

ДЕРЖАВНИЙ УНІВЕРСИТЕТ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙ

НАВЧАЛЬНО-НАУКОВИЙ ІНСТИТУТ
ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙ

Кафедра Мобільних та відеоінформаційних технологій

Ступінь вищої освіти магістр

Спеціальність 172 Телекомунікації та радіотехніка

ЗАТВЕРДЖУЮ
Завідувач кафедри МВТ

В.І. Кравченко

2019 року

ЗАВДАННЯ
НА МАГІСТЕРСЬКУ РОБОТУ СТУДЕНТУ

Данильцю Даниїлу Олександровичу

1. Тема роботи: “Дослідження впровадження методів підвищення достовірності інформації в комплексах зв’язку з використанням технології MIMO”, керівник роботи Дакова Лариса Валеріївна, к.т.н., затверджені наказом вищого навчального закладу від 14.11. 2019 року №518ст.

2. Строк подання студентом роботи 20.12.2019 р.

3. Вихідні дані до роботи:

1. Вимоги до бездротових інфокомунікаційних мереж.
2. Рекомендації МСЕ G.1546.
3. Рекомендації МСЕ ITU-T.M3010.
4. Науково-технічна література.

4.Зміст розрахунково-пояснювальної записки (перелік питань, які потрібно розробити):

1. Дослідження властивостей часових послідовностей для організації широкосмугового каналу.
2. Метод оцінки пропускну здатності канлів антенних систем MIMO в реальних умовах експлуатації.
3. Методи побудови каналу зв’язку при впливі навмисних завад та селективних завмирань.
4. Практична реалізація технології AirMax.

5. Перелік графічного матеріалу (назва слайдів презентації):

1. Мета та завдання дипломної роботи;
2. Технологія MIMO;
3. Технології, які використовуються в AirMax від компанії Ubiquiti Networks;
4. Метод визначення максимальної швидкості передавання даних MIMO-системи;
5. Оцінка пропускної здатності MIMO-OFDM системи;
6. Практична реалізація AirMax, схема «точка-точка»;
7. Практична реалізація схеми «точка-багатоточка»;
8. Висновки.

6. Дата видачі завдання 05.09. 2019 р.

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№ з/п	Назва етапів магістерської роботи	Строк виконання етапів роботи	Примітка
1.	Підбір науково-технічної літератури	20.09 – 10.10.19	Викон.
2.	Дослідження властивостей часових послідовностей для організації широкопasmового каналу	25.10.19	Викон.
3.	Метод оцінки пропускної здатності канлів антенних систем MIMO в реальних умовах експлуатації	08.11.19	Викон.
4.	Методи побудови каналу зв'язку при впливі навмисних завад та селективних завмирань	23.11.19	Викон.
5.	Практична реалізація технології AirMax	27.11.19	
6.	Висновки, вступ, реферат	05.12.19	Викон.
7.	Розробка презентації	20.12.19	Викон.

Студент

Данилець Д.О.

(підпис)

(прізвище та ініціали)

Керівник роботи

Дакова Л.В.

(підпис)

(прізвище та ініціали)

ВІДГУК РЕЦЕНЗЕНТА

по магістерській кваліфікаційній роботі

Студента Данильця Даниїла Олександровича

на тему: «ДОСЛІДЖЕННЯ ВПРОВАДЖЕННЯ МЕТОДІВ ПІДВИЩЕННЯ ДОСТОВІРНОСТІ ІНФОРМАЦІЇ В КОМПЛЕКСАХ ЗВ'ЯЗКУ З ВИКОРИСТАННЯМ ТЕХНОЛОГІЇ МІМО»

Актуальність:

Використання множинних антен МІМО є одним з найбільш важливих напрямків у розвитку технології LTE. При цьому висока пропускна здатність, яку мають забезпечувати ці системи, залежить від ефективності використання каналів зв'язку, а, отже, від здатності адаптуватися до реальних швидко-мінливих характеристик ширококутових каналів зв'язку. Напрями вдосконалення систем LTE з МІМО та вибір методу адаптації до зміни цих характеристик залежать від наявності або відсутності прямої видимості. Проведений аналіз наукових досліджень, присвячених багатопроменевим середовищам, виявлені тенденції і підходи до вирішення завдань сучасного радіозв'язку, дозволяють вважати актуальним подальше дослідження техніки рознесення передачі інформації з використанням технології МІМО. Таким чином, актуальність обраної теми підтверджується необхідністю дослідження методів підвищення достовірності передачі інформації в системах з МІМО.

Позитивні сторони:

1. Зміст дипломної роботи відповідає завданню. Робота, яка виконана Данильцем Д.О., показала високий рівень знань і ступінь підготовленості його до майбутньої роботи з фаху. Поставлені в дипломній роботі задачі з огляду, дослідження впровадження методів підвищення достовірності інформації в комплексах зв'язку з використанням технології МІМО виконані в повному обсязі.

2. Достатньо успішно викладені технічні питання. Стиль викладення і якість креслень добрі. Текст викладений грамотно, ясно, послідовно. Графічний матеріал оформлений якісно. Широко використовується науково-технічна література.

Недоліки:

1. В роботі не зовсім повністю розкриті питання оцінки пропускної здатності МІМО-OFDM системи.

2. Немає однозначності у використанні і перекладі деяких технічних термінів на українську мову.

Висновки:

Незважаючи на дрібні недоліки магістерська робота заслуговує оцінку **відмінно**, а студент Данилець Даниїл Олександрович - присвоєння кваліфікації інженер стільникового мережевого зв'язку, викладач вищих навчальних закладів.

Якість роботи	
Виконано на замовлення підприємства	
Виконано за тематикою НДР	
Виконано з макетом	
Виконано з застосуванням ЕОМ та МПТ	√
Має практичну цінність	√
Проек-частина комплексної теми	

Підпис рецензента

()

Підпис

засвідчую

Підпис особи, що засвідчує

()

М.П.

ДЕРЖАВНИЙ УНІВЕРСИТЕТ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙ

ПОДАННЯ ГОЛОВІ ДЕРЖАВНОЇ ЕКЗАМЕНАЦІЙНОЇ КОМІСІЇ ЩОДО ЗАХИСТУ МАГІСТЕРСЬКОЇ РОБОТИ

Направляється студент Данилець Д.О. до захисту магістерської роботи
(прізвище та ініціали)
за спеціальністю 172 Телекомунікації та радіотехніка
(шифр і назва спеціальності)
на тему: Дослідження впровадження методів підвищення достовірності інформації в комплексах зв'язку з використанням технології МІМО

Магістерська робота і рецензія додаються.

Директор ННІТІ _____ Мельник Ю.В.
(підпис) (прізвище та ініціали)

Довідка про успішність

Данилець Д.О. в Навчально-науковому інституті телекомунікацій,
(прізвище та ініціали)
з 2018 року до 2019 року повністю виконав (ла) навчальний план за спеціальністю з таким розподілом оцінок за:
національною шкалою: відмінно _____%, добре _____%, задовільно _____%;
шкалою ECTS: A _____%; B _____%; C _____%; D _____%; E _____%.

Провідний фахівець інституту

(підпис) (прізвище та ініціали)

Висновок керівника магістерської роботи

Студент Данилець Даниїл Олександрович показав гарну теоретичну та інженерну підготовку, уміння володіти новими комп'ютерними технологіями, користуватися навчальною, довідковою і науково-технічною літературою, в тому числі рекомендаціями МСЕ. Працюючи над завданнями, які доручались керівником, проявив ініціативність, сумлінність та захист до інженерної роботи.

Магістерська робота виконана на високому рівні і заслуговує оцінку "відмінно", а студент Данилець Даниїл Олександрович - присвоєння кваліфікації інженер стільникового мережевого зв'язку, викладач вищих навчальних закладів.

Керівник роботи _____ Дакова Л.В.
(підпис) (прізвище та ініціали)

“ ” _____ 2019 року

Висновок кафедри про магістерську роботу

Магістерську роботу розглянуто. Студент Данилець Д.О.
(прізвище та ініціали)
допускається до захисту даної роботи в Державній екзаменаційній комісії.

Завідувач кафедри
Мобільних та відеоінформаційних технологій _____ Кравченко В.І.
(підпис) (прізвище та ініціали)

“ ” _____ 2019 року

РЕФЕРАТ

Текстова частина магістерської роботи: 104 стор., 52 рисунків, 4 таблиць, 41 джерел.

Актуальність теми. Постійне збільшення пропускну здатності радіомереж при обмеженому частотному ресурсі призводить до збільшення рівня взаємних завад, що порушують нормальну роботу цих засобів. Метод дозволив визначити прогнозу величину втрат в швидкості передачі інформації при зміні характеристик траси розповсюдження радіохвиль.

Особливістю запропонованого методу оцінки якості каналу зв'язку з навмисними завадами є залежність точності оцінок від якості реального каналу зв'язку (відношення сигнал/завада): при достатньо високій ймовірності ухвалення помилкових рішень може спостерігатися зміщення одержуваних оцінок і, як наслідок, зниження точності контролю якості каналу.

Мета роботи. Метою роботи є розв'язання комплексу науково-технічних питань, пов'язаних з побудовою радіомереж та підвищення достовірності інформації на основі технології MIMO TDMA.

Об'єкт дослідження – сучасні радіомережі, *предмет дослідження* – методика побудови радіомереж AirMax на основі технології MIMO TDMA.

Методи досліджень. Для досягнення поставлених в магістерській роботі задач використано методи теорії передачі інформації, теорії антенних пристроїв, теорії електродинаміки та поширення радіохвиль, теорії електромагнітної сумісності та завадостійкості.

Галузь використання – телекомунікаційна галузь України.

ЕЛЕКТРОМАГНІТНА СУМІСНІСТЬ, ПІДСИЛЮВАЧ ВИСОКОЇ ЧАСТОТИ, ПАРАБОЛІЧНА АНТЕНА, РАДІОРЕЛЕЙНА ЛІНІЯ ПРЯМОЇ ВИДИМОСТІ, РУПОРНО-ПАРАБОЛІЧНА АНТЕНИ, РУПОРНО-ЛІНЗОВА АНТЕНА, КОЕФІЦІЄНТ ПІДСИЛЕННЯ, КОЕФІЦІЄНТ ВИКОРИСТАННЯ ПОВЕРХНІ АПЕРТУРИ, БІЧНІ ПЕЛЮСТКИ, ВЗАЄМНІ ЗАВАДИ

ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ	9
ВСТУП.....	10
1 ДОСЛІДЖЕННЯ ВЛАСТИВОСТЕЙ ЧАСОВИХ ПОСЛІДОВНОСТЕЙ ДЛЯ ОРГАНІЗАЦІЇ ШИРОКОСМУГОВОГО КАНАЛУ	12
1.1. Способи розділення каналів.....	12
1.2. Технологія МІМО	15
1.2.1. Статистичні характеристики каналу МІМО.....	18
1.2.2. Інформаційна теорія методу ПЧК (просторово-частотне кодування) у каналах МІМО	20
1.2.3. Просторово-тимчасове решіткове кодування.....	22
1.3. Просторово-тимчасове блокове кодування.....	24
1.4. Технології, які застосовуються в Air Max від компанії Ubiquiti Networks	28
1.4.1 Живлення через сигнальний кабель Power over Ethernet (PoE).....	28
1.4.2. Технологія AirMax.....	30
1.4.3 Утиліта AirControl	30
1.4.4 Технологія InnerFeed.....	31
1.4.5 Спектральний аналізатор частот AirView	32
Висновки 1-го розділу.....	32
2. МЕТОД ОЦІНКИ ПРОПУСКНОЇ ЗДАТНОСТІ КАНАЛІВ АНТЕННИХ СИСТЕМ МІМО	33
2.1. Формування власних підканалів МІМО-систем для передачі даних.....	34
2.2. Ефективна пропускна здатність системи.....	36
2.3. Метод визначення максимальної швидкості передавання даних МІМО- системи з конфігураціями ($M \times 2$) та ($2 \times N$) в реальних умовах експлуатації	39
2.4. Методика оцінки пропускної здатності МІМО-OFDM системи стандарту IEEE 802.11n	49
2.4.1. Оцінка пропускної здатності МІМО-OFDM системи	49
Висновки 2-го розділу.....	57

3. МЕТОДИ ПОБУДОВИ КАНАЛУ ЗВ'ЯЗКУ ПРИ ВПЛИВІ НАВМИСНИХ ЗАВАД ТА СЕЛЕКТИВНИХ ЗАВМИРАНЬ	58
3.1. Удосконалений метод оцінювання частотної характеристики багатопроменевого каналу зв'язку.....	58
3.1.1. Вибір характеристик тестової послідовності	58
3.2.2. Сутність удосконаленого методу оцінювання частотної характеристики багатопроменевого каналу зв'язку.....	65
3.2.3. Оцінка ефективності розробленого методу	72
Висновки 3-го розділу.....	75
4. ПРАКТИЧНА РЕАЛІЗАЦІЯ ТЕХНОЛОГІЇ AIRMAX	76
4.1 Обладнання, яке встановлюється в якості базової станції	77
4.1.1 Точка доступу Ubiquiti NanoBridge M5:.....	77
4.1.2. Антенна Rocket M	82
4.1.3 Точка доступу Ubiquiti Rocket M5	84
4.2. Обладнання, яке встановлюється у кінцевого абонента в приватному секторі.....	86
4.2.1 Quantum Gold 5500AD12	86
4.2.2. Ubiquiti Bullet 5.....	89
4.3. Перевірка характеристик за допомогою Online Calculator.....	91
4.4. Розрахунок зони Френеля.....	94
Висновок 4-го розділу.....	96
ВИСНОВОК.....	97
ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ	99
ДЕМОНСТРАЦІЙНІ МАТЕРІАЛИ	103

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ

АІМ	Аналогово-імпульсний модулятор
АКФ	Автокореляційна функція
АР	Аналізатор рівня
АФМ	Амплітудно-фазова модуляція
ГМ	Груповий модулятор
ДНА	Діаграма направленості антени
ДО	Детектор осциляції
ДФФ	Дискретне перетворення Фур'є
ЕМС	Електромагнітна сумісність
КП	Коефіцієнт підсилення
КР	Координаційні відстані
КС	Корисний сигнал
МП	Максимальна правдоподібність
МСКВ	Мінімізація середньоквадратичного відхилення
НЧ	Низька частота
ОП	Основна послідовність
ПА	Параболічна антена
ПВП	Псевдовипадкова послідовність
ПРА	Перископічна антена
ПС	Пілот-сигнал
ПТБК	Просторово-тимчасове блокове кодування
ПЧК	Просторово-часове кодування
РЕЗ	Радіоелектронні засоби
РЛА	Рупорно-лінзова антена
РПА	Рупорно-параболічна антена
РПП	Радіопередавальний пристрій
РПрП	Радіоприймальні пристрої
РР	Регламент радіозв'язку
СЗ	Сигнал завади
СРЗ	система радіозв'язку
СЧ	Середня частота
ФМ	Фазова модуляція
ФЧХ	Фазово-частотна характеристика
ЧРК	Часове розділення каналів
ЧСЗ	Частотно-селективне завмирання
ШІМ	Широтно-імпульсний модулятор
CDMA	Code division multiple access
FDMA	Frequency division multiple access
TDMA	Time division multiple access

ВСТУП

Останні десятиліття характеризуються швидким впровадженням стільникових мереж зв'язку, призначених для передачі рухомим абонентам телефонних повідомлень і цифрових даних. Вперше в 2009 році рівень зростання передачі даних перевищив зростання числа абонентів. Якщо бізнес операторів зв'язку ріс лінійно в попередні роки, то у 2009 році ситуація кардинально змінилася. Зростання числа абонентів означає нелінійний ріст передачі даних - люди стали користуватися більше мобільними сервісами. Ця тенденція зберігається і досі, а фахівці прогнозують ще більше зростання саме цього сегменту телекомунікаційного ринку.

В цих умовах для користувачів важливо завжди отримувати високошвидкісний та якісний доступ до мережевих ресурсів, незалежно від місця знаходження. Одним із можливих вирішень цього питання є впровадження стільникових мереж четвертого покоління (4G).

У сучасних системах зв'язку існує необхідність підвищення пропускної здатності, наприклад, у стільникових системах зв'язку, високошвидкісних локально-обчислювальних мережах і ін. Пропускна здатність може бути збільшена за допомогою розширення смуги частот або підвищення випромінюваної потужності. Тим не менш, застосування цих методів має недоліки, так як через вимоги біологічного захисту та електромагнітної сумісності підвищення потужності і розширення смуги частот обмежене. Тому якщо в системах зв'язку можливі підвищення випромінюваної потужності і розширення смуги частот не забезпечують необхідну швидкість передачі даних, то одним з найефективніших способів рішень цієї проблеми може бути застосування адаптивних антенних решіток із слабо корельованими антенними елементами. Системи зв'язку, які використовують такі антени, отримали назву MIMO систем (Multiple Input Multiple Output).

Крім пропускної здатності важливою характеристикою системи є імовірність бітової помилки. Тому необхідно постійно підтримувати баланс між цими двома

важливими передусім для користувача характеристиками. Технологія MIMO знайшла практичне застосування в бездротових локальних мережах стандарту IEEE 802.11n, а також в бездротових мережах мобільного зв'язку WiMAX і LTE.

Отже, в даній роботі розглянемо принципи функціонування MIMO TDMA та побудови мереж WiFi на основі нового високошвидкісного обладнання компанії «Ubiquiti Networks».

Таким чином, актуальність обраної теми підтверджується необхідністю дослідження методів підвищення достовірності передачі інформації в системах з MIMO.

1 ДОСЛІДЖЕННЯ ВЛАСТИВОСТЕЙ ЧАСОВИХ ПОСЛІДОВНОСТЕЙ ДЛЯ ОРГАНІЗАЦІЇ ШИРОКОСМУГОВОГО КАНАЛУ

1.1. Способи розділення каналів

Передавання інформації здійснюється з використанням каналів зв'язку. У випадку наявності великої кількості користувачів постає питання способу організації множинного доступу до каналу зв'язку (певного ресурсу) з метою передавання інформації від багатьох користувачів.

Відомо три основних способи розділення каналів:

- частотне розділення каналів (Frequency division multiple access - FDMA);
- часове розділення каналів (Time division multiple access - TDMA);
- кодове розділення каналів (Code division multiple access - CDMA);

Одним із перших запропонованих способів множинного доступу є частотне розділення каналів (FDMA). Згідно цього способу, для передавання інформації різних користувачів наявна смуга частот ділиться на смуги меншої ширини, з використанням яких організовано окремі канал зв'язку. За допомогою модуляції, на передавальній стороні, інформаційні сигнали переносяться у відведену для них смугу частот (рис.1.1).

Прийом переданих сигналів здійснюється за допомогою смугових фільтрів та демодуляції. Завдяки ортогональності сигналів з різними частотами на приймальній стороні є можливість відрізнити сигнали одного каналу від іншого. Між частотними смугами залишають невеликі інтервали, які називаються захисними.

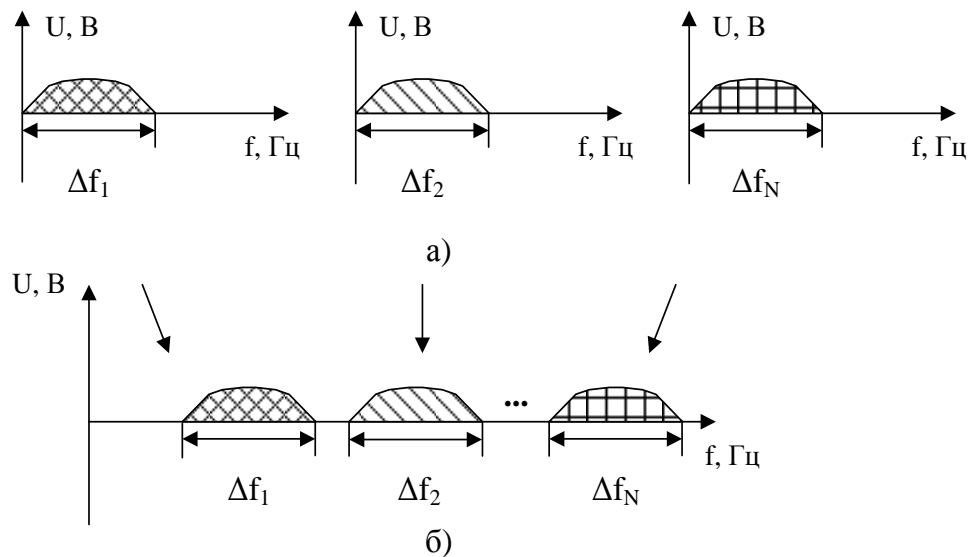


Рис. 1.1. Перетворення спектрів сигналів при частотному розділенні каналів
 а) спектр інформаційних сигналів, б) спектр групового сигналу

Необхідність таких інтервалів пояснюється тим, що в процесі передавання інформації частина спектру сигналу одного частотного інтервалу може потрапляти в сусідні інтервали. Причиною цього є не ідеальність передавальних характеристик смугових фільтрів, доплерівський ефект тощо. Сигнали одних каналів, які потрапляють в смугу інших, призводять до появи міжканальних завад. Частотне розділення каналів вперше застосовувалося для аналогових та продовжує використовуватися в деяких сучасних системах радіозв'язку.

З появою цифрової техніки було запропоновано часове розділення каналів (TDMA). Подібно до частотного розділення, при здійсненні часового розділення каналів наявний ресурс – час, поділяють на часові інтервали в межах яких здійснюється передавання інформації різних користувачів. Таким чином передавання інформації відбувається у строго відведених проміжках часу. Між цими часовими інтервалами призначеними для передавання інформації існують захисні інтервали. Їхнє призначення полягає у тому, щоб не допустити потрапляння сигналів одного часового інтервалу в інший. Відбувається це внаслідок не ідеальності передавальних характеристик обладнання, що призводить до розмиття форми цифрових сигналів в процесі їхнього передавання системою зв'язку та

потрапляння частини сигналу із одного часового інтервалу в інший.

Формування групового сигналу (рис.1.2) відбувається за допомогою мультиплексора. Цей цифровий пристрій забезпечує передавання інформації, яка надійшла на один із його входів на єдиний вихід, приєднаний до загального каналу зв'язку, в послідовності, яка задається керуючим сигналом. На приймальній стороні відбувається зворотна операція, виділення окремого інформаційного сигналу із групового, з використанням демультимплексора. При наявності синхронізації між мультиплексором та демультимплексором, забезпечується передавання інформації між парою джерело-абонент. В протилежному випадку інформація потрапить до іншого користувача, що вважається порушенням роботи системи зв'язку.

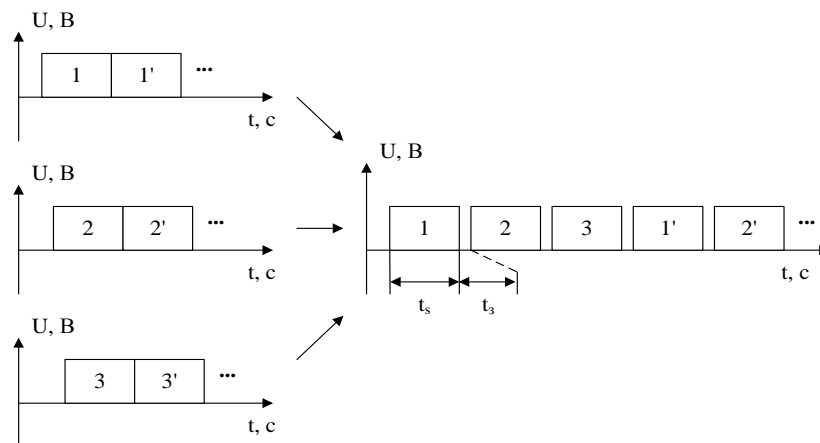


Рис. 1.2. Формування групового сигналу при часовому розділенні каналів зв'язку.

Системи зв'язку з часовим розділенням каналів є чутливими до порушень синхронізації між передавачем та приймачем, тому вживаються спеціальні заходи для її забезпечення.

На відміну від двох попередніх способів розділення каналів зв'язку, які передбачають використання вузькосмугових сигналів - в кодовому використовуються сигнали з розширеним спектром. Ці сигнали забезпечують високу завадозахищеність та надійність роботи системи зв'язку відповідно.

Для розширення спектру сигналів використовуються псевдовипадкові сигнали. Псевдовипадковими вони називаються внаслідок того, що їхні характеристики є близькими до випадкових сигналів.

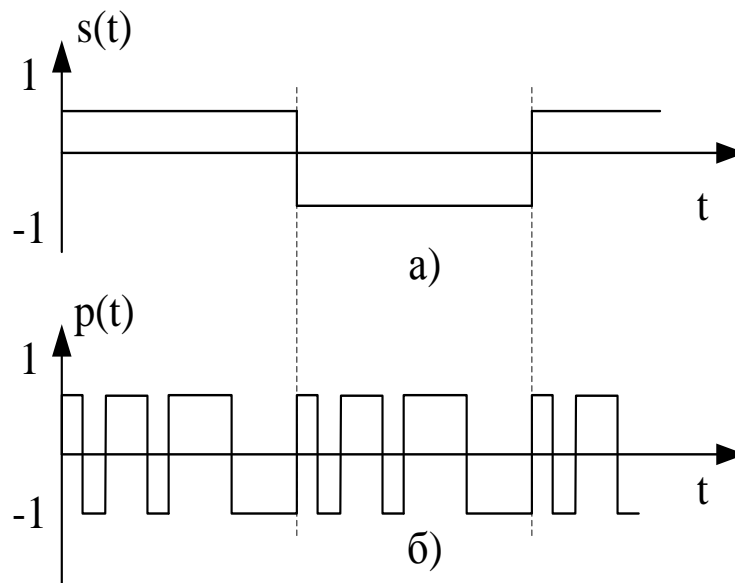


Рис. 1.3. Осцилограми сигналів, які використовуються в процесі розширення спектру а) інформаційний сигнал б) псевдовипадкова послідовність.

Під час формування групового сигналу та виділення із нього інформаційного, передавач та приймач використовують послідовність, яка є “закріпленою” за інформаційним сигналом конкретного користувача. Кількість послідовностей відповідає кількості каналів зв’язку.

