

КВАЛІФІКАЦІЙНА РОБОТА

на здобуття освітнього ступеня

магістр

(назва освітнього ступеня)

на тему: Метод оцінювання параметрів систем обміну даними на основі
технологій MIMO

Виконав(ла): студент(ка) 6 курсу, групи РАМ-61
спеціальності _____

172 Електронні комунікації та радіотехніка

(шифр і назва спеціальності)

(підпис) Олійник М.В.
(прізвище та ініціали)

Керівник _____
(підпис) Дедів І.Ю.
(прізвище та ініціали)

Нормоконтроль _____
(підпис) Хвостівська Л.В.
(прізвище та ініціали)

Завідувач кафедри _____
(підпис) Дунець В.Л.
(прізвище та ініціали)

Рецензент _____
(підпис) Тимків П.О.
(прізвище та ініціали)

Міністерство освіти і науки України

Тернопільський національний технічний університет імені Івана Пулюя

Факультет прикладних інформаційних технологій та електроінженерії

(повна назва факультету)

Кафедра радіотехнічних систем

(повна назва кафедри)

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри

Дунець В.Л.

(підпис)

(прізвище та ініціали)

« » 2024 р.

ЗАВДАННЯ

НА КВАЛІФІКАЦІЙНУ РОБОТУ

на здобуття освітнього ступеня магістр

(назва освітнього ступеня)

за спеціальністю 172 Електронні комунікації та радіотехніка

(шифр і назва спеціальності)

студенту Олійнику Максиму Вікторовичу

(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема роботи Метод оцінювання параметрів систем обміну даними на основі технологій МІМО

Керівник роботи Дедів Ірина Юріївна, к.т.н., доцент

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

Затверджені наказом ректора від «29» листопада 2024 року № 4/7-1145

2. Термін подання студентом завершеної роботи 11 грудня 2024 року

3. Вихідні дані до роботи Технічне завдання, технології МІМО

4. Зміст роботи (перелік питань, які потрібно розробити)

1. Аналітична частина

2. Основна частина

3. Науково-дослідна частина

4. Охорона праці та безпека в надзвичайних ситуаціях

5. Перелік графічного матеріалу (з точним зазначенням обов'язкових креслень, слайдів)

6. Консультанти розділів роботи

[illegible]

7. Дата видачі завдання _____

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

[illegible]

Студент _____
(підпис)

Олійник Максим Вікторович

(прізвище та ініціали)

Керівник роботи _____
(підпис)

Дедів Ірина Юріївна
(прізвище та ініціали)

АНОТАЦІЯ

Метод оцінювання параметрів систем обміну даними на основі технологій MIMO // Кваліфікаційна робота магістра // Олійник Максим Вікторович // ТНТУ ім. І.Пулюя, ФПТ // Тернопіль, 2024 // с. - 94, рис. - 37, дод. - 1, бібл. - 33.

Ключові слова: РАДІОКАНАЛ, ІМІТАЦІЙНА МОДЕЛЬ, MIMO.

В роботі обґрунтовано метод визначення параметрів систем обміну даними на основі технологій MIMO. Проаналізовано системи 4G та технологію LTE. Проаналізовано та показано переваги застосування технології багатоантенної передачі даних. Розглянуто моделі каналів передачі даних з технологією MIMO та методи їх оцінювання. Проведено імітаційне моделювання каналу MIMO та проведено оцінювання його параметрів. Проведено дослідження ефективності MIMO у різних каналах. Показано, що використання технології MIMO дозволяє значно покращити завадостійкість системи, незважаючи на багатопроменевий характер поширення радіохвиль, та доплерівське розширення спектру.

ANNOTATION

Method for estimating parameters of data exchange systems based on MIMO technologies// Master's qualification work // Oliynyk M.V. // TNTU, FPT // Ternopil, 2024 // p. - 94, fig. - 37, appl. - 1, bibl. - 33.

Key words: RADIO CHANNEL, SIMULATION MODEL, MIMO.

The paper substantiates the method of estimating the parameters of data exchange systems based on MIMO technologies. 4G systems and LTE technology are analyzed. The advantages of using multi-antenna data transmission technology are analyzed and shown. Data transmission channel models with MIMO technology and methods for their estimation are considered. Simulation modeling of the MIMO channel is carried out and its parameters are estimated. The effectiveness of MIMO in different channels is studied. It is shown that the use of MIMO technology allows to significantly improve the system's noise immunity, despite the multi-beam nature of radio wave propagation and Doppler spectrum broadening.

ЗМІСТ

ВСТУП.....	8
РОЗДІЛ 1. АНАЛІТИЧНА ЧАСТИНА.....	10
1.1 Системи 4G.....	10
1.2 Технологія LTE.....	11
1.3 Технології 4G.....	13
1.4 Технологія багатоантенної передачі.....	21
1.5 Висновки до розділу 1.....	25
РОЗДІЛ 2. ОСНОВНА ЧАСТИНА.....	27
2.1 Моделі каналів з технологією MIMO. Загальні дані.....	27
2.2 Модель Релеївського каналу.....	28
2.3 Модель райсівського каналу.....	32
2.4 Модель гаусівського каналу.....	34
2.5 Модель каналу при рознесеному прийомі.....	36
2.6 Модель каналу в системах передачі з технологією MIMO.....	37
2.7 Модель каналу передачі для систем з MIMO2x2.....	39
2.8 Висновки до розділу 2.....	41
РОЗДІЛ 3. НАУКОВОДОСЛІДНА ЧАСТИНА.....	43
3.1 Методи оцінювання радіоканалу з MIMO. Загальні положення.....	43
3.2 Метод найменших квадратів.....	44
3.3 Метод максимальної правдоподібності.....	45
3.4 Алгоритми зі зворотним зв'язком.....	45
3.5 Екстраполяція.....	46
3.6 Імітаційне моделювання каналу MIMO.....	46
3.7 Модель MIMO каналу.....	51
3.8 Модель оцінювання каналу в програмному комплексі Matlab.....	55
3.9 Опис моделі.....	56
3.10 Отримання оцінок пилот-символів.....	58

3.11 Усереднення оцінок пілот-символів.....	58
3.12 Створення віртуальних пілот-символів.....	61
3.14 Обчислення значень віртуальних пілот-символів.....	62
3.15 Інтерполяція.....	63
3.16 Оцінка шуму.....	64
3.17 Дослідження ефективності МІМО у різних каналах.....	66
3.18 Спектри сигналів і діаграми розсіяння.....	72
3.19 Висновки до розділу 3.....	76
РОЗДІЛ 4. ОХОРОНА ПРАЦІ ТА БЕЗПЕКА В НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІЯХ.....	78
4.1. Охорона праці.....	78
4.2. Безпека в надзвичайних ситуаціях.....	80
4.3. Висновки до розділу.....	85
ВИСНОВКИ.....	86
ПЕРЕЛІК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ.....	88
ДОДАТКИ	

ВСТУП

Актуальність роботи. Технології безпроводного широкосмугового доступу (БШД) останнім часом стрімко розвиваються. Велика кількість технологій, таких як WiMax і LTE, що широко використовуються в даний час, дозволяють абонентам отримати високошвидкісний доступ до різних сучасних послуг (голос, відео, Internet, мобільне телебачення). Найбільш гостро постає питання збільшення швидкості передачі даних. Оскільки в системах БШД частотний ресурс є обмеженим, збільшення пропускнуєї спроможності з допомогою розширення лінії каналу виявляється важко досяжним. Тому, в останні десятиліття бурхливий розвиток отримали технології на базі OFDM-MIMO.

Технологія MIMO дозволяє зменшити кількість помилок при радіообміні даними без зменшення швидкості обміну. При цьому використовується кілька шляхів розповсюдження сигналу, що підвищує ймовірність роботи по шляхах, на яких менше проблем із завмираннями та відбиттями.

Як і раніше, гостро стоїть питання щодо впливу умов поширення радіохвиль на роботу систем зв'язку. Канал - це єдина частина системи, яку не можна спроектувати, тому оцінка параметрів каналу важлива для роботи інших складових системи. Прояв ефекту багатопроменевості, згасання сигналу з відстанню і відсутність прямої видимості між приймачем і передавачем негативно позначаються на якості передачі.

В роботі розглядається метод визначення параметрів систем обміну даними на основі технологій MIMO.

Мета: обґрунтування методу визначення параметрів систем обміну даними на основі технологій MIMO. **Задачі:**

- аналіз способів організації каналів безпроводного широкосмугового доступу;

- аналіз методів оцінювання каналів безпроводного широкосмугового доступу на основі MIMO;

- оцінювання результатів визначення параметрів каналу обміну даними на основі MIMO.

Об'єкт дослідження: процес безпроводного широкосмугового доступу на основі MIMO.

Предмет дослідження: метод визначення параметрів систем обміну даними на основі технологій MIMO.

Наукова новизна: обґрунтовано метод визначення параметрів систем обміну даними на основі технологій MIMO

РОЗДІЛ 1

АНАЛІТИЧНА ЧАСТИНА

1.1 Системи 4G

Безпроводні мережі передачі стають одним із найважливіших напрямів розвитку телекомунікацій. Їх відрізняють гнучкість архітектури, можливість динамічної зміни топології, значна ШПД, швидкість проектування та розгортання, відсутність необхідності дорогої прокладки мідного або волоконно-оптичного кабелю. Бурхливий розвиток різноманітних мобільних телекомунікацій, особливо мобільних систем зв'язку, продиктував розробку стандартів, що вирішують проблеми сумісності обладнання безпроводної передачі різних виробників.

Всі сучасні стільникові технології рухаються, в основному, в одному напрямку - у напрямку систем четвертого покоління на базі OFDM-MIMO та IP, у термінології ITU, систем IMT-advanced.

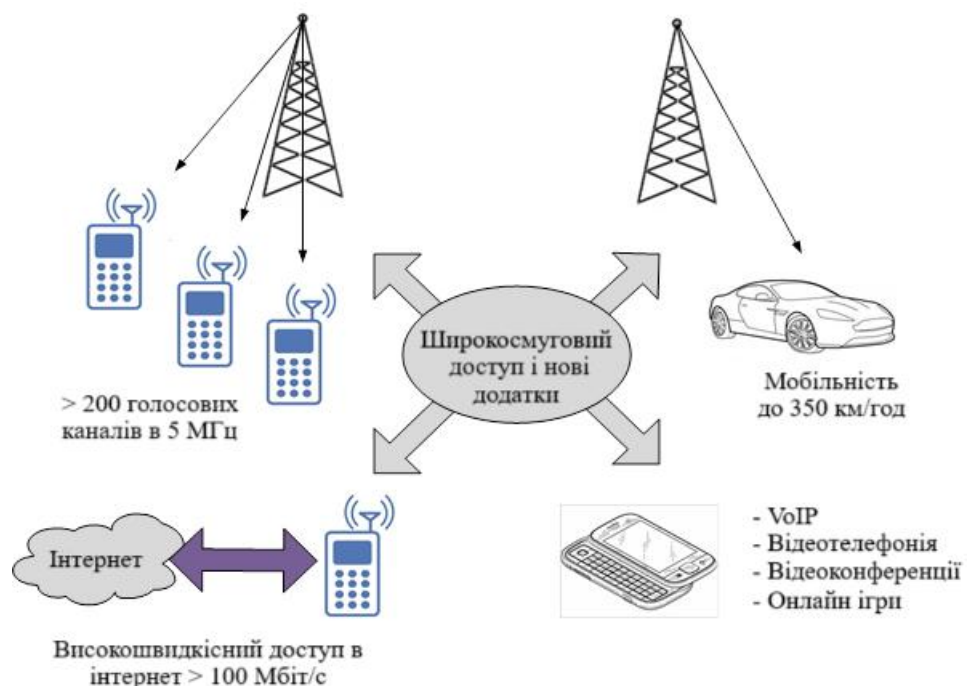


Рис. 1.1. Зростання вимог до систем зв'язку

Вимоги кінцевих користувачів до послуг (рис. 1.1) постійно підвищуються. Мобільні мережі повинні використовуватися не тільки для стільникового зв'язку, але й для передачі відео, мобільного ТБ, музики та роботи з Інтернетом з високими швидкостями та якістю передачі. Саме з цією метою в рамках проекту співробітництва у створенні мереж третього покоління 3GPP (3-rdGenerationPartnershipProject) було розпочато розробку технології LTE.

Четверте покоління систем мобільного та широкосмугового зв'язку - 4G, перш за все, характеризується високою ШПД та підвищеною якістю голосового зв'язку. До четвертого покоління систем мобільного та широкосмугового зв'язку належать технології, що дозволяють здійснювати обмін даних з більш як 100 Мбіт/с. Такі можливості в даний час під силу технологіям безпроводного широкосмугового доступу Wi-Fi (стандарти IEEE 802.11n та IEEE 802.11ac) та WiMax (стандарт IEEE 802.16m), а також технології мобільного зв'язку LTE (LTE-Advanced), які мають теоретичну межу швидкості передачі даних у 1 Гбіт/с.

1.2 Технологія LTE

3GPP LongTermEvolution (3GPP LTE) - це мобільний протокол передачі даних, який є рішенням щодо вдосконалення стандарту UMTS (проект 3GPP, що відповідає третьому поколінню мобільного зв'язку) для задоволення вимог у швидкості обміну даними.

Основні вимоги до LTE:

- 1) зниження затримки, з точки зору встановлення з'єднання та затримки передачі;
- 2) підвищення швидкості обміну даних користувача;
- 3) підвищення швидкості обміну на межі сот;

- 4) підвищення спектральної ефективності, пошук можливості застосування старих частот;
- 5) спрощення мережевої архітектури;
- 6) безшовна мобільність, включаючи перемикання між технологіями радіодоступу;
- 7) розумне енергоспоживання для мобільної станції.

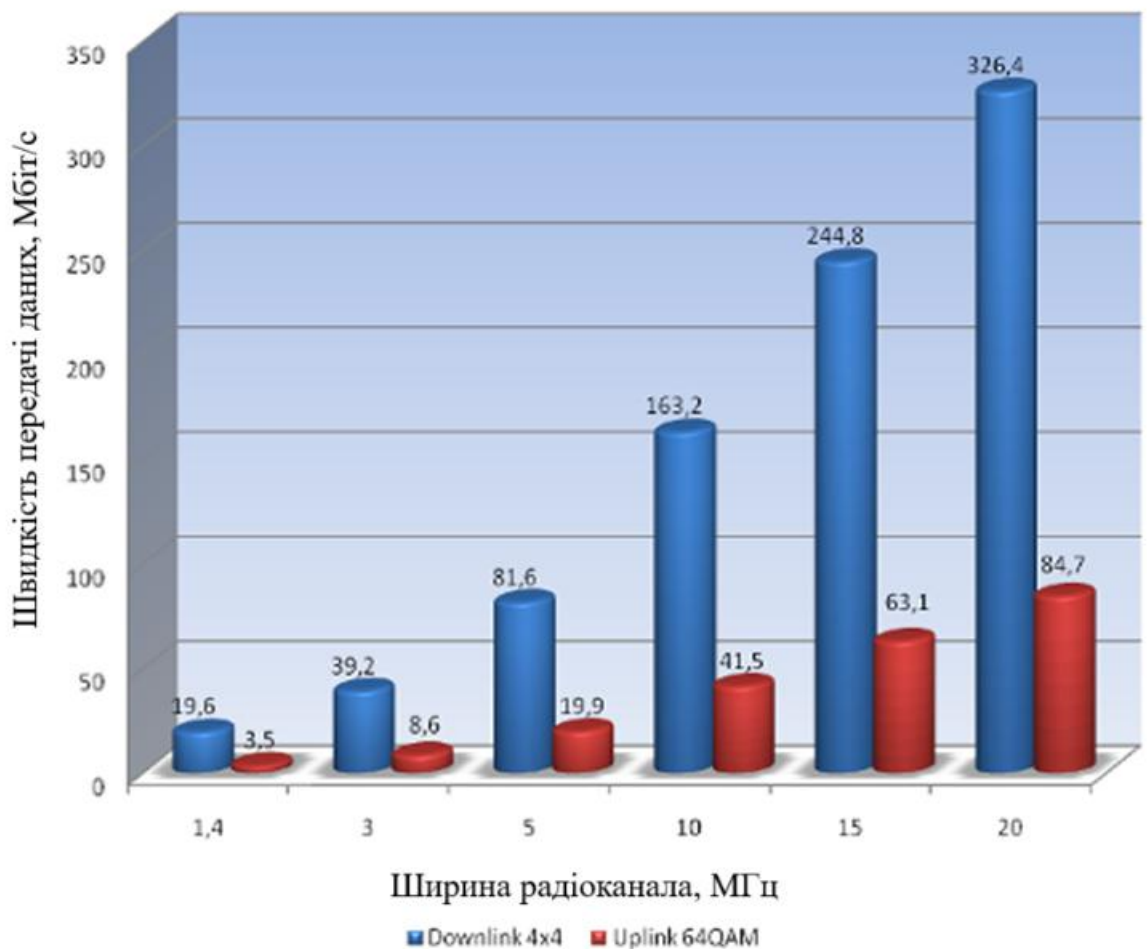


Рис. 1.2. Максимальна ШПД за різної ширини радіоканалу

ШПД за стандартом 3GPP LTE (рис. 1.2) в теорії досягає 326,4 Мбіт/с у низхідній лінії та 84,7 Мбіт/с - у висхідній. У системі LTE вдалося досягти скорочення часу затримки відгуку, тобто часу між відправкою запиту та отриманням даних. Для забезпечення двонаправленої передачі між БС і МС технологією LTE підтримується як частотний (FDD), так і часовий дуплекс

(TDD). Для частотного дуплексу визначено 15 парних частотних діапазонів (частоти від 800 МГц до 3.5 ГГц), а для часового - 8. При цьому ширина радіоканалу може бути різною. Допустимі такі значення: 1.4, 3, 5, 10, 15 і 20 МГц. Ці характеристики дозволяють задовольнити вимоги операторів зв'язку. Система LTE повністю будується на основі пакетної комутації, а подвійний режим дає можливість одночасно підтримувати голосовий зв'язок і передачу даних.

1.3 Технології 4G

1.3.1 Множинний доступ

Як системи множинного доступу в LTE на лінії поблизу ліній вгору і вниз у WiMax використовується OFDMA - багатостанційний доступ на базі ортогонального частотного мультиплексування. Ця технологія вирішує проблему усунення міжсимвольної інтерференції, яка виникає при високошвидкісній передачі даних через багатопроменеве поширення сигналу.

У LTE на лінії вгору відмовилися від OFDM, оскільки при додаванні великої кількості ортогональних піднесучих формується сигнал з великим пік - фактором (відношення максимальної потужності сигналу до середньої). Для передачі такого сигналу без спотворень потрібен високолінійний, а отже, дорогий підсилювач. Для спрощення терміналів було вирішено використовувати технологію SC-FDMA (Single Carrier – Frequency Division Multiple Access) – мультиплексування на одній несучій. Відмінність SC-FDMA від OFDMA полягає в тому, що в SC-FDMA використовується додаткова обробка сигналу для зниження пік-фактора, підсилювач у цьому випадку може працювати в більш ефективному режимі з більш високим ККД. У SC-FDMA як така додаткова обробка сигналу використовується перетворення Фур'є. Так само, як і в низхідному каналі, у висхідному каналі можуть використовуватися такі види модуляції: QPSK, 16QAM, 64QAM.

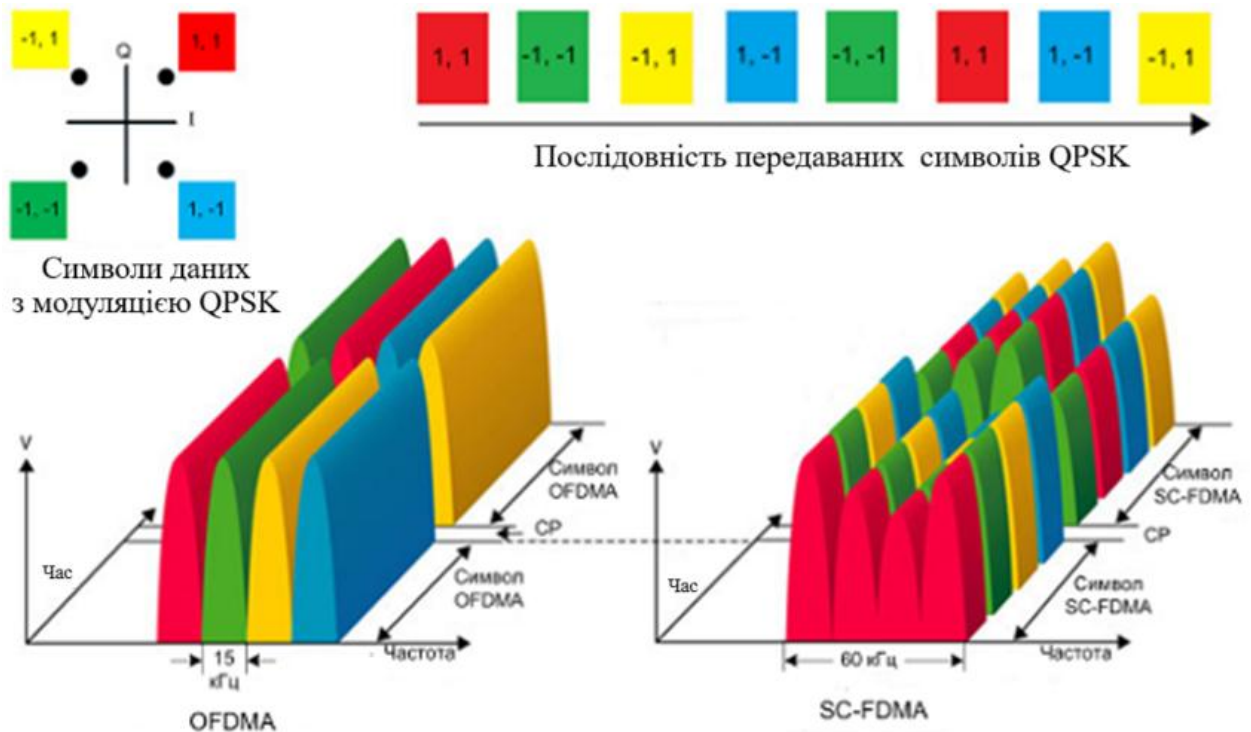


Рис. 1.3. Відмінність між OFDM і SC-FDMA

При використанні технології OFDM вся смуга частот розбивається на малі смуги, в яких розміщуються піднесучі, ортогональні одна одній. Залежно від ширини каналу, що використовується, загальна кількість піднесучих може бути 72, 180, 300, 600, 900 або 1200. Кожна з піднесучих може мати свій вид модуляції. Можуть використовуватися такі модуляції: QPSK, 16QAM, 64QAM. Множинний доступ організується за рахунок того, що одна частина піднесучої виділяється одному користувачеві в кадрі, інша частина - другому користувачу і т.д.

