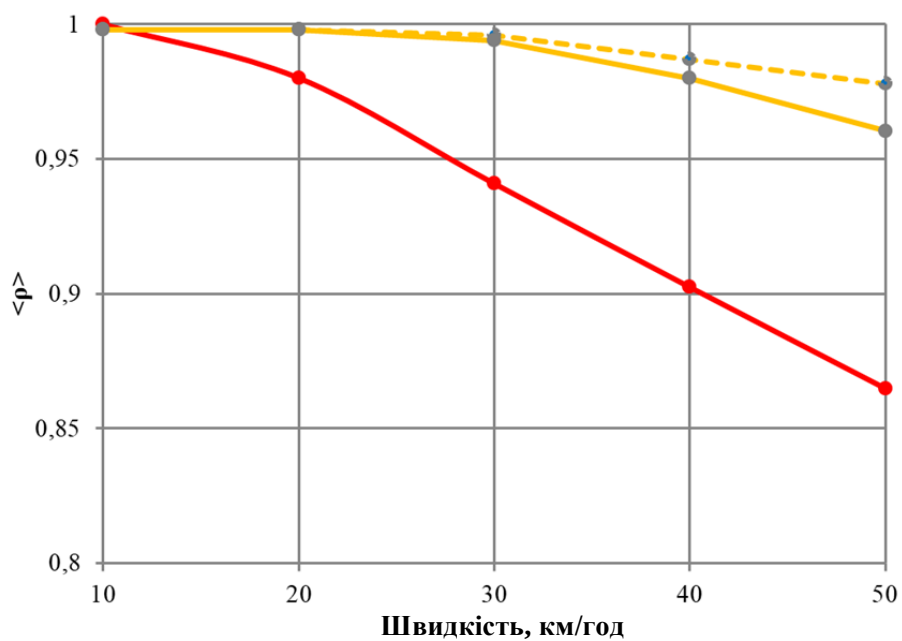
Результати моделювання



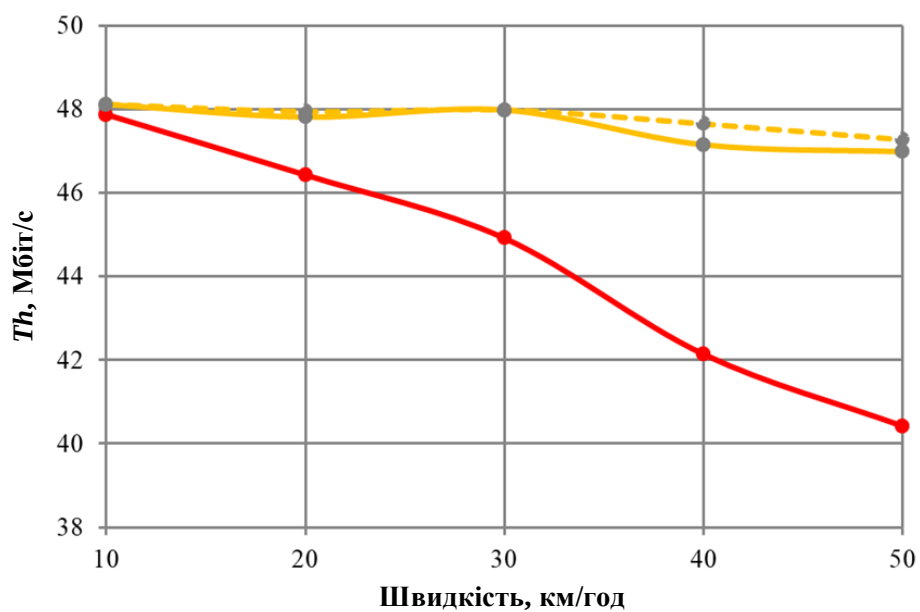
Форми сигналів коефіцієнта каналу та його значення, передбачені за допомогою алгоритму кореляції



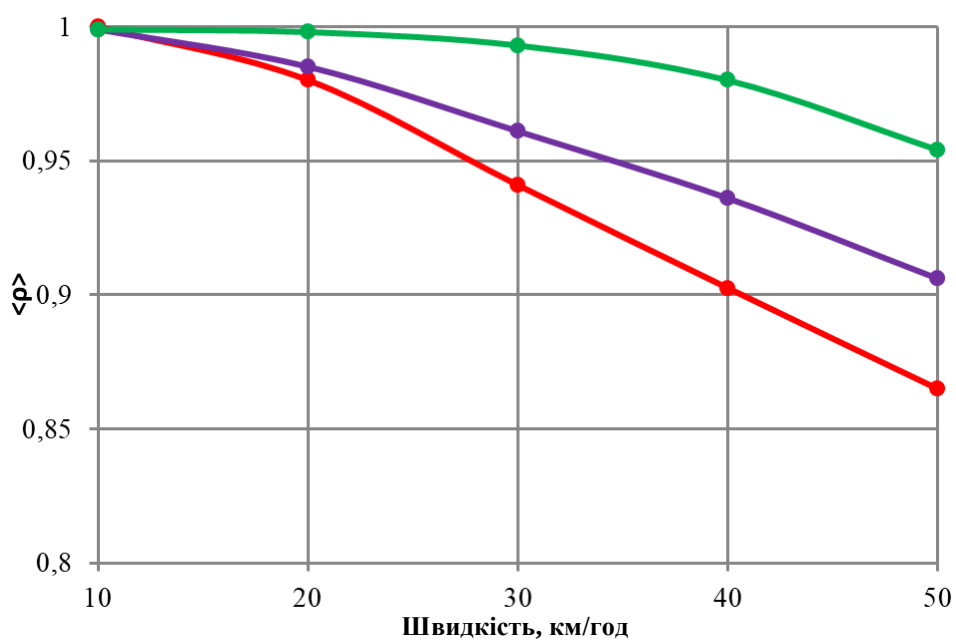
Форма хвилі коефіцієнта каналу та його прогнозовані значення, передбачені параметричним алгоритмом