1.2. Технологія MIMO

Методи передачі інформації в сучасних системах широкосмугового бездротового доступу базуються на використанні т.зв. технології MIMO (Multiple Input Multiple Output- множинний вхід-множинний вихід). Вперше про цю технологію згадувалося в короткому повідомленні AR Kaye, D.A George, W. van Etten, J. Winters, J. Salz з Bell Laboratories (USA). Потім пішли демонстрація переваг і особливостей методу на базі лабораторного прототипу в 1998р. і

включення ідей MIMO в стандарти широкосмугового доступу IEEE 802.11n і IEEE 802.16e. Основна ідея технології MIMO ілюструється на рис.1.4. Передавальна частина системи містить M передавачів ($T_1.. T_M$) з передавальними антенами, тоді як приймальна частина містить N приймачів і прийомних антен ($R_1.. R_N$). Вважається, що завмирання породжуються розсіює середовищем H поширення радіосигналу. На малюнку стрілками показано, що сигнал кожного з передавачів T_i може досягати входу кожного з приймачів ($R_1.. R_N$), зазнаючи завмирання. Робота системи забезпечується мультиплексором на передачі, демультимплексором на прийомі і приймачем максимальної правдоподібності на приймальній стороні.

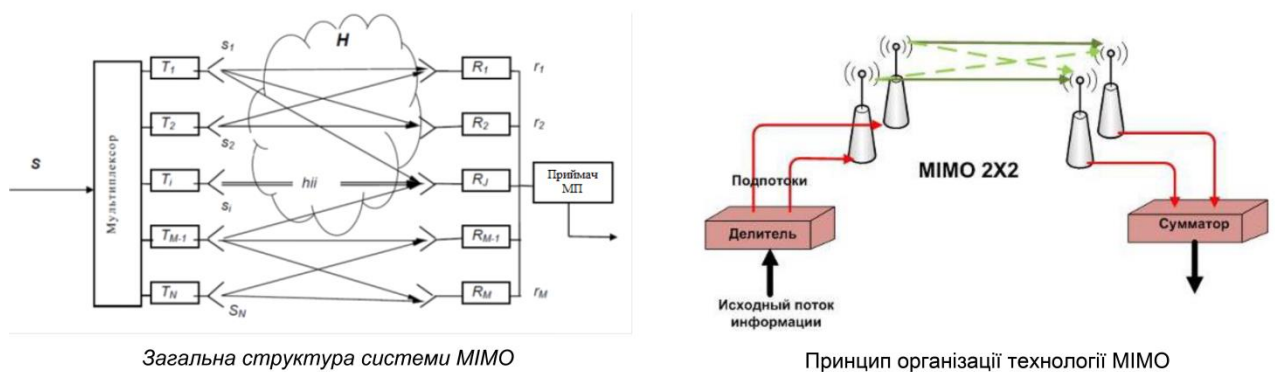


Рис. 1.4. Загальна структура системи MIMO

Таким чином, вводиться просторова надмірність, завдяки якій вдається «пронизати» турбулентну середу поширення радіосигналу і уникнути впливу завмирань при відповідній обробці прийнятої сукупності сигналів. Кажуть, що така структура забезпечує передачу «від об'єму до об'єму» (from volume to volume). Це визначення, дійсно, підкреслює принципову відмінність такої об'ємно-просторової моделі багатовимірного каналу від звичної одновимірної моделі, витягнутої в одну лінію між передавачем і приймачем. Компактний опис процесів в системах MIMO ($N \times M$) зручно проводити, використовуючи матричний запис. Позначимо матрицю-рядок переданих сигналів, як $S = |s_1, s_2 \dots s_i, \dots, s_N|$, матрицю коефіцієнтів передачі каналу матриці коефіцієнтів передачі каналу матрицю-рядок шуму на входах приймальних антен

$$H = \begin{vmatrix} h_{1,1} & h_{1,2} & \dots & h_{1,M} \\ h_{2,1} & h_{2,2} & \dots & \dots \\ h_{N-1,1} & \dots & h_{N-1,M-1} & h_{N-1,M} \\ h_{N,1} & h_{N,2} & h_{N,M-1} & h_{N,M} \end{vmatrix} \quad (1.1)$$

матрицю-строку шуму на входах приймальних антен

$$n = |n_1, n_2, \dots, n_j, \dots, n_M| \quad (1.2)$$

і матрицю-рядок прийнятого сигналу

$$r = |r_1, r_2, \dots, r_j, \dots, r_M|. \quad (1.3)$$

Тоді основне рівняння для системи MIMO, зображеної матриці (1.3) можна представити так:

$$r = Hs + n. \quad (1.4)$$

Такі структури зазвичай позначають як MIMO (NхM) (N-кількість передавальних антен, M - кількість прийомних антен). Тут можливо велика різноманітність варіантів систем. Розглянуті наступні приватні варіанти структури MIMO (2х2):

а) Структура MIMO (1х2), іменована як SIMO (Single Input-Multiple Output-один вхід-багато виходів). Це традиційна система радіозв'язку з одним передавачем і двома рознесеними в просторі антенами і приймачами.

б) Структура MIMO (2х1), іменована як MISO (Multiple Input-Single Output-багато входів-один вихід). У монографії [13] проведено порівняльний аналіз цих систем, і показано, що вони мають однакову перешкодостійкість.

Тут доречно пояснити появу нового терміна «просторово-часове кодування»

(Space-Time Coding - STC). У теорії інформації прийнято під завадостійким кодуванням розуміти процедуру, при якій в передані повідомлення вводиться надмірність, яка дозволяє при адекватному декодуванні виправляти каналні помилки. У традиційних методах кодування для введення надмірності звичайно використовується часовий ресурс (введення додаткових символів при блоковому, або пакетному кодуванні). З'являється при цьому зниження швидкості передачі інформації і є плата за підвищення завадостійкості. У розглянутих на рис.1.4 багатоантенних системах MIMO крім часового ресурсу (традиційне завадостійке кодування можливо також в будь-якому каналі «Ti-RJ») з'являється можливість використовувати просторовий ресурс і, відповідно, ставити завдання про оптимальному введення надмірності, тобто про оптимальні методи просторово-часового кодування, що забезпечують найкращий обмін надмірності на перешкодостійкість.

Аналіз показує, що в найменуваннях і текстах терміни MIMO і Space-Time Coding переплітаються тісним чином. Пояснення цьому просте: MIMO - аббревіатура системи (або канали) з багатьма антенами, а «Space-Time Coding» - метод передачі (метод модуляції / кодування), пов'язаний (узгоджений) з таким MIMO каналом. При практичній реалізації систем MIMO необхідно вирішувати питання про організацію мультиплексні сигналів від передавальних антен до прийомних антен. Зазвичай використовують тимчасовий поділ сигналів. При цьому в системі організовується «кадр» передачі з усіма необхідними в таких випадках атрибутами кадрової синхронізації («сінхрослово» і т.п.). Вибором методу модуляції сигналів-переносників вирішується питання про швидкість передачі інформації в системі в цілому.

1.2.1. Статистичні характеристики каналу MIMO

Матриця коефіцієнтів передачі каналу (1) є основною характеристикою каналу MIMO. Аналіз систем ПЧК в літературі [5] заснований на припущенні апріорно, що такий канал квазістаціонарний.

Досить скоро прийшло усвідомлення того, що є всі підстави для фіксованих служб канал типу MIMO вважати квазістаціонарним, в якому передавальна і приймальна боку нерухомі і умови розповсюдження радіохвиль з плином часу залишаються приблизно постійними або не міняються взагалі. У більшості публікацій [5] передбачається, що коефіцієнти передачі h_{ij} , що входять до складу матриці каналу (1) незмінні на протязі, про принаймні кількох інтервалів тривалості сигналів. У той же час, ці коефіцієнти змінюються випадковим чином при зміні фіксованих диспозицій передавальних і приймальних антен. Передбачається також, що статистика цих змін підпорядковується Релевському яких узагальнень Релевському розподілів. У переважній більшості робіт з методів ПЧК в каналах MIMO неодмінною умовою теоретичного аналізу є квазістаціонарності каналу в такій формі [5]:

- Передачу інформації в структурі MIMO можна організувати кадрами (frame), які періодично передаються і мають спеціальну структуру;
- Коефіцієнти передачі матриці (1.3) змінюються при зміні місця розташування передавальних і приймальних антен;– Коефіцієнти передачі в матриці (1) залишаються незмінними на інтервалах кількох (звичайно двох) рядом розташованих символів.

При цьому пропонуєма структура кадру має вид, показано на рис.1.5.

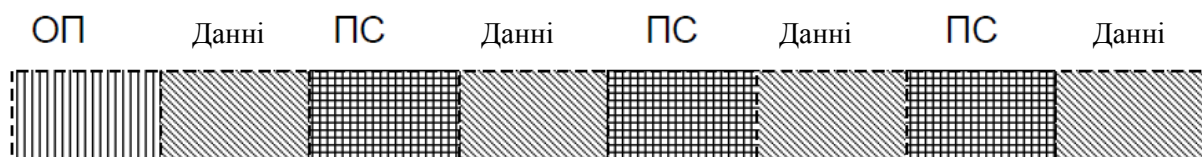


Рис. 1.5. Структура кадру системи ПЧК

Кадр складається з початкової навчальної (training) послідовності (ОП) і періодично повторюваних блоків переданих даних, розділених пакетами пілот-сигналів (ПС). Структура навчальної послідовності містить інформацію про номер передавальної антени (i) і допускає визначення на прийомі в антені з номером (j) коефіцієнтів передачі h_{ij} , які входять до складу матриці (1.3). Структура ВП також

забезпечує синхронізацію з кадрів. Включення пілот-сигналів ПС перед даними обумовлено необхідністю організації демодулятора когерентного прийому. Таким чином, весь простір між рядами передавальних і приймальних антен охоплено системою тимчасового мультиплексування, техніка якого давно добре освоєна в системах стільникового мобільного зв'язку з тимчасовим поділом каналів TDMA. Цим, мабуть, і пояснюється та обставина, що будь-яка теоретична робота зі згаданого вище великого списку публікацій [5] по тематиці MIMO, починається з припущення про квазістаціонарність такого каналу.

1.2.2. Інформаційна теорія методу ПЧК (просторово-частотне кодування) у каналах MIMO

З перших кроків розробки теорії ПЧК - MIMO фахівці звернулися до фундаментальних положень теорії інформації про пропускну спроможність каналу. Як відомо, теорія інформації на основі підрахунку пропускну здатності каналу дозволяє визначити граничні значення швидкості передачі, хоча і не вказує на конкретний метод, який реалізує цю швидкість. Для каналу без пам'яті з постійними параметрами величина нормалізованої пропускну спроможності має вигляд:

$$C = \log_2(1 + q|h|^2), \frac{\text{біт}}{c} / \text{Гц} \quad (1.5)$$

де h -нормалізований комплексний коефіцієнт передачі каналу і q - відношення сигнал / шум в каналі. Розглядаючи в складі структури рис.1 канал MIMO (1xM) (один вхід і M виходів) пропускну здатність можна представити так:

$$C_{simo} = \log_2 \left(1 + q \sum_{j=1}^M |h_j|^2 \right), \frac{\text{біт}}{c} / \text{Гц} \quad (1.6)$$

де h_j -коефіцієнт передачі каналу в напрямку до j -й антени, який в цій моделі

вважається відомим на приймальній стороні. Відзначимо важливу особливість виразу (4): зі збільшенням числа прийомних антен M пропускна здатність зростає за логарифмічною закону. У загальному випадку інформація про стан каналу не може бути відома на передавальній стороні. Тому при підрахунку пропускної здатності вважають потужності всіх передавачів однаковими. У цьому випадку для каналу MIMO ($N \times 1$) (N входів - один вихід) пропускна здатність буде:

$$C_{simo} = \log_2 \left(1 + \frac{q}{N} \sum_{i=1}^M |h_i|^2 \right), \frac{\text{біт}}{c} / \text{Гц} \quad (1.7)$$

де нормалізація по N враховує рівний розподіл середньої потужності переданого сигналу по каналах передачі. Тут також має місце логарифмічна залежність. В цілому, використовуючи рознесення як передавальних так і прийомних антен, об'єднуючи формули (1.4) і (1.5) можна отримати результуюче вираз для нормалізованої пропускної здатності каналу MIMO ($N \times M$) [5]:

$$C_{MIMO} = \log_2 \left[\det \left(I_M + \frac{q}{M} H H^T \right) \right], \frac{\text{біт}}{c} / \text{Гц} \quad (1.8)$$

Тут у круглих дужках вказана сума матриць: I_M -одинична матриця розміру M , $H H^T$ -твір матриці каналу H на транспоновану матрицю H^T , а \det є детермінант матриці-суми, що має розміри ($N \times M$). Важлива відмінність виразу (1.10) від формул (1.8) і (1.9) полягає в тому, що пропускна здатність C_{MIMO} зростає лінійно зі зростанням величини $m = \min(MN)$, тоді як у згаданих формулах така залежність логарифмічна. Це дає підставу в подальшому умовно іменувати величину $m = \min(MN)$ як «обсяг рознесення», тобто при порівнянні і виборі методів віддавати перевагу методам з найбільшим значенням обсягу m . Відомо дві групи методів ПЧК в каналах MIMO:

- Просторово-часове ґратчасте кодування (ПЧГК),
- Просторово-тимчасове блокове кодування (ПТБК).

1.2.3. Просторово-тимчасове решіткове кодування

Метод ПТРК поєднує переваги методів просторового рознесення з можливостями виправлення помилок коригувальним кодом при використанні оптимальних алгоритмів декодування, що реалізують одночасно оптимальний алгоритм об'єднання рознесених сигналів. При традиційному коригуючому кодуванні вводиться надмірність в тимчасовій області. У системах з ПТРК вводиться надмірність і в просторовій області, утвореної декількома передавальними антенами та однією прийомною антеною (рис. 1.6). При ПТРК можливе отримання виграшу в завадостійкості за рахунок ускладнення методів передачі та обробки сигналів на прийомі. Для реалізації ПТРК вибирають згортковий код зі швидкістю $R = k / n$. Кодер такого коду генерує послідовності, утворюють кодову ґрати, за якою в процесі декодування алгоритмом Вітербо ведеться пошук максимально правдоподібного шляху. Символи гілок такого кодера ($c_1 \dots c_n$) подаються на входи передавачів. На рис.1.6 показана модель системи з просторово-тимчасовим ґратчастим кодуванням, яка містить кодер ПТРК з n виходами, які підключені до n передавальних антен. Прийом ведеться на одну антену, приймач містить декодер просторово-часового коду. Слід зазначити, що представлена система типу МІМО ($n \times 1$), у якій обсяг рознесення $m = n$.

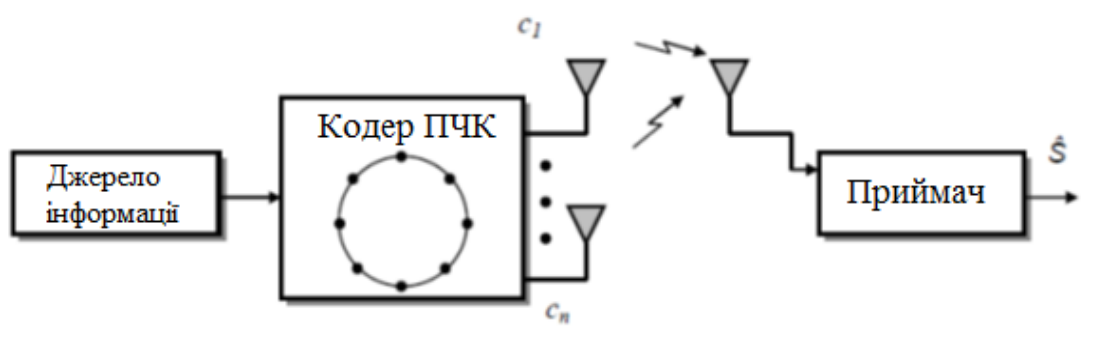


Рис. 1.6. Модель системи з ПТРК

На рис.1.6 представлені приклади кодера ПТРК, конфігурації сигнального сузір'я восьми позиційний фазової модуляції ФМ-8, і ґратчастої діаграми коду. На

рис. 1.7 зображено кодер згортальної коди з одиничною пам'яттю [13], двома виходами ($n = 2$) і породжують многочленами $g_1 = 5$ і $g_2 = 1$ (D-символ затримки). Кодування виробляється в алфавіті алгебраїчного кільця Z_8 (кільце цілих чисел з операціями додавання і множення по модулю 8). При синтезі такої сигнально-кової конструкції широко використовується ізоморфізм між символами алгебраїчного кільця Z_8 і сигналами фазової модуляції ФМ-8 [13]. Виходи кодера c_1 і c_2 підключені до відповідних входів передавачів рознесених передавальних антен. З метою підвищення питомої швидкості передачі інформації в наведеному прикладі використовується фазова модуляція ФМ-8. Один крок ґратчастої діаграми ПТРК (рис. 1.7-в) містить набори попередніх і наступних станів кодера (1 ... 7) і поєднуючих їх гілок.

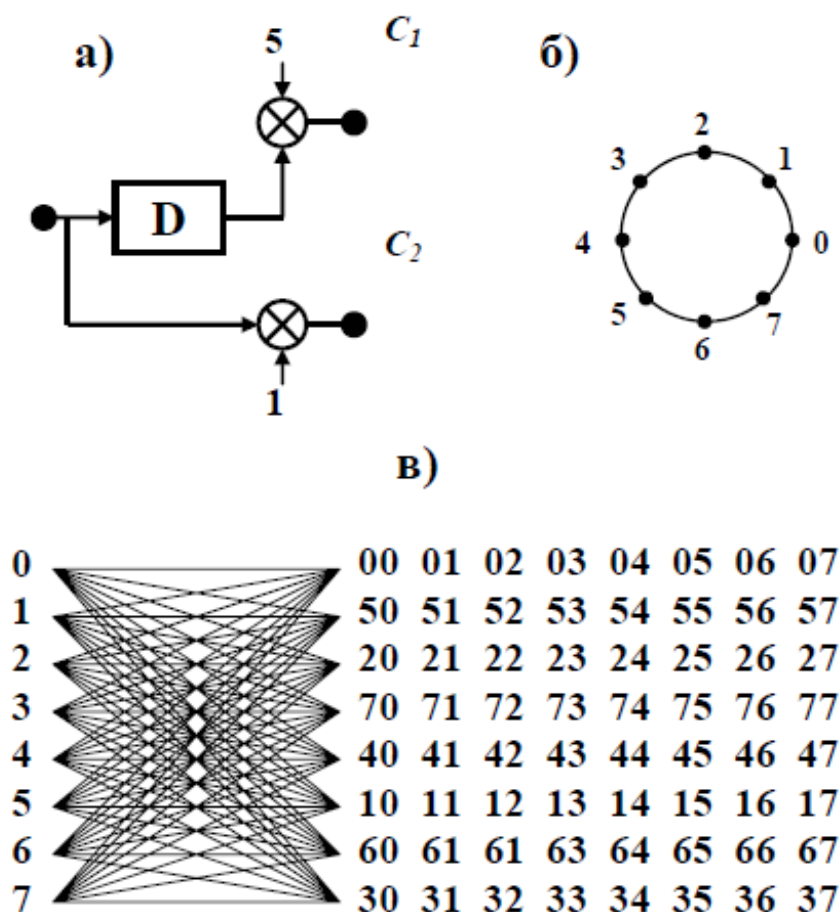


Рис. 1.7. Кодер (а), сигнальне сузір'я (б) і решітчаста діаграма ПТРК, (в) кожна гілка маркується парою символів на виході кодера c_1c_2 .

У правій частині діаграми показані рядки з парами символів, маркують гілки, що виходять з конкретного стану в порядку їх перерахування зверху вниз. Наприклад, пара символів $(c_1 c_2) = (52)$, розташована у другому рядку на третьому місці зліва маркує гілка, що з'єднує попередній стан «1» з подальшою станом «3». Обробка сигналів на прийомі проводиться шляхом декодування по ґратах ПТРК на основі алгоритму Вітербо [13].

Завадостійкість декодування ПТРК за алгоритмом Вітербо визначають величиною відносини енергії сигналу до спектральної щільності потужності шуму E_b/N_0 , необхідного для забезпечення типового для цифрових систем значення ймовірності помилки $P_o = 10^{-5}$. Результуючий енергетичний вигравш (в порівнянні з некодованою передачею), що забезпечується застосуванням коду № 1 з двома передавальними антенами визначається сумою $\Theta = \theta_k + \theta_p = 17$ дБ (де $\theta_k = 15$ дБ - вигравш за рахунок згортального кодування, $\theta_p = 2$ дБ - вигравш за рахунок використання двох рознесених передавальних антен). Незважаючи на наявність вагомого ЕВК слід відзначити недолік методу ПТРК : наявність відносно малого вигравшу (2 дБ) за рахунок рознесення, що пояснюється малим значенням обсягу рознесення $m = n = 2$. Збільшення величини m можливо тільки за рахунок зниження швидкості коду (тобто збільшення n).

1.3. Просторово-тимчасове блокове кодування

Принцип просторово-часового блокового кодування розглянемо на прикладі, структура якого показана на рис.1.8. По суті, представлена система кодування в каналі MIMO (2×1). Схема містить дві передавальних антени і одну прийомну антену. Відповідно пропозицією автора методу ПТБК S. Alamouti [17] вхідний потік переданих символів розбивається на пари $[c_1 c_2]$, причому, на першому полутактовому інтервалі символ c_1 передається через антену T1 і символ c_2 передається через антену T2. На другому полутактовому інтервалі порядок передачі змінюється: через антену T1 передається інверсія символу c_2 (на

малюнку позначено як $(-c^* 2)$, а символ c_1 передається через антену T2 (на малюнку позначено як $(c^* 1)$). Правило знаходження символів c в вигляді матриці в структурі кодера є блоковий код Alamouti.

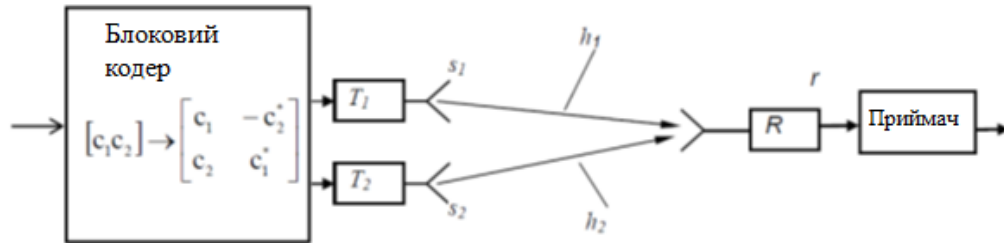


Рис. 1.8. Блокове кодування в каналі МІМО (2×1).

Передбачається, що коефіцієнти передачі каналу на сусідніх інтервалах залишаються незмінними. Тоді результати прийому кодованих таким чином символів на сусідніх інтервалах можна представити так:

$$r_1 = h_1 c_1 + h_2 c_2 + n_1, r_2 = -h_1 c_2^* + h_2 c_1^* + n_2 \quad (1.9)$$

де n_1 і n_2 - незалежні відліки адитивного шуму на вході приймача. Слідуючи загальним матричному виразу (2), уявімо зраджувати і прийняті сигнали в векторній формі:

$$c = [c_1 \ c_2]^T, r = [r_1 \ r_2]^T, n = [n_1 \ n_2]^T \quad (1.10)$$

Тоді рівняння може бути представлено у матричній формі так:

$$r = Hs + n, \quad (1.11)$$

де матриця H визначається так:

$$H = \begin{bmatrix} h_1 & h_2 \\ h_2^* & -h_1^* \end{bmatrix} \quad (1.12)$$

Вектор n є Гаусовський випадковий вектор з нульовим середнім і дисперсією N_0 . Вважаючи, що всі можливі пари сигналів вибираються для передачі рівновірогідно з множини C , максимально правдоподібну оцінку переданих сигналів можна визначити за правилом:

$$\varepsilon = \underset{\varepsilon \in C}{\operatorname{arg\,min}} \|r - H\varepsilon\|^2 \quad (1.15)$$

Це правило декодування може бути спрощено далі, з урахуванням припущення, що матриця каналу H відома і відноситься до класу ортогональних матриць, для якої виконується умова

$$HH^T = \rho I_2, \text{ де } \rho = |h_1|^2 + |h_2|^2 \quad (1.13)$$

a -одинична матриця розміру 2×2 . Утворити модифікований вектор сигналу:

$$r = H^T r = \rho c + n \quad (1.14)$$

де модифікований вектор шуму:

$$n = H^T n \quad (1.15)$$

Тоді правило декодування матиме вигляд

$$c = \underset{c \in C}{\operatorname{arg\,min}} \|r - \rho c\|^2 \quad (1.16)$$

Ортогональні властивості коду призводять до того, що відношення сигнал / шум при винесенні рішень за алгоритмами (10) і (11) зростає до величини

$$\text{ОСШ} = \frac{\rho E_c}{N_0} \quad (1.17)$$

Ця формула свідчить про накопичення енергії сигналу в ρ раз за рахунок просторового рознесення. Розглянутий приклад може бути узагальнений на велику величину обсягу рознесення. Теоретично завдання пошуку оптимальних просторово-часових блокових кодів зводиться до використання ортогональних матриць відповідних форматів. Відразу після публікації S. Alamouti [17] висловлювалися сумніви про існування таких матриць. Проте в роботі [18] опубліковано відомості про існування таких матриць у формі т.зв. ортогональних проектів (Orthogonal Designs) с форматами (2×2) , (4×4) і (8×8) , які забезпечують широкий діапазон обсягів рознесення. Приміром, ортогональна матриця ПТБК розміром (4×8) має вигляд:

$$\begin{pmatrix} c_1 & -c_2 & -c_3 & -c_4 & c_1^* & -c_2^* & -c_3^* & -c_4^* \\ c_2 & c_1 & c_4 & -c_3 & c_2^* & c_1^* & c_4^* & -c_3^* \\ c_3 & -c_4 & c_1 & c_2 & c_3^* & -c_4^* & c_1^* & c_2^* \\ c_4 & c_3 & -c_2 & c_1 & c_4^* & c_3^* & -c_2^* & c_1^* \end{pmatrix} \quad (1.18)$$

Оскільки в кожному рядку міститься 8 символів, з яких 4 є «інформаційні» символи, неважко визначити, що швидкість такого ПЧБК становить $4 / 8$ (тобто $R_{\text{ПТБК}} = 1 / 2$). Послідовність перерахування символів у стовпцях визначає закон передачі символів у часі, а закон передачі символів зі знаком (*) у рядках визначає правило їх розподілу в просторі. Розмір кодової матриці (4×8) відповідає величині обсягу рознесення $m = \min(MN) = 4 \times 8 = 32$. За даними моделювання [5] такий ПТБК забезпечує енергетичний виграш 3дБ в каналі з релеєвським замираннями. Крім цього, в цих же роботах не враховується зниження завадостійкості за рахунок впливу шумів каналу в процесі прийому навчальної послідовності. У той же час, є ідеї формування таких ПТБК, ефективне декодування яких не вимагає ніяких відомостей про стан MIMO каналу на приймальній і передавальній сторонах одночасно [20].