Весь каналний ресурс розбивається на ресурсні блоки (РБ). Один блок складається з 12 розташованих поруч піднесучих, що займають смугу 180 кГц (одна піднесуча займає малу смугу 15 кГц) і одного часового слота (6 або 7 OFDM символів загальною тривалістю 0.5 мс). OFDM символ кожної з піднесучих утворює ресурсний елемент (РЕ).

При звичайній конфігурації (зі стандартною тривалістю циклічного префікса і, отже, з 7 OFDM символами в одному слоті) в низхідному каналі кожен ресурсний блок включає $12 \times 7 = 84$ ресурсних елементів.

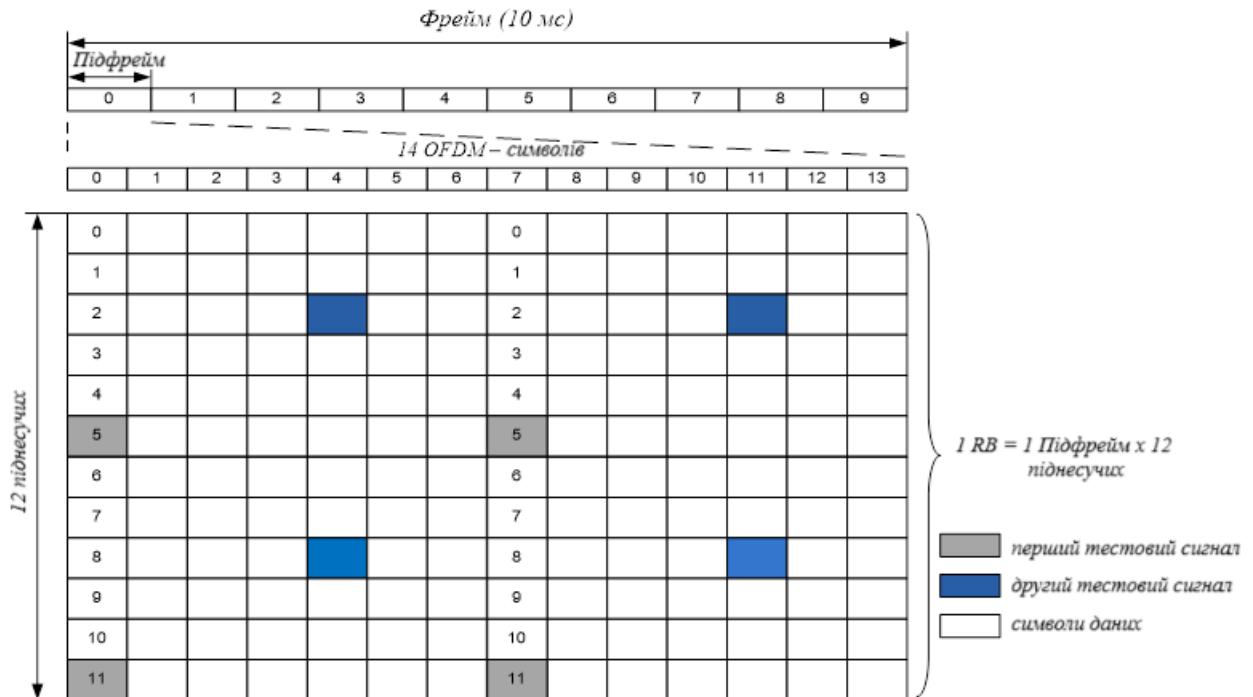


Рис. 1.4. Розташування тестових сигналів у ресурсних блоках

Частина ресурсних елементів використовується для передачі пілотного (опорного,) сигналу.

Опорні сигнали в радіоінтерфейсі LTE служать для безпосередньої оцінки стану каналу передачі, оскільки приймачеві відомі їх місцезнаходження в загальному радіоресурсі та їх вихідна форма. На основі вимірювань можна визначити реакцію каналу для інших піднесучих частот, і за допомогою інтерполяції відновити їх вихідну форму. У LTE передбачено три види опорних сигналів:

- Cell – specific. Опорний сигнал, що характеризує комірку;
- UE – конкретні відповіді сигналів. Сигнал, пов'язаний із конкретним абонентським пристроєм;
- MBSFN (Multicast/Broadcast, Single Frequency) – сигнал для спеціального широкомовного мультимедійного сервісу.

Сигнал Cell – specific транслюється у кожному підфреймі низхідного каналу, крім випадків MBSFN - передачі. Форма сигналу визначається на

основі псевдовипадкової послідовності Голда, при ініціалізації якої використовується CellID (ідентифікатор комірки). У частотній області такі сигнали передаються через кожні п'ять частот. Сигнал Cell - specific або ReferenceSignal при стандартному циклічному префіксі транлюється в нульовому та четвертому OFDM - символах (рис.1.4). У цьому випадку смуга, займана кожним сигналом, становить 15 кГц.

При використанні технології MIMO (Multiple Input Multiple Output) приймач повинен оцінити стан каналу від кожної передаючої антени. У цьому випадку у напрямку Downlink здійснюється послідовна передача тестових сигналів з кожної антени. При двох передаючих антенах розподіл пілот - символів буде виглядати так:

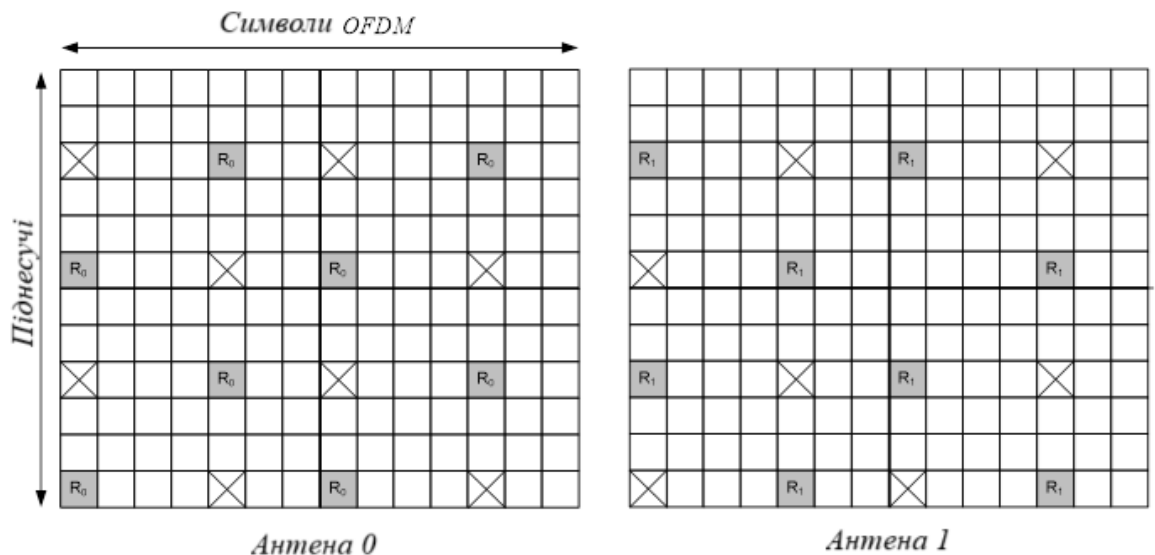


Рис. 1.5. Розташування тестових сигналів у ресурсних елементах при MIMO

Опорний сигнал UE – specific references signals передається через окремий 5-антенний порт і повідомляє конкретному абонентському терміналу інформацію, необхідну для демодуляції низхідних каналів передачі даних.

1.3.2 Технологія OFDM

Як ефективний метод поділу каналів для систем стільникового зв'язку нових поколінь прийнятий метод множинного доступу на основі

ортогонального частотного мультиплексування OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) у поєднанні з перешкодостійким видом модуляції QPSK і спектрально - ефективними видами модуляції 6 AM більш високого порядку.

При OFDM передача даних побудована на формуванні загального багаточастотного сигналу, що складається з безлічі піднесучих вузькосмугових частот (рис. 1.6). При цьому кожна піднесуча може мати свій тип модуляції.

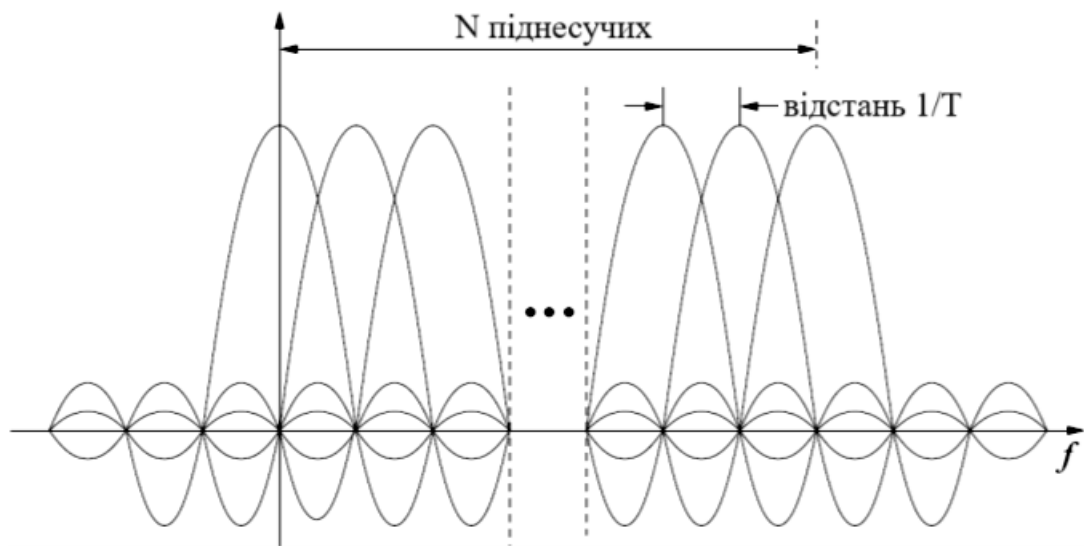


Рис. 1.6. Спектр OFDM – сигналу

Перелічимо деякі особливості OFDM.

1. Піднесучі частоти в груповому спектрі OFDM - ортогональні сигнали. Це дозволяє розділяти піднесучі в приймачі, навіть при частковому перекритті їх спектрів. Запишемо умову ортогональності піднесучих частот f_n на інтервалі тривалості T_u :

$$\int_0^{T_u} f_m(t) f_l(t) dt = \begin{cases} 0 & \text{при } m \neq l \\ 1 & \text{при } m = l \end{cases}, \quad (0.1)$$

де $f_m(t)$, $f_l(t)$ - функції сигналу на m-й та l-й піднесучих частотах.

Для того щоб ця умова виконувалася, постійне рознесення між піднесучими частотами рівне:

$$\Delta f = f_n - f_{n-1} = 1/T_u. \quad (0.2)$$

Тобто на інтервалі T_i має укладатися ціла кількість періодів різницевої частоти Δf . Це досягається за рахунок введення спеціальних синхронізуючих сигналів.

5. Оскільки піднесучі частоти вузькосмугові, то система має велику стійкість до впливу багатопроменевості в радіоканалі. При цьому суттєво знижується ефект міжсимвольної інтерференції перевідбитих сигналів, що дозволяє забезпечувати роботу системи в умовах відсутності прямої видимості між базовою та мобільною станцією. Ця особливість пояснюється збільшенням тривалості корисного символу T_i та запровадженням додаткового захисного інтервалу T_g .

При цьому T_i має значно перевищувати T_g (для забезпечення малих втрат у швидкості передачі). Тривалість T_g має перевищувати максимальний час затримки приходу перевідбитих сигналів τ_z . По суті T_g є копією частини OFDM - символу, що взята з кінця корисного інтервалу. Цей інтервал називається циклічним префіксом (CP - CyclicPrefix) тривалістю 4,8 мкс (рис. 1.7).



Рис. 1.7. Часова структура OFDM-символу LTE

Таким чином, OFDM - символ являє собою сигнал, що передається на інтервалі T_s , протягом якого значення параметрів модуляції піднесучої залишаються постійними.

Так як кожна піднесуча може модулюватися одним з трьох видів модуляції (QPSK, 16QAM, 64QAM), то один символ на одній частоті піднесучої містить 2, 4 або 6 біт переданих даних.

З технічної точки зору OFDM реалізується шляхом виконання зворотного дискретного перетворення Фур'є (ПФ) у модуляторі на передавальній стороні та прямого ПФ у демодуляторі на приймальній стороні (рис. 1.8).

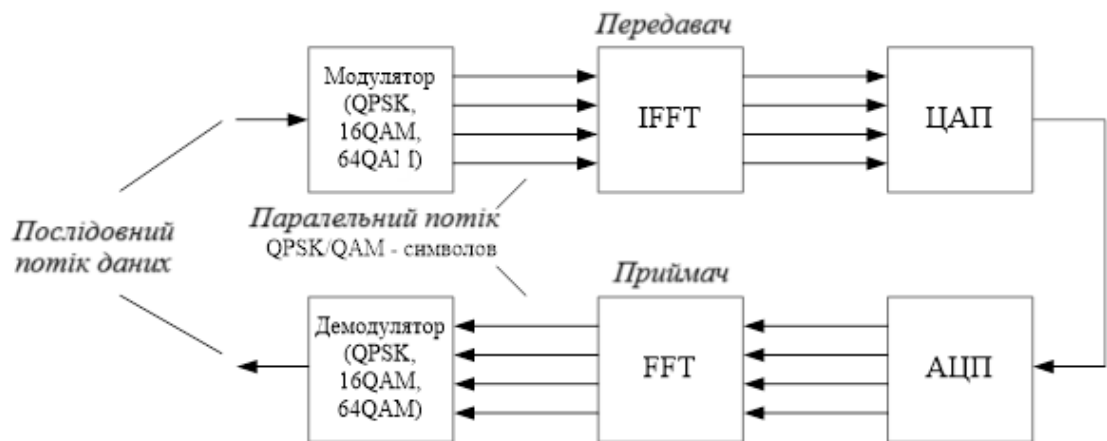


Рис. 1.8. Формування та прийом OFDM - сигналу

Основними перевагами OFDM - модуляції є:

- висока ШПД;
- ефективність використання радіочастотного ресурсу;
- стійкість до негативного впливу багатопроменевості в радіоканалі;
- застосування для формування та обробки сигналу порівняно простого ПФ.

Однією із основних особливостей OFDM є застосування адаптивної схеми модуляції. У цій схемі залежно від умов радіоканалу використовуються

різні схеми модуляції для груп піднесучих частот, призначених окремим каналам користувача. Адаптивний вибір кожної схеми модуляції забезпечує компроміс між спектральною ефективністю, тобто швидкістю передавання даних (ШПД), і якістю їхнього прийому, яке прийнято характеризувати ймовірністю помилки на біт (BER - biterrorrate).

Спектральна ефективність за різних методів модуляції: 1-2 біт/с/Гц - QPSK, 4-6 біт/с/Гц - 16QAM, 64QAM. Менш завадостійкими є методи модуляції вищого порядку. Найбільш завадостійкою є QPSK при низьких швидкостях завадостійких кодів.

Таким чином, адаптація схем модуляції є певною мірою аналогом динамічного регулювання потужності в радімережі і може використовуватися комплексно з нею. Тобто за наявності запасу потужності на БС для абонентського терміналу на краю стільника може бути призначена модуляція вищого порядку. Це станеться за рахунок збільшення потужності БС для даного терміналу.

1.3.3 Гібридна процедура повторної передачі за запитом

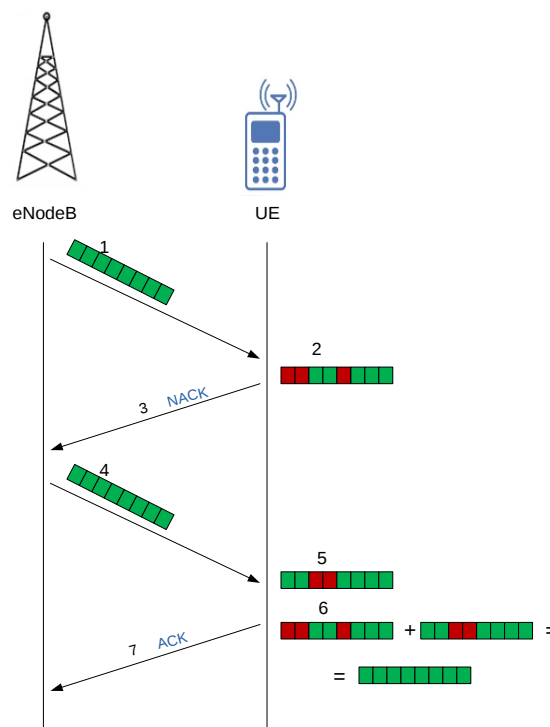


Рис. 1.9. Процес повторної передачі

У системах WiMax і LTE використовується процедура повторної передачі HARQ (HybridAutomaticRepeaterQuest) (рис.1.9). Особливість її реалізації полягає у тому, що одночасно може підтримуватись кілька (до 8) HARQ-процесів. В LTE (у WiMax, як правило, є контролер базових станцій, а в LTE немає) скоротився час на обробку пакетів до 10 мс, проти 30 мс у WiMax.

Якщо дані, пов'язані з HARQ-процесом, прийняті успішно, приймач відправляє повідомлення про успішний прийом/неприйом даних (ACK/NACK). У разі відсутності підтвердження або повідомлення NACK відбувається повторна передача.

Для об'єднання повторно переданих пакетів у цих технологіях використовуються різні процедури. У WiMax здійснюється просте об'єднання повторно переданих пакетів, а в LTE при кожній наступній повторній передачі збільшується число перевірочних бітів в пакеті. Другий метод більш ефективний щодо енергетичного виграшу.

1.4 Технологія багатоантенної передачі

Вимоги до пропускної спроможності мобільних мереж дуже високі і при цьому вони постійно зростають. Очевидні варіанти підвищення пропускної здатності - збільшення ширини каналу та використання модуляцій вищого порядку, що не дозволяють повністю вирішити задачу забезпечення високої пропускної спроможності. Частотний діапазон обмежений. А використання модуляції вищого порядку передбачає підвищення ВЧШ, що теж має свою межу. Ще одним способом підвищення пропускної здатності безпроводних систем є використання декількох передавальних та приймальних антен (MIMO - MultipleInputMultipleOutput) та спеціальна обробка сигналу в цьому випадку.

Технологія MIMO (рис. 1.10) дозволяє значно збільшити стійкість до перешкод каналів зв'язку, тобто зменшити відносне число біт, прийнятих з

помилкою, без зменшення швидкості передачі в умовах багатопроменевого поширення.

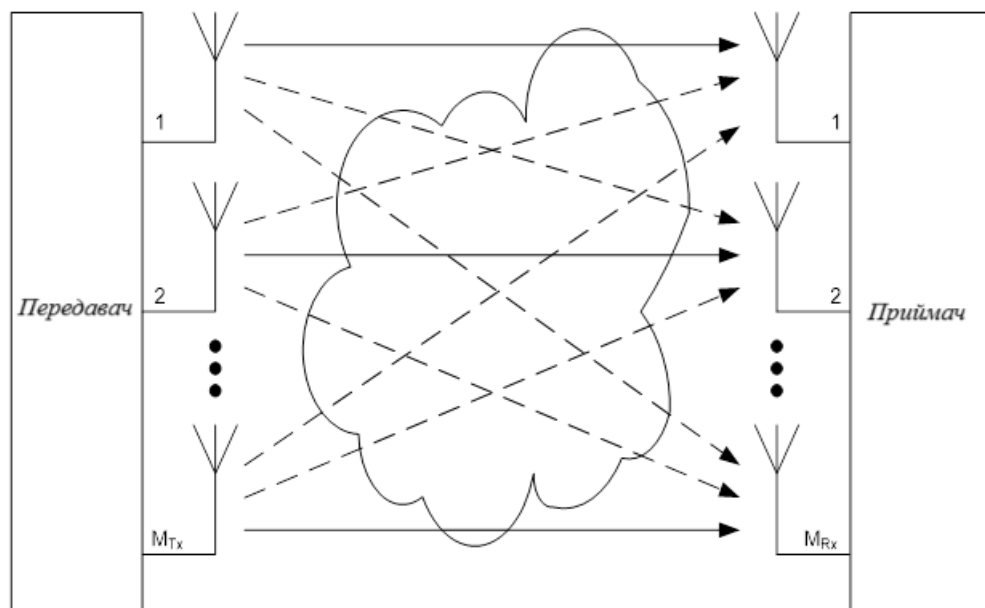


Рис. 1.10. Загальна схема системи MIMO

Технологію MIMO можна вважати не технологією, а методом формування каналу зв'язку з кількома антенами. MIMO поєднує в собі цілу низку технологій:

- 1) застосування «розумних» антен;
- 2) використання просторово-часового кодування (Space-Time Coding, STC);
- 3) використання поляризаційного поділу каналів, поляризаційної обробки сигналів.

Всі різновиди цієї технології спрямовані на досягнення однієї мети – збільшення пікової ШПД у мережах зв'язку шляхом покращення завадостійкості.

Якщо в системі MIMO можна передати від приймача до передавача інформацію про характеристики каналу поширення радіохвиль, то на передавальній та приймальній сторонах є можливість сформувати оптимальним чином діаграми направленості багатoelementних антен так, щоб

просторові канали поширення окремих потоків найменшим чином інтерферували між собою, що значно підвищує енергетичний бюджет з'єднання.

Саме такий принцип закладено в LTE, де реалізується схема MIMO із зворотним зв'язком CL-MIMO (CloseLoop MIMO). У приймачі після оцінювання каналу вибирається відповідна матриця перекодування.

Номер оптимальної прекодувальної матриці PMI (PrecodingMatrixIndicator) надсилається передавачеві. Зворотній зв'язок у схемі MIMO WiMax не передбачений. На противагу CL-MIMO існує схема OL – MIMO (OpenLoop MIMO), без зворотного зв'язку. Тут, на передавальній стороні відсутня інформація про канал поширення радіохвиль.