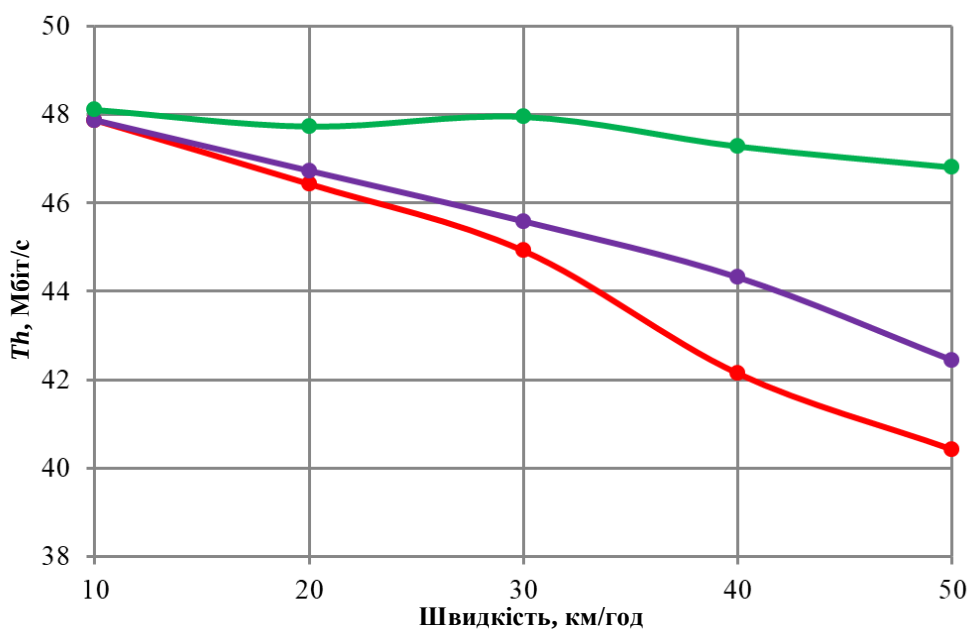
Залежність метрики ρ від мобільності користувача



Залежність середньої швидкості передачі даних базової станції T_h від мобільності користувачів



Залежність метрики ρ від мобільності користувача



Залежність середньої швидкості передачі даних базової станції Th від мобільності користувачів

ДОДАТОК Б ПРОТОКОЛ ПЕРЕВІРКИ КВАЛІФІКАЦІЙНОЇ РОБОТИ

Назва роботи: Оцінювання ефективності систем широкосмугового доступу

Тип роботи: бакалаврська кваліфікаційна робота
(бакалаврська кваліфікаційна робота / магістерська кваліфікаційна робота)

Підрозділ кафедра ІКСТ, факультет ІЕС, група ПЗТ-216
(кафедра, факультет, навчальна група)

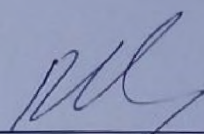
Коефіцієнт подібності текстових запозичень, виявлених у роботі
системою StrikePlagiarism 0,14%

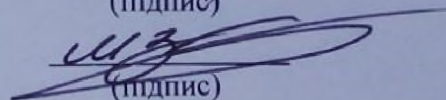
Висновок щодо перевірки кваліфікаційної роботи (відмітити потрібне)

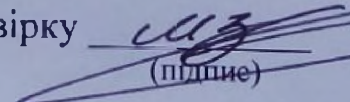
- ☒ Запозичення, виявлені у роботі, є законними і не містять ознак плагіату, фабрикації, фальсифікації. Роботу прийняти до захисту
- ☐ У роботі не виявлено ознак плагіату, фабрикації, фальсифікації, але надмірна кількість текстових запозичень та/або наявність типових розрахунків не дозволяють прийняти рішення про оригінальність та самостійність її виконання. Роботу направити на доопрацювання.
- ☐ У роботі виявлено ознаки плагіату та/або текстових маніпуляцій як спроб укриття плагіату, фабрикації, фальсифікації, що суперечить вимогам законодавства та нормам академічної доброчесності. Робота до захисту не приймається.

Експертна комісія:

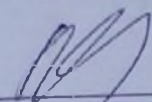
Кичак В.М., завідувач кафедри ІКСТ
(прізвище, ініціали, посада)
Васильківський М.В., гарант ОПП
(прізвище, ініціали, посада)


(підпис)


(підпис)

Особа, відповідальна за перевірку  Васильківський М.В.
(підпис) (прізвище, ініціали)

З висновком експертної комісії ознайомлений(-на)

Керівник 
(підпис)

Кичак В.М., д.т.н. професор кафедри ІКСТ
(прізвище, ініціали, посада)

Здобувач 
(підпис)

Палагнюк І.В.
(прізвище, ініціали)