1.4. Технології, які застосовуються в Air Max від компанії Ubiquiti Networks

Нова бездротова широкопasmова технологія AirMax, розроблена компанією Ubiquiti Networks, дозволяє забезпечити швидкість TCP / IP понад 150 Мб / с поза приміщеннями. За допомогою цієї технології можна створити мережу, що володіє високою пропускнуою здатністю, високою якістю передачі голосу і малою затримкою. Рішення використовує протокол TDMA з апаратним прискоренням. «Розумне» складання розкладів і використання координатора черг з внутрішнім детектуванням пакетів VoIP дозволяє уникнути проблем з швидкодією.

1.4.1 Живлення через сигнальний кабель Power over Ethernet (PoE)

Технологія PoE (живлення по Ethernet) дозволяє забезпечити живленням пристрої Ethernet і Інтернет за стандартними кабелях Ethernet (категорія CAT-5). Стандарт IEEE802.3af, що описує технологію PoE, був затверджений в середині 2003 року. Хоча до цього часу не можна сказати, що дана технологія забезпечила революційний прорив, але деякі зміни в напрямі розвитку промислової автоматизації безсумнівно відбулися.

Насправді, нічого нового в технології живлення по Ethernet немає. Ще перші телефони використовували одну пару проводів і для активізації пристрою на іншому кінці лінії і для передачі корисного сигналу. Всім, хто працює з КВПіА, відома струмова петля 4 .. 20mA. Сучасні комп'ютери використовують ту саму методику в технологіях USB і FireWire. Залишається тільки дивуватися, чому ідея передачі живлення по сигнальному кабелю була перенесена на мережі Ethernet так пізно.

Виті пари кабелів CAT з проводів звичайної телефонної лінії - далеко не ідеальне середовище для передачі енергії. Навіть при максимальному (згідно IEEE802.3af) напрузі 57В, на стандартне для 100/10 Base-TX Ethernet відстань 100

метрів може бути транслювала потужність не більше 13 Вт Фактичне напруга живлення кінцевого пристрою може бути будь-яким, так як на кінці лінії передбачається використання перетворювача живлення (найчастіше вбудованого). Незважаючи на ці обмеження, переданої потужності цілком достатньо для живлення контролерів, терміналів управління, серверів пристроїв, електромеханічних клапанів, віддалених датчиків, відео та аудіо пристроїв - майже всього обладнання, що використовується на польовому рівні.

Передача живлення віддаленого обладнання з мережевого кабелю не має на увазі повну зміну існуючої інфраструктури. Технологія PoE дозволяє розширювати існуючі мережі (модернізувати існуючі), передаючи енергію живлення з мережевого кабелю тільки на ділянці між Ethernet комутатором / концентратором і кінцевим пристроєм. Природно, обидва цих пристрою на кінцях лінії повинні підтримувати технологію PoE - до стандартних роз'ємів RJ-45 повинні бути підключені вбудовані перетворювачі енергії для передачі і, відповідно, прийому енергії живлення.

Технологія PoE не впливає на якість передачі даних. Для реалізації PoE були використані властивості фізичного рівня Ethernet, а саме - наявність високочастотних трансформаторів на обох кінцях лінії, що використовуються стандартно для зменшення інтерференції синфазного сигналу. Постійна напруга живлення подається на центральні відводи вторинних обмоток цих трансформаторів, і так само з центральних відводів знімається на приймальній стороні. Використання центральних відводів сигнальних трансформаторів дозволяє уникнути насичення їх феритових сердечників і успішно, без взаємного впливу, передавати по одній парі проводів і високочастотні дані і постійна напруга живлення.

Деякі кабелі мають по чотири витих пари проводів, дві з них зазвичай не використовуються. При використанні таких кабелів живлення можна передавати по цих незадіяним парам проводів без використання сигнальних пар.

Примірна схема реалізації технології PoE в крайньому (заживлюємо) пристрої:

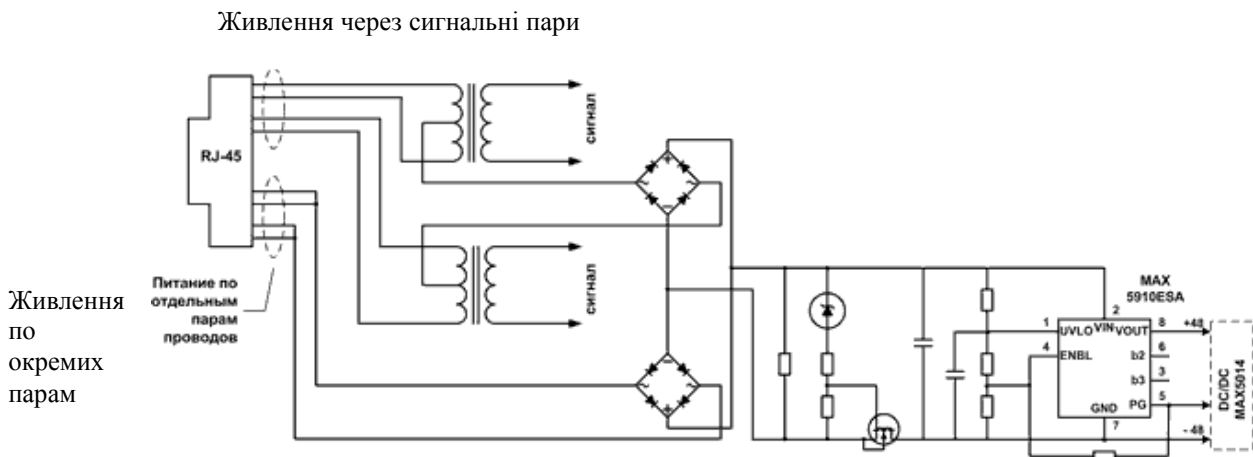


Рис. 1.9. Схема підключення PoE

1.4.2. Технологія AirMax

AirMax - технологія передачі даних розроблена компанією Ubiquiti networks. Використання протоколу TDMA з апаратним прискоренням, яке включає координатор черг з внутрішнім детектуванням пакетів VoIP і «розумним» складанням розкладів. Мережа, побудована на технології airmax, може масштабуватися до сотні клієнтів на одну базову станцію, зберігаючи при цьому високу пропускну здатність AirControl.

1.4.3 Утиліта AirControl

Утиліта AirControl являє собою веб-інструмент управління для Ubiquiti пристроїв. Він надає наступні ключові функції в цьому первісному релізі:

- Сканування - автоматичне сканування мережі, є також опція для додавання пристрою вручну, вказавши його IP-адресу або діапазон IP для пошуку пристроїв.
- Підключені пристрої - звіт про стан пристроїв.
- Оновлення мікропрограми: Пристрої, що знаходяться під управлінням можуть бути оновлений з AirControl. Кілька пристроїв можуть бути оновлені одночасно. Firmware завантажуються адміністратором в AirControl.

• Утиліта AirControl

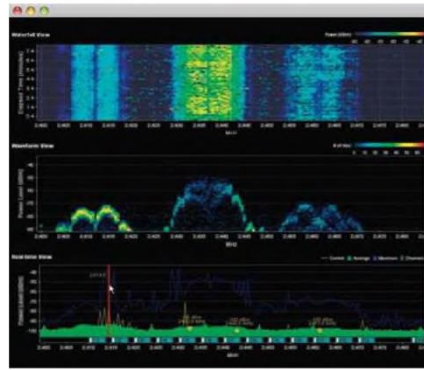


Рис. 1.10. Утиліта AirControl

* Групування: дерево пристроїв забезпечує легку навігацію и вибір пристрою. Вбудована система автоматичної угруповання класифікує пристрою по ідентифікаторах мережі (ESSID) та версії прошивки. Дерево пристроїв може бути налаштоване за рахунок додавання користувача пристроїв групи ("контрольні списки"). Це можуть бути або статичні або динамічні групи, засновані на критерії звітності.

* Журнал активності / Історія: Ведення історії для конкретного пристрою в області відомостей для всієї системи. Основний екран буде також вказати у незавершене діяльності.

* Сервер додатків - доступ до призначених для користувача інтерфейсів через веб-браузер (HTTP або HTTPS). Кілька користувачів можуть отримати доступ на одному сервері, без необхідності установки на клієнті. Широка підтримка платформ (сервер працює на будь-якій платформі, для якої Java SUN 6 доступна).

1.4.4 Технологія InnerFeed

InnerFeed - технологія злиття радіосистеми і опромінювача, розробка компанії Ubiquiti Networks. Дана технологія дозволяє максимально зменшити втрати потужності антени, за рахунок того що радіосистема і опромінювач зібрані в одному корпусі. Коаксіальні втрати, які суттєво впливають на потужність інших пристроїв, в даному випадку повністю відсутні. Технологія дозволяє спростити

пристрій, зробити його більш надійним і працювати при будь-яких погодних умовах.

1.4.5 Спектральний аналізатор частот AirView

AirView (ефірний аналізатор) - спектральний аналізатор частот від компанії Ubiquiti, розроблений в компактному корпусі (не більше USB флешки), дозволяє вивчити всі параметри радіочастот в прилеглому просторі. AirView доступний в чотирьох різних моделях: AirView2 (2.4ГГц), AIRVIEW2-EXT (2.4ГГц, із зовнішньої всенаправленої антени), AirView9 (900 МГц), AIRVIEW9-EXT (900 МГц, з зовнішньої всенаправленої антени).

Висновки 1-го розділу

В цьому розділі були розглянуті такі способи розширення спектру сигналів: частотне розділення каналів, часове розділення каналів і кодове розділення каналів. Досліджена структура технології MIMO та статистичні характеристики каналу MIMO. Також розглянуті основні технології, які використовуються в системі AirMax.

2. МЕТОД ОЦІНКИ ПРОПУСКНОЇ ЗДАТНОСТІ КАНЛІВ АНТЕННИХ СИСТЕМ МІМО

Пропускна здатність каналів стільникових мереж зв'язку являється однією із найбільш важливих характеристик, які цікавлять користувачів. В більшості випадків фактична швидкість передачі даних є набагато меншою за пропускну здатність, що викликано низкою факторів. До них відносять співвідношення сигнал/шум, імовірність виникнення бітових помилок, дальність зв'язку, кількість та характеру перешкод на шляху розповсюдження радіосигналу, стан каналу, метеорологічні умови, потужності передавачів, чутливості приймачів, частоти радіосигналу тощо.

Крім цього, користувачів в багатьох випадках більшою мірою цікавить ефективна пропускна здатність, яка визначається як число правильно переданих інформаційних біт за одиницю часу.

Тому основними задачами, які вирішуватимуться в другому розділі є такі.

1. Розробка математичної моделі та алгоритму для визначення ефективної пропускну здатності МІМО систем, в залежності від різних вищенаведених параметрів.
2. Розробка рекомендацій по використанню моделей розповсюдження радіохвиль для визначення можливої величини згасання радіосигналу на трасі розповсюдження для мереж WiMAX та LTE в залежності від частотного діапазону та типу місцевості.
3. Вибір метеорологічних характеристик, які створюють найбільший вплив на потужність радіосигналу та можливу швидкість передачі даних по мережі.
4. Проведення комп'ютерного моделювання для визначення ефективної пропускну здатності каналів сучасних стільникових мереж четвертого покоління.

2.1. Формування власних підканалів МІМО-систем для передачі даних

Розглянемо МІМО-систему, що складається з M передавальних і N приймальних антен, і припустимо, що багатопроменевий просторовий канал є частотно неселективним. Тоді поширення сигналів можна описати $(N \times M)$ -розмірною матрицею H , що складається з коефіцієнтів передачі h_{mn} між m -й передавальною і n -й приймальною антенами.

Для оцінки матриці H використовуються максимально правдоподібні оцінки або оцінки, засновані на пошуці мінімуму середньоквадратичної помилки [8]. При цьому матриця H оцінюється з деякою помилкою через вплив власного шуму приймальних пристроїв та зміну стану каналу між двома послідовними оцінками. Будемо розглядати потенційні характеристики МІМО-системи, відповідні точно відомій матриці H .

На рис. 2.1. вектор $D = (d_1, d_2, \dots, d_k)^T$ K -мірний вектор вхідних сигналів (вектор просторового символу), де K – ранг матриці H , $(*)^T$ – знак транспонування. Сигнали d_i кодуються в просторовому кодері, який описується матрицею $V = (V_1, V_2, \dots, V_K)$ розмірності $(M \times K)$. Вектор $G = [g_1, g_2, \dots, g_M]^T$ сигналів в M передавальних антенах дорівнює

$$G = V \cdot P^{\frac{1}{2}} \cdot D, \quad (2.1)$$

де $P = \text{diag}\{p_1, p_2, \dots, p_K\}$ – діагональна матриця, складена з чисел p_i , які дають розподіл потужності P_0 передавача між власними підканалами.

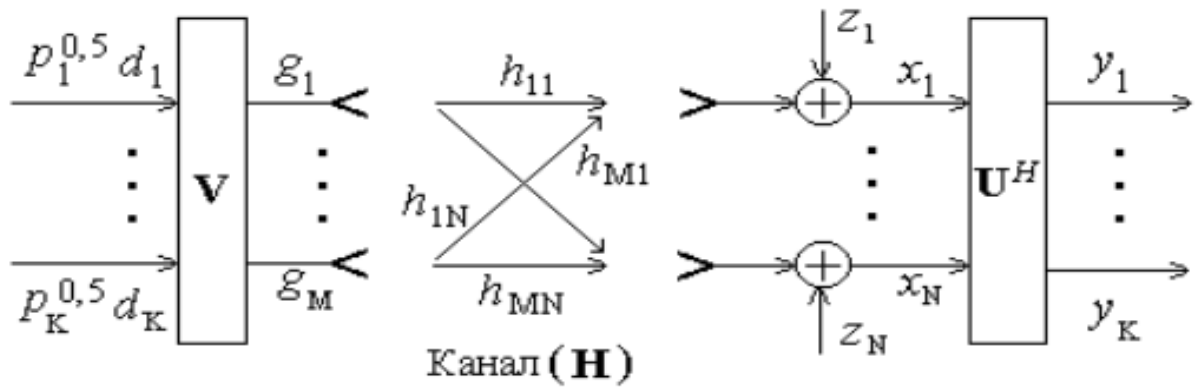


Рис. 2.1. Формування каналів МІМО – системи з власними підканалами

При цьому має виконуватися умова $p_1 + p_2 + \dots + p_K = P_0$.

Вектор $X = (x_1, x_2, \dots, x_N)^T$ сигналів в приймальних антенах дорівнює

$$X = H \cdot G + Z, \quad (2.2)$$

де $Z = (z_1, z_2, \dots, z_N)^T$ – вектор власних шумів, які будемо вважати гаусівськими некорельованими в часі і в приймальних каналах випадковими процесами з нульовими середніми і дисперсією σ_0^2 .

Прийняті сигнали перетворюються в просторовому декодері, який описується $(N \times K)$ -розмірною матрицею $U = (U_1, U_2, \dots, U_K)$. В результаті вектор вихідного сигналу декодера $Y = U^H X$. Підставляючи сюди вирази із [40], отримаємо, що $Y = U^H H V P^{1/2} D + \tilde{Z}$, де $\tilde{Z} = U^H Z$ – вектор вихідних шумів.

Виберемо матриці V і U кодера і декодера так, щоб вони збігалися з відповідними матрицями власних векторів у сингулярному розкладанні матриці H виду $H = U \cdot \Lambda^{1/2} \cdot V^H$ [8]. Тоді матриці $U = (U_1, U_2, \dots, U_K)$ і $V = (V_1, V_2, \dots, V_K)$ складаються з власних векторів матриць $H^H H$ та $H H^H$, відповідно, $\Lambda = \text{diag}\{\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_K\}$ – діагональна матриця, зіставлена з ненульових власних чисел λ_i цих матриць. Власні числа λ_i є ранжированими між собою так, що $\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \dots \geq \lambda_K$. Тоді, враховуючи, що $U^H H V = \Lambda^{1/2}$, будемо мати для вектора вихідного сигналу

$$Y = (\Lambda \cdot P)^{1/2} \cdot D + \tilde{Z}. \quad (2.3)$$

Матриця $(\Lambda P)^{1/2}$ є діагональною, а вихідні власні шуми некорельовані між собою, оскільки їх кореляційна матриця $\langle \tilde{Z} \tilde{Z}^H \rangle = I_N$, де I_N - тотожна матриця розмірності $N \times N$, $\langle \dots \rangle$ - знак статистичного усереднення. Звідси випливає, що матричне рівняння розпадається на K незалежних скалярних рівнянь $y_i = \sqrt{\lambda_i p_i} \cdot d_i + z_i$ ($i=1,2,\dots,K$). Це означає, що передача вхідних символів d_i через власні підканали відбувається незалежно. Статистично незалежними є також вихідні власні шуми.

Для міських умов зв'язку найбільш характерними є некорельовані релеєвські завмирання сигналів. У цьому випадку матриця H має повний ранг, рівний мінімальному числу передавальних або приймальних антен $K = \min(M, N)$. Отже, в МІМО-системі може бути сформовано $\min(M, N)$ незалежних власних підканалів. У загальному випадку ранг K задовольняє умові $K \leq \min(M, N)$.

2.2. Ефективна пропускна здатність системи

Як критерій ефективності системи зв'язку зручно розглядати саме її ефективну пропускну здатність, що визначає число правильно переданих інформаційних біт в одиницю часу в одиничному інтервалі частот [21]. Зазначимо, що для боротьби з помилками при передачі інформації в системах зв'язку може використовуватись завадостійке кодування [21]. При цьому ймовірність бітової помилки і швидкість передачі даних залежить від конкретного виду кодера.

Щоб отримати більш загальний результат, будемо розглядати передачу некодованої інформації, а наявність кодера врахуємо, задаючи максимально припустиме число ν помилково переданих біт в блоці (яке може виправити кодер) та швидкість кодування R_c . У цьому випадку блок вважається переданим правильно при меншому або рівному ν числі помилкових біт. Якщо $BLER$ (BLock

Error Rate) – імовірність помилки передачі блоку, то ймовірність правильної передачі блоку буде дорівнювати $(1 - BLER)$. В результаті для пропускної здатності Th системи будемо мати $Th = (1 - BLER) \cdot I$, де I – число інформаційних біт, переданих в одиницю часу в одиничному інтервалі частот.

Нехай T_b і T_s – тривалість блоку і символу, відповідно, m – рівень модуляції (бітове завантаження символу), яку будемо вважати однаковою для всіх підканалів. Число інформаційних біт, переданих з будь-якого підканалу за допомогою одного блоку, дорівнює $m \cdot R_c \cdot T_b / T_s$. Врахуємо, що $T_s = 1 / \Delta F$, де ΔF – ширина використовуваного частотного діапазону. Тоді в одиницю часу і в одиничному інтервалі частот передається $I = m \cdot R_c$ інформаційних біт, а пропускна здатність i -го власного підканалу буде дорівнювати

$$Th_i = (1 - BLER_i) \cdot R_c \cdot m, \quad (2.4)$$

де $BLER_i$ – імовірність помилки передачі блоку по i -му підканалі, яке визначається із [21]:

$$BLER_i = 1 - \sum_{j=0}^v C_L^j \cdot e_i^j \cdot (1 - e_i)^{L-j}. \quad (2.5)$$

Враховуючи (2.4), для пропускної здатності i -го підканала отримаємо, що

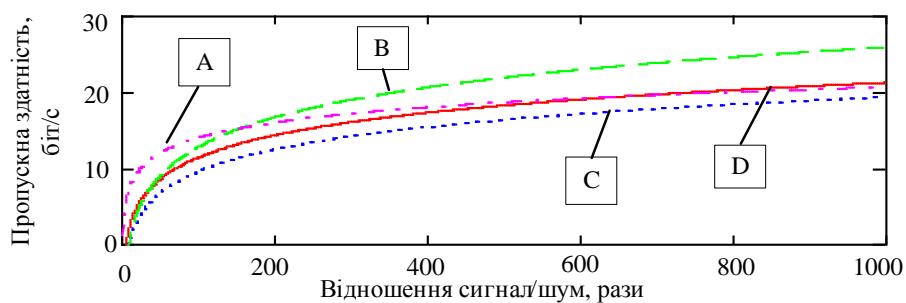
$$Th_i = R_c \cdot m \cdot \sum_{j=0}^v C_L^j \cdot e_i^j \cdot (1 - e_i)^{L-j}. \quad (2.6)$$

В загальному випадку для пропускної здатності MIMO – системи з K підканалами будемо мати

$$Th = \sum_{i=1}^K Th_i = R_c \cdot m \cdot \sum_{i=1}^K \sum_{j=0}^v C_L^j \cdot e_i^j \cdot (1 - e_i)^{L-j}. \quad (2.7)$$

Проте в багатьох випадках обмежуються визначенням тільки загальної пропускної здатності антенних систем МІМО, замість ефективної.

На рис. 2.2 зображені змодельовані автором графіки залежності пропускної здатності антенних систем МІМО з різною кількістю передавальних та приймальних антен від співвідношення сигнал/шум для різних значень випадковим чином змодельованих каналних матриць.



$$\text{Канальні матриці: } A = \begin{bmatrix} 0.783 & 0.52 & 0.876 \\ 0.539 & 0.462 & 0.862 \\ 0.997 & 0.611 & 0.266 \end{bmatrix}; B = \begin{bmatrix} 0.503 & 0.76 & 0.234 \\ 0.96 & 0.102 & 0.34 \\ 0.45 & 0.75 & 0.211 \end{bmatrix};$$

$$C = \begin{bmatrix} 0.74 & 0.201 & 0.86 \\ 0.564 & 0.521 & 0.46 \\ 0.12 & 0.344 & 0.207 \end{bmatrix}; D = \begin{bmatrix} 0.351 & 0.986 & 0.43 \\ 0.55 & 0.45 & 0.421 \\ 0.1 & 0.212 & 0.304 \end{bmatrix}.$$

Рис. 2.2. Пропускна здатність антенних систем МІМО для різних каналних матриць

На рис 2.2. представлений один випадок, проте при моделюванні за допомогою програмного пакету MathCad, задаючи випадкові параметри каналної матриці H , було простежено, що в загальному випадку пропускна здатність каналу антенної системи МІМО сильно залежить від значень каналної матриці, які в реальних умовах зазвичай є невідомими [21]. Оцінка їх параметрів є досить складною задачею. Канальна матриця залежить від багатьох параметрів, як

показано в променевої моделі, розглянутій в [40].

З моделі випливає, що пропускна здатність MIMO-системи з паралельною передачею даних за власними підканалами залежить (при заданій потужності P_0 передавача, обраної швидкості R_c кодування і бітового завантаження m символу) від ймовірності бітової помилки p_i і від числа K сформованих підканалів. З одного боку, зі збільшенням K пропускна здатність збільшується. Однак, з іншого боку, збільшення числа підканалів означає використання енергетично більш слабких підканалів, що призведе до збільшення ймовірності бітової помилки і, відповідно, до зменшення пропускної здатності системи. Тому існує оптимальне число власних підканалів, при якому пропускна здатність MIMO-системи буде максимальною.

Для цього можна використовувати пороговий метод, запропонований у [21].

Розглянуті моделі є досить складними для використання на практиці та й дають оцінку пропускної здатності каналу без урахування можливого впливу зовнішніх факторів.

Тому, ґрунтуючись на розглянутих моделях, проведемо розробку математичної моделі для визначення пропускної здатності антенних систем в залежності від різних параметрів.

2.3. Метод визначення максимальної швидкості передавання даних MIMO-системи з конфігураціями $(M \times 2)$ та $(2 \times N)$ в реальних умовах експлуатації

Під пропускною здатністю в даному випадку розуміємо максимально допустиму швидкість передавання даних в кожному підканалі MIMO системи, за якої ймовірність бітової помилки не буде перевищувати допустимого значення для кожного окремого виду модуляції.

Оскільки в сучасних стільникових мережах четвертого покоління здебільшого використовується конфігурація антенних систем MIMO (2×2) , тому обмежимося визначенням пропускної здатності тільки для антенних систем MIMO в

конфігурації $(M \times 2)$ або $(2 \times N)$.

Відзначимо, що дані конфігурації характерні тим, що для них можна сформулювати один або два власних підканали.

Відповідно до (2.10) для знаходження пропускної здатності МІМО-системи необхідно знати ймовірність e_i бітової помилки у власних підканалах, яка залежить від щільності ймовірності $f_{\lambda_i}(\lambda)$ власних чисел $\lambda_i (i = 1, 2, \dots, K)$ матриці $H \cdot H^H (M \geq N)$ і $H^H \cdot H (N > M)$

Зазначимо, що власні числа λ_i не змінюються при заміні передавальних антен на приймальні і навпаки. Отже, МІМО-системи з конфігураціями $(M \times 2)$ і $(2 \times N)$ є еквівалентними за пропускною здатністю. Тому для конкретності будемо вважати число M передавальних антен довільним, а число прийомних антен рівним двом ($N=2$).

Щільності ймовірності ранжированих власних чисел λ_1 і $\lambda_2 (\lambda_1 \geq \lambda_2)$ матриці HH^H отримані в [22]. У випадку МІМО-системи з конфігурацією $(M \times 2)$ маємо наступні вирази для обчислення інтегральних функцій розподілу ранжированих власних чисел λ_1 і $\lambda_2 (\lambda_1 > \lambda_2)$ [21]:

$$F_{\lambda_1}(\lambda) = \frac{\gamma(M-1, \lambda)\gamma(M+1, \lambda) - [\gamma(M, \lambda)]^2}{(M-1)!(M-2)!} \quad (2.8)$$

$$F_{\lambda_2}(\lambda) = \frac{[\Gamma(M-1) - \gamma(M-1, \lambda)][\Gamma(M+1) - \gamma(M+1, \lambda)] - [\Gamma(M) - \gamma(M, \lambda)]^2}{(M-1)!(M-2)!} \quad (2.9)$$

де $\Gamma(y) = \int_0^{\infty} e^{-t} t^{y-1} dt$ – гама-функція і $\gamma(y, x) = \int_0^x e^{-t} t^{y-1} dt$ – неповна гама-функція.