Розрізняються у цих системах схеми канального кодування, що передують обробці MIMO. У WiMax - послідовне кодування, а LTE - паралельне. При паралельній схемі, вхідні дані демультимплексуються на два потоки, кожен з яких окремо піддається процедурі завадостійкого кодування.

Закодовані потоки подаються до схеми MIMO. На приймальній стороні здійснюються зворотні операції, після зняття завадостійкого коду в обох гілках декодовані дані подаються назад до приймача – модуль обробки MIMO: реалізується ітераційний алгоритм спільної демодуляції MIMO і канального декодування, що дозволяє помітно поліпшити роботу приймача і знизити потрібне ВСШ. Цей алгоритм називається алгоритмом послідовного виключення демодульованих компонентів SIC (Successive Interference Cancellation). При послідовному канальному кодуванні, як і WiMax, цей алгоритм нереалізований.

Розглянемо приріст продуктивності, що очікується від використання MIMO. На рис. 1.11 показано залежність ШПД від ВСШ. Прийmemo ширину радіоканалу 100 кГц. Порівнюватимемо системи з $M = 1, 2, 4$ антенами. Для простоти характеристики каналу приймаються постійними. Якщо припустити, що мета отримувати ВСШ, що дорівнює 25 дБ, система з $M = 1$ (SingleInputSingleOutput) може забезпечити ШПД 0.7 Мбіт/с. З числом антен

$M = 2$ та 4 ми можемо реалізувати ШПД $1,4$ та $2,8$ Мбіт відповідно. Це збільшення ШПД реалізується без збільшення потужності чи розширення використовуваного діапазону на противагу системі SISO. В принципі, з використанням системи SISO можна досягти ШПД $2,8$ Мбіт/с при ВСШ 25 дБ, якщо збільшити ширину діапазону пропускання до 400 кГц, або, альтернативно, при ширині смуги 100 кГц, домогтися вхідного ВСШ рівного 88 дБ.

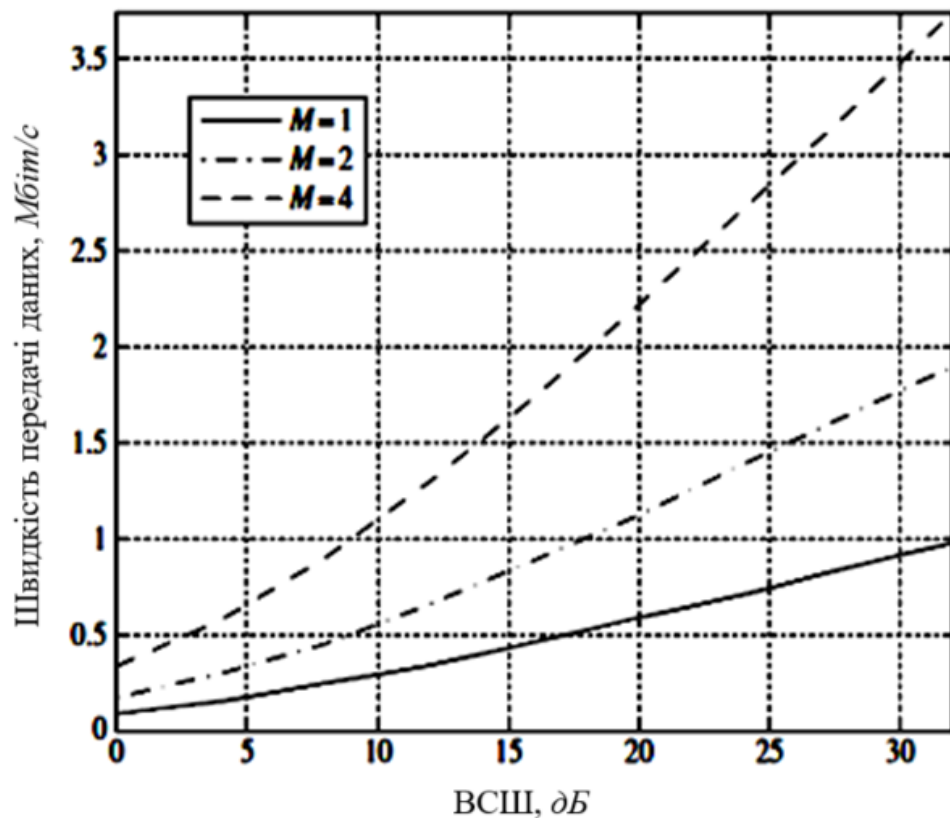


Рис. 1.11. Залежність ШПД від ВСШ при різному числі антен

У MIMO-системах є три основні види передачі: просторове мультиплексування (spatial multiplexing), рознесена передача (transmit diversity) та формування спрямованого променя (beam forming) (рис. 1.12). Перший режим означає, що кожен антенний канал транслює незалежний інформаційний потік. При цьому самі канали мають бути некорельованими. Можливими є два види просторово-мультиплексованої передачі – для одного терміналу користувача (SingleUserMIMO, SU – MIMO) та для кількох

терміналів (MultiUserMIMO, MU – MIMO). У першому випадку eNodeB передає кілька незалежних потоків даних одному UE. У MU - MIMO ресурсні елементи з однаковими частотно-часовими параметрами повинні прийматись різними UE.

Рознесена передача передбачає, що через кілька антен передається один потік даних із деякою часовою затримкою. Ця техніка призначена для боротьби із завмираннями в радіоканалі та спрямована лише на покращення якості передачі в каналі. На ШПД впливає незначно.

Формування спрямованого променя передбачає концентрацію енергії в одному або декількох напрямках, шляхом формування променя або шляхом попереднього кодування.

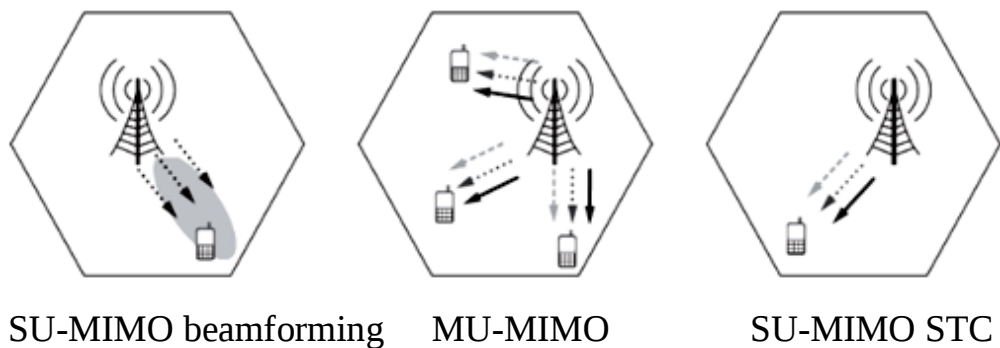


Рис. 1.12. Приклад SU- і MU-MIMO систем

Технологія MIMO знаходить застосування в системах безпроводної передачі (WiMax, WiFi, стільникові системи зв'язку).

1.5 Висновки до розділу 1

Безпроводні мережі передачі стають одним із найважливіших напрямів розвитку телекомунікацій. Їх відрізняють гнучкість архітектури, можливість динамічної зміни топології, швидкість проектування та розгортання. Всі сучасні стільникові технології рухаються, в основному, в одному напрямку - у

напрямку систем четвертого покоління на базі OFDM-MIMO та IP, у термінології ITU, систем IMT-advanced.

Вимоги до пропускної спроможності мобільних мереж дуже високі і при цьому вони постійно зростають. Очевидні варіанти підвищення пропускної здатності - збільшення ширини каналу та використання модуляцій вищого порядку, що не дозволяють повністю вирішити задачу забезпечення високої пропускної спроможності. Частотний діапазон обмежений.

Альтернативним способом підвищення пропускної здатності безпроводних систем є використання декількох передавальних та приймальних антен (MIMO) та спеціальна обробка сигналу в цьому випадку.

Технологія MIMO дозволяє значно збільшити стійкість до перешкод каналів зв'язку, тобто зменшити відносне число біт, прийнятих з помилкою, без зменшення швидкості передачі в умовах багатопроменевого поширення. Однак важливим залишається питання оцінювання таких каналів передачі.

РОЗДІЛ 2. ОСНОВНА ЧАСТИНА

2.1 Моделі каналів з технологією МІМО. Загальні дані

Основними факторами каналу поширення радіохвиль (ПРХ), що впливають на роботу системи зв'язку є багатопроменевість сигналу та ослаблення сигналу. Спотворення сигналів, що викликані багатопроменевістю поширення, призводять до значних похибок оцінок їх параметрів. Таким чином, багатопроменевість каналу ПРХ істотно впливає на якість системи. Характер багатопроменевості поширення (кількість шляхів, затримки, коефіцієнти ослаблення і т.д.) на приземних трасах в основному визначається відбивною здатністю підстилаючої поверхні і об'єктів, що знаходяться на ній, а також взаємною орієнтацією діаграм направленості (ДН) передавальної/приймальної антен. Ослаблення сигналу в каналі ПРХ також впливає на роботу системи зв'язку, і визначається наявністю прямої видимості, рельєфом місцевості та рослинним покривом.

Особливості побудови систем мобільного широкосмугового доступу пов'язані з особливостями функціонування таких систем, а саме:

- зоною дії систем є, в основному, урбанізовані території з різною щільністю, характером забудови, інтенсивністю руху транспорту та типом поверхні;
- канал радіозв'язку характеризується неоднорідністю середовища поширення радіосигналу, наявністю явищ відбиття, розсіювання, поглинання випромінюваної енергії сигналу;
- користувачке обладнання знаходиться, як правило, поза прямою видимістю базової станції;
- рух абонентів призводить до появи доплерівського зсуву частоти.

Виходячи з перерахованого вище, канал радіозв'язку має змінні параметри і для нього характерні завмирання сигналів різної природи:

1) дуже повільні, зумовлені згасанням сигналу зі зміною дальності зв'язку та рефракційних властивостей атмосфери; оцінку енергопотенціалу для цього випадку проводять за допомогою моделей, розроблених на основі численних експериментів; найбільш відомою є модель Окамури - Хата та її модифікації;

2) повільні завмирання, викликані затіненням траси поширення, рельєфом, рослинністю та місцевими предметами; вони проявляються при переміщенні абонентів на значні відстані (близько тисячі довжин хвиль) та пов'язані зі зміною шляхів проходження радіохвиль; загальноприйнятою моделлю повільних замирань, що добре узгоджується з експериментальними даними, є логарифмічно нормальний закон розподілу; по суті, повільні завмирання є коливаннями середнього рівня сигналу при переміщенні МС, на яке накладаються швидкі завмирання, викликані багатопроменевістю; глибина повільних завмирань становить (5-12) дБ;

3) швидкі завмирання, зумовлені інтерференцією надійшовших по багатьох шляхах (променях) сигналів; вони виявляються під час переміщення МС на малі відстані (порядку довжини хвиль); загальноприйнятими моделями швидких завмирань є закон розподілу Райса у разі прямого променя (пряма видимість), і навіть закон розподілу Релея у разі відсутності прямого променя (без прямої видимості).

Зазначені вище особливості поширення радіохвиль накладають фундаментальні обмеження на якість та ШПД по каналу.

2.2 Модель Релеївського каналу

Релеївський канал - канал із завмираннями, в якому прямий сигнал суттєво ослаблений, фаза коефіцієнта передачі рівномірно розподілена в межах $[0 \div 2\pi]$, а амплітуда підпорядковується релеївському розподілу.

Функція щільності ймовірності Релея (2.1) та відповідний графік наведені на рис. 2.1.

$$f(a) = \frac{a}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{a^2}{2\sigma^2}\right) \quad (2.1)$$

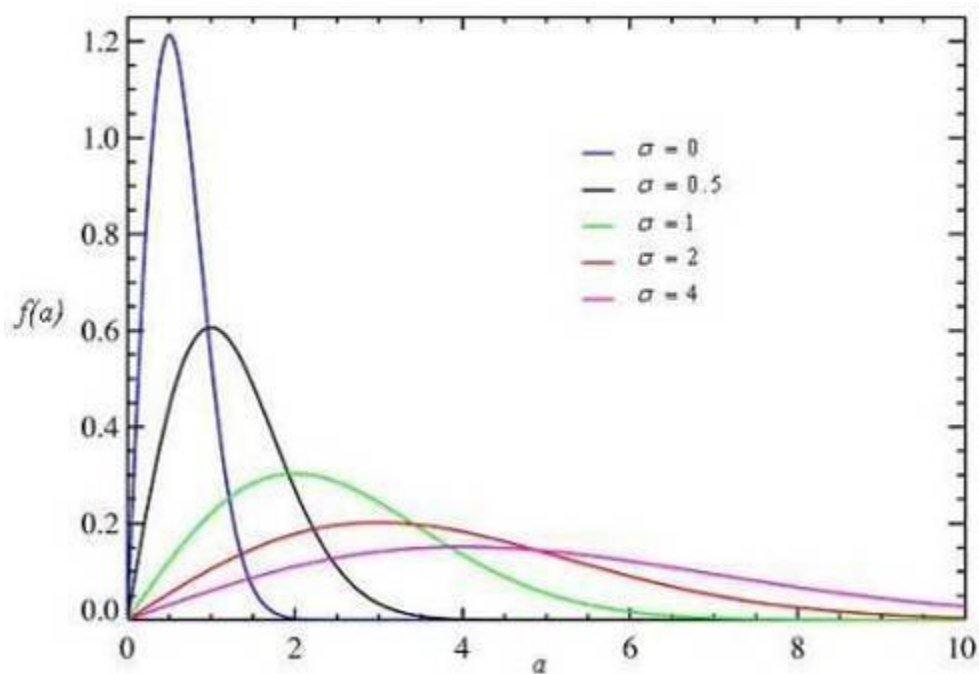


Рис. 2.1. Функція густини ймовірності розподілу Релея.

Релеївські завмирання, зумовлені інтерференцією досить великої кількості розсіяних сигналів і сильним ослабленням прямого сигналу, є глибокими і призводять до значних помилок під час передачі інформації. Релеївський канал, у якому завмирання сигналів є глибокими, притаманний міським умовам. Для приміських і сільських умов характернішим є райсівський канал, коли поруч із розсіяними сигналами є присутній і прямий сигнал.

Розглянемо випадок з однією передавальною та однією приймальною антенами.

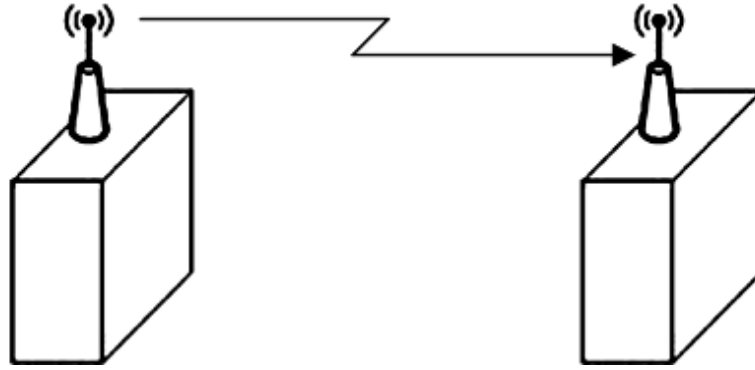


Рис. 2.2. Схема SISO.

Для подання сигналу на вході каналу зв'язку приймемо традиційний опис:

$$\begin{aligned} s_{\text{вх}}(t) &= a(t) \cos(2\pi f_0 t + \varphi(t)) = \operatorname{Re} \left\{ a(t) \exp \{ j[2\pi f_0 t + \varphi(t)] \} \right\} = \\ &= \operatorname{Re} \{ a(t) \exp[j\varphi(t)] \exp[j2\pi f_0 t] \} = \operatorname{Re} \{ \dot{a}(t) \exp[j2\pi f_0 t] \}, \end{aligned} \quad (2.2)$$

де $\dot{a}(t) = a(t) \exp[j\varphi(t)]$ - комплексна огибающая дійсного сигналу $s(t)$.

Сигнал на виході широкосмугового каналу у загальному випадку має вигляд

$$\begin{aligned} s_{\text{вих}}(t) &= h \cdot a(t - \tau) \cos[2\pi f_0 t + \varphi(t - \tau) + \psi] = \\ &= \operatorname{Re} \{ h \cdot a(t - \tau) \exp \{ j[2\pi f_0 t + \varphi(t - \tau) + \psi] \} \} = \\ &= \operatorname{Re} \{ \dot{h} \cdot \dot{a}(t - \tau) \exp \{ 2\pi f_0 t \} \} = \operatorname{Re} \{ \dot{b}(t) \exp \{ 2\pi f_0 t \} \}, \end{aligned} \quad (2.3)$$

де $\dot{b}(t) = \dot{h} \cdot \dot{a}(t - \tau)$ - комплексна огибающая сигналу на виході каналу,
 $\dot{h} = h \cdot \exp[j\psi]$ - комплексний коефіцієнт передачі радіоканалу, τ - час затримки сигналу при розповсюдженні сигналу від передаючої антени до приймальної антени, $\tau = r_c / c$.

Таким чином, комплексну огибаючу сигналу на виході каналу можна легко знайти, якщо відомий коефіцієнт передачі.

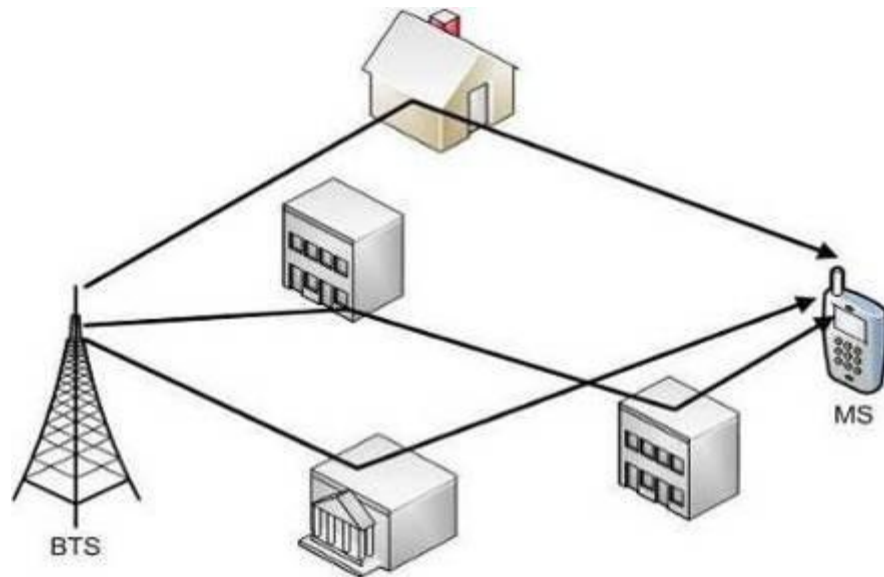


Рис. 2.3. Приклад багатопроменевого поширення сигналу в релієвському каналі

Так як при поширенні сигнал перевідбивається від перешкод (рис. 2.3), то сумарний сигнал на виході каналу буде складатися з декількох компонентів (2.3) і набуде вигляду:

$$s_{\text{вих}}(t) = \operatorname{Re} \left\{ \left[\sum_{i=1}^n h_i \cdot \exp[j\psi_i] \cdot a(t - \tau_i) \exp\{j\varphi(t - \tau_i)\} \right] \cdot \exp\{2\pi f_0 t\} \right\} = \operatorname{Re} \{ \dot{b}(t) \exp\{2\pi f_0 t\} \}. \quad (2.4)$$

Тут

$$\dot{b}(t) = \sum_{i=1}^n h_i \cdot \exp[j\psi_i] \cdot a(t - \tau_i) \exp\{j\varphi(t - \tau_i)\} = \sum_{i=1}^n \dot{h}_i \cdot \dot{a}(t - \tau_i) \quad (2.5)$$

комплексна огибаюча сигналу на виході каналу передачі.

2.3 Модель райсівського каналу

Райсівський канал характеризується тим, що існує хоча б одна траєкторія поширення сигналу прямої видимості r_0 (рис. 2.4.).