На рис 2.3 зображено інтегральну функцію розподілу для двох власних підканалів з конфігурацією (2×2) .

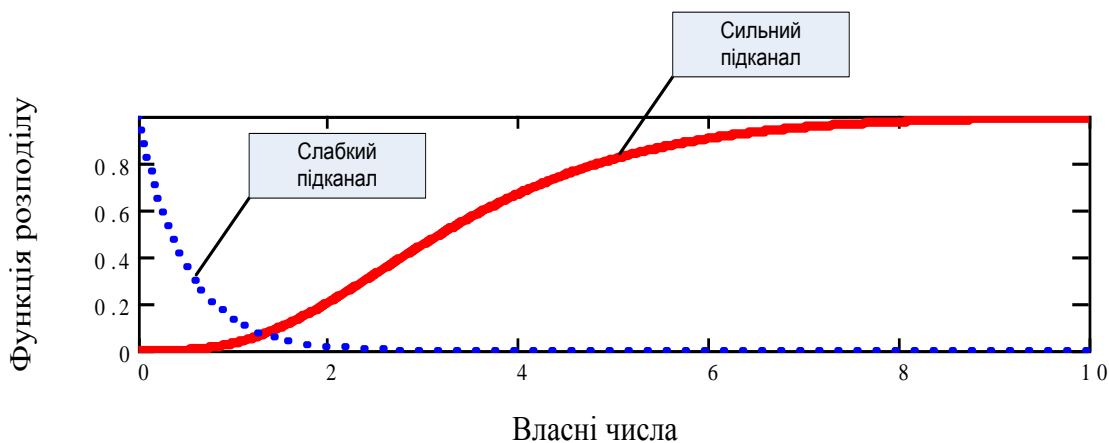


Рис. 2.3. Інтегральна функція розподілу власних підканалів антенної системи МІМО з конфігурацією (2x2)

Знайдемо щільності імовірності $f_{\lambda_1}(\lambda)$ і $f_{\lambda_2}(\lambda)$ власних чисел λ_1 і λ_2 шляхом диференціювання функцій розподілу (2.8) та (2.9).

В результаті диференціювання та спрощення було отримано наступні вирази [21]:

$$f_{\lambda_1}(\lambda) = \frac{\lambda^{M-2} e^{-\lambda}}{(M-1)!} \left[\lambda^2 - 2(M-1)\lambda + M(M-1) - \sum_{m=0}^{M-2} \frac{m(m-2M+1) + M(M-1)}{m!} \lambda^m \right] \quad (2.10)$$

$$f_{\lambda_2}(\lambda) = \frac{\lambda^{M-2} e^{-2\lambda}}{(M-1)!} \sum_{m=0}^{M-2} \frac{m(m-2M+1) + M(M-1)}{m!} \lambda^m \quad (2.11)$$

Графік отриманих функцій зображено на рис. 2.4.

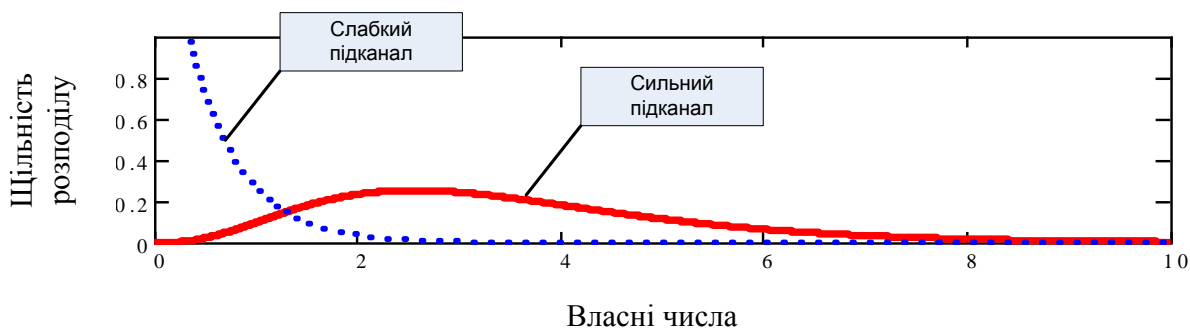


Рис 2.4. Щільність розподілу власних чисел по слабкому та сильному власних підканалах

Далі проведено моделювання для імовірності бітової помилки в обох підканалах для різних типів модуляції, яка використовується в обладнанні мереж WiMAX та LTE.

Імовірність бітової помилки BER_0 у гаусівському каналі дорівнює

$$BER_0(\eta) = 0.5[1 - \Phi(\sqrt{\alpha\eta})], \quad (2.12)$$

$$\Phi(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^x \exp(-t^2) dt,$$

де $\alpha=2$ и $\alpha=1$ для бінарної и квадратурної фазових модуляцій, відповідно.

ВСШ в i -му власному підканалі $\eta_i = \beta_i \rho_0 \lambda_i$. Враховуючи нормування щільності імовірності i , вводячи параметр $\rho_i = \beta_i \alpha \rho_0$, отримаємо

$$BER_i = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \int_0^\infty f_i(\lambda) \Phi(\sqrt{\rho_i \lambda}) d\lambda \quad (2.13)$$

Враховуємо, що імовірність бітової помилки P_b для BPSK та QPSK визначається виразом

$$P_b = Q(\sqrt{2\gamma_b}), \quad (2.14)$$

де $Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2 \cdot \pi}} \cdot \int_x^\infty \exp(-\frac{u^2}{2}) du$ – таблична функція, значення котрої надане у [14];

γ_b – відношення енергії біта E_b до спектральної щільності шуму N_0 .

Для гаусівського каналу і прийому за допомогою узгоджених фільтрів імовірність бітової помилки при модуляції M -QAM, де $M=2^k$ і k – парне, визначається наступним чином

$$BER = \frac{2 \cdot (1 - L^{-1})}{\log_2(L)} \cdot Q \left[\sqrt{\frac{3 \cdot \log_2(L)}{L^2 - 1} \cdot \frac{2 \cdot E_b}{N_0}} \right] \quad (2.15)$$

де $L = \sqrt{K}$ представляє кількість рівнів амплітуди в одному вимірі.

Підставляючи сюди вирази (2.5) – (2.6) і проводячи необхідні обчислення в результаті для імовірності бітової помилки в сильному (першому) и слабкому (другому) власних каналах MIMO – системи з довільним числом M передавальних антен будемо мати наступні графічні залежності отримані під час моделювання (рис. 2.5 та рис. 2.6).

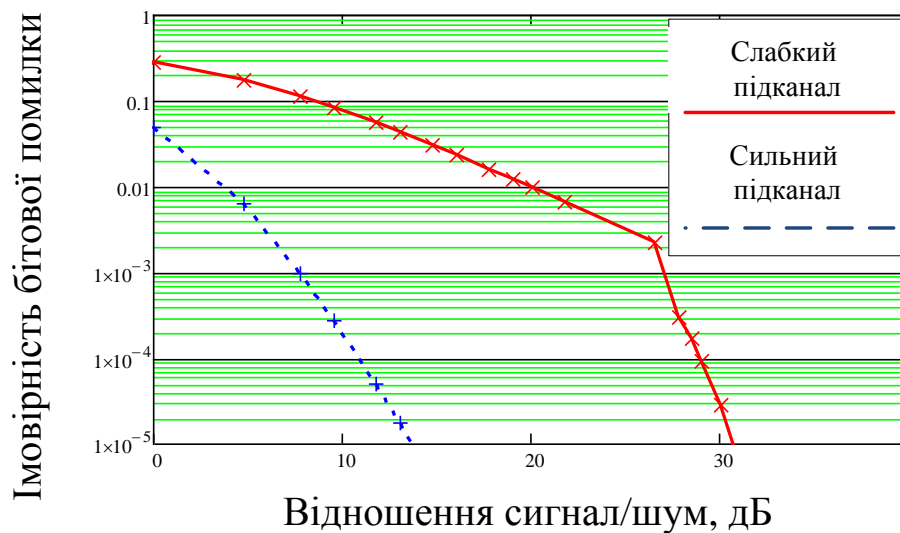
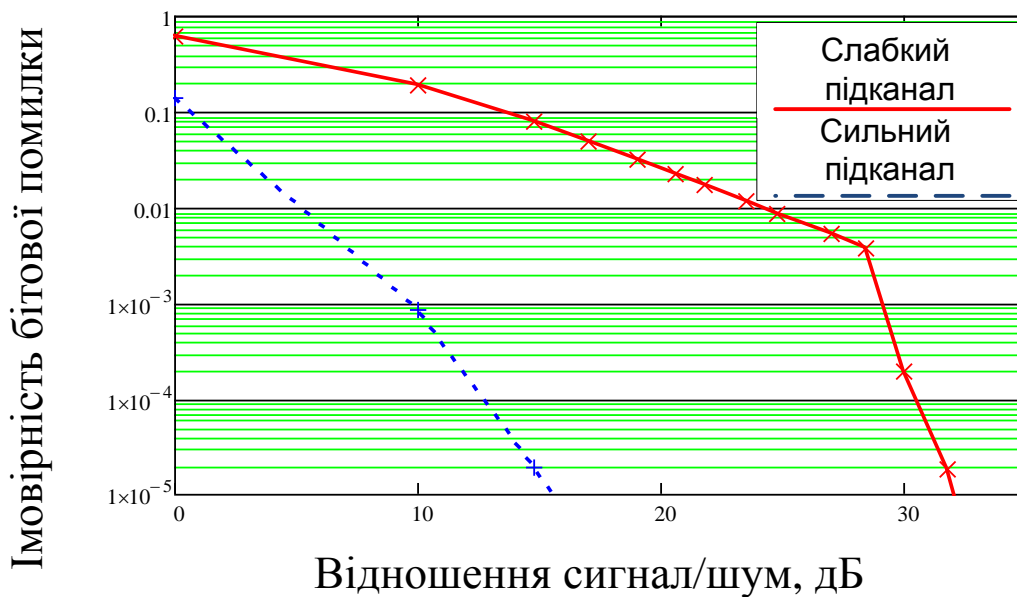
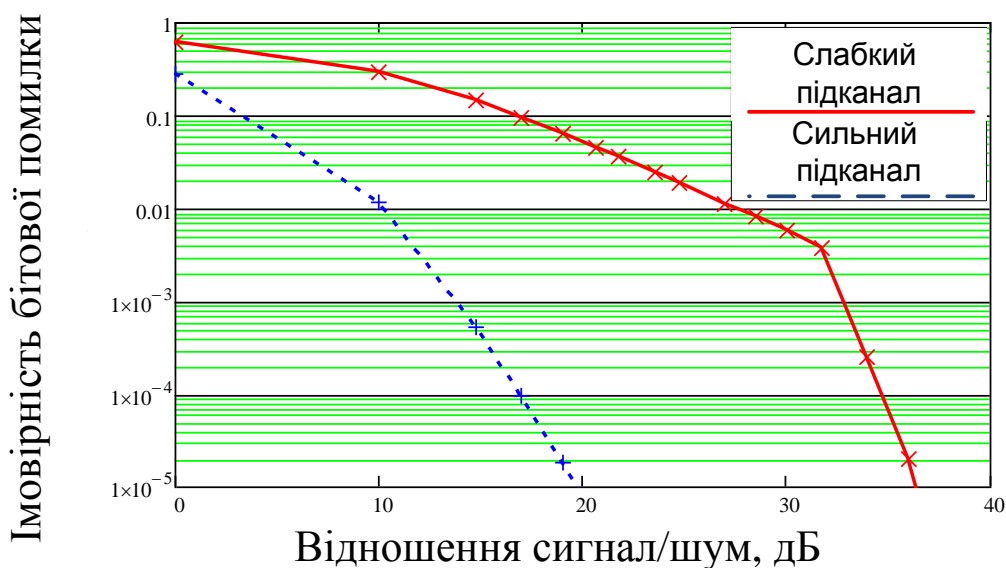


Рис. 2.5. Логарифмічна залежність імовірності бітової помилки від відношення сигнал/шум в слабкому та сильному власних підканалах для модуляції QPSK



(a)



(б)

Рис. 2.6. Логарифмічна залежність імовірності бітової помилки від відношення сигнал/шум в слабкому та сильному власних підканалах для модуляції QAM-16 (a) та QAM-64 (б)

На рис. 2.7 та 2.8 відображено графічну залежність відношення імовірності бітової помилки від відношення сигнал/шум для модуляцій QPSK та QAM-64 відповідно. Розподіл потужності передавача на підканали є рівним.

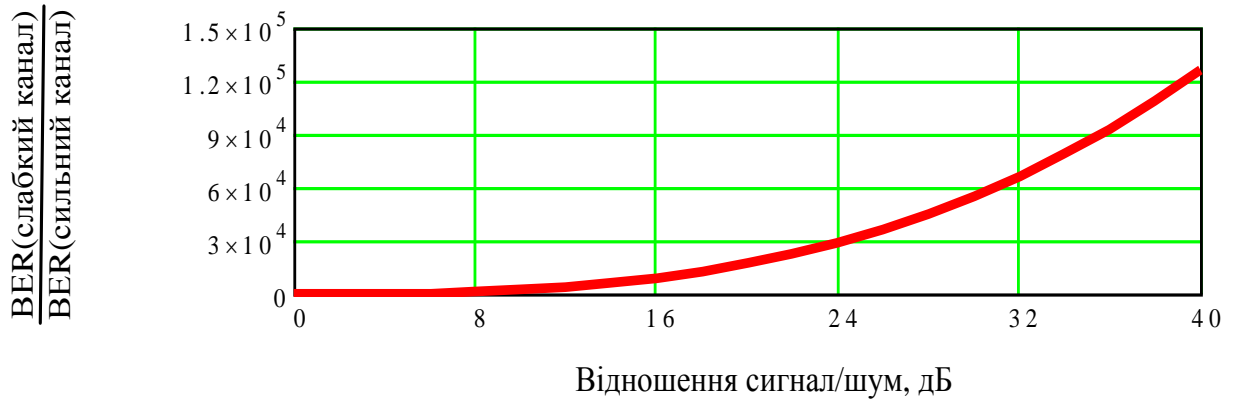


Рис. 2.7. Графічна залежність відношення імовірності бітової помилки від відношення сигнал/шум для модуляції QPSK

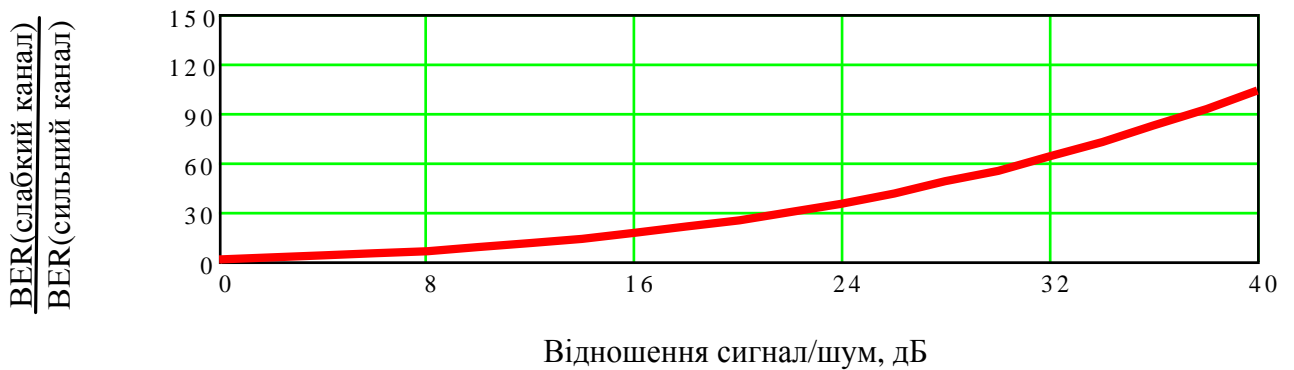


Рис. 2.8. Графічна залежність відношення імовірності бітової помилки від відношення сигнал/шум для модуляції QAM

Беручи до уваги останні отримані графічні залежності, можна стверджувати, що для модуляції QPSK імовірності бітової помилки значно відрізняються для слабого та сильного підканалів (для ВСШ=40 імовірність бітової помилки відрізняється в 125000 разів). Для модуляції QAM-64 ця залежність є менш вираженою (для ВСШ=40 імовірність помилки відрізняється всього в 100 разів). Таким чином, можна зробити висновок, що для модуляцій QPSK та BPSK є більш доцільним жертвувати слабким підканалом, тим самим зменшуючи швидкість передавання даних, проте підвищуючи відношення сигнал/шум.

Розглянувши імовірність бітової помилки перейдемо до виведення формул

стосовно пропускної здатності.

В цифрових системах зв'язку відношення сигнал/шум - це відношення енергії сигналу на 1 біт до щільності потужності шумів на 1 герц (E_b/N_0). Розглянемо сигнал, що містить двійкові цифрові дані, що передаються з певною швидкістю - R біт/с. При цьому питома енергію одного біта сигналу: $E_b = ST_b$ (де S – потужність сигналу; T_b – час передачі 1 біту). Швидкість передавання даних R можна представити у вигляді $R = 1/T_b$. Враховуючи, що тепловий шум, присутній в смузі шириною 1 Гц, для будь-якого пристрою або провідника становить

$$N_0 = k \cdot T \text{ (Вт/Гц)},$$

де N_0 - щільність потужності шумів у ватах на 1 Гц смуги;

$k = 1,23 \times 10^{-23}$ Дж/к – стала Больцмана,

T - температура в Кельвінах (абсолютна температура),

то, відповідно,

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{S/R}{N_0} = \frac{S}{k \cdot T \cdot R}. \quad (2.16)$$

Тому, виразивши потужність сигналу із (2.16), маємо:

$$S = \left(\frac{E_b}{N_0} \right) \cdot k \cdot T \cdot R. \quad (2.17)$$

Праві та ліві частини рівності (2.17), щоб отримати значення потужності радіосигналу в дБ.

$$S_{\text{дБ}} = 10 \cdot \lg \left(\left(\frac{E_b}{N_0} \right) \cdot k \cdot T \cdot R \right) \quad (2.18)$$

Для розповсюдження радіосигналу в межах міської забудови, приміській

місцевості, у вільному просторі на рівень сигналу будуть впливати різноманітні фактори. По-перше, це власне величина затухань радіосигналу внаслідок розповсюдження в певних умовах; по-друге, це втрати, які можуть бути внесені метеорологічними умовами розповсюдження радіосигналу (дощ, сніг, туман, підвищення або зниження температури повітря, вологість тощо), втрати в атмосферному повітрі, коефіцієнт підсилення прийомної та передавальних антен.

Ці фактори знайшли відображення в наступній моделі.

Рівень сигналу на приймальній стороні в децибелах:

$$S_{дБ} = P_{прд} + G_{прд} + G_{прм} - L - L_{мет.ум.}, \quad (2.19)$$

де $G_{прд}$ та $G_{прм}$ – це відповідно коефіцієнт підсилення антени передавача та приймача, дБ;

$P_{прд}$ – потужність передавача, дБ;

L – втрати на розповсюдження радіосигналу, дБ. Визначаються за однією із моделей, розглянутих у підрозділі 2.4;

$L_{мет.ум.}$ – втрати, обумовлені поглинаннями в атмосферних газах, гідро метеорах, тумані тощо, дБ.

Таким чином, $L_{мет.ум.}$ визначається наступною формулою:

$$L_{мет.ум.} = L_{тум} + L_{гідромет} + L_{аг}, \quad (2.20)$$

де $L_{тум}$ – втрати потужності радіосигналу в тумані, дБ;

$L_{гідромет}$ – втрати потужності радіосигналу під час опадів, дБ;

$L_{аг}$ – величина затухань радіосигналу в атмосферних газах.

Математичний апарат для розрахунку $L_{тум}$, $L_{гідромет}$ та $L_{аг}$ докладно розглянутий в розділі 3 даної дисертаційної роботи.

Прирівнюємо праві частини рівнянь (2.18) та (2.19). В результаті отримуємо:

$$10 \cdot \lg\left(\left(\frac{E_b}{N_0}\right) \cdot k \cdot T \cdot R\right) = P_{прд} + G_{прд} + G_{прм} - L - L_{мет.ум}$$

Виразивши із формули (2.20) R , отримуємо

$$R = 10^{\frac{P}{10}} \cdot \frac{1}{k \cdot T},$$

$$\text{де } P = P_{\text{прд}} - (E_b/N_0)_{\text{дБ}} + G_{\text{прд}} + G_{\text{прм}} - L - L_{\text{мет.ум}}$$

Таким чином, виразивши максимально допустиму швидкість передавання R в певних умовах із формули (2.20), отримуємо значення пропускної здатності i -го каналу МІМО системи:

$$R_i = 10^{\frac{P_i}{10}} \cdot \frac{1}{k \cdot T}. \quad (2.21)$$

Графічна залежність максимальної швидкості передавання даних в 1-му каналі від величини втрат під час розповсюдження радіосигналу представлена на рисунку 2.9. Як видно із рис. 2.9, швидкість передавання даних може сягати 1 Гбіт/с при рівні втрат близько 110 дБ і падає до значення в 1 Мбіт/с при втратах близько 170 дБ.

Для останньої формули (2.21) допустиме ВСШ для кожного підканалу окремо обирається із моделі, розглянутої в підрозділі 2.2.

Загальна ж пропускна здатність МІМО системи буде визначатись:

$$R_{\text{max}} = \sum_{i=1}^k R_i,$$

(2.22)

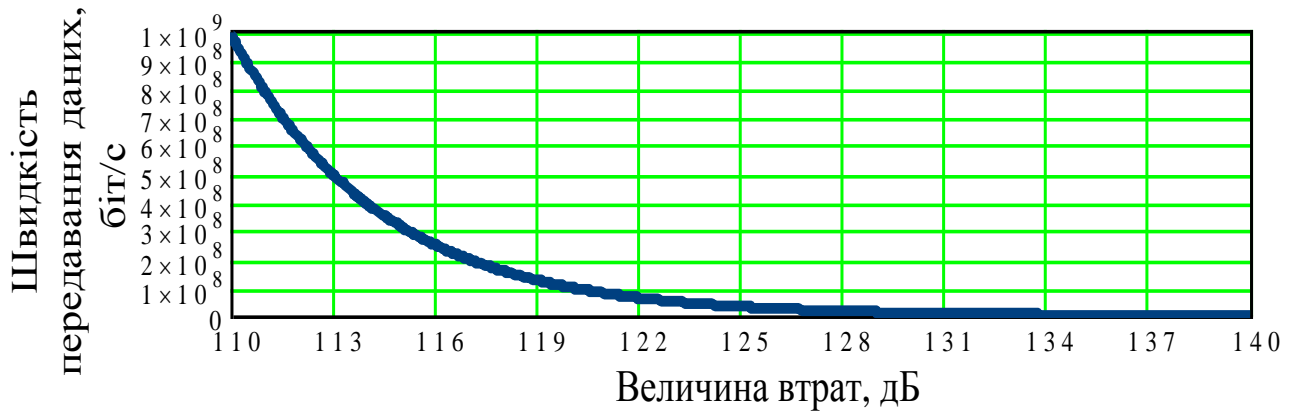


Рис. 2.9. Залежність швидкості передавання даних в 1-му каналі від величини втрат під час розповсюдження радіосигналу

2.4. Методика оцінки пропускної здатності MIMO-OFDM системи стандарту IEEE 802.11n

2.4.1. Оцінка пропускної здатності MIMO-OFDM системи

Для проведення експериментальних досліджень пропускної здатності каналів мереж із використанням технології MIMO-OFDM пропонується обрати загальнодоступне обладнання мереж стандарту IEEE 802.11n. Вибір обумовлено можливістю відносно легкого налаштування мережевого обладнання, великою кількістю програмних продуктів для проведення вимірювань пропускної здатності безпроводового каналу. При цьому в мережах даного стандарту вдало поєднано використання досліджуваних технологій MIMO та OFDM. У зв'язку із цим, наведемо методику оцінки пропускної здатності мереж стандарту IEEE 802.11n.

Розглянемо частковий випадок для одноканальної системи SISO та для сценарію розповсюдження радіохвиль тільки всередині приміщення. Для подальших досліджень використовується модель Хата для внутрішньо-внутрішнього сценарію розповсюдження електромагнітного випромінювання (коли приймач та передавач розташовані в межах багатоповерхової будівлі).

Оцінку пропускної здатності мережі для конкретного випадку для внутрішньо-внутрішнього сценарію розповсюдження радіохвиль, тобто всередині приміщення.

Аналітичний вираз для моделі Хата для внутрішньо-внутрішнього сценарію розповсюдження радіосигналу в загальному випадку має наступний вигляд [38]:

$$L = L_{fc} + L_c + \sum_{i=1}^n (h_i \cdot L_{oi}) + k_f^{\frac{k_f+2-b \times (k_f+1)}{k_f+1}} \cdot L_f, \quad (2.23)$$

де:

L_{fc} - втрати розповсюдження у вільному просторі;

L_c - постійні втрати (визначаються експериментальним шляхом);

k_f - кількість подоланих поверхів на шляху розповсюдження;

h_i - кількість подоланих стін на шляху розповсюдження;

L_{oi} - втрати у стіні типу i (де i – тип будівельного матеріалу перешкоди);

L_f - втрати між суміжними поверхнями;

b – емпіричний параметр ($b=0,46$);

n – кількість перешкод на шляху розповсюдження радіосигналу.

Беручи до уваги (2.23), внутрішньо-внутрішній сценарій розповсюдження радіохвиль (тобто будуть відсутні затухання, викликані кліматичними умовами), відсутність підсилення на приймальній та передавальній антенах, а також, використовуючи в якості моделі для розрахунку втрат радіосигналу в приміщенні модель Хата, маємо наступне.

Потужність сигналу:

$$S = P_{c/ш} \cdot kTR,$$

або в децибелах:

$$S_{\text{дБ}} = 10 \lg(P_{c/ш} \cdot kTR). \quad (2.24)$$

З іншого боку, потужність сигналу на вході приймача визначається як

$$S_{\text{дБ}} = P_{\text{прд}} - L, \quad (2.25)$$

$$S_{\text{дБ min}} = P_{\text{пр min}}, \quad (2.26)$$

де $P_{\text{пр min}}$ - чутливість приймача.

В результаті виконання простих алгебраїчних перетворень маємо:

$$S_{\text{дБ}} = P_{\text{прд}} - \left[32,4 + 20 \cdot \lg\left(\frac{d}{1000}\right) + 20 \cdot \lg(f) + L_c + \sum_{i=1}^n \frac{h_i \cdot k_i}{\cos(\alpha_i)} + k_f \frac{k_f + 2 - b \cdot (k_f + 1)}{k_f + 1} \cdot L_f \right]. \quad (2.27)$$

Врахувавши (2.27), маємо:

$$10 \cdot \lg(P_{c/ш} \cdot k \cdot T \cdot R) = P_{\text{прд}} - \left[32,4 + 20 \cdot \lg\left(\frac{d}{1000}\right) + 20 \cdot \lg(f) + L_c + \sum_{i=1}^n \frac{h_i \cdot k_i}{\cos(\alpha_i)} + k_f \frac{k_f + 2 - b \cdot (k_f + 1)}{k_f + 1} \cdot L_f \right]. \quad (2.28)$$

З виразу (2.28) шляхом елементарних алгебраїчних перетворень отримуємо:

$$R_i = 10^{\frac{P_{\text{прд}i} - \left[32,4 + 20 \cdot \lg\left(\frac{d}{1000}\right) + 20 \cdot \lg(f) + L_c + \sum_{i=1}^n \frac{h_i \cdot k_i}{\cos(\alpha_i)} + k_f \frac{k_f + 2 - b \cdot (k_f + 1)}{k_f + 1} \cdot L_f \right] + 30}{10}} \cdot \frac{1}{P_{c/ш} \cdot k \cdot T}, \quad (2.29)$$

Загальна пропускна здатність каналу антенної системи МІМО дорівнює сумі пропускних здатностей власних підканалів:

$$R_{\text{max}} = \sum_{i=1}^k R_i, \quad (2.30)$$

де k – кількість каналів антенної системи МІМО.

$P_{\text{прд}i}$ - потужність передавача точки доступу, яка надходить в i -тий власний підканал

МІМО системи;

$L_c = 35 - 37$ дБм – постійні втрати;

f – номінальна частота робочого діапазону для конкретної системи;

$P_{c/shi}$ – необхідне відношення сигнал-шум на вході приймача в i -тому власному підканалі МІМО системи;

$k = 1,38 \times 10^{-23}$ Дж/к – стала Больцмана;

n – кількість перешкод на шляху розповсюдження радіосигналу;

h_i – товщина i -тої перешкоди;

k_i – коефіцієнт згасання i -тої перешкоди;

α_i – кут між променем падіння радіохвилі до i -тої перешкоди і нормаллю, проведеною до даної перешкоди;

k_f - кількість подоланих радіохвилею суміжних поверхонь;

L_f - втрати на подолання суміжних поверхонь для заданого частотного діапазону;

T – абсолютна температура в Кельвінах (середня температура в приміщеннях за нормальних умов $T = 20^\circ \text{C} = 293\text{K}$);

d – максимально можлива дальність передавання даних в конкретному випадку.

Відношення сигнал-шум вибирається із виразів (графіків), що отримані для імовірностей помилок в залежності від типу модуляції та кодування інформації.

Максимально допустима імовірність помилок зазвичай відображена в документації для конкретного обладнання безпроводової технології передавання даних.

На основі отриманих результатів, що викладені вище, розроблено алгоритм визначення швидкості передавання даних по каналах антенних систем МІМО.

Для заданого алгоритму відношення сигнал/шум обчислюється з урахуванням задіяного виду модуляції.

Вхідними даними для задачі оцінки пропускну здатності антенних систем МІМО будуть наступні величини (табл. 2.1).

Таблиця 2.1

Вхідні дані для оцінки пропускної здатності каналів MIMO-OFDM систем

№ з./п.	Параметр	Опис параметру
1.	Температура навколишнього середовища, К	Використовується для визначення величини теплового шуму
2.	Потужність передавача точки доступу, дБм	Зазвичай наводиться в технічній документації до конкретного пристрою
3.	Кількість абонентів безпроводової мережі	Визначає кількість фактично підключених до мережі абонентів
4.	Дальність передавання даних	Визначається радіусом необхідної зони обслуговування. Залежить від розмірів приміщень
5.	Характеристика приміщень	Включає габарити, характер та матеріал перешкод, кут розповсюдження радіохвиль відносно перешкод
6.	Допустимі види модуляції	Включає перелік допустимих видів модуляції у відповідності до необхідного співвідношення сигнал/шум

Алгоритм визначається наступною послідовністю дій.

Крок 1. Визначення потужності передавача БС або точки доступу.

Крок 2. Визначення температури приміщення (зовнішнього середовища).

Крок 3. Визначення кількості абонентів мережі, що припадають на одну БС або точку доступу.

Крок 4. Визначення максимальної необхідної дальності передавання даних.

Крок 5. Визначення габаритів, характеру та матеріалу перешкод, кута розповсюдження радіохвиль відносно перешкод.

Крок 6. Визначення типу використовуваної модуляції. Спочатку обирається максимально допустимий вид модуляції, що здатен забезпечити максимально

допустиму швидкість передавання даних.

Крок 7. Розрахунок необхідного відношення сигнал/шум на вході приймачів, що забезпечує нормальне функціонування системи та допустиму імовірність бітової помилки.

Крок 8. Безпосередньо розрахунок швидкості передавання за формулою. Якщо значення розрахованої швидкості передавання не може бути досягнутим для обраному на кроці 6 виду модуляції, то необхідно повернутися до кроку 6 та обрати модуляцію, яка зможе забезпечити необхідну швидкість передавання.

Таким чином, на базі отриманої моделі у програмному пакеті MathCad були побудовані графічні залежності швидкості передавання даних по мережі із використанням антенних систем МІМО в конфігурації (2x2) від дальності зв'язку (рис. 2.10 та рис. 2.11).

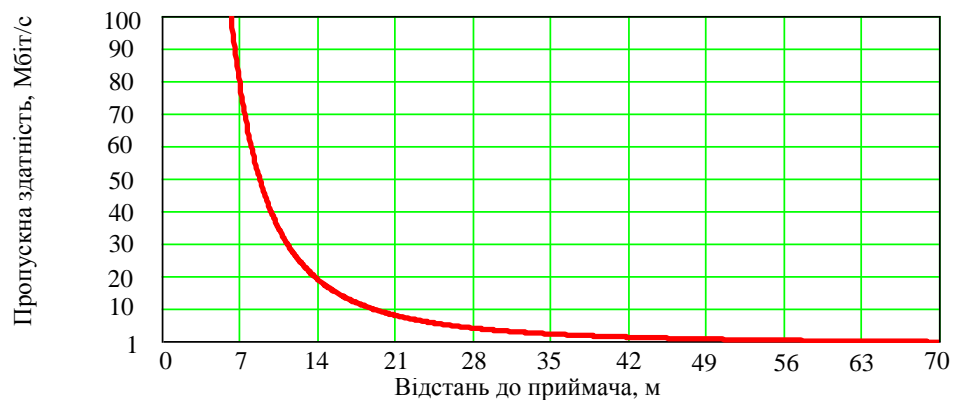


Рис. 2.10. Залежність швидкості передавання МІМО системи в стандарті IEEE 802.11n (потужність передавача складає 17 дБм) від відстані

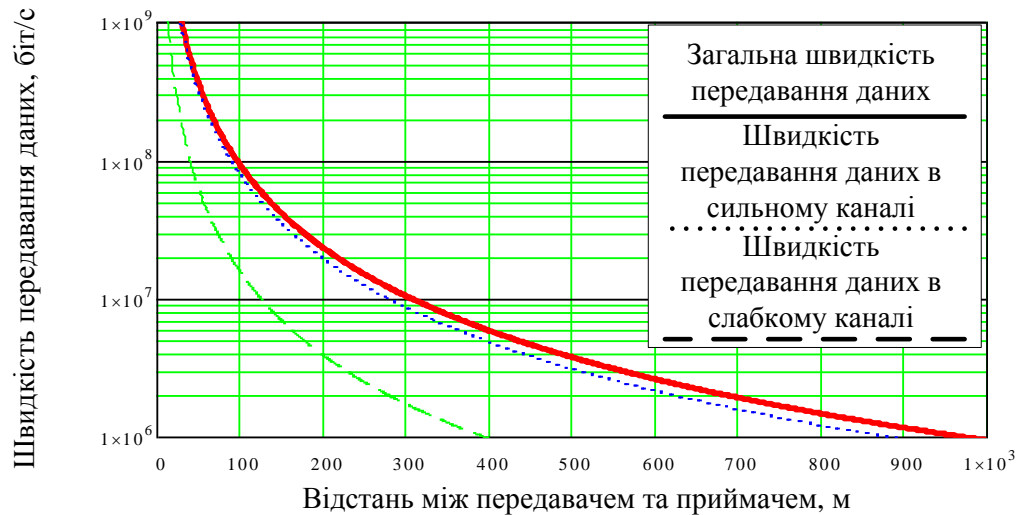


Рис. 2.11. Залежність швидкості передавання MIMO системи в стандарті IEEE 802.11n (потужність передавача складає 17 дБм) від відстані, побудована у логарифмічному масштабі

Аналогічним чином із формули (2.20) можна отримати вираз для обчислення максимально допустимого радіусу зон обслуговування сучасних безпроводових систем [38].

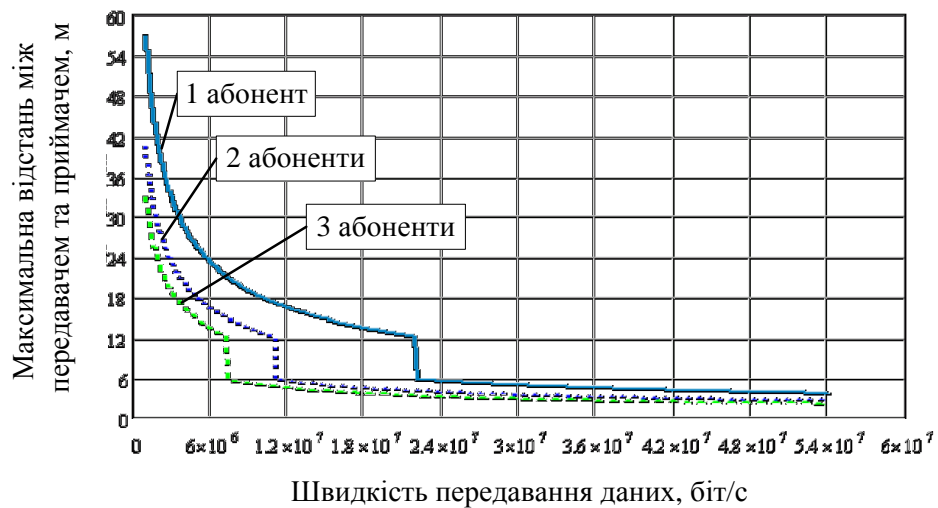
$$d_{\max} = 10^{\frac{P_{npd} - \left[32,4 + 20 \lg(f) + L_c + \sum \frac{h_i \cdot k_i}{\cos(\alpha_i)} + k_f^{\frac{k_f + 2 - b \times (k_f + 1)}{k_f + 1}} \cdot L_f + 10 \lg(P_{c/lu} \cdot kTR_{\min}) \right]}{20}}$$

У останньому виразі прийняті такі ж умовні позначення, як і в виразі (2.31).

Наведемо графічний матеріал, який ілюструє залежність радіусу зони обслуговування точки доступу від кількості абонентів та необхідної швидкості передавання даних (рис. 2.12). Різкі стрибки дальності зв'язку пов'язані із алгоритмом автоматичного зрушення швидкості в стандарті IEEE 802.11g.



(a)



(б)

Рис. 2.12. Залежність радіусу зони обслуговування від швидкості передавання даних: (а - без перешкод; б - дві перешкоди (цегляні стіни))

Тому, як видно, за допомогою розробленої методики можна провести оцінку ефективної швидкості передавання в каналах антенних систем МІМО, в залежності від типу рельєфу місцевості, кількості та характеру перешкод, висот підвісу прийомної та передавальної антен, частоти радіосигналу, ширини використовуваної смуги частот, конфігурації антенної системи МІМО тощо.

Висновки 2-го розділу

Можна стверджувати, що оцінка пропускної здатності сучасних безпроводових систем є дуже актуальною задачею, яка потребує першочергового вирішення. Тому в даному розділі проведено розробку методу визначення пропускної здатності каналів антенних систем MIMO в сучасних стільникових мережах четвертого покоління.

В результаті проведених досліджень в другому розділі отримані наступні результати.

1. Метод оцінки ефективної пропускної здатності антенних систем MIMO в конфігураціях $(2 \times M)$ та $(N \times 2)$, який дозволяє встановити залежність пропускної здатності від необхідного співвідношення сигнал/шум на вході приймачів, імовірності виникнення бітових помилок, дальності зв'язку, кількості та характеру перешкод на шляху розповсюдження радіосигналу, метеорологічних умов, потужності передавачів, частоти радіосигналу, типу місцевості. Даний метод може бути використаний під час планування стільникових мереж четвертого покоління тільки для попередньої оцінки можливої ефективної пропускної здатності каналів, що дозволить більш ефективно проводити планування, враховуючи вимоги користувачів до якості обслуговування. Проте при точному плануванні даний метод використовувати не рекомендується через низьку точність визначення прогнозованої величини затухань за допомогою емпіричних моделей.

2. Дослідження емпіричних моделей розповсюдження радіохвиль та можливості їх використання для прогнозування втрат на шляху розповсюдження радіосигналу в мережах WiMAX та LTE.

3. Проведене комп'ютерне моделювання надало змогу провести побудову графічних залежностей ефективної пропускної здатності каналів антенних систем MIMO сучасних стільникових мереж четвертого покоління.

4. Метод дозволив визначити прогнозну величину втрат в швидкості передачі інформації при зміні характеристик траси розповсюдження радіохвиль.

3. МЕТОДИ ПОБУДОВИ КАНАЛУ ЗВ'ЯЗКУ ПРИ ВПЛИВІ НАВМИСНИХ ЗАВАД ТА СЕЛЕКТИВНИХ ЗАВМИРАНЬ

3.1. Удосконалений метод оцінювання частотної характеристики багатопроменевого каналу зв'язку

3.1.1. Вибір характеристик тестової послідовності

Для вирішення задачі оцінювання частотної характеристики каналу зв'язку в сучасних системах радіозв'язку передається спеціальна тестова послідовність.

Проходження тестових символів через багатопроменевий канал можна подати наступним виразом:

$$Z(t) = X(t)h(t) + B(t), \quad (3.1)$$

де $Z(t)$, $X(t)$ – прийняті і передані сигнали тестової послідовності; $h(t)$ – передатна характеристика каналу; $B(t)$ – завада, що діє в каналі зв'язку.

Як було показано в п. 2.1, важливою задачею при побудові системи оперативного управління військової системи радіозв'язку є визначення оптимального об'єму службової інформації, яка достатньо відображує поточний стан ВСРЗ.

Узагальненим показником, на підставі якого в реальному часі формуються оцінки стану нестаціонарного радіоканалу адаптивної радіолінії, є показник коефіцієнта помилок переданого по ній двійкового сигналу.

Коефіцієнт помилок визначається як відношення кількості прийнятих біт з помилками до загальної кількості переданих біт інформації:

$$K_{\text{пом}} = f(E_b / E_z), \quad (3.2)$$

де E_b – енергія біта сигналу на приймальному боці; E_z – енергія завад.

Очевидно, що такі параметри радіолінії, як потужність передавача, робоча частота, характеристики антено-фідерних пристроїв, безпосередньо визначають величину $K_{\text{пом}}$, через аргумент E_b , а параметри швидкості передачі інформації – вид модуляції, тип кодування – опосередкованою.

Однак у відомих адаптивних радіолініях передача команд встановлення зв'язку, адаптації і тестових сигналів, які використовуються для формування поточної оцінки якості каналу зв'язку, здійснюється не безпосередньо каналом передачі основної інформації, а по спеціальному каналу. При цьому для перестроювання радіозасобів адаптивної радіолінії з режиму оцінки стану нестационарного радіоканалу в режим передачі необхідної інформації потрібен час, що знижує оперативність адаптації. Додатковим недоліком використання спеціалізованих тестових сигналів є зупинка передачі корисної інформації на час процедури тестування, що позначається на оперативності передачі інформації, а постійна зміна умов поширення радіосигналів знижує своєчасність періодично одержуваної інформації про стан каналу, оскільки дає точне представлення про нього тільки на момент відправлення і обробки тестових сигналів.

На рис. 3.1 наведені характеристики завадостійкості пристрою перетворення сигналів для різних значень швидкості передачі в підканалі, отримані методом математичного моделювання.

Для контролю і виявлення помилок усередині інформаційних полів команд управління адаптивною радіолінією, які виникли при їх передачі, призначене поле

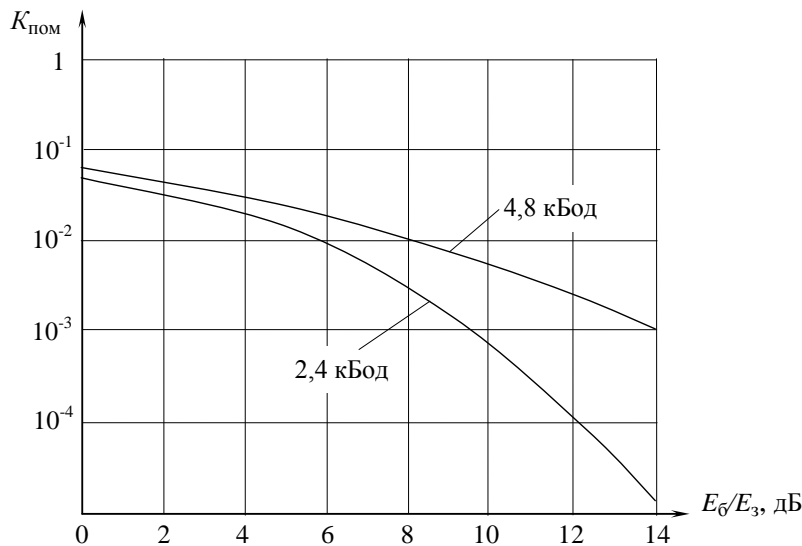


Рис. 3.1. Характеристики завадостійкості пристрою перетворення сигналів

CRC – циклічної перевірки з надлишковим кодом (CRC – Cyclical Redundancy Check), що забезпечує прийняття приймачем рішення про прийняття командного пакета до виконання, або про його пропуск. У моменти передачі команд встановлення зв'язку або в моменти, що передують передачі команд управління автоматизованої адаптації, у багатопроменевих радіоканалах зі швидкими селективними завмираннями і глибокими гладкими завмираннями, внаслідок обмежених можливостей використовуваного пристроїв перетворення сигналів, виникає додатковий фактор збільшення коефіцієнта помилок до величини, що характеризується значенням $K_{\text{пом}} \approx 2 \cdot 10^{-2} \dots 5 \cdot 10^{-2}$, тому застосування процедури CRC для підвищення надійності команд встановлення зв'язку і автоматизованої адаптації є виправданим.

З погляду рішення завдання забезпечення синхронізації команд управління встановленням зв'язку і автоматизованої адаптації як завдання узгодженої фільтрації сигналу на фоні сильних завад конструктивним є використання кодових послідовностей максимальної довжини або M -послідовностей для передачі команд управління адаптивною радіолінією. Довжина M -послідовності дорівнює $L = 2^{l-1}$, де l – кількість розрядів регістра

зсуву, охопленого зворотними зв'язками. Пік автокореляційних функцій (АКФ) M -послідовностей

$$R(\tau) = \int A(t)A(t - \tau) dt \quad (3.3)$$

в області $\tau = t$ досягає N і може бути дуже значним.

Оскільки надмірне збільшення довжини M -послідовності, яка використовується для виявлення команди управління автоматизованої адаптації і синхронізації її обробки, витрачає корисну пропускну здатність каналу, то завданням оптимізації її застосування при $K_{\text{пом}} \approx 2 \cdot 10^{-2} \dots 5 \cdot 10^{-2}$, є пошук її найменшої довжини N , при якій гарантовано забезпечується підсилення кореляційної обробки, що характеризується різницею значень максимального (при $k = L$) піка та найближчого до нього значення максимального піка АКФ M -послідовності, спотвореної впливом завад:

$$\Delta R = R_{\text{max}}(L) - R_{\text{max}}(k). \quad (3.4)$$

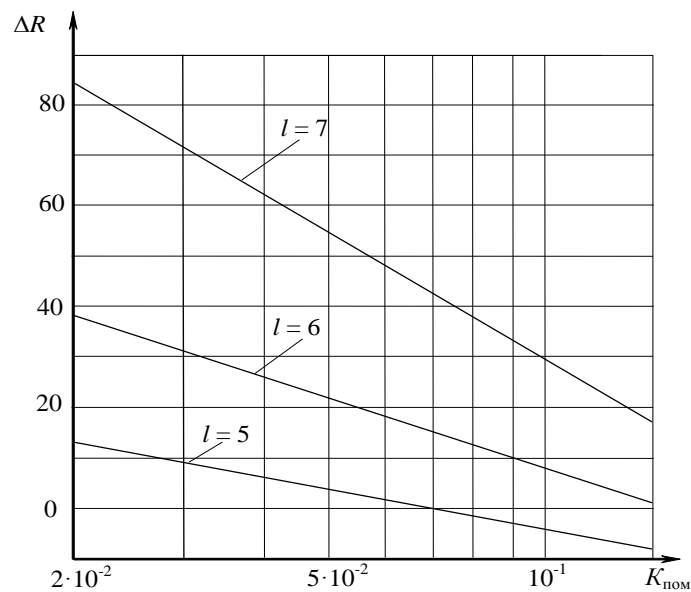


Рис. 3.2. Залежності величини підсилення кореляційної обробки M -послідовностей різної довжини від коефіцієнта помилок

Очевидно, що сформована на цій основі оцінка буде оцінкою зверху для визначення ймовірності помилкового приймання команди управління встановленням зв'язку і автоматизованої адаптації.

На рис. 3.4 наведено графіки залежностей величини підсилення кореляційної обробки M -послідовностей різної довжини ($l = 5, 6, 7$) від коефіцієнта помилок у біті $K_{\text{пом}}$. З аналізу графіків видно, що для M -послідовності байтової синхронізації з $l = 5$, при $K_{\text{пом}} = 7 \cdot 10^{-2}$, $\Delta R = 0$.

Команди управління автоматизованої адаптації формуються в моменти ок. погіршення якості приймання нижче встановленої величини. Рішення про формування і автоматичну передачу команди адаптації приймається в пристрої перетворення сигналів на підставі процедури оцінки якості каналу приймання в реальному часі, що формує необхідні оцінки безпосередньо по робочому сигналі даних будь-яким відомим способом, наприклад на основі визначення діючого відношення сигнал/шум з використанням характеристичних моментів робочого сигналу.

Команда управління автоматизованої адаптації, маркірована M -послідовністю відомої форми і завдяки наявності цієї детермінованої частини являє собою тестовий сигнал, за яким приймальна сторона може без втрат для вже зупиненої процедурою адаптації передачі інформації шляхом підрахунку по бітам M -послідовності коефіцієнта помилок $K_{\text{пом}}$ визначити стан каналу приймання. Аналогічно передача сигналів у вигляді пакетів команд встановлення зв'язку також дозволяє приймачу здійснювати оперативну і своєчасну оцінку стану каналів зв'язку радіолінії безпосередньо перед початком приймання даних від кінцевої апаратури, тобто також без втрат для пропускнуої здатності каналу. Крім того, використання M -послідовностей не тільки в командних, але й в інформаційних пакетах, дозволяє приймачу формувати прямі поточні оцінки якості каналу приймання в реальному часі для верифікації оцінок, отриманих при пакетному обміні, непрямыми методами. Надійність оцінок стану каналу при цьому підвищується, а для передачі тестових сигналів на вторинній основі використовується надмірність, уже виділена для організації пакетної передачі даних.

Крім ефективного використання надмірності застосування для тестування каналу псевдовипадкової послідовності дозволяє оптимізувати побудову пристрою обробки сигналів, який виконує роль контролера пакетного зв'язку, оскільки для цілей завадостійкої синхронізації та оцінювання використовуються дані єдиного обчислювача.

Визначимо вид і довжину M -послідовності, яка використовується при передачі команд управління і оцінці стану каналу зв'язку.

Відповідно до виразу

$$R_l(L_l + s) = \sum_{i=0}^{L_l} c_l(i)c_l(i-s), \quad s = -L_l, \dots, -1, 0, 1, \dots, L_l, \quad (3.5)$$

де $c_l(i)$ – значення біт з номерами i послідовностей з номерами l ; L_l – довжина періоду послідовності з номером l ; $R_l(*)$ – значення відліків АКФ послідовності з номером n , визначаються відліки АКФ розрахованих l M -послідовностей з довжинами $L_1, L_2, \dots, L_{l-1}, L_l$ і на підставі їх аналізу вибираються $(l - m)$ M -послідовностей з довжинами $L_{l-m}, \dots, L_{l-1}, L_l$, що задовольняють умові:

$$20 \lg \left(\frac{R_{\max}(L_{l-m})}{R_{\max}(k_{l-m})} \right) > K_{\text{нн}} \quad , \quad (3.6)$$

де $R_{\max}(L_{l-m})$ – значення максимальних відліків АКФ послідовностей з номерами $(l - m)$ у позиціях з номером L ; $R_{\max}(k_{l-m})$ – значення відліків максимальних часток піків АКФ послідовностей з номерами $(l - m)$ у позиціях з номером k .

Для обраних $(l - m)$ M -послідовностей з довжинами $L_{l-m}, \dots, L_{l-1}, L_l$ методом чисельного моделювання при достатній кількості випробувань $p = 1, 2, \dots, P$, яка забезпечує необхідну точність оцінки, і моделюванні незалежних помилок рівномірним законом розподілу щільності розподілу ймовірності для кожної $(l - m)$ M -послідовності визначається залежність:

$$f(K_{\text{гн}}) = \left(R_{\text{max}}^{\min}(L_{l-m}) - R_{\text{max}}^{\max}(k_{l-m}) \right) \Big|_{p=1 \dots P}, \quad (3.7)$$

де $R_{\text{max}}^{\min}(L_{l-m})$ – мінімальні значення максимального відліку автокореляційної функції (АКФ) послідовностей з довжинами L_i у позиції, що відповідає повній довжині, визначені по P -реалізаціях; $R_{\text{max}}^{\max}(k_{l-m})$ – максимальні значення відліку максимального часткового піка АКФ послідовностей з довжинами L_i у позиціях з номером k , визначені по P -реалізаціях; значення $K_{\text{пом}}$ у межах: $0,1K_{\text{пом доп}}, K_{\text{пом доп}}, 10K_{\text{пом доп}}$.