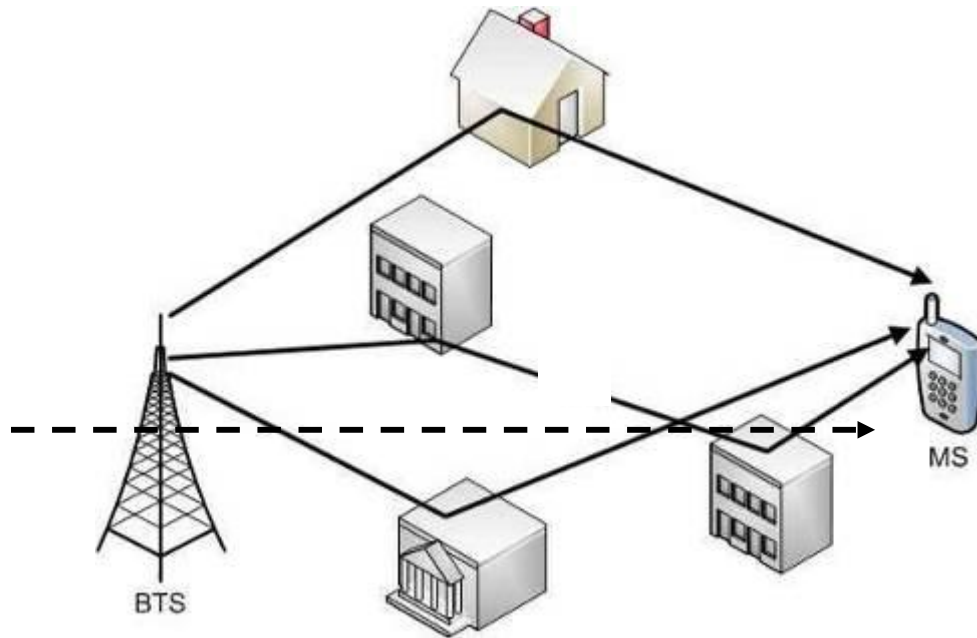


Рис. 2.4. Приклад багатопроменевого поширення сигналу у райсівському каналі

Тобто, поряд із розсіяними сигналами до приймача надходить прямий сигнал із постійною амплітудою. Таким чином, сигнал на вході приймача складається з регулярної та випадкової компонент. Амплітуда сумарного сигналу є випадковою та підпорядковується райсівському розподілу. Функція щільності ймовірності розподілу Райса описується виразом (2.6), а відповідний графік наведено на рис. 2.5.

$$f(a) = \frac{a}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{(a^2 + m^2)}{2\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{a \cdot m}{\sigma^2}\right) \quad (2.6)$$

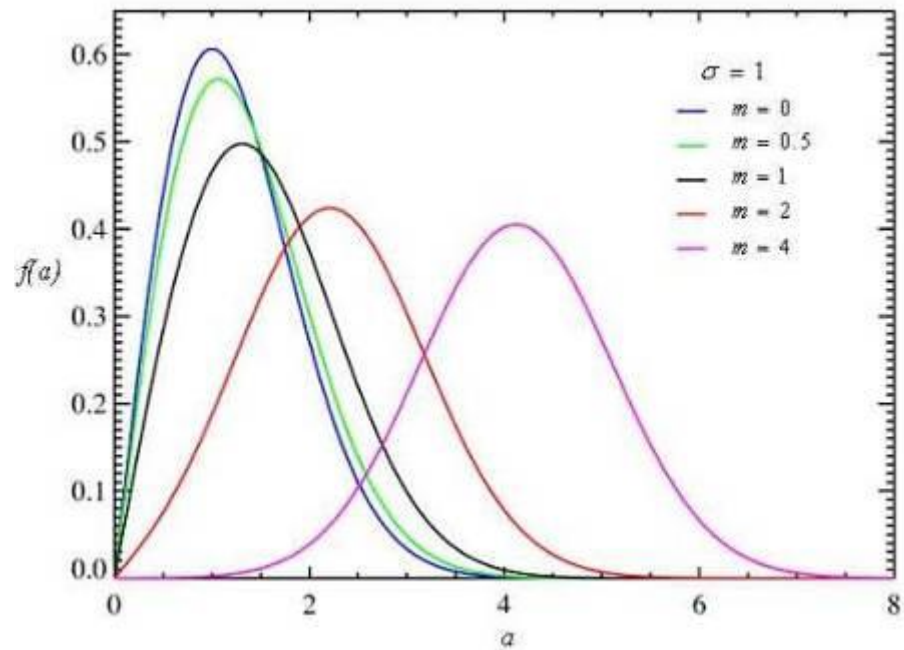


Рис. 2.5. Функція густини ймовірності розподілу Райса

Така модель є більш загальною, ніж модель релеївських завмирань.

Сигнал на вході системи, в даному випадку, також описується формулою (2.2). Формула для сигналу на виході каналу набуде вигляду:

$$s_{\text{exit}}(t) = h_0 s_{\text{ex}}(t - \tau_0) + \sum_{i=1}^n h_i s_i(t - \tau_i) \quad (2.7)$$

Тоді, з урахуванням (2.7) формула (2.4) набуде наступного вигляду:

$$\begin{aligned} s_{\text{exit}}(t) &= \text{Re} \left\{ \left[h_0 \cdot \exp[j\psi_0] \cdot a(t - \tau_0) \exp\{j\varphi(t - \tau_0)\} + \right. \right. \\ &\quad \left. \left. + \sum_{i=1}^n h_i \cdot \exp[j\psi_i] \cdot a(t - \tau_i) \exp\{j\varphi(t - \tau_i)\} \right] \cdot \exp\{2\pi f_0 t\} \right\} = \\ &= \text{Re} \{ \dot{b}(t) \exp\{2\pi f_0 t\} \}. \end{aligned} \quad (2.8)$$

Тут

$$\begin{aligned} \dot{b}(t) &= h_0 \cdot \exp[j\psi_0] \cdot a(t - \tau_0) \exp\{j\varphi(t - \tau_0)\} + \sum_{i=1}^n h_i \cdot \exp[j\psi_i] \cdot a(t - \tau_i) \exp\{j\varphi(t - \tau_i)\} = \\ &= \dot{h}_0 \cdot \dot{a}(t - \tau_0) + \sum_{i=1}^n \dot{h}_i \cdot \dot{a}(t - \tau_i). \end{aligned}$$

комплексна огибаюча сигналу на виході каналу передачі. Потужність променя прямої видимості пропорційна $|\dot{h}_0|^2$.

Якщо коефіцієнт передачі h має райсівський розподіл, його можна представити як суму коефіцієнтів передачі регулярної (статичної) $h^{(st)}$ і випадкової $h^{(RI)}$ компонент:

$$h = h^{(st)} + h^{(RI)} \quad (2.9)$$

Доданок $h^{(st)}$ описує статичну (не флуктуючу) складову, а $h^{(RI)}$ визначає випадкову (релєївську) складову. Фаза коефіцієнта $h^{(RI)}$ рівноймовірна в межах $[0 \div 2\pi]$, а реальна та уявна частини мають гаусівський розподіл з нульовим середнім.

Райсівські завмирання сигналів часто описують не середніми відносними потужностями регулярної $\rho_0^{(st)}$ і випадкової $\rho_0^{(RI)}$ складових сигналу, а двома іншими параметрами. Це середнє ВСШ ρ_0 і відношення γ середніх потужностей статичної та флуктуючої компонент сигналу. У загальному випадку формули переходу мають вигляд:

$$\begin{cases} \rho_0^{(st)} = \frac{\gamma}{\gamma + 1} \rho_0; \\ \rho_0^{(RI)} = \frac{1}{\gamma + 1} \rho_0; \end{cases} \quad \begin{cases} \rho_0 = \rho_0^{(st)} + \rho_0^{(RI)}; \\ \gamma = \frac{\rho_0^{(st)}}{\rho_0^{(RI)}}. \end{cases} \quad (2.10)$$

2.4 Модель гаусівського каналу

Гаусівський канал, чи канал з адитивним білим гаусівським шумом (АБГШ), це канал, у якому є лише один прямий промінь від передавача до

приймача, тобто багатопроменевість повністю відсутня. Міжсимвольна інтерференція в цьому каналі також відсутня, а основним джерелом спотворень, в даному випадку, є тепловий шум, що генерується в приймачі. Цей шум, як правило, має постійну спектральну щільність у всій смузі частот, що використовується, і гаусівську функцію густини ймовірності з нульовим середнім.

Функція густини ймовірності описується виразом (2.11), а відповідний графік подано на рис. 2.6.

$$f(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left(-\frac{(x-m)^2}{2\sigma^2}\right). \quad (2.11)$$

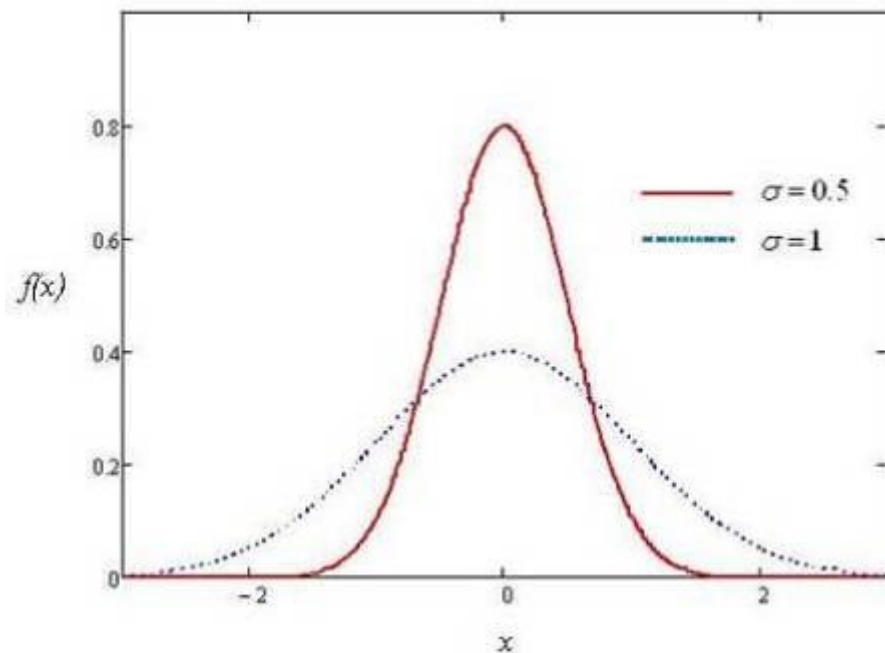


Рис. 2.6. Функція густини ймовірності розподілу Гауса ($m=0$)

Мається на увазі, що потужність сигналу падає зі зростанням відстані як у вільному просторі. У моделі вільного простору область між антенами передавача та приймача передбачається вільною від об'єктів, які могли б поглинати чи відбивати енергію на радіочастотах. Атмосфера всередині цієї

області поводитьься як однорідне непоглинаюче середовище. Приймається, що земля знаходиться нескінченно далеко від сигналу, що поширюється (нехтуємо коефіцієнтом відбивання).

Сигнал на вході каналу зв'язку описується виразом (2.2).

Сигнал на виході такого каналу, як було сказано вище, має лише промінь прямої видимості та описується простою формулою

$$s_{\text{вих}}(t) = h_0 \cdot s_{\text{вх}}(t) + z(t), \quad (2.12)$$

де $z(t)$ - адитивна гаусівська завада.

2.5 Модель каналу при рознесеному прийомі

Припустимо, що на приймальній стороні є N антен (рис. 2.7)

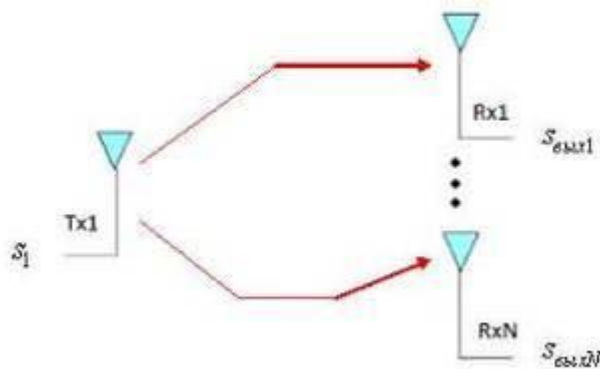


Рис. 2.7. Схема рознесеного прийому

Тут, для прийому сигналу використовується відразу кілька антен, розташованих з відривом одна від одної. У цьому випадку приймач має не одну, а одразу N копій переданого сигналу, що прийшли різними шляхами. Це дозволяє зібрати більше енергії вихідного сигналу. Також сигнали, що надходять у протифазі до однієї антени, можуть приходити до іншої синфазно. Застосування такого методу дозволяє зменшити кількість помилок при

радіообміні даними без зниження швидкості передачі в умовах множинних перевідбиттів сигналів. Цю схему організації радіо інтерфейсу можна назвати SingleInputMultipleOutput (SIMO).

Якщо передається сигнал $s_{\text{ex}}(t)$, то вектор $\mathbf{S}_{\text{вых}}$ прийнятих сигналів дорівнює:

$$\mathbf{S}_{\text{вых}}(t) = \sqrt{P_0} \mathbf{H} \cdot s_{\text{ex}}(t) + \mathbf{Z}(t) \quad (2.13)$$

де $\mathbf{Z}(t)$ - вектор власних шумів, P_0 - середня випромінювана потужність.

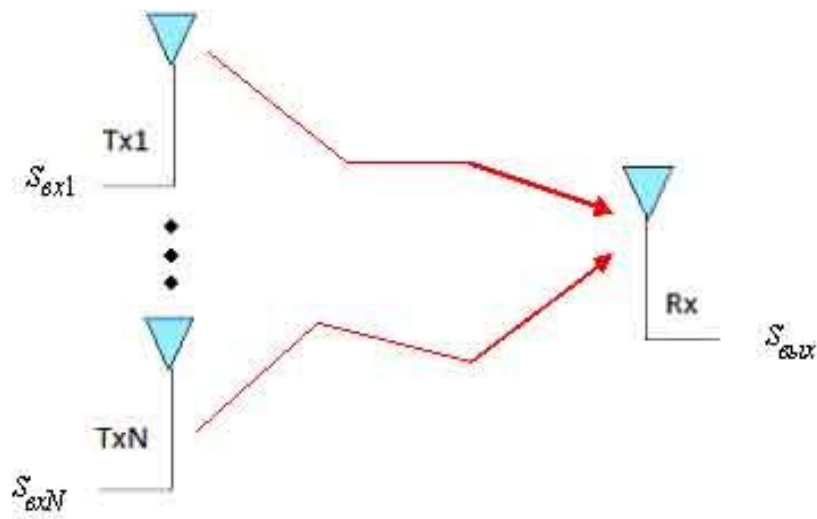


Рис. 2.8. Схема з рознесеною передачею

2.6 Модель каналу в системах передачі з технологією MIMO

Термін MIMO (Multiple-Input-Multiple-Output) позначає технологію зв'язку, яка використовує просторовий поділ каналів за допомогою декількох передаючих антен і кількох приймальних антен.

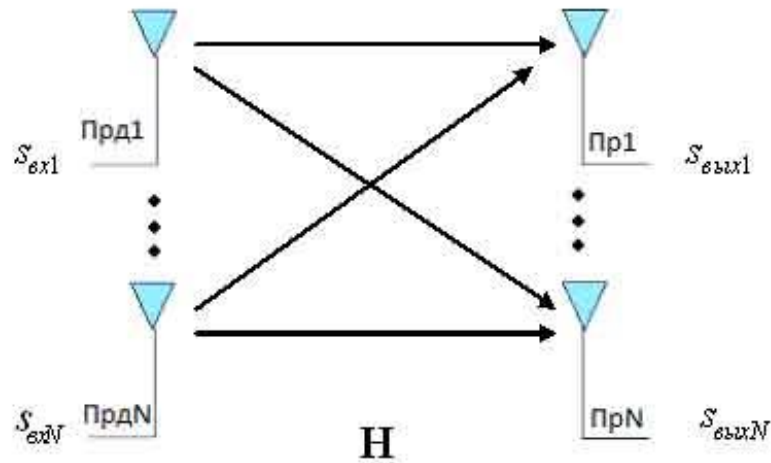


Рис. 2.9. Узагальнена блок – схема системи MIMO

Розглянемо безпроводну систему з N_t передаючими (Прд) та N_r приймаючими (Пр) антенами. Інформаційний символ, переданий i -тою антеною в момент часу k позначимо $s_i(k)$. Надіслані символи розміщені у векторі:

$$s_{ex}(k) = [s_1(k), \dots, s_{N_t}(k)]^T \quad (2.15)$$

довжиною N_t .

Під час передачі переданий символ проходить не тільки прямий шлях, але й кілька відбитих, перш ніж прийде в j -у приймальну антену. Цей ефект називається багатопроменевим поширенням.

Між кожною передавальною антеною i і кожною приймальною антеною існує комплексна імпульсна характеристика $h_{ij}(k)$ довжиною $L+1$, описана вектором:

$$h_{ij} = [h_{ij}(0), \dots, h_{ij}(L)]^T. \quad (2.16)$$

Тепер канал для MIMO системи подамо комплексними каналними матрицями $L+1$:

$$H(k) = \begin{pmatrix} h_{11}(k) & \dots & h_{1N_t}(k) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N_r1}(k) & \dots & h_{N_rN_t}(k) \end{pmatrix}, \quad k = 0, \dots, L \quad (2.17)$$

Символ, прийнятий антеною в момент часу k , позначимо як $s_{\text{бл}x_j}(k)$.

Символи, прийняті N_r антенами, розташовані у векторі:

$$s_{\text{бл}x}(k) = [s_{\text{бл}x_1}(k), \dots, s_{\text{бл}x_{N_r}}(k)] \quad (2.18)$$

З урахуванням (2.15) та (2.17) цей вектор можна подати у вигляді

$$s_{\text{бл}x}(k) = \sum_{p=0}^L H(p) s_{\text{ex}}(k-p) + Z(k), \quad (2.19)$$

де $Z(k)$ - вектор відліків адитивного шуму гауса.

Математичний опис системи з технологією MIMO можна подати як набір рівнянь з багатьма невідомими. Якщо кожне рівняння є лінійною комбінацією невідомих змінних і кількість рівнянь дорівнює числу невідомих, то система даних рівнянь має розв'язок. Якщо кількість рівнянь більша за кількість невідомих, то розв'язок може бути знайдений одним з методів, наприклад, методом найменших квадратів.

2.7 Модель каналу передачі для систем з MIMO2x2

Розглянемо канал системи з MIMO2x2, яка складається з двох приймальних та двох передаючих антен.

1. Припустимо, що є послідовність комплексних інформаційних символів $\{x_1, x_2, \dots, x_n\}$, яку потрібно передати.

2. При звичайній одноканальній передачі на першому інтервалі часу передається символ x_1 , на другому - x_2 , і так далі.

3. За технології MIMO використовується 2 антени; тому можна згрупувати символи, що передаються, у дві групи. На першому інтервалі часу передаються символи x_1 та x_2 першою та другою антенами відповідно, на другому інтервалі передаються символи x_3 та x_4 і так далі.

4. Якщо група з двох символів передається на одному інтервалі часу, на якому при звичайній передачі передавався лише один інформаційний символ, ШПД подвоюється.

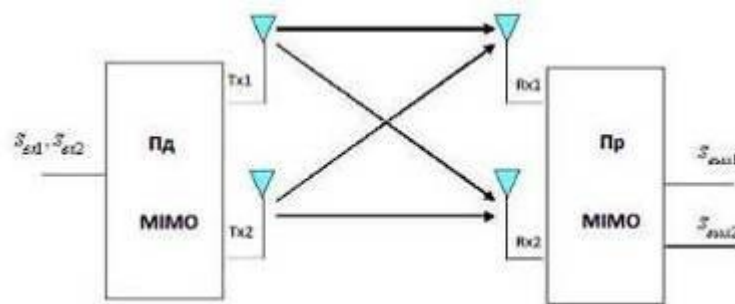


Рис. 2.10. Схема каналу з MIMO 2x2

Для оцінки переданого повідомлення приймемо припущення:

1) для будь-якого каналу ПРХ характерним є зменшення рівня сигналу зі збільшенням відстані між передавачем та приймачем;

2) для передачі сигналу з i -ої Прд антени в j -у Пр антену, кожен переданий символ необхідно помножити на комплексний коефіцієнт h_{ij} .

3) коефіцієнти h_{ij} між кожною приймальною та передавальною антеною є випадковими та некорельованими;

4) в антені приймача шум має гаусівську густину ймовірності;

5) коефіцієнти h_{ij} відомі у точці прийому.

Сигнали, що приймаються першою та другою антенами, відповідно рівні:

$$s_{\text{вх}1} = h_{11}s_{\text{вх}1} + h_{12}s_{\text{вх}2} + z_1 = [h_{11} \ h_{12}] \cdot \begin{bmatrix} s_{\text{вх}1} \\ s_{\text{вх}2} \end{bmatrix} + z_1,$$

$$s_{\text{вх}2} = h_{21}s_{\text{вх}1} + h_{22}s_{\text{вх}2} + z_2 = [h_{21} \ h_{22}] \cdot \begin{bmatrix} s_{\text{вх}1} \\ s_{\text{вх}2} \end{bmatrix} + z_2,$$

де $s_{\text{вх}1}$ і $s_{\text{вх}2}$ - прийняті символи у 1-й та 2-й антенах відповідно, h_{11} - коефіцієнт передачі (КП) каналу від 1-ї передаючої антени до 1-ї приймальної антени, h_{12} - КП каналу від 1-ї передаючої антени до 2-ї приймальної антени, h_{21} - КП каналу від 2-ї передаючої антени до 1-ї приймальної антени, h_{22} - КП каналу від 2-ї передаючої антени до 2-ї приймальної антени, $s_{\text{вх}1}, s_{\text{вх}2}$ - надіслані повідомлення, z_1, z_2 - шуми у 1-й та 2-й приймальній антенах.

У матричному вигляді система рівнянь може бути представлена таким чином:

$$\begin{bmatrix} s_{\text{вх}1} \\ s_{\text{вх}2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_{\text{вх}1} \\ s_{\text{вх}2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

або

$$\mathbf{s}_{\text{вх}} = \mathbf{H} \cdot \mathbf{s}_{\text{вх}} + \mathbf{z} \quad (2.21)$$

2.8 Висновки до розділу 2

Проаналізовано моделі каналів з технологією MIMO. Основними факторами каналу поширення радіохвиль, що впливають на роботу системи зв'язку є багатопроменевість сигналу та ослаблення сигналу. Спотворення сигналів, що викликані багатопроменевістю поширення, призводять до

значних похибок оцінок їх параметрів. Таким чином, багатопроменевість каналу істотно впливає на якість системи.

Проаналізовано модель релієвського каналу, райсівського каналу та гаусівського каналу, модель каналу при рознесеному прийомі. Також проаналізовано модель каналу з MIMO2x2.

РОЗДІЛ 3

НАУКОВОДОСЛІДНА ЧАСТИНА

3.1 Методи оцінювання радіоканалу з МІМО. Загальні положення

Існує багато різних підходів до оцінювання параметрів каналу. Їх можна поділити на системи із зворотним зв'язком і без зворотного зв'язку (ЗЗ). За наявності ЗЗ оцінки каналу, отримані в приймачі, передаються в передавач. Зупинимось докладніше на методах оцінювання без зворотного зв'язку.

Дані методи можна розділити на два типи: методи, що використовують пілот-сигнали (*pilot-assisted-channel-estimation*) і методи, що використовують відому інформацію про сигнал, що передається (наприклад, вид модуляції з обмеженим алфавітом), що отримали назву "сліпих" алгоритмів (*blind-algorithms*). Існують також комбінації цих двох підходів (напівсліпі алгоритми, *semi-blind-algorithms*).

Точність оцінювання параметрів каналу при застосуванні алгоритмів, що використовують пілот-сигнали висока, хоча наявність пілот-сигналів призводить до зниження швидкості передачі даних. До недоліків 'сліпих' алгоритмів відносять досить довгий інтервал спостереження, потрібний для входження в стаціонарний режим, а також необхідність складного опрацювання сигналу в приймальній стороні (наприклад, алгоритм Вітербі), що веде до збільшення обчислювальної складності. Все це обмежує застосування таких алгоритмів у системах рухомого зв'язку, де параметри каналу можуть швидко змінюватись у часі.