На підставі аналізу розрахованих залежностей вибираються $(j - m)$ M -послідовностей з довжинами $L_{j-m}, \dots, L_{l-1}, L_l$, які відповідають при $K_{\text{пом}} = K_{\text{пом доп}}$ умові

$$\left(R_{\text{max}}^{\min}(L_{l-m}) - R_{\text{max}}^{\max}(k_{l-m}) \right) \Big|_{K_{\text{гн}} = K_{\text{гн}}^{\text{гн}}} > 0. \quad (3.8)$$

Це означає, що при заданій кількості випробувань P ймовірність помилкового виявлення обраних послідовностей з $\Delta R > 0$, буде нижче оцінки зверху ймовірності помилкового виявлення, що відповідає M -послідовності з номером j , із тривалістю L_j при $\hat{E}_{\text{гн}} = \hat{E}_{\text{гн}}^{\text{гн}}$ та $\Delta R = 0$.

Для забезпечення максимальної швидкості передачі команд управління автоматизованої адаптації і внесення при її передачі в основний інформаційний канал мінімальної надмірності з обраних $(l - m)$ M -послідовностей з довжинами $L_{l-m}, \dots, L_{l-1}, L_l$ вибирається M -послідовність із номером l_{min} , яка має мінімальну довжину $L_{l_{\text{min}}}$.

Обрана M -послідовність довжиною L_{min} використовується при передачі команд управління автоматизованої адаптації, зформованих у моменти часу,

обумовлені зниженням поточного значення оцінки якості каналу в реальному часі, нижче встановленої граничної величини, для синхронізації пакетів команд управління автоматизованої адаптації, переданих по основному інформаційному каналу передачі сигналів адаптивної радіолінії.

3.2.2. Сутність удосконаленого методу оцінювання частотної характеристики багатопроменевого каналу зв'язку

Завдання оцінювання каналу зв'язку може бути поставлено, як знаходження значень імпульсної характеристики каналу $h(k)$ (або відповідних її значень частотної характеристики $H(k)$) шляхом обробки прийнятої реалізації $Z(n)$ і відомої тестової послідовності $X(n)$.

Розглянемо основні відомі методи оцінювання частотної характеристики каналу – метод поелементного ділення (найменших квадратів), метод максимуму правдоподібності і метод мінімуму середньоквадратичного відхилення.

Рівняння (3.1) після перетворень можна подати в матричному вигляді

$$Z = XH + B, \quad (3.9)$$

де Z – вектор-стовпець відліків спектру прийнятого символу; H – невідомий вектор-стовпець відліків частотної характеристики каналу; X – відома квадратна діагональна матриця, на діагоналі якої перебувають відліки спектральної щільності тестової послідовності; B – вектор-стовпець відліків миттєвого спектру адитивного білого Гаусовського шуму.

Відзначимо, що подання (3.9) можливо завдяки наявності захисного інтервалу в тестових символах. Це дозволяє розглядати проходження сигналу через частотно-селективний канал як згортку з його імпульсною характеристикою і дає можливість легко переходити від часового подання сигналу до частотного.

Рішенням N задачі оцінювання детермінованого вектора H з рівняння (3.9) буде наступний вираз

$$\hat{\mathbf{H}} = (\mathbf{X}^* \mathbf{X})^{-1} \mathbf{X}^* \mathbf{Y} = \mathbf{X}^{-1} \mathbf{Z}, \quad (3.10)$$

яке визначає незміщену оцінку за методом найменших квадратів.

Слід зазначити, що при заданих вище умовах завдання отримана оцінка є одночасно і оцінкою максимальної правдоподібності частотної характеристики каналу.

Оскільки в виразі (3.10) матриця \mathbf{X} є діагональною, то алгоритм оцінювання за методом найменших квадратів полягає в простому (поелементному) діленні в частотній області прийнятої реалізації відліків тестового символу \mathbf{Z} на відому неспотворену копію тестової послідовності і переходить в найпростіший метод поелементного ділення (ПД).

Для усунення міжсимвольної інтерференції і правильної роботи TDMA-системи необхідно, щоб тривалість імпульсної характеристики каналу $h(n)$ була менша чим довжина захисного інтервалу, яка, у свою чергу, в 5 разів менше повної тривалості TDMA-символу. Це дозволяє зменшити кількість оцінюваних параметрів, визначаючи спочатку імпульсну характеристику каналу $h(n)$ (наприклад, на довжині захисного інтервалу, якщо немає іншої апріорної інформації) і потім шляхом перетворення Фур'є знаходячи оцінку частотної характеристики каналу \mathbf{H} .

Зрозуміло, що зменшення кількості оцінюваних параметрів (за рахунок апріорної інформації) при незмінному обсязі даних, дозволяє збільшити точність оцінювання.

Перепишемо вираз (3.9) для вектора імпульсної характеристики $\mathbf{h} = [h(1), h(2) \dots h(L)]^T$, використовуючи матрицю перетворення Фур'є

$$\mathbf{F} = [\mathbf{F}_{mn}] = \left[e^{-j2\pi \frac{mn}{N}} \right].$$

$$\mathbf{Z} = \mathbf{X}\mathbf{F}\mathbf{h} + \mathbf{V}. \quad (3.11)$$

Після перемноження лівої частини рівняння (3.11) на матрицю \mathbf{X}^{-1} , одержимо, за аналогією з (3.9), явний вираз для оцінки вектора імпульсної характеристики

$$\hat{\mathbf{h}} = (\mathbf{F}^* \mathbf{F})^{-1} \mathbf{F}^* \mathbf{X}^{-1} \mathbf{Z}, \quad (3.12)$$

де верхній індекс $*$ позначає ермітове сполучення. Оцінка (3.12) імпульсної перехідної характеристики каналу в більшості робіт з оцінювання каналів зв'язку називається оцінкою за методом максимальної правдоподібності (МП). Ця оцінка, при заданих умовах завдання, є найкращою і досягає нижньої границі Крамера-Рао. Процес оцінювання за методом МП зводиться до множення прийнятого сигналу на заздалегідь обчислену матрицю $(\mathbf{F}^* \mathbf{F})^{-1} \mathbf{F}^* \mathbf{X}^{-1}$ і вимагає апіорного знання тривалості каналу L . Нескладно показати, що якщо покласти тривалість L оцінюваної імпульсної характеристики каналу однаковою з тривалістю TDMA-символу N , то матриця $\mathbf{F}(\mathbf{F}^* \mathbf{F})^{-1} \mathbf{F}^*$ перетвориться в одиничну і оцінки МП (3.12) і поелементного ділення (3.10) будуть збігатися.

У попередніх методах частотна характеристика каналу розглядалася як невідома детермінована функція, яку необхідно оцінити за наявними спостереженнями. Однак можливий інший підхід до постановки завдання оцінювання, при якому частотна характеристика каналу \mathbf{H} розглядається як випадковим вектор з відомою щільністю ймовірності. При такій постановці завдання для оцінювання можна застосувати метод мінімізації середньоквадратичного відхилення (МСКВ).

МСКВ-оцінка $\tilde{\mathbf{h}}$ імпульсної характеристики буде виражатися через автокореляційну матрицю каналу $\mathbf{C}_h = \mathbf{E}\{\mathbf{h}\mathbf{h}^*\}$ і дисперсію шуму σ_B^2 (які вважаються апіорі відомими):

$$\tilde{\mathbf{h}} = \mathbf{C}_h (\mathbf{X}\mathbf{F})^* \left[\mathbf{X}\mathbf{F}\mathbf{C}_h (\mathbf{X}\mathbf{F})^* + \sigma_B^2 \mathbf{I} \right]^{-1} \mathbf{Z}, \quad (3.13)$$

де \mathbf{I} – одинична матриця розмірності $N \times N$.

Всі розглянуті методи оцінювання полягають в множенні вектора Фур'є-перетворення прийнятого сигналу \mathbf{Z} на деяку матрицю. Використовуючи цю властивість, виразимо найбільш складні МП- і МСКВ-оцінки через оцінку за методом поелементного ділення (ПД)

$$\mathbf{h} = \mathbf{A}\mathbf{F}^* \hat{\mathbf{H}}, \quad (3.14)$$

Для МП-оцінки потрібно використати матрицю

$$\mathbf{A} = (\mathbf{F}^* \mathbf{F})^{-1}, \quad (3.15)$$

а для МСКВ-оцінки матрицю

$$\mathbf{A} = \left[\mathbf{F}^* \mathbf{F} + (\mathbf{X}^* \mathbf{X})^{-1} \sigma_B^2 \mathbf{C}_h^{-1} \right]^{-1}. \quad (3.16)$$

МП- і МСКВ-оцінки більш складні в реалізації – необхідна велика кількість операцій множення. В МСКВ-оцінці (3.16), крім цього, при зміні рівня шуму може знадобитися додатковий обсяг матриці. Іншим недоліком МП- і МСКВ-методів є необхідність апіорних знань про довжину імпульсної характеристики каналу, а також (для МСКВ-методу) її автокореляційних властивостей та рівня шуму.

Таким чином, перевершуючи оцінку за методом поелементного ділення за точністю, МП- і МСКВ-алгоритми мають істотно більшу обчислювальну складність. Тому виникає завдання розробки практичних схем оцінювання стану каналу в TDMA-системах зв'язку, які дозволяють реалізувати компроміс між точністю і простотою. Наприклад, різні підходи до спрощення МСКВ-алгоритму шляхом зменшення розмірів матриці \mathbf{A} розглядалися в роботах.

Виведемо алгоритм оцінки частотної характеристики каналу, що є оптимальним у середньоквадратичному сенсі.

Поставимо завдання знаходження такого згладжуючого перетворення початкової оцінки за методом поелементного ділення, яке б мінімізувало середньоквадратичне відхилення оцінки частотної характеристики від дійсного значення

$$\delta_{\text{СКВ}}^2 = \left\langle \sum_{k=1}^N |H(k) - H^*(k)|^2 \right\rangle \rightarrow \min. \quad (3.17)$$

Згладжену оцінку частотної характеристики каналу знайдемо у вигляді

$$H^*(n) = \sum_{k=1}^{L_w} \hat{H}(n-k)w(k), \quad (3.18)$$

де коефіцієнти згладжуючого вікна $w(k)$ повинні забезпечувати виконання умови (3.18). Для рішення цього завдання перейдемо до часової області і виразимо імпульсну характеристику згладженої оцінки каналу в часовій області в такому вигляді

$$h^*(k) = \hat{h}(k)W(k); \quad \mathbf{h}^* = \text{diag}(\mathbf{W})\hat{\mathbf{h}}, \quad (3.19)$$

де ваговий вектор W є зворотним Фур'є-перетворенням коефіцієнтів згладжуючого вікна в частотній області $w(k)$.

З порівняння (3.19) і виразів (3.14), (3.15), (3.16) видно, що одержана оцінка може бути подана у вигляді, аналогічному МП- і МСКВ-оцінкам. Однак істотна відмінність полягає в тому, що матриця \mathbf{A} у цьому випадку переходить у просту діагональну матрицю

$$\mathbf{A}^* = N \text{diag}(\mathbf{W}). \quad (3.20)$$

В результаті операція матричного множення в (3.14) зводиться до поелементного перемножування векторів \mathbf{W} і \mathbf{H} .

Для знаходження вагового вектора \mathbf{W} використаємо підхід, аналогічний при знаходженні оцінки МСКВ, – імпульсну характеристику каналу будемо вважати випадковим гаусовським вектором. При цих умовах рішенням оптимізаційної задачі (3.10) буде вираз

$$W(k) = \frac{\sigma_h^2(k)}{\sigma_h^2(k) + \sigma_B^2(k)/N}, \quad (3.21)$$

де $\sigma_h^2(k)$ – середні потужності променів, які описують профіль загасання каналу (діагональні елементи матриці \mathbf{C}_h); $\sigma_B^2(k)$ – дисперсія помилки оцінювання частотної характеристики каналу за методом поелементного ділення.

Вираз (3.21) описує баланс між подавленням шумових складових в оцінці каналу і прагненням зменшити спотворення в оцінці, викликані згладжуванням. У граничному випадку при великих відношеннях сигнал/шум частотна характеристика згладжуючого фільтра стає усе більш плоскою і перестає вносити спотворення в оцінку за методом поелементного ділення. При зменшенні відношення сигнал/шум помилка оцінки каналу збільшується і частотна характеристика фільтра наближається до профілю загасання каналу, при цьому більш сильні промені вносять більший вклад в оцінку каналу зв'язку.

Таким чином, ми одержали вирази для оптимального (мінімізованого середньоквадратичного відхилення) вікна згладжування для даного профілю загасання каналу і рівня шуму, що враховує нерівномірність спектральної щільності потужності сигналу на виході каналу.

Відмінність методу від відомих, що визначає його новизну і сутність удосконалення, полягає в тому, що оцінювання частотної характеристики каналу зв'язку здійснюється методом поелементного ділення з використанням

згладженого перетворення одержаних результатів з врахуванням параметрів загасання сигналу в багатопроменевому каналі зв'язку.

Схема алгоритму реалізації вдосконаленого методу контролю стану каналу зв'язку із селективними завмираннями подана на рис. 3.3.



Рис. 3.3. Схема алгоритму реалізації удосконаленого методу контролю стану каналу зв'язку з селективними завмираннями

3.2.3. Оцінка ефективності розробленого методу

З метою оцінки продуктивності і порівняльного аналізу розглянутих схем було проведено чисельне моделювання роботи TDMA-системи при різних алгоритмах оцінювання частотної характеристики каналу.

Для цього модель TDMA-системи була реалізована в середовищі програмування Matlab. Моделювалося проходження тестової послідовності і пакета даних через багатопроменевий релеївський канал з адитивним білим гаусівським шумом. Канал зв'язку моделювався як цифровий фільтр зі скінченною імпульсною характеристикою. Коефіцієнтами фільтра були незалежні гаусівські комплексні випадкові величини, дисперсії яких експоненційно убували зі зростанням затримки так, щоб середньоквадратичний час загасання такого каналу дорівнював 50 нс і відповідав характеристикам реальних каналів.

При передачі тестової послідовності використовувалася фазова двійкова маніпуляція і швидкість кодування $1/2$. Для оцінювання частотної характеристики каналу використовувалися наступні методи: метод поелементного ділення; ПД-оцінка, зі згладжуванням вікном Хемінга довжиною 5 відліків; метод мінімуму середньоквадратичного відхилення та запропонований удосконалений метод на основі оцінки нерівномірності спектральної щільності потужності сигналу.

На рис. 3.4 наведений графік залежності ймовірності пакетної помилки від відношення сигнал/шум $P_{\text{пом}}(Q^2)$ (крива 1 – метод ПД, 2 – ПД зі згладжуванням, 3 – розроблений метод, 4 – метод мінімуму середньоквадратичного відхилення, 5 – випадок ідеального знання характеристик каналу).

Відстань між ймовірностями пакетної помилки при оцінюванні каналу методом по елементного ділення і у випадку точно відомої оцінки каналу становить 2 дБ. Таким чином, всі інші алгоритми мають відносно невеликий простір, і більших вигащів у відношенні сигнал/шум одержати не вдасться.

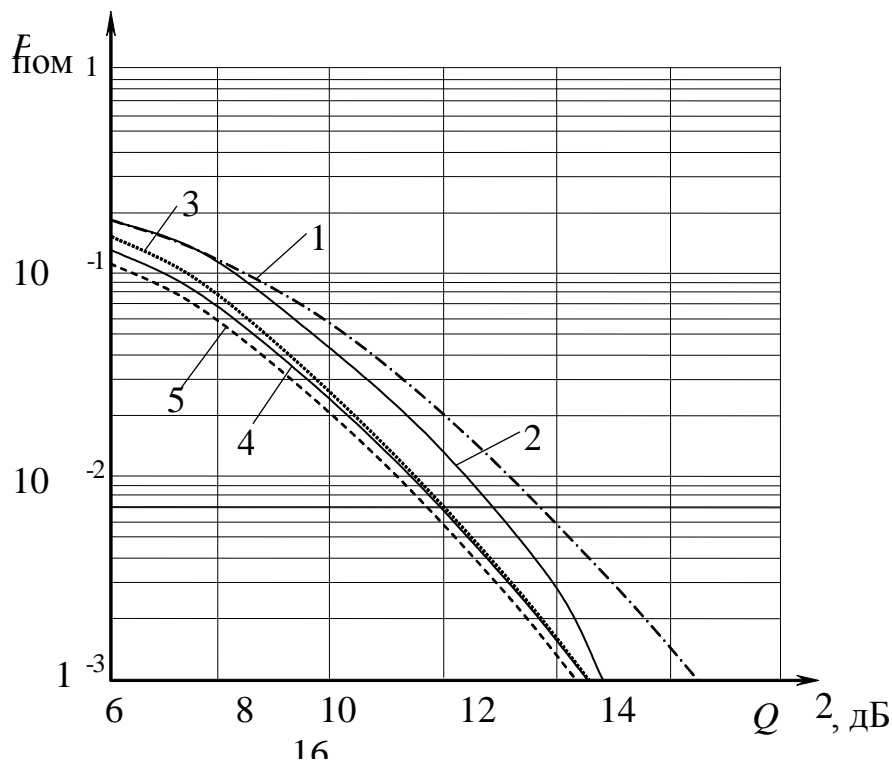


Рис. 3.4. Графік залежності ймовірності помилки від відношення сигнал/шум

Невелика модифікація оцінки методом по елементного ділення шляхом згладжування вікном Хемінга дає вигащ близько 0,5-0,6 дБ у порівнянні зі звичайним методом по елементного ділення.

Запропонований метод поступається методу МСКВ і дає вигащ в 1,1-1,2 дБ у порівнянні з найпростішим методом по елементного ділення. Помітимо, що обчислювальна складність запропонованого методу менша складності МСКВ, оскільки замість множення на матрицю процес оцінювання зводиться до множення на вектор.

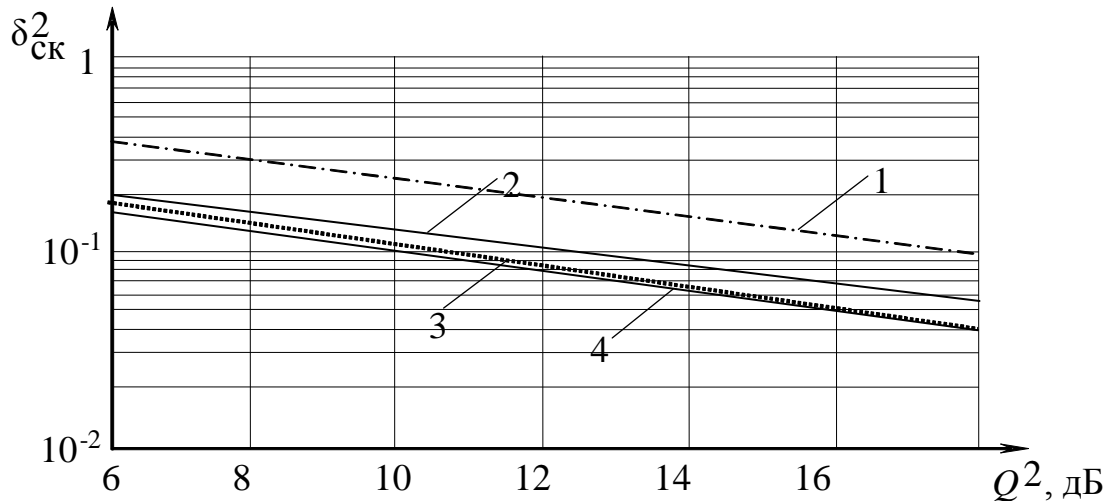


Рис. 3.5. Графік залежності середньоквадратичного відхилення від відношення сигнал/шум

Рисунок 3.5 ілюструє отримані експериментально залежності середньоквадратичного відхилення оцінки частотної характеристики каналу. Добре видно, що в області великих відношень сигнал/шум оцінка за допомогою запропонованого методу не поступається за величиною середньоквадратичного відхилення МСКВ - оцінці. Це пояснюється використанням у розробленому методі інформації про нерівномірність спектральної щільності потужності сигналу на виході каналу.

Таким чином, запропонований удосконалений метод контролю стану каналу зв'язку із селективними завмираннями, сутність якого полягає в оцінці частотної характеристики багатопроменевого каналу зв'язку за допомогою спеціальної тестової послідовності.

Запропонований метод контролю дозволяє поліпшити точність оцінки стану каналу зв'язку із селективними завмираннями на 1,1-1,2 дБ у порівнянні з методом поелементного ділення. Крім того, в області великих відношень сигнал/шум оцінка за допомогою запропонованого методу не уступає за величиною середньоквадратичного відхилення МСКВ - оцінці.

Висновки 3-го розділу

1. Використання розроблених методів оцінювання якості радіоканалу в реальному часі підвищує ефективність адаптації як засобу забезпечення надійності передачі інформації по каналу з нестационарними параметрами, а також стійкості радіолінії до дії навмисних і випадкових завад.

2. Запропонований удосконалений метод контролю стану каналу зв'язку із селективними завмираннями, сутність якого полягає в оцінці частотної характеристики багатопробеневого каналу зв'язку за допомогою спеціальної тестової послідовності. Відмінність методу від відомих, що визначає його новизну і сутність удосконалення, полягає в тому, що оцінювання частотної характеристики каналу зв'язку здійснюється методом поелементного ділення з використанням згладженого перетворення одержаних результатів з врахуванням параметрів загасання сигналу в багатопробеновому каналі зв'язку.

Запропонований метод контролю дозволяє поліпшити точність оцінки стану каналу зв'язку із селективними завмираннями на 1,1-1,2 дБ у порівнянні з методом по елементного ділення. Крім того, в області великих відношень сигнал/шум оцінка за допомогою запропонованого методу не уступає за величиною середньоквадратичного відхилення МСКВ - оцінці.

Особливістю запропонованого методу оцінки якості каналу зв'язку з навмисними завадами є залежність точності оцінок від якості реального каналу зв'язку (відношення сигнал/завада): при достатньо високій ймовірності ухвалення помилкових рішень може спостерігатися зміщення одержуваних оцінок і, як наслідок, зниження точності контролю якості каналу.

4. ПРАКТИЧНА РЕАЛІЗАЦІЯ ТЕХНОЛОГІЇ AIRMAX

В цьому розділі розглядається практична реалізація технології AirMax. Я спроектував бездротову мережу для підключення реальних абонентів мікрорайону до місцевого провайдера, який надає послуги: інтернет, телебачення, телефонія.

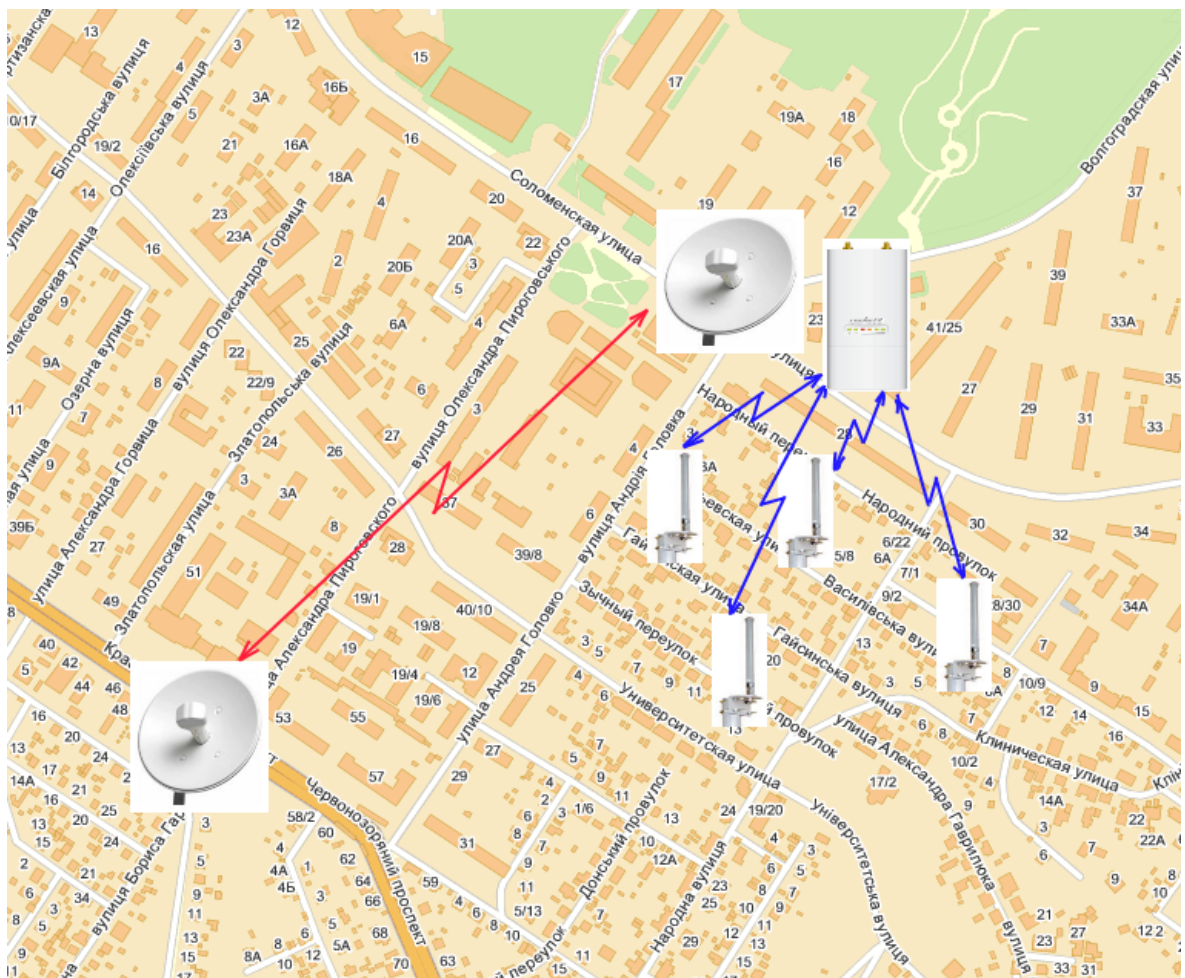


Рис. 4.1. Карта зони підключення.

На рис. 4.1 зображені дві зони підключення, а саме приватний сектор «Олександрівська Слобода», який не має можливості підключення високошвидкісної лінії зв'язку (виділена лінія) та багатоквартирний будинок по пр. Червонозоряному, 53, де немає дозволу на заведення оптоволоконної лінії.

Обираємо дві схеми підключення. Схема перша «точка-точка», позначена червоним та друга схема «точка-багатоточка», позначена синім кольором.

Базова станція буде знаходитися на даху шістнадцятиповерхового будинку за адресою вул. Солом'янська, 23. Розглянемо наступне обладнання.

4.1 Обладнання, яке встановлюється в якості базової станції

В якості базової станції для підключення багатоквартирного будинку буде використано точку доступу компанії «Ubiquiti Networks» NanoBridge M5 вона зображена на рис. 4.2.

Мій вибір зупинився саме на цьому обладнанні тому, що Ubiquiti NanoBridge M5 забезпечує рекордне відношення вартість/якість і ефективність MIMO антени. У цій антені більш високий коефіцієнт підсилення (22dBm). Завдяки механічній конструкції вона забезпечує повну продуктивність в найсуворіших погодних умовах. Ubiquiti NanoBridge M5 підтримує на відстані до 20 км швидкість передачі даних до 150 Мбіт/с. Крім того, застосування AirControl™ дозволяє операторам централізовано керувати близько 100 пристроями, підключеними до цієї станції.

4.1.1 Точка доступу Ubiquiti NanoBridge M5:



Рис. 4.2. Точка доступу Ubiquiti NanoBridge M5

Ubiquiti NanoBridge M5 (NB-5G22) - це бездротовий радіоміст, в зоні прямої

видимості. Міцна конструкція корпусу Ubiquiti NanoBridge M5 дозволяє використовувати його в будь-яких погодних умовах. Ubiquiti NanoBridge M5 має підтримку POE (живлення по сигнальному кабелю рис. 4.3), тому не потребує окремого підводу електроживлення. NanoBridge M5 заснована на технології Inner Feed (злиття радіосистеми). Завдяки їй інтегрується радіо модуль в антенну.

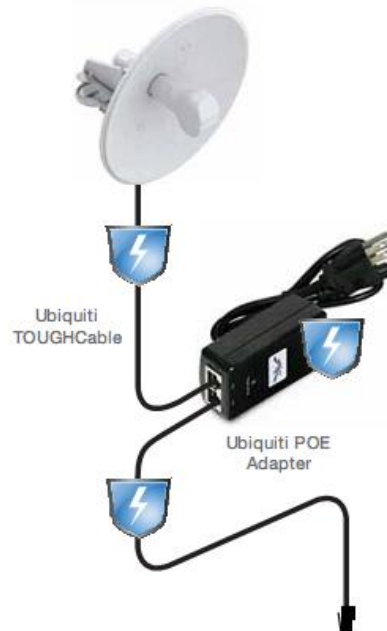


Рис. 4.3. Схема підключення електроживлення.

Ubiquiti NanoBridge M5 підтримує технологію AirMax, яка забезпечує високу пропускну здатність каналу і підтримку до 35 клієнтів на одну базову станцію. Також, додаток AirControl може здійснювати ефективне управління кожним клієнтом окремо. Наявність на антені спеціальних індикаторів на корпусі, дозволяє настроїти її положення для найкращого прийому сигналу. У таблиці 4.1 наведені основні характеристики.

Завдяки оптимальному поєднанню вартості і функціональності придбати Ubiquiti NanoBridge M5 дуже вигідно для побудови радіомережі.

Характеристики Ubiquiti NanoBridge M5

Система	
Процесор:	Atheros MIPS 24КC, 400MHz
RAM:	32 MB SDRAM
Flash:	8 MB
Гнізда:	1×10/100 Base-TX Ethernet
Стандарт:	802.11n/AirMax
Потужність передавачика:	200 мВт
ОС:	AirControl™
Вбудована 2x2 MIMO антенна	
Робочі частоти:	5470–5825 MHz
Підсилення антени:	22 дБи
Поляризація:	Подвійна
Інше	
Розміри:	діаметр 326 мм
Вага:	1,56 кг
Корпус:	Пластик, УФ захист, для зовнішнього використання
Споживання (макс.):	5,5 Вт
Електроживлення:	24 В, 1А, POE-адаптер в комплекті (POE-24)
Спосіб живлення:	Passive Power over Ethernet (pairs 4,5+; 7,8 return)
Робоча температура:	от -30°C до +75°C
Вологість:	от 5% до 95%, конденсат дозволений

Антенна в NanoBridge M5 вузьконаправлена, з невеликими побічними пелюстками, що досягнуто завдяки використанню прямофокусної тарілки. Поляризація антени - подвійна лінійна. Діаграми направленості представлені на рис. 4.4-4.7

Діаграми направленості:

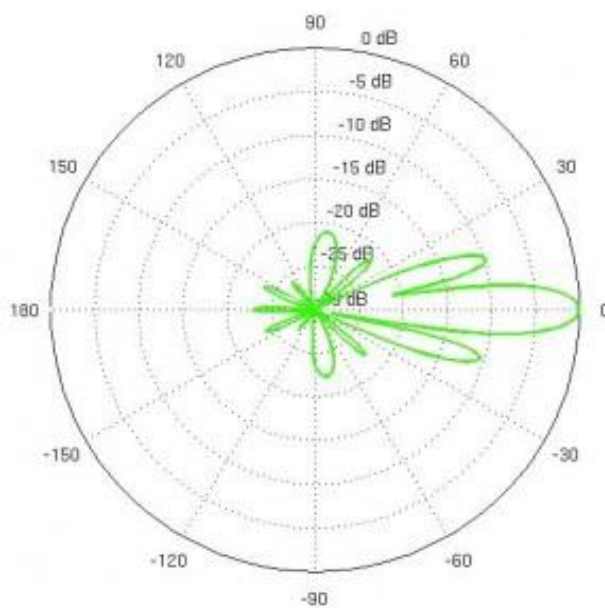


Рис. 4.4. Вертикальна поляризація в горизонтальній площині

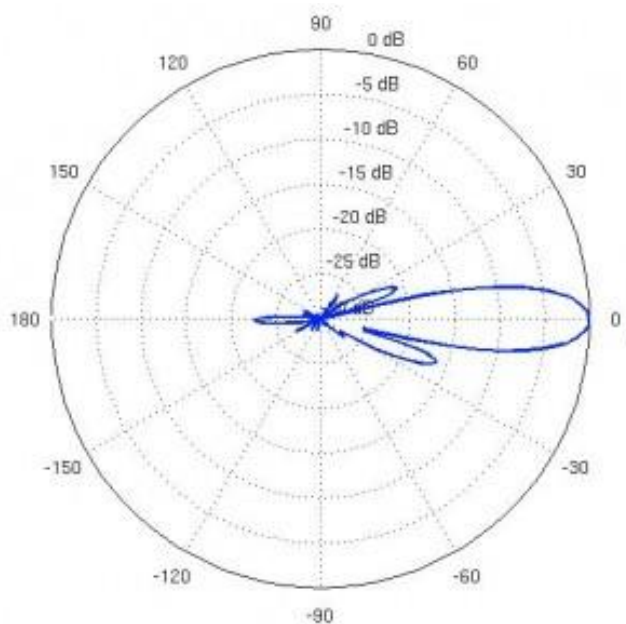


Рис. 4.5. Вертикальна поляризація в вертикальній площині

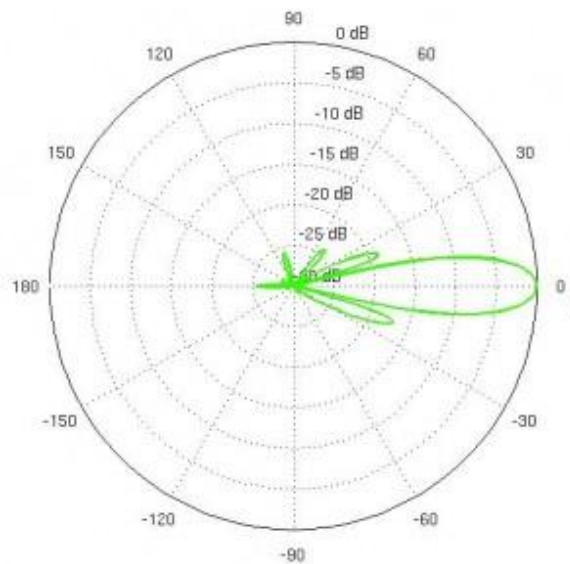


Рис. 4.6. Горизонтальна поляризація в горизонтальній площині

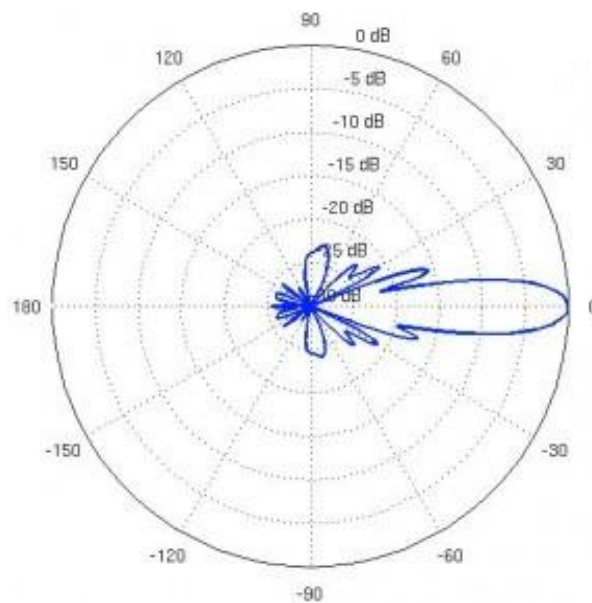


Рис. 4.7. Горизонтальна поляризація в вертикальній площині

Опромінювач panobridge m5 має потужність 200 мВт. Нижче наведена таблиця параметрів радіочастини пристрою.

Для підключення приватного сектору, на базовій станції буде використана потужна секторна антенна подвійної поляризації AirMax 19dBi 120 5GHz в поєднанні з платформою Ubiquiti Rocket M.

4.1.2. Антенна Rocket M

Rocket M і антени AirMax BaseStation проектувалися для бездоганної роботи разом. Разом з Rocket M дуже легко створює потужну AirMax 2x2 MIMO PtMP базову станцію. Антена зображена на рис. 4.8



Рис. 4.8. Вигляд антени «Rocket M»

Технічні характеристики антени:

- Частотний діапазон 4900 MHz - 5900 MHz
- Поляризація подвійна лінійна
- Підсилення 18.6 - 19.1 dBi
- Вітрове навантаження 120 км/год
- ETSI специфікації EN 302 326 DN 2
- Max VSWR 1.5:1
- Електрична Downtilt 2 градуси
- Хрест-Pol ізоляція 28 dB хв
- Горизонтальна поляризація Ширина променя (6 dB) 123 градуса
- Вертикальна поляризація ширина променя (6 dB) 123 градуса
- Ширина променя Підняття 4 градуси
- Вага 5,9 кг
- Розмір 700мм x 145мм x 79мм

Діаграми направленості антени представлені на рис. 4.9-4.12

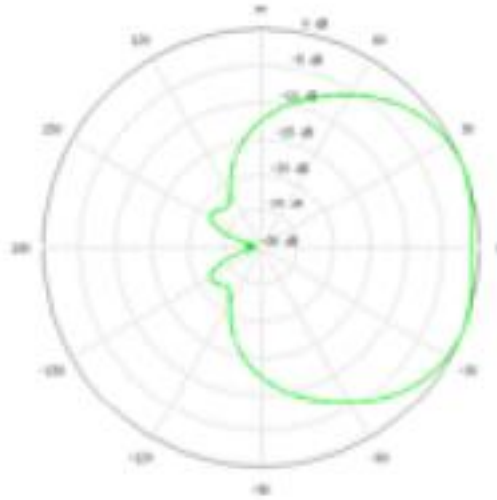


Рис. 4.9. Вертикальна поляризація в горизонтальній площині

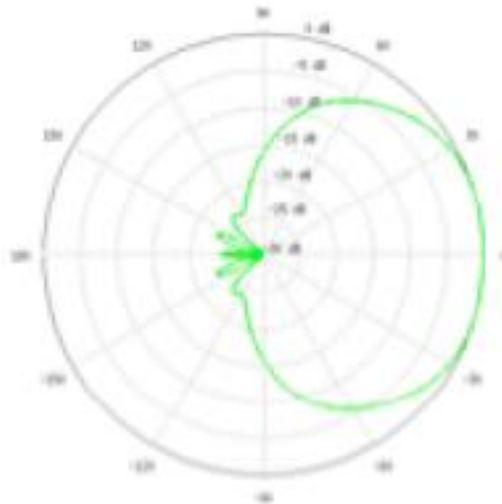


Рис. 4.10. Горизонтальна поляризація в горизонтальній площині

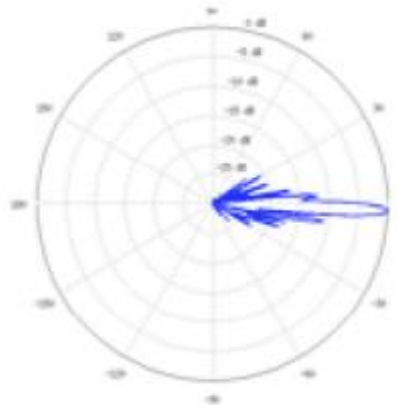


Рис. 4.11. Вертикальна поляризація в вертикальній площині

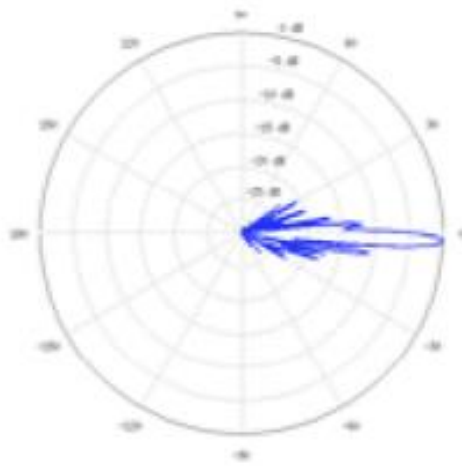


Рис. 4.12. Горизонтальна поляризація в вертикальній площині

4.1.3 Точка доступу Ubiquiti Rocket M5



Рис. 4.13. Вигляд точки доступу Ubiquiti Rocket M5

Ubiquiti Rocket M5 - бездротова точка доступу (рис. 4.13) зовнішнього застосування з високопродуктивним приймачем і високою вихідною потужністю, що працює в діапазоні 5 ГГц. У тих місцях де ефір на 2,4 ГГц сильно зашумлений, рекомендується використовувати цю модель.

Застосувавши технологію MIMO™ 2x2 в обладнанні Ubiquiti, спеціально для якого створювався Ubiquiti Rocket M5 з антеною AirMax Sector 5G-19-120, Rocket

Dish 5G-30, швидкість передачі даних може досягати більше 150 Мбіт/с на відстань до 50 км. Саме з цих причин дана модель купується для побудови PtP (точка-точка) мостів або PtMP (точка-багато точок) базових станцій.

Rocket M5 дозволяють з'єднувати воедино різного роду телекомунікаційні мережі: VoIP зв'язок, електронну пошту, доступ в Інтернет. Крім цього, пристрій дозволяє передавати об'ємні аудіо та відео файли, графічні документи, а так же сигнал цифрового телебачення, влаштовувати відео та аудіо конференції.

Rocket M5 здатна об'єднати в мережу до 16 базових станцій в якості повторювача WDS.

Характеристики точки доступу представлені в таблиці 4.2

Таблиця 4.2

Специфікації точки доступу Rocket M5

Система	
Процесор:	Atheros MIPS 24KC, 400 МГц
RAM:	32 MB DDR SDRAM
Flash:	8 MB NAND
Роз'єми:	1×10/100 Мбит/с LAN
	2×RP-SMA
Радиомодуль	
Стандарти:	IEEE 802.11 a/n
Бездротові режими:	Station
	Access Point
	Station WDS
	Access Point WDS
Пропускна здатність:	300 Мбіт/с
Частоти:	5,475–5,825 ГГц
Потужність передавача:	27 дБм
Дополнительные функции	
ОС:	AirOS™ v5
Управление устройством:	WEB интерфейс
Другое	
Живлення:	Укомплектований адаптером 24 V до 1 A
Метод подачі живлення:	Пасивне живлення через Ethernet (пари 4,5+; 7,8-)
Розміри:	16 × 8 × 3 см
Вес:	500 г
Рабочая температура:	от -30°C до +75°C

4.2. Обладнання, яке встановлюється у кінцевого абонента в приватному секторі

Використаємо антенну Quantum Gold 5500AD12, (рис. 4.14) компактну точку доступу, Ubiquiti Bullet5, потужність якої не досить велика, але достатня для впевненого прийому сигналу та передачі даних. За рахунок невеликого коефіцієнту підсилення антени (12дБм) та точки доступу (200 мВт) досягається мінімізація розміру обладнання, що важливо для абонента, при встановленні його на даху або на антенній щоглі. Цікавою особливістю конструкції є те, що антена приєднується прямо до точки доступу через роз'єм N-type, що дає можливість не використовувати коаксіальний кабель, в якому звичайно присутні втрати. Також завдяки універсальному роз'ємну N-flame можна використовувати й інші антени (направленні, секторні, все направленні, параболічні та інші).

4.2.1 Quantum Gold 5500AD12



Рис. 4.14. Антена Quantum Gold 5500AD12

Quantum Gold 5500AD12 - всенаправлена антена для діапазону частот 5,5 ГГц. Коефіцієнт підсилення антени 12 дБі і ширина спрямованості у вертикальній площині 7 °.

Антенa виготовлена із скловолокна та обладнана надійним сталевим кріпленням. Конструкція призначена для установки на фасаді будівлі. В антені застосована схема блискавко захисту - DC заземлення.

Таблиця 4.3

Характеристики антени Quantum Gold 5500AD12

Характеристики	
Антенна	
Полоса частоти:	5470÷5725 МГц
Ширина смуги частот:	255 МГц
Підсилення:	12 дБи
Поляризація:	вертикальна
Ширина діаграми направленості:	верт. площина: 7°
	гор. площина: 360°
КСВН:	≤1,8
Хвильовий опір:	50 Ом
Раз'єм:	N-type Female
Потужність:	макс. 50 Вт
Другое	
Розміри:	20 × 600 мм
Вага:	0,56 кг
Робоча температура:	от -40°С до +60°С
Молниезащита:	заземлення DC
Максимальна швидкість вітру:	60 м/с
Діаметр щогли для установки:	30÷50 мм

5500AD12 призначена для роботи в складі базових Wi-Fi станцій. Quantum Gold 5500AD12 сумісна з бездротовим обладнанням працює за стандартами IEEE802.11a / n.

Діаграми направленості антени Quantum Gold 5500AD12 рис. 4.15-4.17

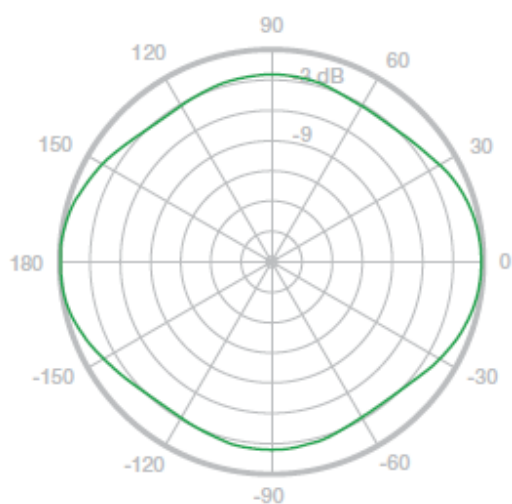


Рис. 4.15. Вертикальна поляризація в горизонтальній площині

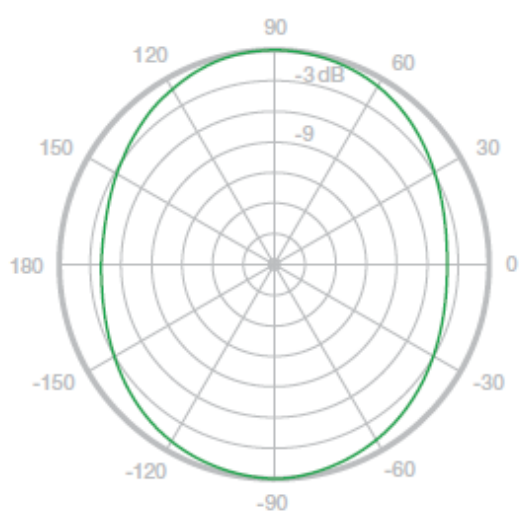


Рис. 4.16. Горизонтальна поляризація в горизонтальній площині

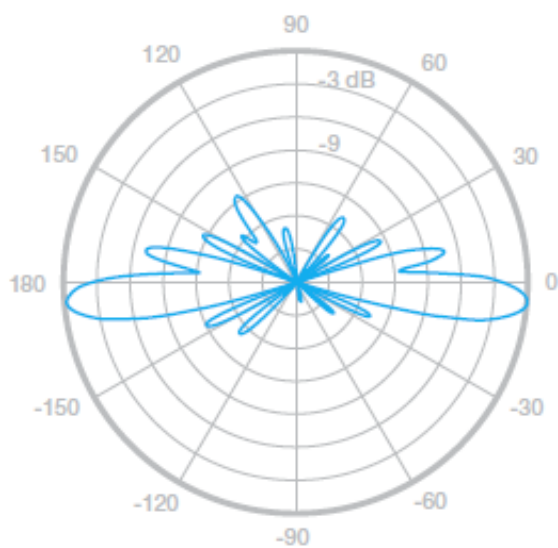


Рис. 4.17. Вертикальна поляризація в вертикальній площині

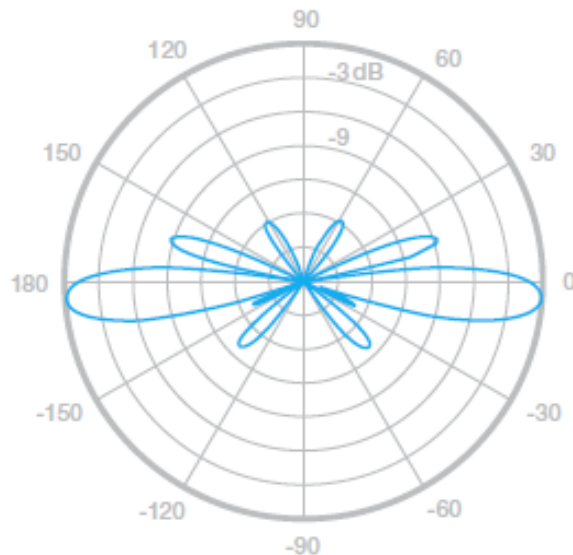


Рис. 4.18. Горизонтальна поляризація в вертикальній площині

4.2.2. Ubiquiti Bullet 5



Рис. 4.19. Точка доступу Ubiquiti Bullet 5

Ubiquiti Bullet 5 – пристрій 802.11a, який встановлюється на антені без гермо боксу, він зображений на рис. 4.18

Ubiquiti Bullet5 має такі технічні характеристики:

- процесор Atheros MIPS 4КC з тактовою частотою 180МГц,
- 1 інтерфейс Ethernet 10/100 BASE-TX (категорія 5, RJ-45);
- оперативна пам'ять становить 16Мб,

- флеш-пам'ять 4МБ;
- присутній роз'єм для підключення зовнішньої антени N-типу;
- ширина каналу регульована: 5, 10 або 20 МГц;
- пристрій працює на частотах 5475-5825 МГц;
- на корпусі присутній індикатор рівня сигналу, необхідний для зручного налаштування антени; запис через Ethernet за вільними парам;
- допустима вологість: від 5 до 95%: допустимість конденсату;
- розміри приладу: 152x31x37;
- вага - 180гр.;
- прилад оснащений силіконовою кришкою для герметичного підключення роз'єму RJ-45;
- важливе значення має використання погодостійкого пластика з УФ-захистом.

Наявність автоматичного підстроювання АСК

Пристрій відсилає фрейм і чекає підтвердження про його доставку. У випадку, коли підтвердження не приходить, пристрій відправляє кадр знову.

Проміжок часу, після закінчення якого відправляється фрейм - це АСК Timeout. Цей час залежить від віддаленості від інших бездротових пристроїв у мережі. Зайве маленький і надмірно великий АСК Timeout має свої мінуси. При надмірно маленькому

АСК Timeout пакети відправляються раніше, ніж потрібно, створюючи тим самим зайвий трафік. Зайве великий АСК Timeout загрожує непотрібними паузами, які створюють втрачені фрейми. Звідси впливає зниження швидкості передачі.

Ubiquiti Bullet вигідно відрізняється від більшості пристроїв, наявністю даної функції, оскільки вона дозволяє підлаштовувати пристрій адаптивно, в той час як на інших пристроях (все ж на обмеженому їх числі) цей параметр виставляється вручну.

Наявність Watch Dog

Адреса, наперед заданий, пінг. Здійснюється апаратне перезавантаження

пристрою, у випадку, якщо певна кількість пінгів не повертається.

Можливість плавного регулювання частоти

Дана можливість необхідна як для того, щоб зайняти частоту між стандартними каналами (дискретність - 5МГц), так і для того, щоб була можливість піти від зашумленого діапазону і знизити видимість пристрою.