Оцінювання параметрів каналу в алгоритмах, що використовують пілот-сигнали, засноване на можливості досить точно обчислити значення комплексних амплітуд у моменти часу, де передаються пілот-сигнали. Потім отримані оцінки екстраполюються на сусідні інформаційні інтервали. Такий підхід має на увазі незмінність параметрів каналу протягом інтервалу

спостереження, що справедливо, якщо швидкість руху абонента порівняно мала. У разі високої швидкості руху значення комплексних амплітуд можуть істотно змінюватися протягом інтервалу спостереження і навіть у часовому інтервалі між сусідніми пілот-сигналами. У цьому випадку використання для оцінювання тільки пілот-сигналів може виявитися недостатньо або знадобиться занадто часта їх розстановка, що погіршує пропускну здатність системи. Застосування "напівсліпого" підходу, коли у роботі алгоритму оцінювання беруть участь як пілот-сигнали, так і інформаційні сигнали, дозволяє поліпшити точність оцінювання без істотного підвищення обчислювальної складності алгоритму і уникнути збільшення кількості пілот-сигналів у системі.

В основному різні підходи до оцінювання параметрів каналу з використанням пілот-сигналів відрізняються різною обробкою прийнятих пілот-сигналів для отримання оцінок, а також різними методами екстраполяції. Найбільш поширеними є методи найменших квадратів (LS МНК) та метод мінімуму середньоквадратичної помилки (MMSE ММСКП).

3.2 Метод найменших квадратів

Для моделі даний метод мінімізує функцію $(y - XFg)'(y - XFg)$. Оцінка вектора h у цьому випадку буде виглядати так:

$$\hat{h}_{LS} = FQ_{LS}F'X'y, \quad (3.1)$$

де $Q_{LS} = (F'X'XF)^{-1}$.

Спростимо (3.1) до

$$\hat{\mathbf{h}}_{LS} = \mathbf{X}^{-1}\mathbf{y} \quad (3.2)$$

Обидва розглянуті методи оцінювання параметрів каналу мають свої переваги та недоліки.

Метод МНК має меншу обчислювальну складність, ніж MMSE, але і також і меншу точність оцінювання.

3.3 Метод максимальної правдоподібності

Принцип цього підходу полягає у максимізації функції правдоподібності:

$$\hat{\mathbf{h}}_{ML} = \arg \max(\mathbf{f}(\mathbf{h} | \mathbf{y}, \mathbf{X}),$$

де $\mathbf{f}(\dots)$ - функція апостеріорної густини ймовірності для вектора комплексних коефіцієнтів каналу $\mathbf{h}$ при переданій матриці, що містить пілот-сигнали, $\mathbf{X}$ і прийнятий сигнал $\mathbf{y}$.

Застосування методу максимальної правдоподібності дає найкращий результат, але не підходить для практичної реалізації більшості систем через високу обчислювальну складність.

3.4 Алгоритми зі зворотним зв'язком

Принцип роботи таких алгоритмів заснований на багаторазовій обробці прийнятого блоку, що складається як з інформаційних, так і пілот-символів шляхом послідовного оцінювання та демодуляції. На початковому етапі відбувається оцінювання параметрів каналу тільки по пілот-сигналах, що містяться в блоці.

Оцінка може здійснюватися методом найменших квадратів, мінімуму середньоквадратичної помилки або іншим методом. Потім для кожної несучої та кожного інформаційного символу в блоці обчислюється оцінка цього символу шляхом демодуляції з використанням оцінки каналу, отриманої на попередньому етапі. Застосування такого підходу дає можливість зменшити складність розрахунків відносно оптимального алгоритму з допомогою ітераційного використання щодо простих алгоритмів оцінювання та демодуляції. Недоліком цього підходу є те, що він добре працює лише у випадках, коли параметри каналу залишаються незмінними протягом всього блоку. У системах рухомого зв'язку таке практично не зустрічається через переміщення абонента в просторі, тому точність оцінювання залишається низькою навіть за великої кількості ітерацій.

3.5 Екстраполяція

Після того, як отримано оцінку комплексних амплітуд для позицій, на яких розташовані пілот-сигнали, необхідно екстраполювати значення параметрів на сусідні позиції, де розташовані інформаційні символи. Екстраполяція може бути лінійною, кубічною, сплайновою або використовувати алгоритми фільтрації.

3.6 Імітаційне моделювання каналу MIMO

Як середовище для дослідження моделі каналу MIMO, використано програмний комплекс MatLab. У даному комплексі використано розширення Simulink, що містить демонстраційну модель фізичного низхідного (від eNodeB до UE) каналу LTE з просторовим мультиплексуванням (LTE PHY Downlink-with-Spatial-Multiplexing). Ця модель дозволяє досліджувати вплив різних властивостей каналу на якість передачі, а також використовувати різні конфігурації антен (2x2, 4x4).

Комп'ютерну модель фізичного рівня спільного низхідного каналу LTE представлено на рис. 3.1.

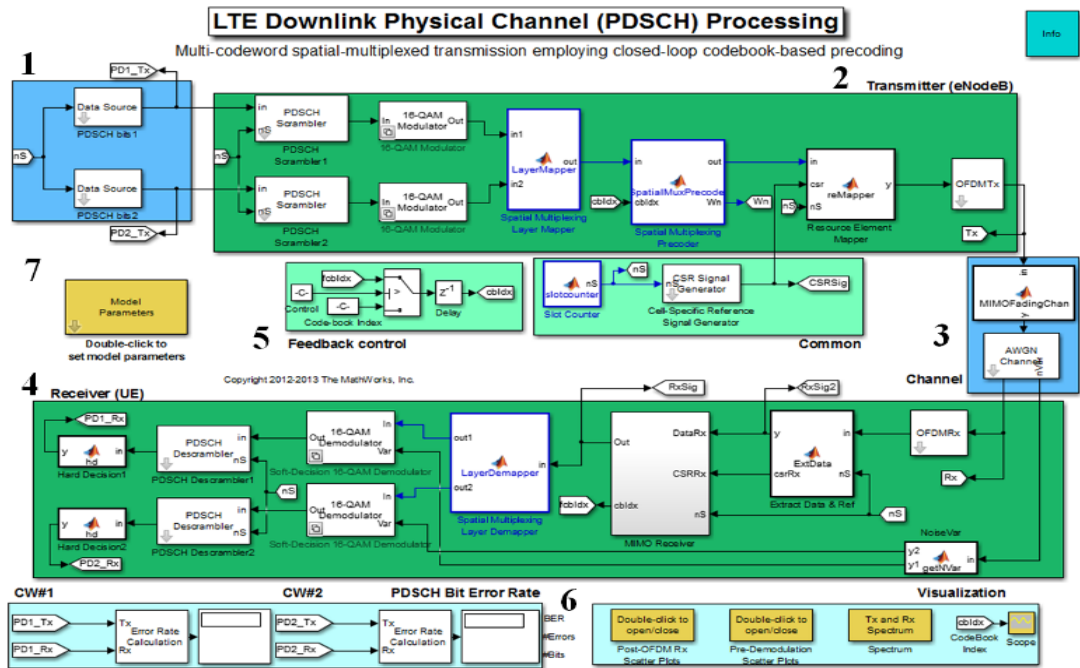


Рис. 3.1. Модель фізичного рівня спільного низхідного каналу LTE з технологією MIMO.

На цьому рисунку основні блоки моделі позначені цифрами. Наведемо короткі відомості про ці блоки.

1) Джерело даних. Генерує за кожний підкадр випадкову бітову послідовність заданої довжини. Дані розбиваються на кілька потоків, відповідно до числа антен. На рис. 4.2 наведено приклад 2x2 конфігурації.

2) Передавач. Здійснює обробку фізично. У даному блоці для кожного потоку виконується скремблювання та модуляція у відповідних підблоках. Далі відбувається процес просторово-часової обробки сигналу та OFDM передача. Для подальшої оцінки каналу використовуються спеціальні опорні сигнали (Cell-specific-reference-signals), які передаються разом з інформаційними даними.

3) Модель MIMO каналу. Містить імітатор релієвських завмирань і блок, що додає адитивний гаусівський білий шум.

4) Приймач. Здійснює обробку фізично.

5) Блок зворотнього зв'язку. Використовується для оцінки каналу та просторово-часової обробки.

6) Блоки візуалізації та відображення результатів. Використовуються для побудови графіків та обчислення ймовірності помилки (BER).

7) Блок параметрів моделі. Використовується для зміни та налаштування параметрів моделювання.

У цій моделі використовуються різні кольори для позначення призначення конкретного блоку:

- зелені - відповідають обробці сигналу фізично;
- сині - позначають умови, у яких відбувається моделювання;
- фіолетові - блоки візуалізації та відображення результатів;
- жовті блоки - блоки взаємодії з користувачем.

Параметри моделі, що змінюються:

- Ширина каналу (1.4, 3, 5, 10, 15, 20), МГц;
- Число OFDM символів у підкадрі;
- Конфігурація антен (2x2, 4x4);
- Вид модуляції (QPSK, 16QAM, 64QAM);
- Швидкість коду;
- Модель каналу із завмираннями;
- ВСШ;
- Максимальна кількість ітерацій при декодуванні.

У моделі використовується частотний дуплекс (FDD – Frequency Division Duplex).

Усі часові значення виражаються в одиницях елементарного інтервалу:

$$T_s = 1/(15000 \cdot 2048) \text{ с.} \quad (3.3)$$

Передача інформації у низхідному (і висхідному) напрямку організована у кадрах (frames) тривалістю

$$T_f = 307200 \cdot T_s = 10 \text{ мс}, \quad (3.4)$$

які, своєю чергою, поділяються на більш дрібні часові структури - слоти.

Структура кадру (рис. 3.2) передбачає поділ кадру на 20 слотів, з нумерацією від 0 до 19, тривалість кожного:

$$T_{slot} = 15360 \cdot T_s = 0.5 \text{ мс}. \quad (3.5)$$

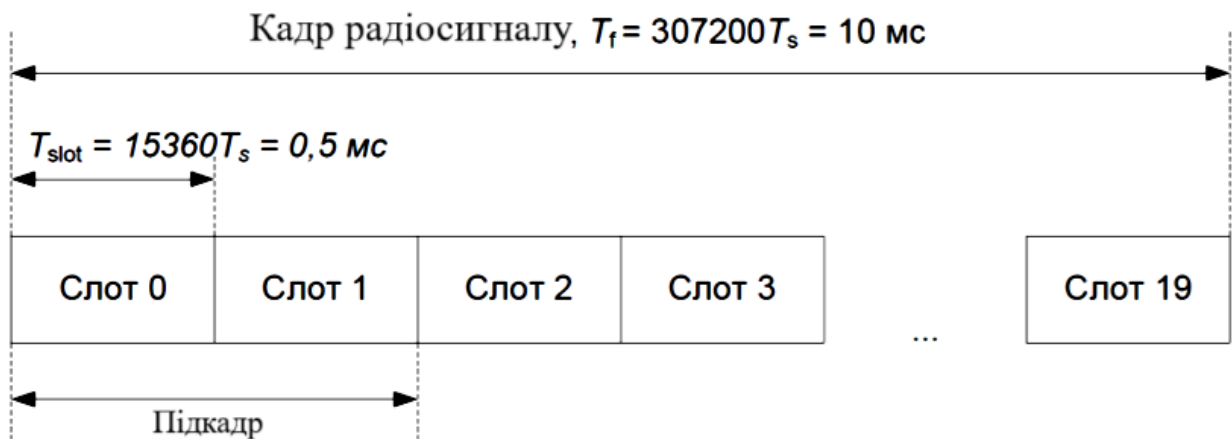


Рис. 3.2 Структура кадру

Обробка низхідного спільного каналу на базовій станції (eNodeB) включає обробку транспортного каналу та обробку фізичного каналу (PDSCH).

Транспортні канали забезпечують інтерфейс між рівнем MAC та фізичним рівнем. Низхідний спільно використовуваний канал (DL-SCH) є основним типом низхідного транспортного каналу LTE. Він використовується і для даних користувача і для спеціальної керуючої інформації, а також частини низхідної системної інформації.

У цій моделі передається дві кодові комбінації, тобто два транспортні блоки за інтервал часу передачі (TTI). Кодові комбінації мають той самий

розмір, модуляцію та швидкість кодування. Кожна кодова комбінація відповідає єдиному транспортному блоку.

Фізичний канал відповідає ряду частотно-часових ресурсів, що використовуються для передачі певного транспортного каналу. Кожен транспортний канал відображається на відповідному фізичному каналі. Фізичний низхідний спільно використовуваний канал (PDSCH) є основним фізичним каналом, який використовується для одноадресної передачі даних. Ця модель використовує просторову мультиплексну передачу, засновану на книзі шифрів, і, в результаті, низхідна фізична обробка каналу включає:

- 1) скремблювання;
- 2) модуляцію даних: низхідна модуляція даних перетворює скрембльовані біти в комплексні модульовані символи; набір підтримуваних схем модуляції включає QPSK, 16QAM і 64QAM, відповідає двом, чотирьом і шести бітам в одному модуляційному символі відповідно; схема модуляції вибирається параметром типу модуляції PDSCH на блоці ModelParameters;
- 3) розподіл за рівнями: комплексно-модульовані символи, з обох кодових слів, розподіляються за просторовими рівнями (входи антен) відповідно до стандарту LTE; оскільки передбачається повношвидкісна передача, то кількість рівнів дорівнює кількості передаючих антен;
- 4) попереднє кодування, засноване на книзі шифрів: символи, що модулюються, попередньо кодуються, використовуючи книги шифрів, визначені в стандарті LTE; для двох антен (рівнів) використовується книга шифрів, заснована на DFT, яка допускає лише два записи, у той час як для чотирьох антен (рівнів) – 16 записів. Цей приклад не моделює жодного з керуючих сигналів, що використовуються у випадку передачі індексу книги шифрів від eNodeB до UE і у випадку зворотного зв'язку від UE до eNodeB (тобто приймає безпомилкову передачу індексу);
- 5) розподіл на Ресурсні Елементи (RE): попередньо кодовані символи, що підлягають передачі на кожній антені, розподіляються на ресурсні елементи (RE), з яких складаються ресурсні блоки (RB), доступні для передачі;

кількість доступних RB визначається смугою каналу; ця залежність відображена у таблиці 3.1.

Таблиця 3.1

Ширина смуги частот каналу, МГц	1.4	3	5	10	15	20
Число RB	6	15	25	50	75	100

Відповідність ширини каналу та числа ресурсних блоків для обраної конфігурації кожен RB містить 12 піднесучих, кожна з яких займає 15 кГц; таким чином, один RB займає 180 кГц спектра; отже, при пропускній здатності каналу 20 МГц, 100 RB займають 18 МГц;

1) опорні сигнали: основні з опорних сигналів LTE – опорні сигнали (Cell-Specific Reference, CSR); вони визначаються для однієї, двох або чотирьох антен в соті і використовуються для оцінки каналу в приймачі;

2) OFDM передача.

Припущення та спрощення

- передача по низхідній лінії відбувається для одного користувача;
- немає підтримки HARQ;
- використовується звичайний циклічний префікс, який визначає сім символів OFDM на слот;
- лише повношвидкісна передача, тобто конфігурація антени 2x2 має 2 рівні, а конфігурація антени 4x4 має 4 рівні;
- розмір транспортного блоку визначено заздалегідь.

3.7 Модель MIMO каналу

Детально в роботі розглядається частина моделі, що складається з MIMO каналу із завмираннями та каналу з АБГШ (рис. 3.3). При дослідженні

ефективності ми будемо змінювати перелічені параметри, щоб досліджувати ефективність системи MIMO в таких умовах.

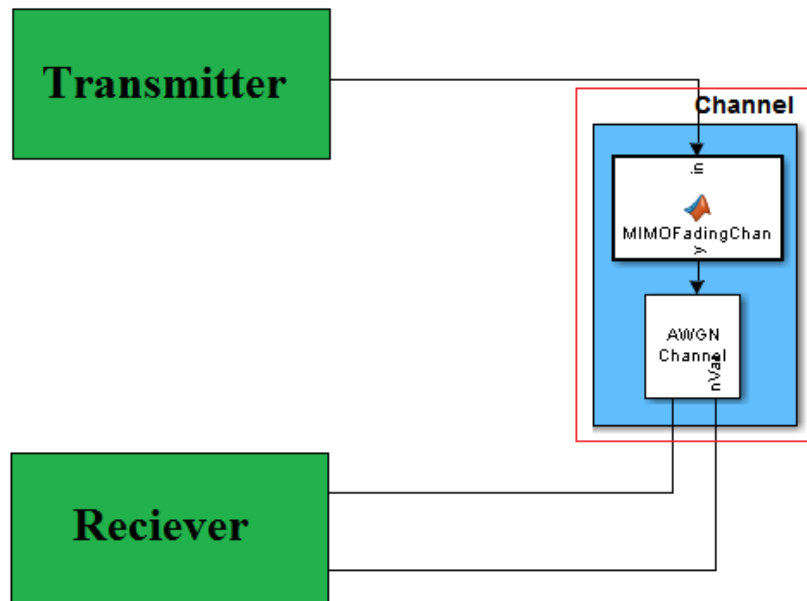


Рис. 3.3 Структурна схема моделі каналу із технологією MIMO

Блок `MIMO Fading Channel` реалізує профіль MIMO каналу із завмираннями. Профілі з більш високою мобільністю виключені, оскільки режим просторового мультиплексування зі зворотним зв'язком може бути застосований тільки до сценаріїв з низькою мобільністю, за рахунок чого організується висока ШПД. У цьому блоці використовується системний об'єкт `comm.LTEMIMOChannel` і системний об'єкт `comm.MIMOChannel` з низькою кореляцією параметрів між множиною каналів. Системний об'єкт `comm.LTEMIMOChannel` пропускає вхідний сигнал через багатопроменевий LTE MIMO канал. Спеціалізація цих об'єктів передбачає попередньо встановлені конфігурації для використання при моделюванні каналного рівня LTE. Дані системні об'єкти моделюють Релеївські завмирання кожного каналу.

Таблиця 3.2.

Властивості comm. LTEMIMOChannel

SampleRate	Частота дискретизації вхідного сигналу (Герц) Стандартне значення становить 30.72 МГц, як визначено в специфікації LTE.
Profile	Профіль розповсюдження каналу Визначаються умови поширення багатопроменевго каналу із замираннями з можливих варіантів: Розширена модель для пішоходів (EPA – Extended Pedestrian A Model) з доплерівським зрушенням 0 Гц та 5 Гц; Розширена модель для транспортних засобів (EVA - Extended Vehicular A Model) з доплерівським зсувом 5 Гц та 70 Гц. Спектр релеєвських замирань каналу є спектром Джейкса, який завжди вибирається у специфікації LTE.
AntennaConfiguration	Конфігурація антени Визначається конфігурація антени LTE MIMO каналу як із 1x2 2x2 4x2 4x4. Ці конфігурації підтримуються у Release 10 специфікації LTE. Значення за замовчуванням цієї властивості 2x2.
CorrelationLevel	Рівень просторової кореляції Визначається рівень просторової кореляції LTE MIMO каналу як один із наступних: Низький Середній Високий. Значення за замовчуванням цієї властивості – Низький. При виборі такого рівня канал MIMO є просторово некорельованим.

Далі наводяться каналні просторові кореляційні матриці для цієї моделі:

1) Кореляційна матриця передавача eNodeB

Одна антена	Дві антени	Чотири антени
$R_{eNB} = 1$	$R_{eNB} = \begin{pmatrix} 1 & \alpha \\ \alpha^* & 1 \end{pmatrix}$	$R_{eNB} = \begin{pmatrix} 1 & \alpha^{1/9} & \alpha^{4/9} & \alpha \\ \alpha^{1/9*} & 1 & \alpha^{1/9} & \alpha^{4/9} \\ \alpha^{4/9*} & \alpha^{1/9*} & 1 & \alpha^{1/9} \\ \alpha^* & \alpha^{4/9*} & \alpha^{1/9*} & 1 \end{pmatrix}$

2) Кореляційна матриця приймача UE

Одна антена	Дві антени	Чотири антени
$R_{UE} = 1$	$R_{UE} = \begin{pmatrix} 1 & \beta \\ \beta^* & 1 \end{pmatrix}$	$R_{UE} = \begin{pmatrix} 1 & \beta^{1/9} & \beta^{4/9} & \beta \\ \beta^{1/9*} & 1 & \beta^{1/9} & \beta^{4/9} \\ \beta^{4/9*} & \beta^{1/9*} & 1 & \beta^{1/9} \\ \beta^* & \beta^{4/9*} & \beta^{1/9*} & 1 \end{pmatrix}$

3) Просторова кореляційна матриця між антенами передавача та приймача:

MIMO 2x2

$$R_{spat} = R_{eNB} \otimes R_{UE} = \begin{bmatrix} 1 & \alpha \\ \alpha^* & 1 \end{bmatrix} \otimes \begin{bmatrix} 1 & \beta \\ \beta^* & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & \beta & \alpha & \alpha\beta \\ \beta^* & 1 & \alpha\beta^* & \alpha \\ \alpha^* & \alpha^*\beta & 1 & \beta \\ \alpha^*\beta^* & \alpha^* & \beta^* & 1 \end{bmatrix}$$

MIMO 4x4

$$R_{spat} = R_{eNB} \otimes R_{UE} = \begin{bmatrix} 1 & \alpha^{1/9} & \alpha^{4/9} & \alpha \\ \alpha^{1/9*} & 1 & \alpha^{1/9} & \alpha^{4/9} \\ \alpha^{4/9*} & \alpha^{1/9*} & 1 & \alpha^{1/9} \\ \alpha^* & \alpha^{4/9*} & \alpha^{1/9*} & 1 \end{bmatrix} \otimes \begin{bmatrix} 1 & \beta^{1/9} & \beta^{4/9} & \beta \\ \beta^{1/9*} & 1 & \beta^{1/9} & \beta^{4/9} \\ \beta^{4/9*} & \beta^{1/9*} & 1 & \beta^{1/9} \\ \beta^* & \beta^{4/9*} & \beta^{1/9*} & 1 \end{bmatrix}$$

Для того, щоб змоделювати гаусівський канал достатньо видалити блок MIMO Fading Channel (рис. 3.4).

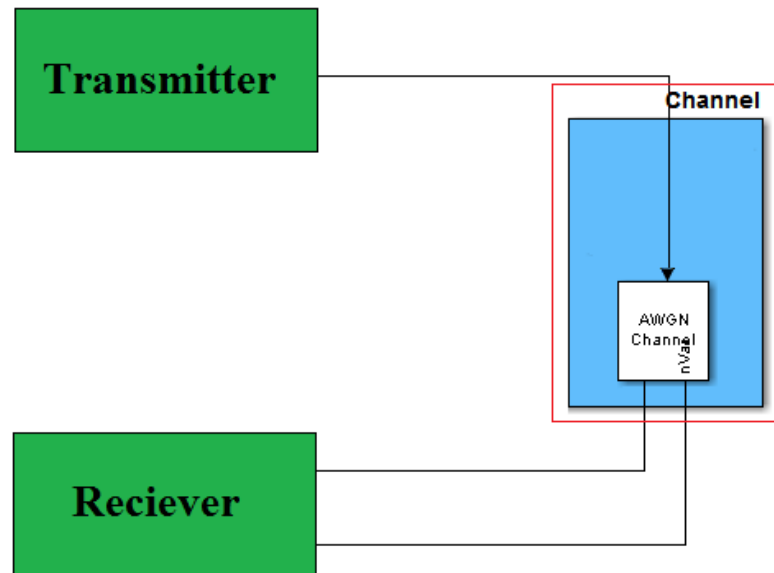


Рис. 3.4 Структурна схема моделі гаусівського каналу

Таким чином, забезпечується відсутність ефекту багатопроменевості та міжсимвольної інтерференції, а також наявність прямої видимості між передаючими та приймальними антенами, тобто досягається ідеалізація каналу передачі.

3.8 Модель оцінювання каналу в програмному комплексі Matlab

Продукт LTE SystemToolbox TM використовує OFDM як свою цифрову схему модуляції сигналу. Оцінка каналу відіграє важливу роль у системі OFDM. Вона використовується для збільшення пропускної здатності систем множинного доступу з ортогональним частотним розділенням каналів (OFDMA) шляхом вдосконалення продуктивності системи з погляду помилки на біт.

Для полегшення оцінки характеристик каналу LTE використовує опорні сигнали (пілотні символи), визначені в часі та частоті. Ці символи П-С забезпечують оцінку каналу в заданих місцях у підкадрі. Через інтерполяції можна оцінювати канал за довільними числами підкадрів.

3.9 Опис моделі

Пілот-символам сигналу LTE призначаються позиції в підкадрі залежно від ідентифікаційного номера стільника eNodeB (CellID), які використовуються антеною.

Унікальне розташування пілот-символів гарантує відсутність інтерференції їх один з одним і дає можливість забезпечити надійну оцінку переданих комплексних значень на кожному ресурсному елементі переданої по каналу розповсюдження сітки.

Передавальна та приймальна частина, а також модель каналу передачі показані на рис. 3.5.

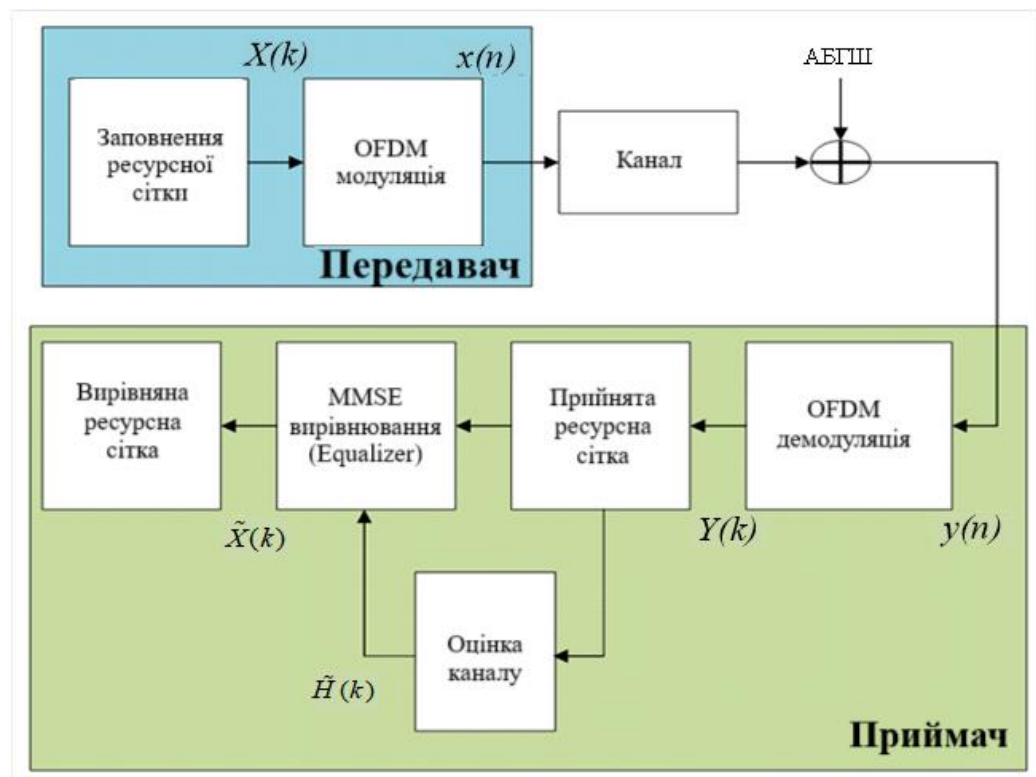


Рис. 3.5. Формування та обробка ресурсної сітки

Заповнена ресурсна сітка представляє ряд підкадрів, що містять дані та пілот-символи. Потім ця сітка OFDM модулюється та передається через модель каналу передачі. Шуми каналу у вигляді адитивного білого

гаусівського шуму (АБГШ) додають до того, як сигнал надходить у приймач. Після OFDM - демодуляції формується ресурсна сітка прийнятого сигналу. Отримана ресурсна сітка містить передані ресурсні елементи, які були піддані впливу каналу. Використовуючи відомі пілот-символи (для оцінки каналу) можна вирівняти ефекти каналу і зменшити шум на отриманій ресурсній сітці.

У LTE кожному порту антени надають унікальний набір місць для опорних сигналів (координат на ресурсній сітці) у межах одного підкадра. Це означає, що жодна інша антена не передає дані в цих місцях за часом та частотою. Це дозволяє здійснити оцінку каналу для багатоантенної конфігурації. Алгоритм оцінки каналу витягує опорні сигнали для приймальної антеної пари з отриманої сітки. Методом найменших квадратів обчислюються оцінки частотного відгуку каналу на пілот-символи. Потім оцінки усереднюються, щоб зменшити будь-який небажаний шум від пілот-символів. Віртуальні пілот-символи створюються, щоб допомогти процесу інтерполяції біля межі підкадра, де ніякі пілот-символи не можуть бути розташовані. Використовуючи усереднені оцінки пілот-символів та обчислені віртуальні пілот-символи проводять інтерполяцію, щоб оцінити весь підкадр.

Цей процес демонструється у наступній блок-схемі.



Рис. 3.6. Укрупнена схема блоку оцінки каналу

Далі розглянемо докладніше окремі блоки цієї схеми.

3.10 Отримання оцінок пілот-символів

Перший крок у визначенні оцінки методом найменших квадратів - вилучення пілот-символів з їхнього відомого місця розташування в межах отриманого підкадра. Значення цих пілот-символів відоме, і тому відгук каналу в цих місцях може бути визначений за допомогою оцінки методом найменших квадратів, яка виходить в результаті ділення отриманих значень пілот-символів на їх справжні значення:

$$Y(k) = X(k)H(k) + noise$$

$$\tilde{H}_{P,LS}(k) = \frac{Y_P(k)}{X_P(k)} + noise,$$

- le
- $Y(k)$ – прийняте комплексне значення символу;
 - $X(k)$ – відоме передане комплексне значення пілот-символу;
 - $H(k)$ – значення коефіцієнта передачі каналу;
 - $\tilde{H}_{P,LS}(k)$ – оцінка коефіцієнта передачі каналу методом найменших квадратів у осередках розташування пілот-символів;
 - $Y_P(k)$ – представляє значення отриманого пілот-символу;
 - $X_P(k)$ – представляє відомі значення переданого пілот-символа.

3.11 Усереднення оцінок пілот-символів

Щоб мінімізувати ефекти шуму, оцінки методом найменших квадратів усереднюються, використовуючи вікно усереднення. Цей простий метод забезпечує суттєве зменшення рівня шуму та підвищення точності одержуваних оцінок пілотів-символів. Застосовуються такі два експериментальні методи усереднення символу: 1) TestEVM; 2) UserDefined - дозволяє користувачеві визначати розмір вікна та напрямок

використовуваного усереднення на пілот-символах, а також різні налаштування, що використовуються для інтерполяції.

TestEVM. Усереднення у часі виконується для пілот-символів, що знаходяться на одній піднесучій. В результаті виходить вектор-стовбець, що містить середню амплітуду і фазу для кожної піднесучої опорного сигналу.

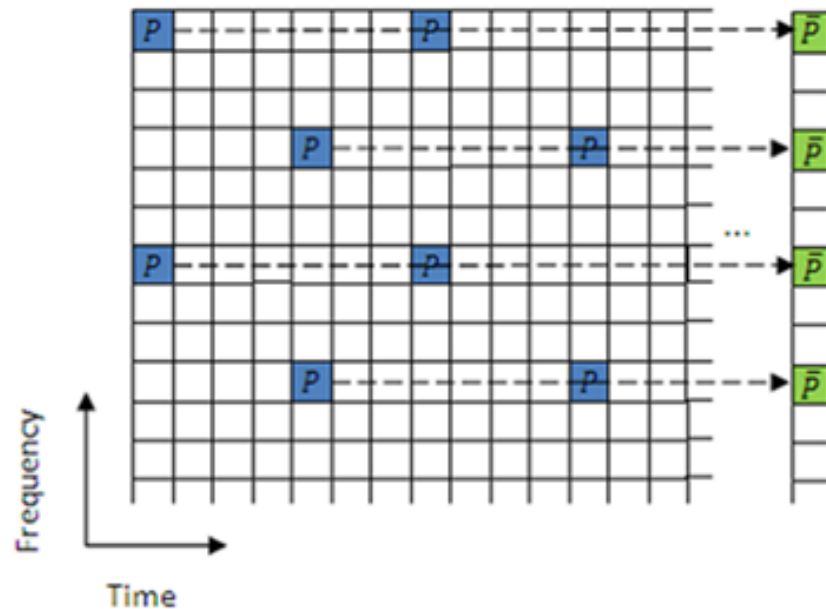


Рис. 3.7 Метод TestEVM усереднення пілот-символів за часом

Усереднені значення піднесучих пілот-символів потім усереднюються по частоті за рахунок використання ковзного вікна з максимальним розміром, рівним 19.

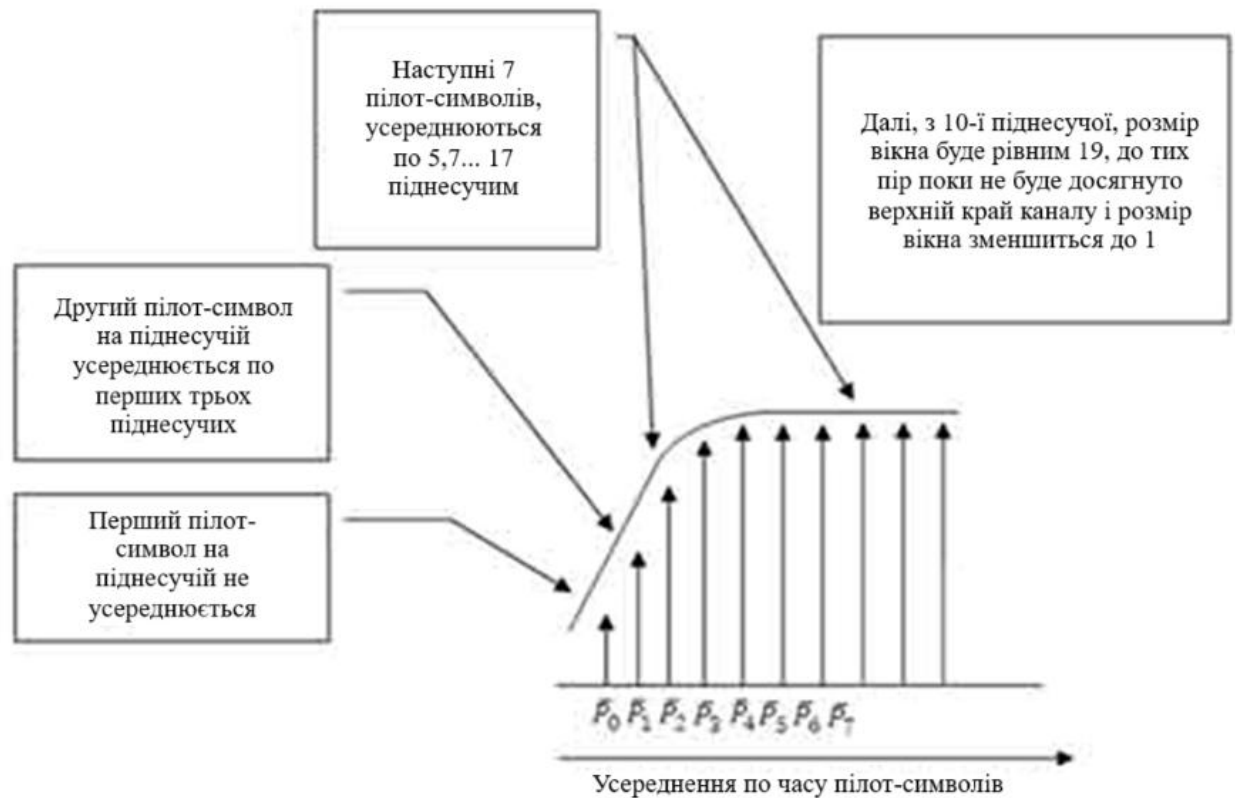


Рис. 3.8 Усереднення пілот-символів за частотою

'UserDefined'

Другий метод усереднення пілот-символів, 'UserDefined', дозволяє користувачеві визначити розмір вікна усереднення, в якому буде зроблено усереднення (часу, частоти або обох змінних) та деякі аспекти інтерполяції, які можуть бути скориговані з урахуванням наявних даних.

Розмір вікна усереднення з погляду ресурсних елементів та будь-яких символів пілот-сигналу (П-С), розташованих в межах вікна, використовуються для усереднення значення символу П-С, що знаходиться в центрі вікна. Розмір вікна має бути непарним числом, яке гарантує, що є пілот-символ у центрі.

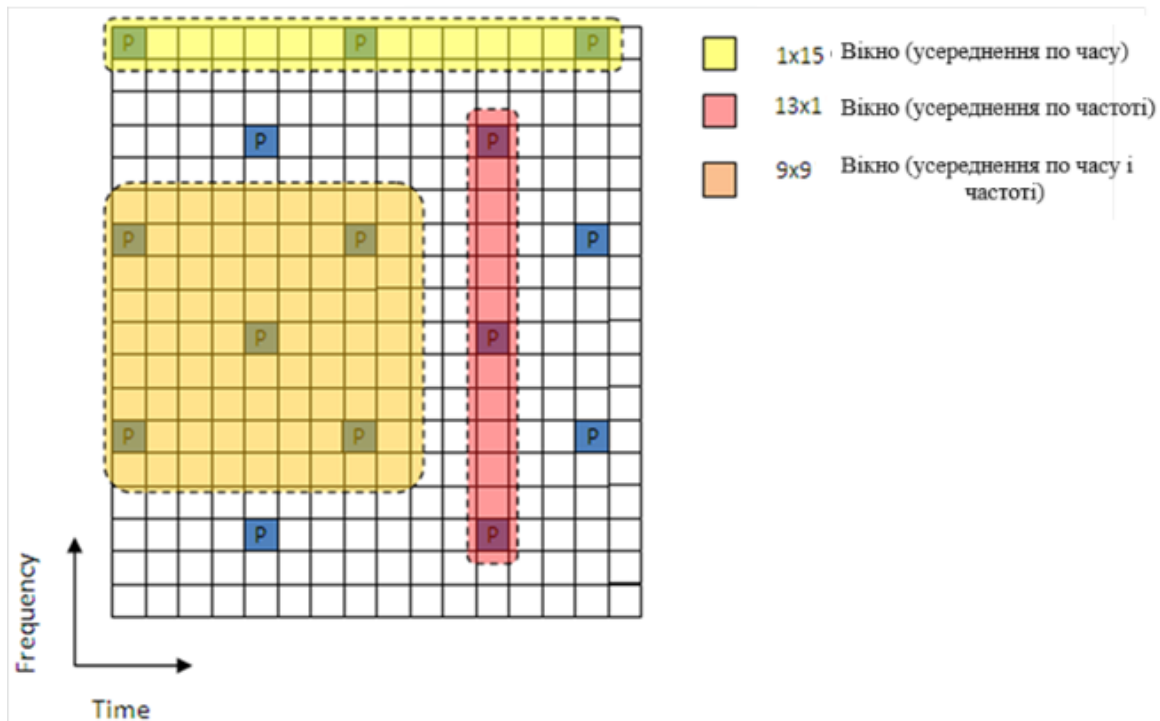


Рис. 3.9 Усереднення пілот-символів за методом UserDefined

3.12 Створення віртуальних пілот-символів

У багатьох випадках краї ресурсної сітки не містять символів П-С. Цей ефект показано на рис. 3.10.

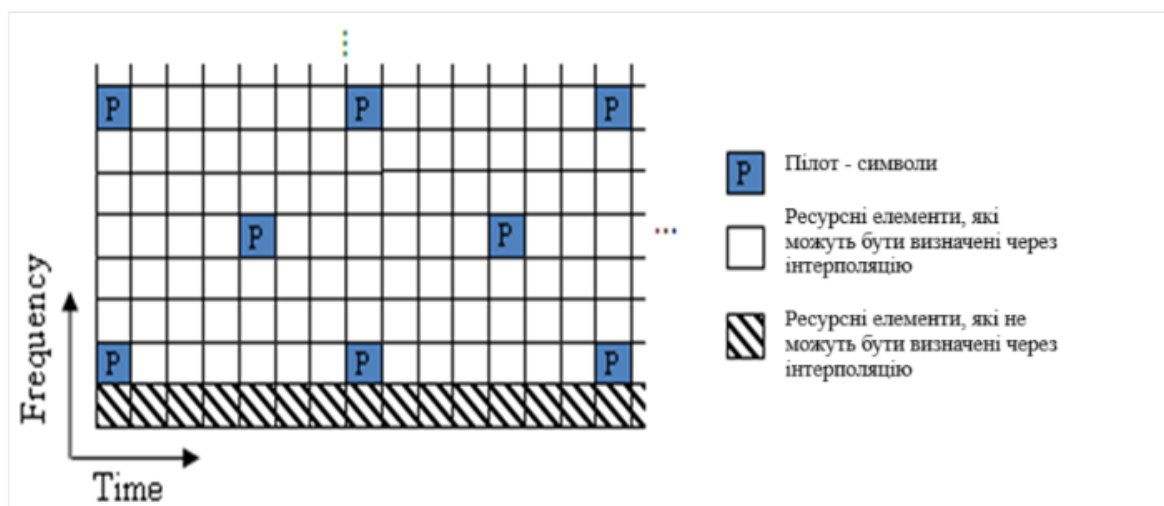


Рис. 3.10. Розташування пілот-символів на ресурсній сітці

У цьому випадку оцінки каналу на краях не можуть бути інтерпольовані із символів П-С. Щоб подолати цю проблему, створюються віртуальні символи П-С. Функція `lteDLChannelEstimate` створює віртуальні символи П-С на всіх краях отриманої сітки, щоб зробити кубічну інтерполяцію.

Віртуальні пілот-символи створюються, як показано на рис. 3.11.

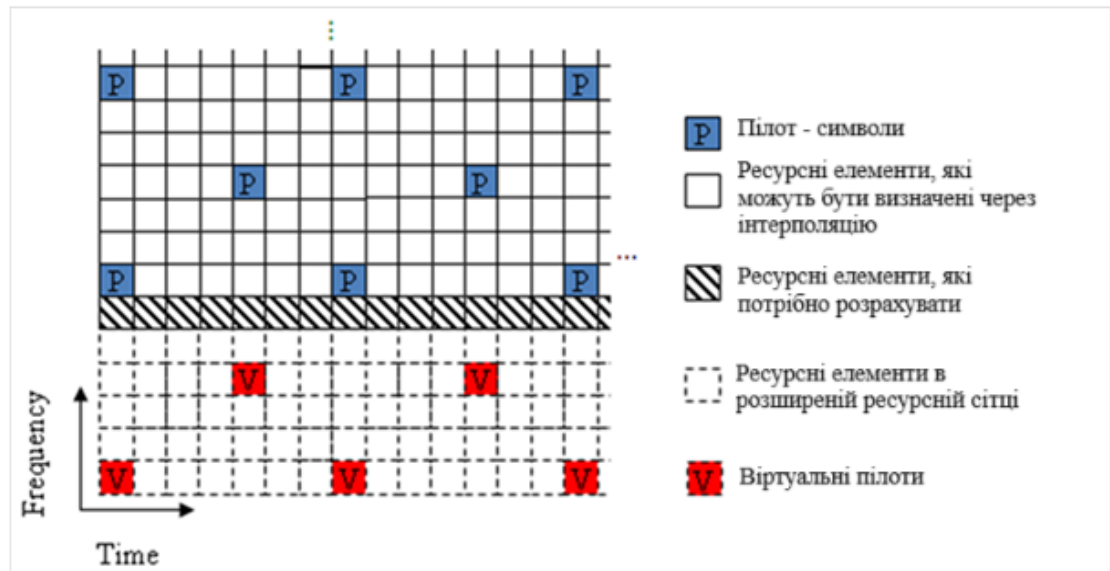


Рис. 3.11. Розміщення віртуальних пілот-символів

У цій системі ресурсна сітка продовжується. Віртуальні символи П-С створюються у місцях, аналогічних вихідному зразку опорного сигналу. Наявність віртуальних символів П-С дозволяє оцінити канал у ресурсних елементах (які раніше не могли бути розраховані за допомогою інтерполяції) шляхом інтерполяції з використанням вихідних та віртуальних символів П-С.