4.3. Перевірка характеристик за допомогою Online Calculator

Перевіримо реальні характеристики схеми «точка-точка» описаної мережі, за допомогою програмного забезпечення Outdoor Wireless Link Calculator

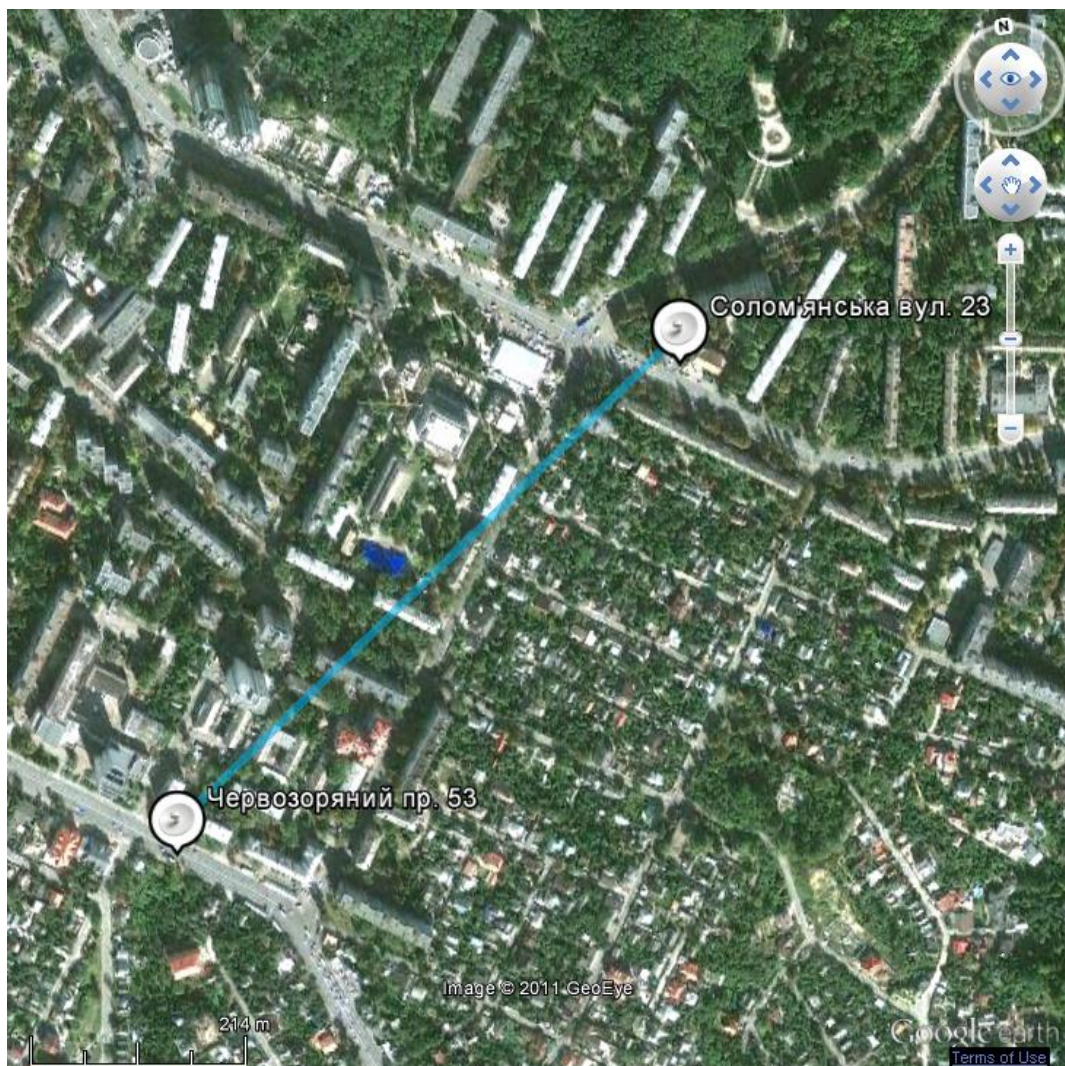


Рис. 4.20. План-схема розміщення точок на місцевості

На рис. 4.19 зображена схема реальної місцевості з урахування рельєфу.

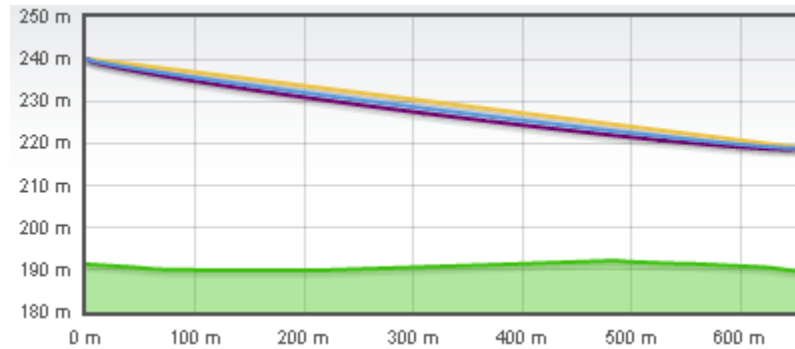


Рис. 4.21. Графік проходження сигналу

де

- - Профіль точка - точка
- - Лінія прямої видимості
- - Перша зона Френеля
- - 60% першої зони Френеля

- Відстань між точками склала: 0,65 км
- Просвіт зони Френеля: 24 м (1000%)
- Максимальній радіус зони Френеля: 2,9 м

Отримані результати (рис.4.20) вимірювання однакові для двох станцій:

Signal Strength (Рівень сигналу): -42 dBm

Noise Floor (рівень шуму): -96 dBm

TX/RX Rate (швидкість в радіоканалі) 300 Мбіт/с

Реальна пропускна здатність каналу: 100 %, що означає 75 мбіт/с в одну сторону.

Пропускна здатність каналу в дві сторони дорівнює швидкості в радіоканалі (300 Мбіт/с) поділений на 2.

Включаємо точки в режим WDS (Wireless Distribution System) - дозволяє одночасно підключати бездротових клієнтів до 35 точок, що працюють в режимах Bridge (міст точка-точка) або Multipoint Bridge (міст точка-багато точока), однак при цьому зменшується швидкість роботи.

AirMax Quality (якість лінії AirMax): 100%

AirMax Capacity (індекс максимальної швидкості передачі): 100%, тобто в теорії, зачка з інтернету у абонента = 75Мбіт/с

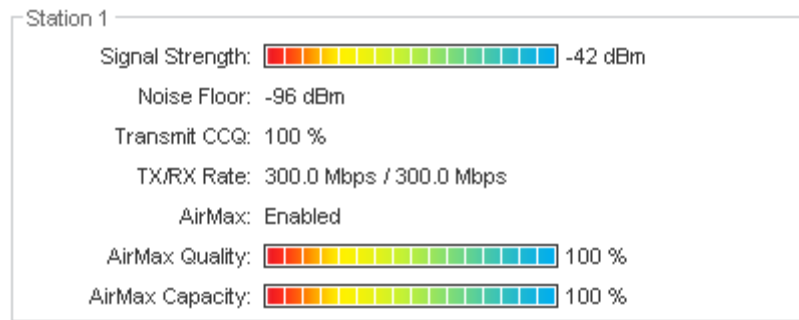


Рис. 4.22. Рівні сигналу (скріншот з програми)

Перевіримо реальні характеристики схеми «точка-багато точка» описаної мережі, за допомогою програмного забезпечення Outdoor Wireless Link Calculator

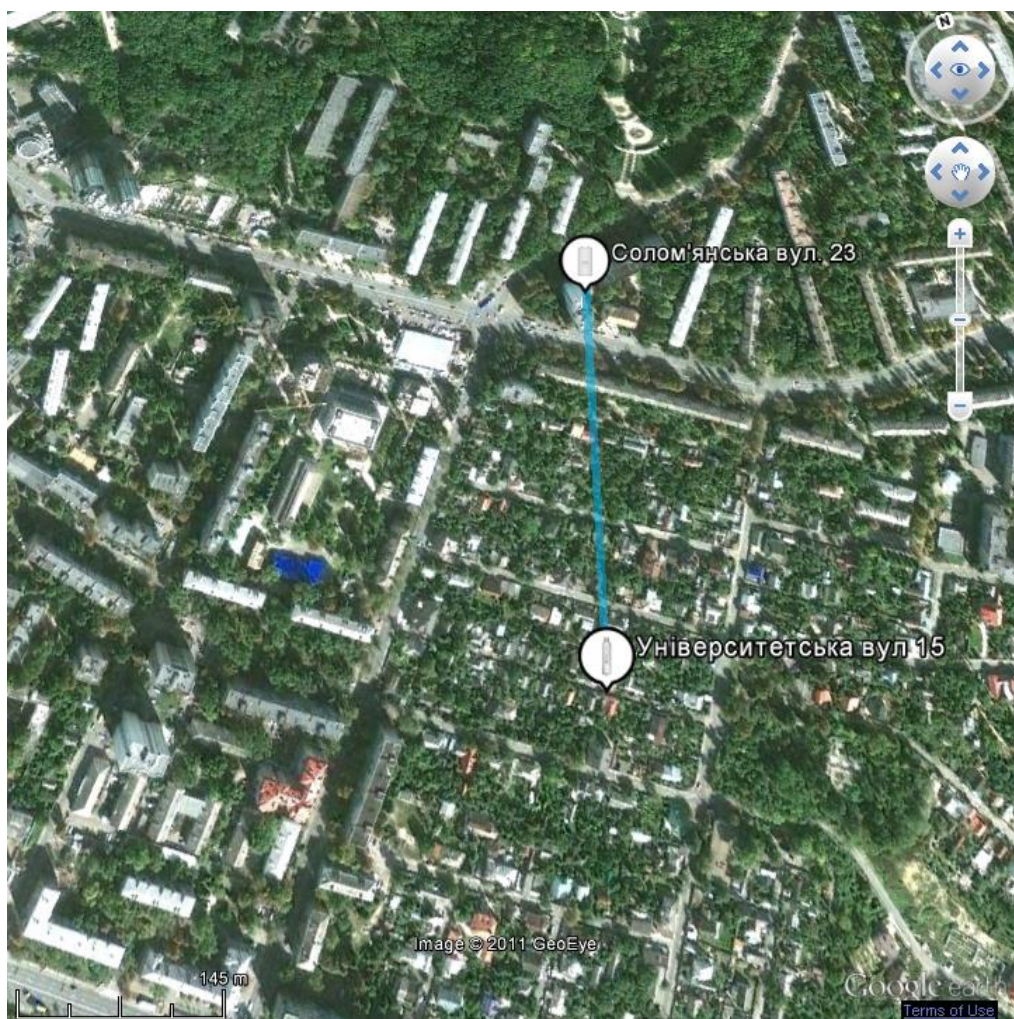


Рис. 4.23. План-схема розміщення точок на місцевості

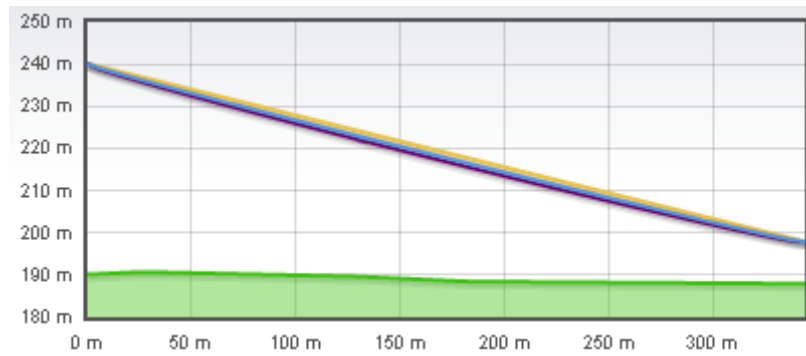


Рис. 4.24. Графік проходження сигналу

де

■ - Профіль точка - точка

■ - Лінія прямої видимості

■ - Перша зона Френеля

■ - 60% першої зони Френеля

– Відстань між точками склала: 0,34 км як видно з (рис. 4.23)

– Просвіт зони Френеля: 5 м (500%)

– Максимальній радіус зони Френеля: 2,1 м

Отримані результати (рис. 4.24) вимірювання однакові для двох станцій:

Signal Strength (Рівень сигналу): -39 dBm

Noise Floor (рівень шуму): -96 dBm

TX/RX Rate (швидкість в радіоканалі) 300 Мбіт/с

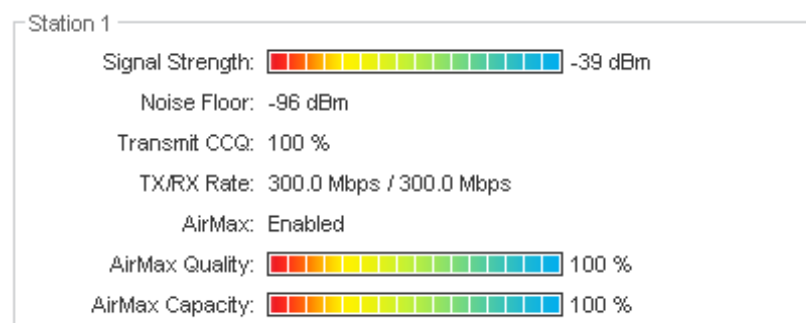


Рис. 4.25. Рівні сигналу (скріншот з програми)

4.4. Розрахунок зони Френеля

Для ефективного зв'язку між точками доступу, клієнтського обладнання з

базової станцією потрібно забезпечити безперешкодну пряму видимість між передавачем і приймачем. Виникає питання: що таке пряма видимість? Які перепони і як впливають на сигнал? Як покращити лінк? Відповіддю на ці питання в основному використовують таке поняття, як зона Френеля.

Радіохвиля в процесі розповсюдження в просторі займає обсяг у вигляді еліпсоїда (рис 4.25) обертання з максимальним радіусом в середині прольоту, який називають зоною Френеля. Природні (земля, пагорби, дерева) і штучні (будівлі, стовпи) перешкоди, що потрапляють в цей простір та послабляють сигнал.

Розглянемо точку, що знаходиться на прямому тракті між передавачем і приймачем, причому відстань від точки до передавача дорівнює S , а відстань від точки до приймача одно D , тобто відстань між передавачем і приймачем дорівнює $S+D$.

Розглянемо точку (дерево), що знаходиться на прямому тракті між передавачем і приймачем, причому відстань від точки до передавача дорівнює S , а відстань від точки до приймача дорівнює D , тобто відстань між передавачем і приймачем дорівнює $S + D$.

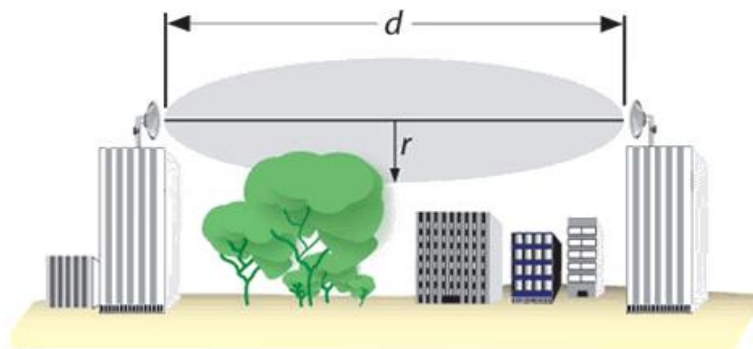


Рис. 4.26. Тракт між передавачем та приймачем

Обчислення радіуса першої зони Френеля в цій точці (4.1):

$$R = \sqrt{\frac{\lambda SD}{S + D}} \quad (4.1)$$

Для зручності формулу можна записати наступним чином:

$$R = 17.3 \sqrt{\frac{1}{f_{ГГц}}} \times \frac{S_{км} D_{км}}{S_{км} + D_{км}} \quad (4.2)$$

Ще одним суттєвою перешкодою є листя дерев, оскільки вона містить воду, яка поглинає мікрохвильове випромінювання даного діапазону. Проливний дощ послаблює сигнали в діапазоні 2.4-5GHz з інтенсивністю до 0.05 dB / км, густий туман вносить ослаблення 0.02 dB / км, а в лісі сигнал може затухати з інтенсивністю до 0.5дб/метр.

Висновок 4-го розділу

Таким чином я спроектував мережу «точка-точка», та «точка-багатоточка», використавши технологію AirMax компанії «Ubiquiti Networks». Вона дуже ефективно зарекомендувала себе в роботі на реальній місцевості. Швидкість передачі в каналі зв'язку склала 75 Мбіт/с в одному напрямку. Також ця система має високу завадостійкість завдяки обраному діапазону частот – 5 ГГц.

Цю мережу можна легко розвивати завдяки монтажу нових клієнтських пристроїв, не міняючи при цьому загальної структури мережі.

Використання системи AirMax економічно вигідніше по відношенню до існуючої технології Wi-Fi.

ВИСНОВКИ

В першому розділі були розглянуті такі способи розширення спектру сигналів: частотне розділення каналів, часове розділення каналів і кодове розділення каналів. Досліджена структура технології MIMO та статистичні характеристики каналу MIMO. Також розглянуті основні технології, які використовуються в системі AirMax.

В другому розділі розглянуто метод оцінки ефективної пропускної здатності антенних систем MIMO в конфігураціях $(2 \times M)$ та $(N \times 2)$, який дозволяє встановити залежність пропускної здатності від необхідного співвідношення сигнал/шум на вході приймачів, імовірності виникнення бітових помилок, дальності зв'язку, кількості та характеру перешкод на шляху розповсюдження радіосигналу, метеорологічних умов, потужності передавачів, частоти радіосигналу, типу місцевості. Даний метод може бути використаний під час планування стільникових мереж четвертого покоління тільки для попередньої оцінки можливої ефективної пропускної здатності каналів, що дозволить більш ефективно проводити планування, враховуючи вимоги користувачів до якості обслуговування. Проте при точному плануванні даний метод використовувати не рекомендується через низьку точність визначення прогнозованої величини затухань за допомогою емпіричних моделей. В рамках запропонованого методу було розроблено алгоритм визначення ефективної пропускної здатності каналів антенних систем MIMO, що дозволяє провести розробку програмного забезпечення для оцінки пропускної здатності каналів антенних систем MIMO.

Дослідження емпіричних моделей розповсюдження радіохвиль та можливості їх використання для прогнозування втрат на шляху розповсюдження радіосигналу в мережах WiMAX та LTE.

Метод дозволив визначити прогнозну величину втрат в швидкості передачі інформації при зміні характеристик траси розповсюдження радіохвиль.

Особливістю запропонованого методу оцінки якості каналу зв'язку з навмисними завадами є залежність точності оцінок від якості реального каналу

зв'язку (відношення сигнал/завада): при достатньо високій ймовірності ухвалення помилкових рішень може спостерігатися зміщення одержуваних оцінок і, як наслідок, зниження точності контролю якості каналу.

Таким чином я спроектував мережу «точка-точка», та «точка-багатоточка», використавши технологію AirMax компанії «Ubiquiti Networks». Вона дуже ефективно зарекомендувала себе в роботі на реальній місцевості. Швидкість передачі в каналі зв'язку склала 75 Мбіт/с в одному напрямку. Також ця система має високу завадостійкість завдяки обраному діапазону частот – 5 ГГц.

Цю мережу можна легко розвивати завдяки монтажу нових клієнтських пристроїв, не міняючи при цьому загальної структури мережі.

Використання системи AirMax економічно вигідніше по відношенню до існуючої технології Wi-Fi.

ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ

1. Скляр Б. Цифровий зв'язок. Теоретичні основи та практичне застосування / Пер. з англ. - М.: Видавничий дім «Вільямс», 2003. - 1004 с.
2. Андронов І.С. Передача дискретних повідомлень по паралельних каналах / Андронов І.С.
3. Feher K. Wireless digital communications / New Jersey.: Prentice-Hall PTR. 1999. - 520р.
4. Foschini G. Layered space - time architecture for wireless communication in a fading environment when using multielement antennas // Bell Laboratories Technical Journal. - 1996. - Vol. 4, Autum .- P. 41-59.
5. Gesbert D. From Theory to Practice: An Overview of MIMO Space - Time Coded Wireless Systems / Gesbert D., Shafi M., Shiu D., Smith P., Naguib A. // IEEE Journal on selected areas in communications .- 2003 .- Vol. SAC - 21, No.3 .- P. 281-302.
6. Банкет В.Л. Аналіз методів рознесення в системах безпроводний зв'язку / Банкет В.Л., Ель-Дакдукі А. С. // Праці УНДІРТ .- 2001. № 3 (27). - 15-22 с.
7. Banket V.L. Downlink Processing Algorithms for Multi-Antenna Wireless Communications / Banket VL,. Dakdouki A.S., Myckhailov N.K., Skora A. // IEEE Communications Magazine. - 2005. No.1 - P.45 - 48.
8. Іщенко М.О. Сигнально - кодові конструкції для систем безпроводового зв'язку з просторово - часового кодування: Автореф. дис. К.т.н. / ОНАЗ .- Одеса, 2009. - 150 с.
9. Слюсар В. Системи МІМО: принципи побудови та обробка сигналів / Електроніка. Наука. Технологія. Бізнес - 2005 .- № 5 .- С. 52-58.
10. History of MIMO in radiocommunications. - [Http://en.wikipedia.org/wiki/MIMO](http://en.wikipedia.org/wiki/MIMO).
11. Вишневецький В.М. Широкопasmові бездротові мережі передачі інформації; Вишневецький В.М., Ляхов О.І., Кравець С.Л., Шахнович І.В. - М.: Техносфера, 2005. - 592 с.
12. Вишневецький В.М. Енциклопедія Wi MAX: Шлях до 4G / Вишневецький В.М., Кравець С. Л., Шахнович І.В.; - М.: Техносфера, 2009 .- 472 с.

13. Банкет В.Л. Сигнально-кодові конструкції в телекомунікаційних системах. - О.: Фенікс, 2009.-180 с.
14. Erceg V. Channel models for fixed wireless applications // IEEE Tech.Report, IEEE 802.16 Work Group, 2001.
15. Wang D. Super - Orthogonal Differential Trellis Coding and Decoding / Wang D., Xia X.; IEEE Journal on Selected Areas in Communications - 2003 - Vol. 23, No.9.- P.1768-1798.
16. Calderbank A. R. Space-Time Codes for High Data rate Wireless Communication: Performance Criterion and Code Construction / Calderbank A. R Tarokh V., Seshadri N.; IEEE Trans. on Inform. Theory .- 1998 .- Vol. 44 .- No. 2 .- P. 744 - 765.
17. Alamouti S. M. A Simple Transmit Diversity Technique for Wireless Communications / IEEE J. Select. Areas Communication. -Vol. 16. No. 8 .- 1998 .- P. 1451 - 1458.
18. Calderbank A.R. Space-Time Block Coding from Orthogonal Designs / Calderbank AR Tarokh V., Jafarkhani H.; IEEE Trans. on Inform. Theory .- 1999 .- Vol. 45 .- No. 5 .- P. 1456 - 1467.
19. Hohnwald B. Systematic Design of Unitary Space - Time Constellations / HohnwaldB., Marzetta T. IEEE Trans. on Inform. Theory .- 2000. - Vol. 46. - No. 6 .- P. - 1962 - 1973.
20. Calderbank R. Space - time coding and signal processing for high data rate wireless communications / Calderbank R., Naguib A. Wireless; Communications and Mobile Computing .- 2001 .- No.1.-P.13-34. 16.
21. Ткаченко В. В. Перспективи використання технології LTE для оновлення стільникових мереж зв'язку / В. В. Ткаченко // Проблеми та перспективи розвитку авіації та космонавтики : I Всеукраїнська науково-практична конференція студентів та молодих учених, м. Київ, 24–25 жовтня 2012 р. : тези доповідей / редкол. : М. С. Кулик та ін. – К. : НАУ, 2012. – С. 44.
22. Францевич О.М. Математичні моделі адаптивного радіоканалу зв'язку з системами регулювання потужності передавача на базі нечіткої логіки: дис. кандидата техн. наук: спец. 05.12.13 / О. М. Францевич – К., 2005. – 140 с.

23. Футахи А. LTE и беспроводные сенсорные сети / А. Футахи, Е. Кучерявый, А. Кучерявый // Мобильніе телекоммуникации. – 2012. – № 9–10. – С. 38–42.
24. Абилов А. В. Распространение радиоволн в сетях подвижной связи: Теоретический материал и задачи для практических занятий / Абилов А. В. – Ижевск : Изд-во ИЖГТУ, 2001. – 24 с.: илл.
25. Беспроводные технологии от последней мили до последнего дюйма: учеб. пособие / Немировский М. С., Шорин О. А., Бабин А. И., Сартаков А. Л.. – М. : Эко-Трендз, 2010. – 400 с.: ил.
30. Бойко А. В. LTE: МТС запустила LTE в Узбекистане. [Электронный ресурс]. – Мобильный форум. – Режим доступа : <http://www.mforum.ru/news/article/093866.htm>
31. Бойко М. П. Системы стільникового зв'язку : конспект лекцій. – Одеса : ОНАЗ, 2004. – 76 с.
32. Вишнеvский В. М. Энциклопедия WiMAX: Путь к 4G / В. М. Вишнеvский , С. Л. Портной, И. В. Шахнович – М. : Техносфера, 2009. – 472 с.
33. Громаков Ю. А. Стандарты систем подвижной связи / Ю. А. Громаков – М. : Эко-Трендз, 1997. – 240 с.
34. Ермолаев В. Т. Адаптивная пространственная обработка сигналов в системах беспроводной связи : учебн.-метод. материал по программе повышения квалификации «Современные системы мобильной цифровой связи, проблемы помехозащищенности и защиты информации» / В. Т. Ермолаев , А. Г. Флакман– Н. Новгород, 2006. – 99 с.
35. Ермолаев В. Т. Теоретические основы обработки сигналов в системах мобильной радиосвязи [Электронный ресурс] : метод. пособ. / В. Т. Ермолаев , А. Г. Флакман– Н. Новгород, 2010. – 107 с. – Режим доступа : <http://www.unn.ru/pages/e-library/methodmaterial/2010/56.pdf>
36. Ермолаев В. Т. Увеличение пропускной способности MIMO-системы радиосвязи с параллельной передачей данных по собственным подканалам / В. Т. Ермолаев, А. Г. Флакман, Д. Н. Лысяков // Вестник ННГУ им. Н.И. Лобачевского. – 2010. – №3 (1). – С. 79–86.

37. Ермолаев В. Т. Функция распределения максимального собственного числа выборочной корреляционной матрицы собственного шума элементов антенной решетки / В. Т. Ермолаев, К. В. Родюшкин // Известия вузов. Радиофизика. – 1999. – Т. 42. – № 5. – С. 494.
38. Ермолаев В. Т. Эффективность пространственного разделения пользователей в CDMA-системах связи в релейском федингующем канале с частотной дисперсией / В. Т. Ермолаев, А. Г. Флакман, Д. Н. Лысяков // Актуальные проблемы статистической физики (Малаховский сборник). – Т. 5. – Н. Новгород, 2006. – С. 136–148.
39. Фінк Л.М. / М.: Радянське радіо. 1971. - 408 с.
40. Печаткин А. В. Системы мобильной связи. – В. 2 ч. – Ч. 1. Принципы организации, функционирования и частотного планирования систем мобильной связи : учеб. пособ. по дисциплине «Системы мобильной связи» для студентов заочной формы обучения / сост. А. В. Печаткин. – Рыбинск : РГАТА, 2008. – 122 с.
41. Про затвердження Державних санітарних норм та правил при роботі з джерелами електромагнітних полів : Наказ Міністерства охорони здоров'я України № 476 від 18.12.2002. [Електронний ресурс]. – Режим доступу: <http://zakon4.rada.gov.ua/laws/show/z0203-03>

ДЕМОНСТРАЦІЙНІ МАТЕРІАЛИ