3.14 Обчислення значень віртуальних пілот-символів

Віртуальні пілот-символи розраховуються з використанням оригінальних символів П-С. Для кожного віртуального пілот-символу значення розраховується так:

- 1) розглядають найближчі вісім звичайних пілот-символів з точки зору Евклідової відстані за часом і частотою;
- 2) з цих восьми символів вибирають три найближчих пілот-символи. Ці три символи повинні зайняти, принаймні, дві унікальні піднесучі та два унікальні символи OFDM;
- 3) створюються два вектори: один між найближчим і найбільш віддаленим символом П-С, і один між другим найближчим і найбільш віддаленим символом П-С;
- 4) обчислюється векторний добуток цих двох векторів, щоб створити площину, на якій знаходяться три точки;
- 5) площа розширюється на позицію віртуального пілот-символа, щоб визначити значення на основі одного з фактичних пілотних значень.

3.15 Інтерполяція

Як тільки шум був зменшений для усереднених оцінок пілот-символів методом найменших квадратів та визначено достатню кількість віртуальних пілотів-символів, можна використовувати інтерполяцію, щоб оцінити значення оцінок коефіцієнтів передачі каналу в інших осередках сітки.

Потрібно, щоб проста лінійна інтерполяція була виконана на часово- і частотно усередненому векторі-стовпці як оцінка каналу для всієї сітки ресурсів.

Спосіб усереднення пілот-символів UserDefined виконує двовимірну інтерполяцію для оцінки коефіцієнтів передачі каналу в осередках між доступними пілотами - символами.

Це поле може приймати одне з таких значень:

- 'Causal' - для попередніх даних;
- 'Non-causal' - для майбутніх даних;
- 'Centred' - для поєднання минулих, справжніх та майбутніх даних.

Розмір цього інтерполяційного вікна також можна регулювати відповідно до наявних даних.

3.16 Оцінка шуму

Продуктивність деяких приймачів може бути поліпшена за рахунок знання потужності шуму, присутнього в прийнятому сигналі. Функція `lteDLChannelEstimate` забезпечує оцінку спектральної густини потужності шуму (PSD), використовуючи оціночну характеристику каналу у відомих положеннях опорного сигналу. Потужність шуму можна визначити за допомогою аналізу оцінок шуму методом найменших квадратів і усереднених оцінок шуму.

Шумові оцінки найменших квадратів і усереднені оцінки шуму пілот-символу забезпечують індикацію шуму каналу. Оцінки найменших квадратів і усереднені оцінки містять самі дані, крім адитивного шуму. Різниця між двома оцінками призведе до значення рівня шуму для оцінок каналу методом найменших квадратів у місцях пілот-символу.

$$\begin{aligned}\tilde{H}_{P,LS}(k) &= \frac{Y_P(k)}{X_P(k)} + noise \\ \tilde{H}_{P,AVG}(k) &= \frac{Y_P(k)}{X_P(k)} \\ \tilde{H}_{P,LS}(k) - \tilde{H}_{P,AVG}(k) &= noise\end{aligned}$$

Насправді неможливо повністю видалити шум з допомогою усереднення. Це дає можливість лише зменшити шум. Таким чином, може бути зроблено лише оцінку потужності шуму.

У випадку системи з високим SNR, усереднення може негативно вплинути на якість оцінок методом найменших квадратів.

Використовуючи значення потужності шуму, знайденої на відгук каналу у місцях пілот-символу, можна розрахувати потужність шуму на ресурсний

елемент (RE) по дисперсії отриманого вектора шуму. Потужність шуму на RE для кожної передавальної та приймальної антени пари розраховується та зберігається. Середнє значення цієї матриці повертається як оцінка потужності шуму в RE.

Далі наводяться графіки отриманої ресурсної сітки до і після вирівнювання

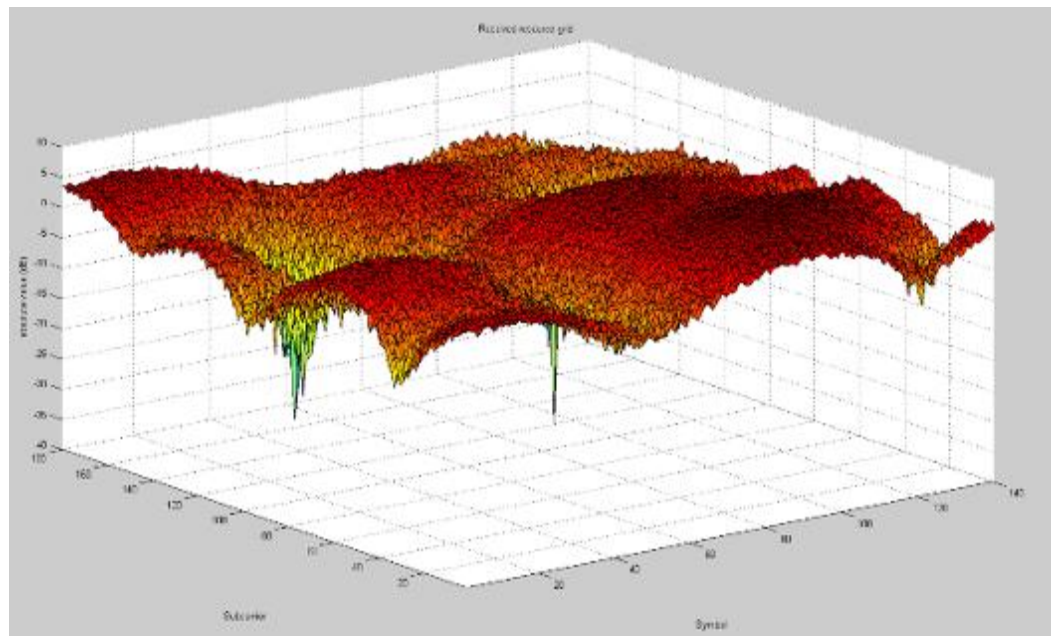


Рис. 3.12. Прийнята ресурсна сітка.

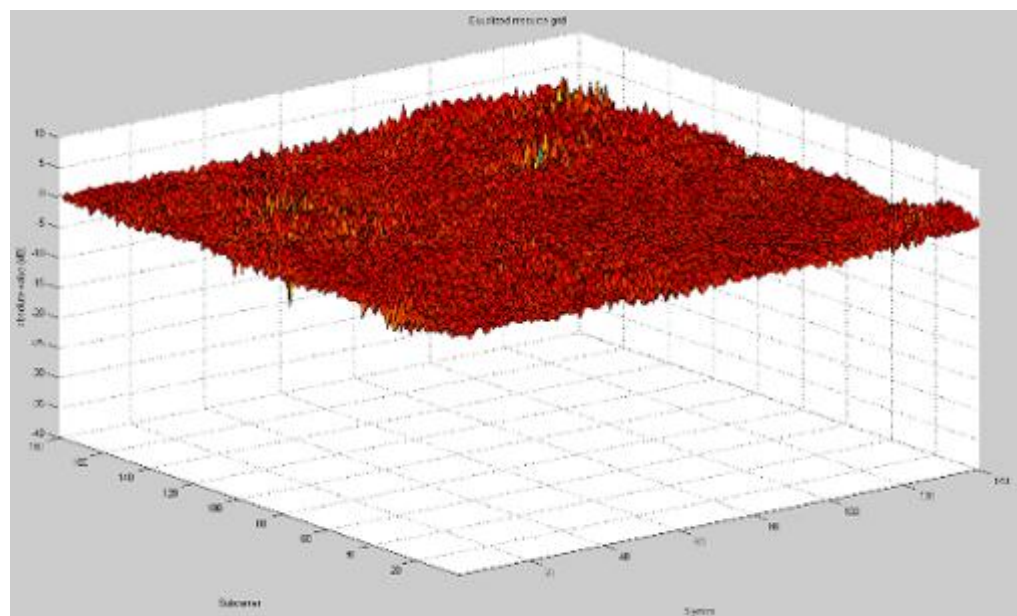


Рис. 3.13. Прийнята ресурсна сітка після MMSE еквалайзера

Як видно з рис. 3.12, після проходження каналом прийнята ресурсна сітка зазнала серйозних спотворень. Рівень піднесучих значно змінюється на різних часових інтервалах. За допомогою еквалайзера ефекти каналу компенсуються і отримані символи ресурсної сітки подаються на демодулятор.

3.17 Дослідження ефективності MIMO у різних каналах

Наводяться результати моделювання описаних вище моделей MIMO каналів. Мета моделювання полягає в тому, щоб досліджувати ефективність застосування технології MIMO при різних моделях каналу із завмираннями, використовуючи при цьому різні конфігурації антен та методи оцінки каналу.

Під час проведення досліджень прийнято такі чисельні значення основних параметрів:

ширина каналу – 20 МГц;

вид модуляції – QPSK;

модель каналу – ЕРА (розширена модель для пішохода – А) без доплерівського зсуву (0 Гц);

рівень просторової кореляції – низький.

Передбачається, що випромінювана потужність завжди однакова, а ШПД змінюється залежно від конфігурації антен. Результатом моделювання є криві стійкості до перешкод, що показують залежність ймовірності бітової помилки від ВСШ. Тут досліджувалося два найважливіші канали: гаусівський і релеївський. При цьому використовувалися дві конфігурації антен: 2x2 та 4x4. Далі на рис. 3.14 – 3.18 наведено отримані криві.

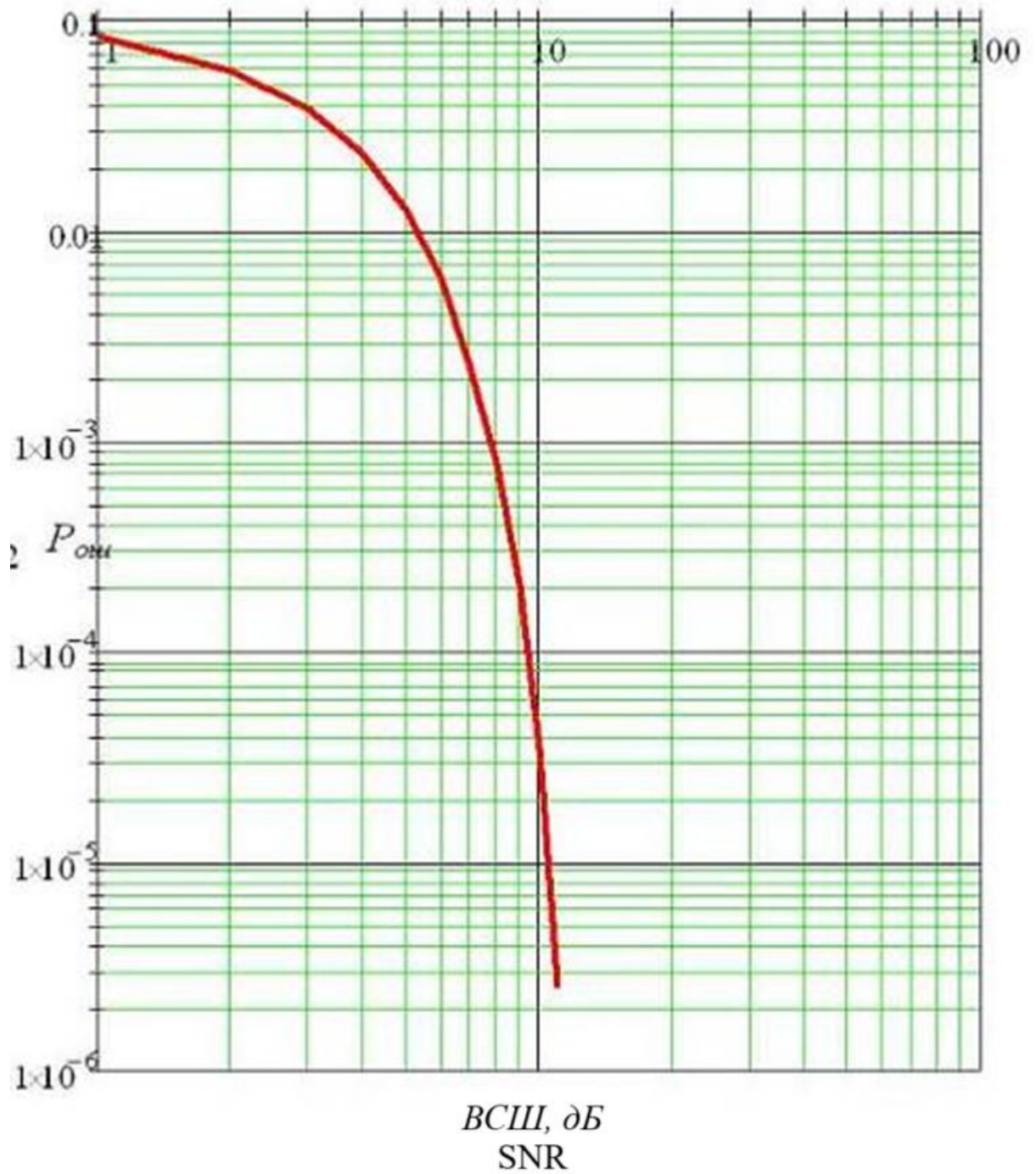


Рис. 3.14. Гаусівський канал з MIMO2x2

Вимірювання проводилися за зміни ВСШ не більше від 0 до 11 дБ. Значення $BER = 10^{-5}$ досягається при $BCII = 10.5$ дБ. ШПД при цьому дорівнює 54,4 Мбіт/с.

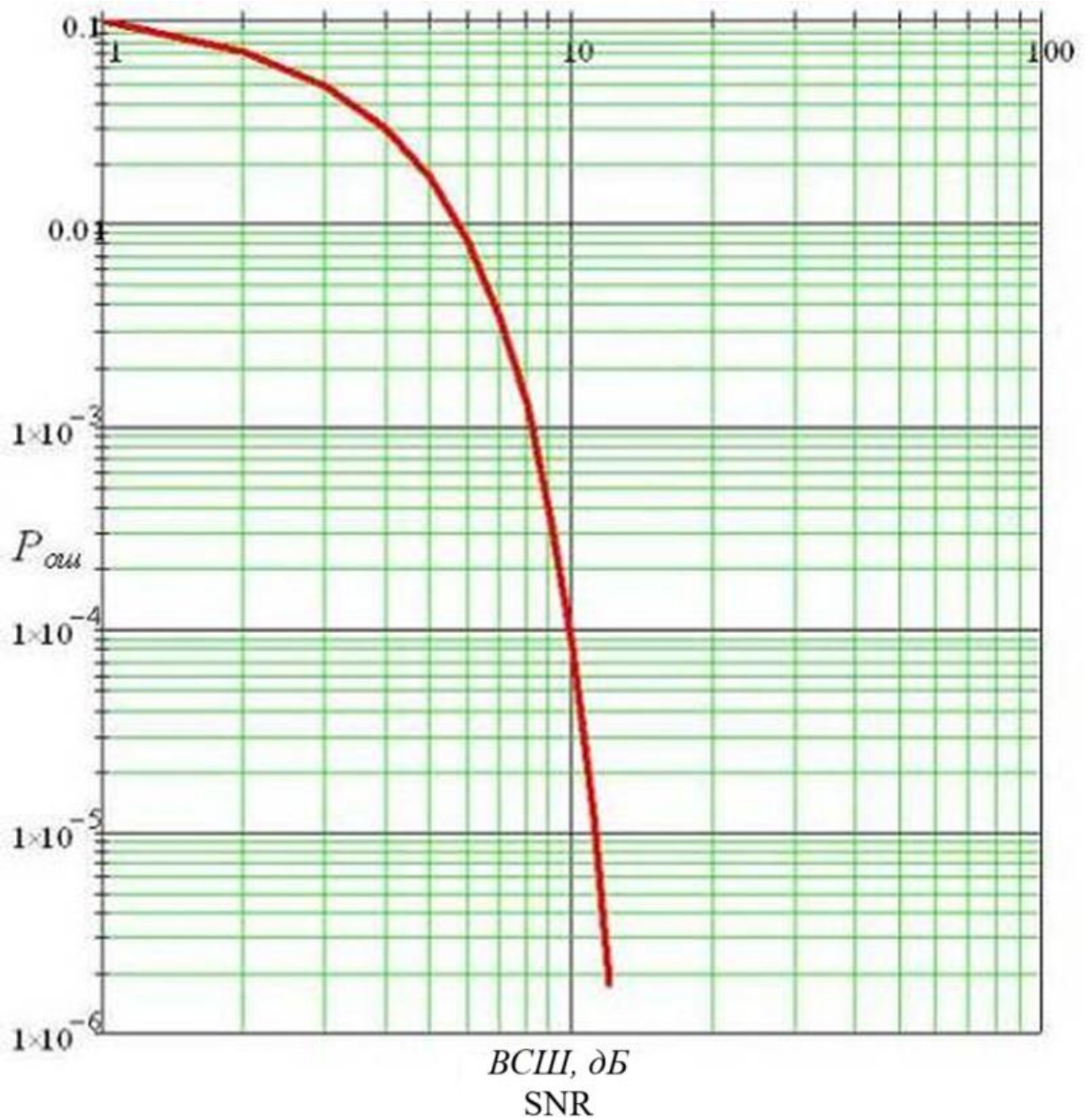


Рис. 3.15. Гаусівський канал з MIMO 4x4

Вимірювання проводилися при зміні ВСШ в межах від 0 до 12 дБ. Значення $BER = 10^{-5}$ досягається при ВСШ = 11 дБ.

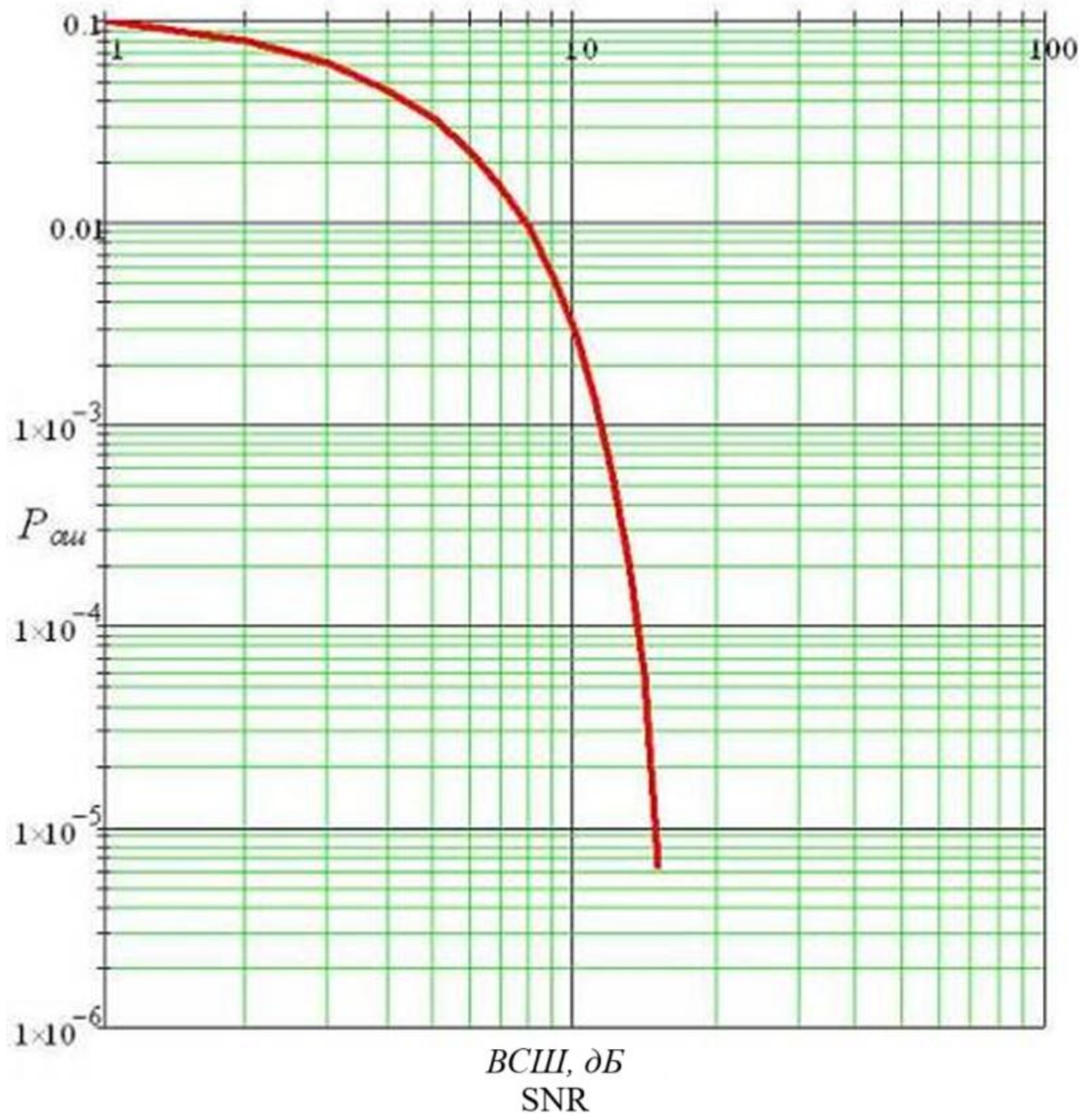


Рис. 3.16. Релеївський канал з МІМО 2х2

Вимірювання проводилися за зміни ВСШ не більше від 0 до 15 дБ. Значення $BER = 10^{-5}$ досягається при $ВСШ = 15$ дБ. ШПД при цьому дорівнює 54,4 Мбіт/с.

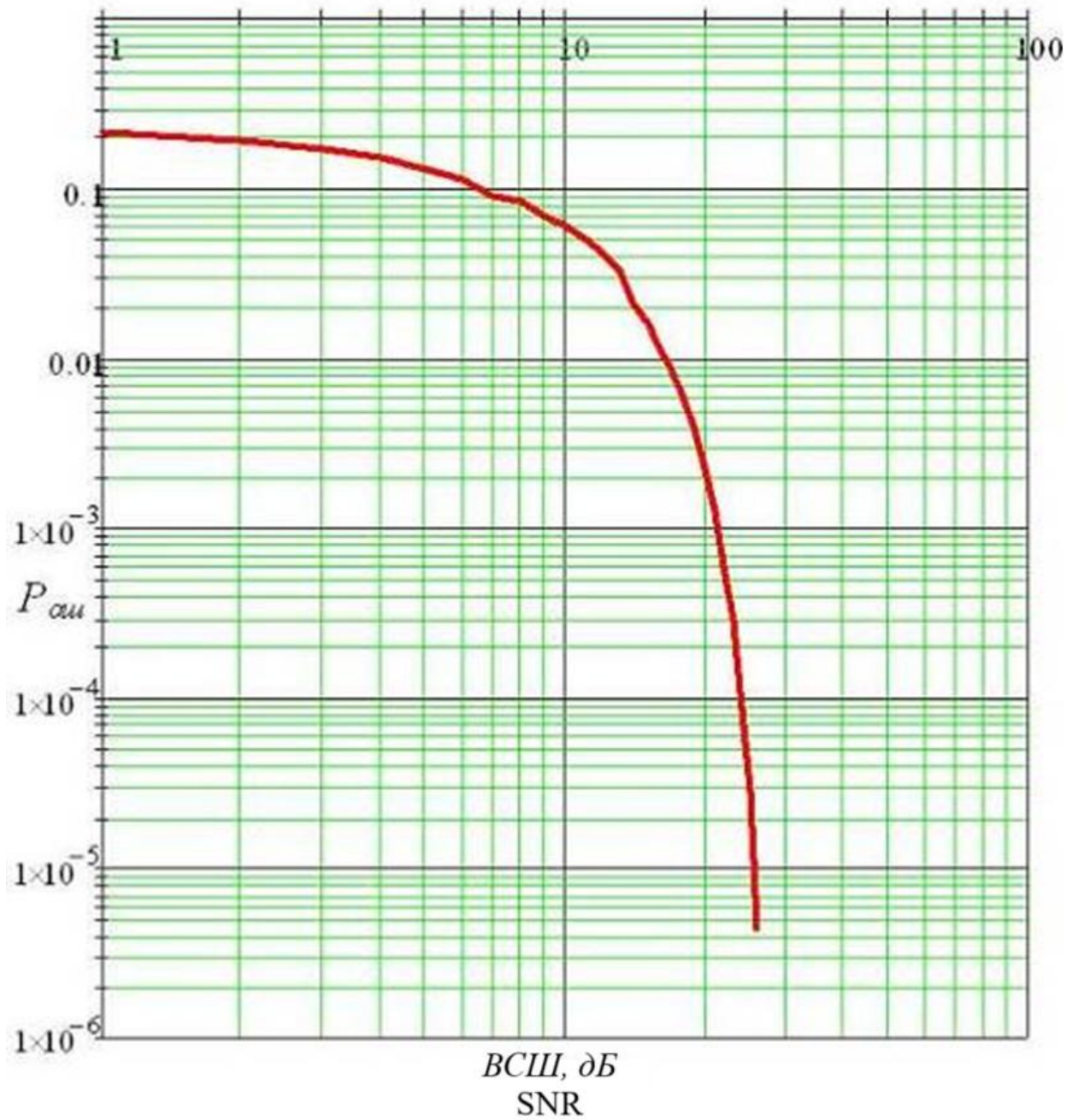


Рис. 3.17. Релеївський канал з MIMO 4x4

Вимірювання проводилися за зміни ВСШ не більше від 0 до 26 дБ. Значення $BER = 10^{-5}$ досягається при ВСШ = 25,5 дБ. ШПД при цьому дорівнює 105,5 Мбіт/с.

Для порівняння зобразимо отримані вище залежності на одному графіку.

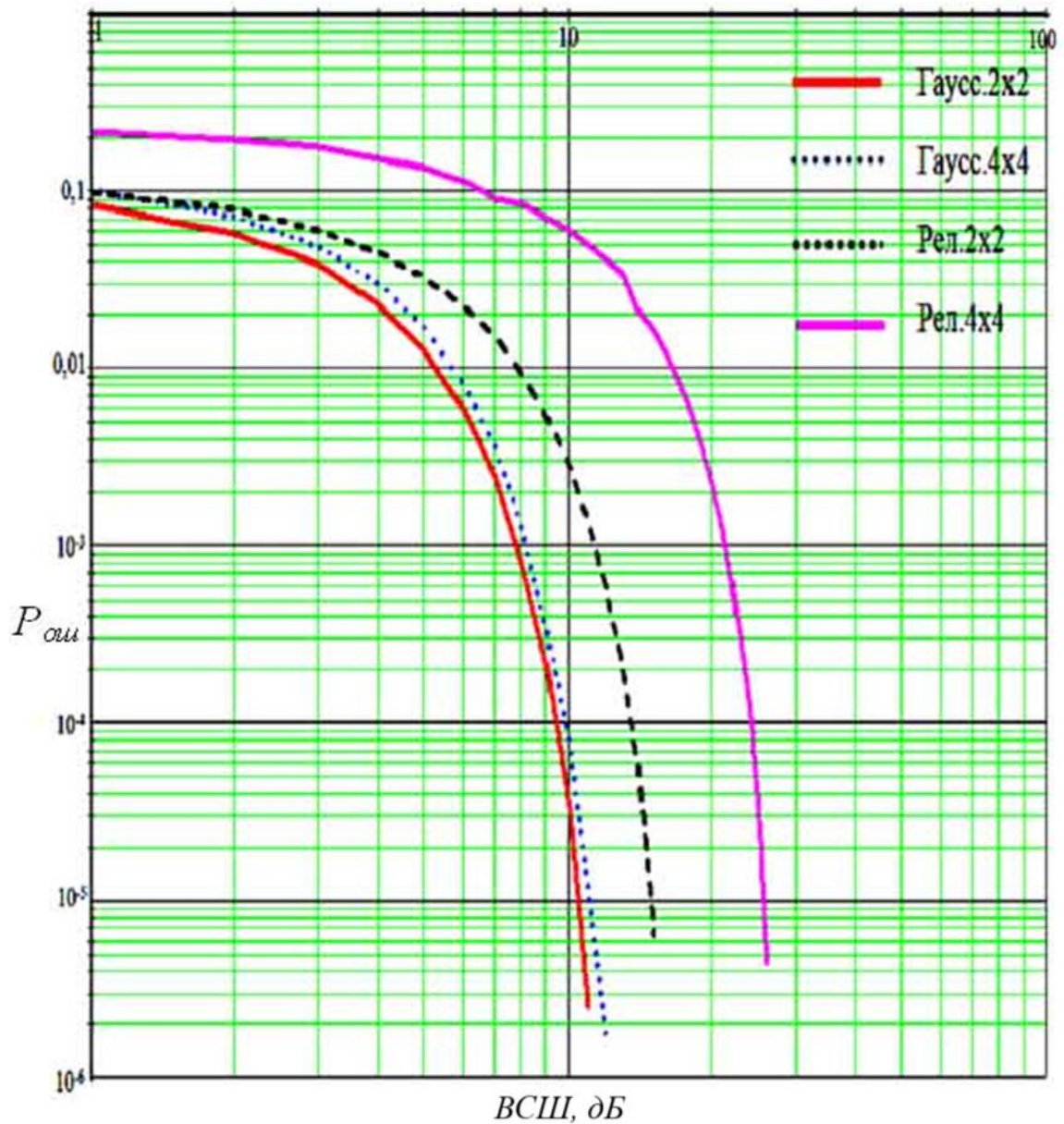


Рис. 3.18. Криві завадостійкості для Гаусівського та Релеївського каналів з моделлю каналу ЕРА

За отриманими результатами можна сказати, що зі збільшенням числа антен відбувається значний виграш у швидкості (майже вдвічі). Недоліком є зниження завадостійкості зі збільшенням числа антен. Ця обставина компенсується завадостійким турбо-кодуванням, що передуює скремблюванню.

Як видно з рис. 6.5 властивості каналу істотно впливають на якість передачі. Найкращими показниками володіє канал з АБГШ та конфігурацією

MIMO 2x2. У таблиці 6.1 наведено значення ВСШ для різних каналів при $BER = 10^{-5}$.

Таблиця 3.2

Ефективність системи під час використання MIMO

Канал	MIMO	ВСШ, дБ	Швидкість, Мбіт/с
AWGN	2x2	10,5	54,4
	4x4	11	105,5
Rayleigh	2x2	15	54,4
	4x4	25,5	105,5

Таким чином, для того щоб забезпечити необхідну величину ймовірності помилки на 1 біт даних в релеївському каналі необхідно значно підвищувати значення ВСШ.

3.18 Спектри сигналів і діаграми розсіювання

Ця модель також дозволяє отримати:

- зображення спектрів переданого та прийнятого сигналів;
- діаграми розсіювання сигналів, прийнятих кожною антеною після обробки в OFDM приймачі;
- діаграми розсіювання сигналів, прийнятих кожною антеною після обробки в MIMO приймачі;

При експериментальному дослідженні для різних каналів встановлювалося ВСШ, рівне 18 дБ (встановлене в моделі за замовчанням) і використовувалася конфігурація MIMO 2x2. Інші параметри мали вказані вище значення. На рис. 3.19 та рис. 3.20 жовтим кольором показаний спектр переданого сигналу, а синім прийнятого. Покази знімалися на вході та виході каналу зв'язку. По зображенням спектрів можна зробити висновок про те, який вплив має канал із завмираннями на рівень переданого сигналу.

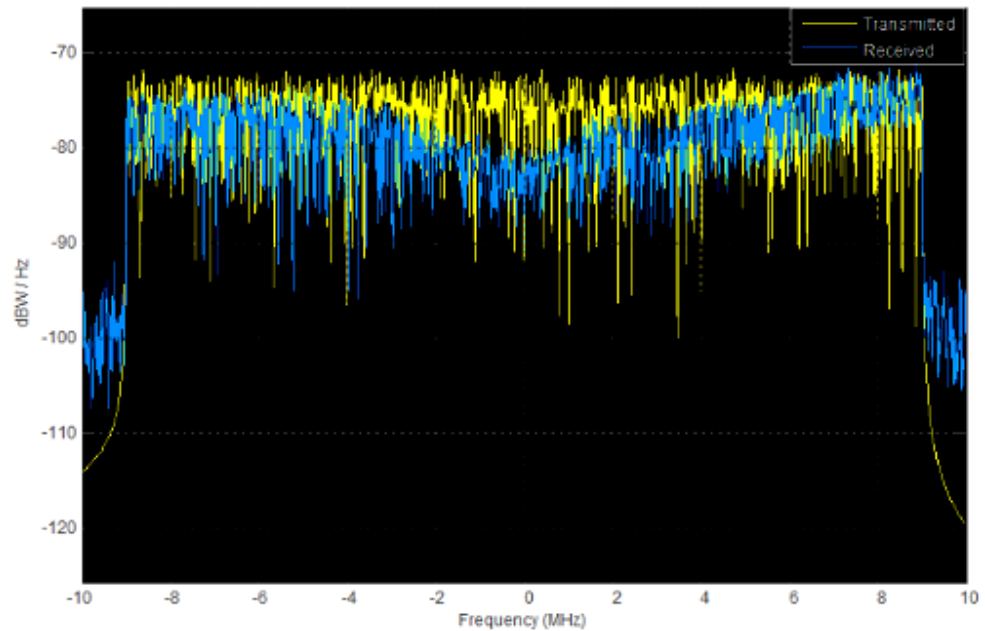


Рис. 3.19. Спектри сигналів у системі з МІМО 2х2 (релеївський канал)

Як видно з цього малюнка рівень спектральних компонент сигналу, що приймається в релеївському каналі значно змінюється в основній смузі в умовах багатопроменевого поширення.

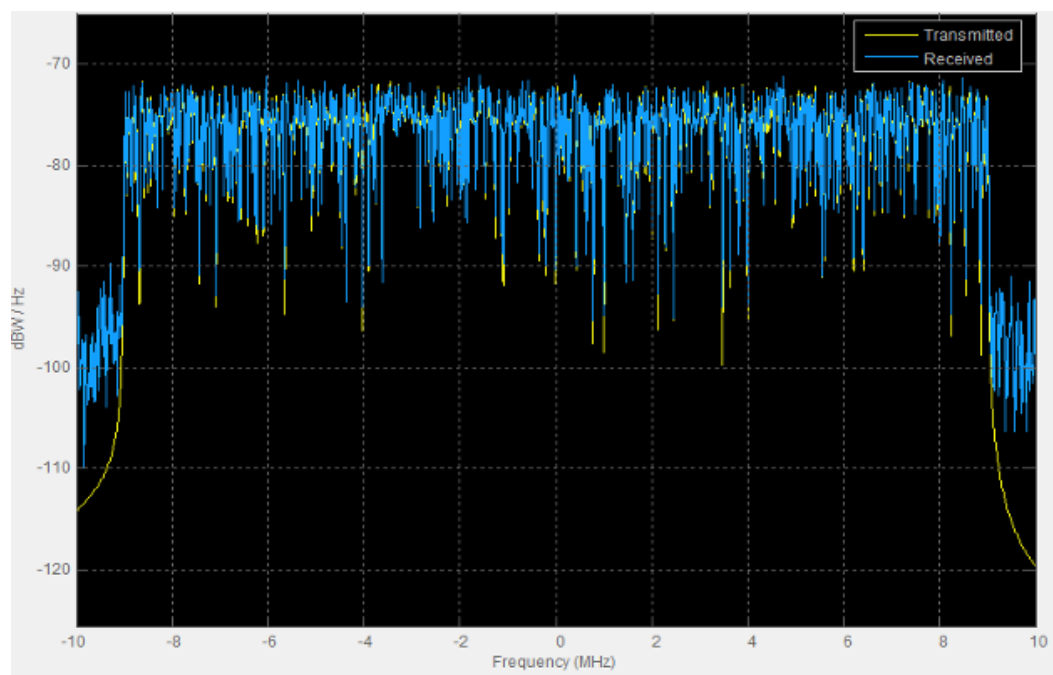


Рис. 3.20. Спектри сигналів у системі з МІМО 2х2 (гаусівський канал)

За цим рисунком можна сказати, що в гаусівському каналі рівні сигналів, що передається і приймається, практично рівні, на відміну від релєївського каналу, а ослаблення сигналу практично відсутнє.

Далі наводяться діаграми розсіювання сигналів, прийнятих кожною антеною на виході OFDM приймача.

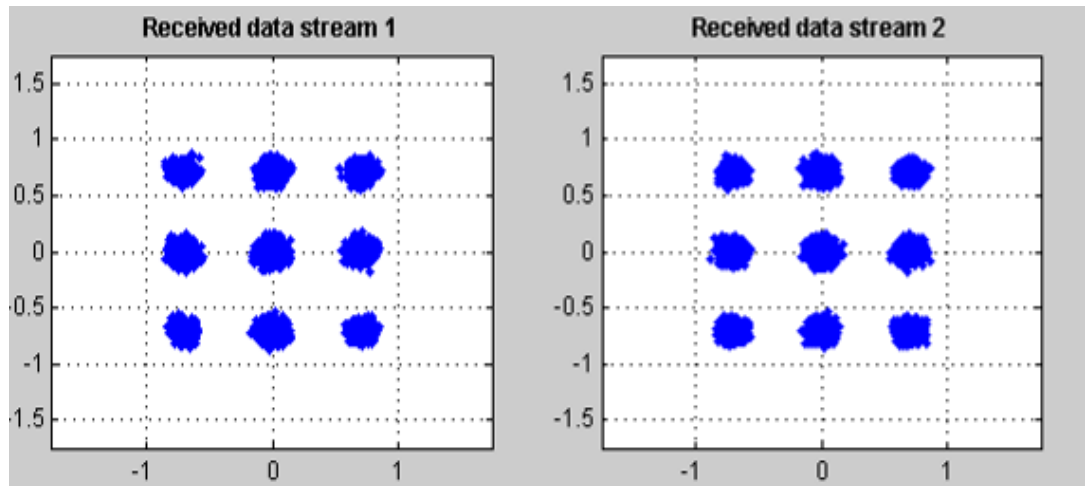


Рис. 3.21. Гаусівський канал

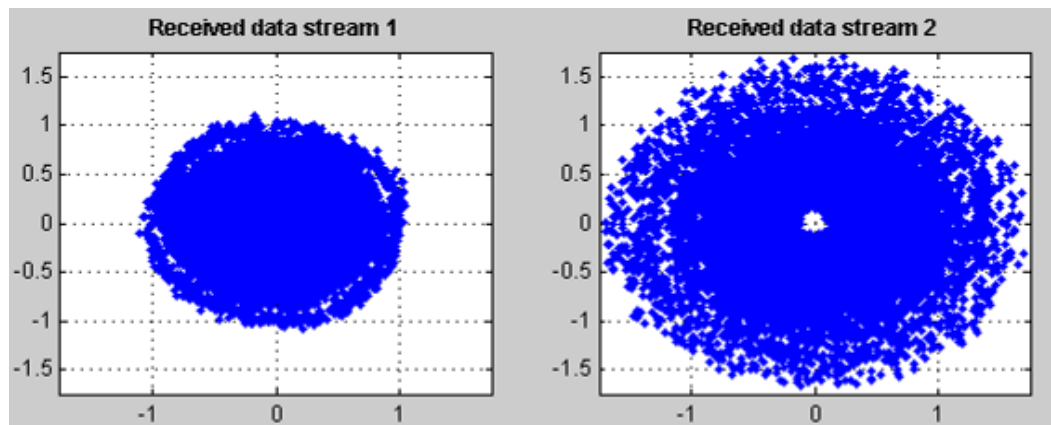


Рис. 3.22. Релєївський канал до вирівнювання

При порівнянні рисунків 3.21 та 3.22 чітко видно розмиття сигнальних точок у каналі з релєївськими завмираннями. При цьому в гаусівському каналі розмиття не таке велике.

Нижче наведено діаграми розсіювання сигналів, прийнятих кожною антеною на виході MIMO приймача.

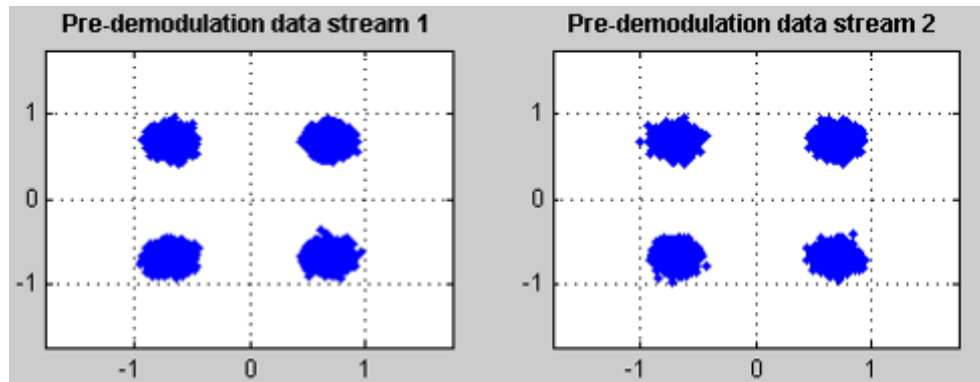


Рис. 3.23. Гаусівський канал

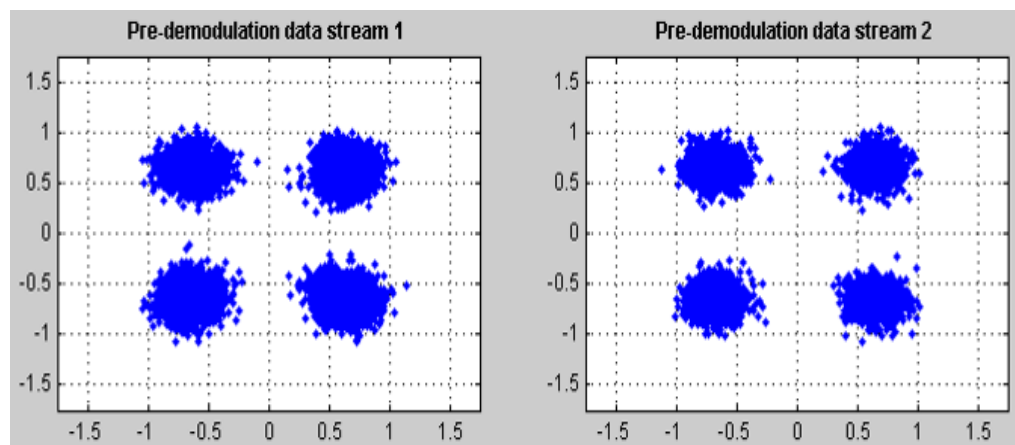


Рис. 3.24. Релеївський канал після вирівнювання

Сигнали, що прийшли після обробки в OFDM приймачі, піддаються додатковій обробці в MIMO приймачі. Це дозволяє отримати значно чіткіші зображення сигнальних точок. За рис. 3.24 можна сказати, що наявність релеївських замирань, зумовлених інтерференцією сигналів, що прийшли в точку прийому різними шляхами, і відсутність прямої видимості призводить до суттєвих змін амплітуди та фази сигналу, що приймається.

У цій моделі використовується просторове мультиплексування (spatial multiplexing). Тобто з кожної антени передаються незалежні підпотoki даних (рис. 3.25). Число підпотоків дорівнює числу антен. Необхідне збільшення ВСШ при використанні більшої кількості антен. Отже, збільшення потужності передавача відбувається у тих напрямках, у яких

коефіцієнт передачі більше. У зв'язку з чим у напрямках з низьким коефіцієнтом передачі ймовірність бітової помилки істотно зростає. Звідси випливає, що для забезпечення прийнятної середньої ймовірності помилки біта необхідно збільшувати ВСШ.

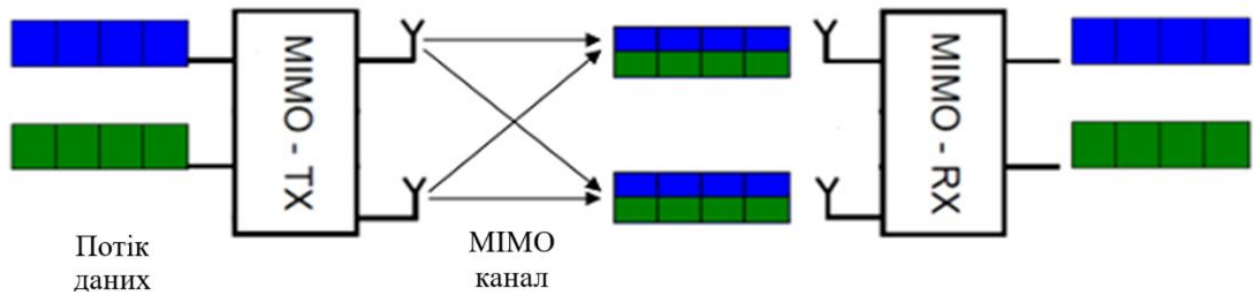


Рис. 3.25. Спрощене зображення просторового мультиплексування.

У LTE для забезпечення енергетичного виграшу замість просторового мультиплексування може застосовуватися рознесена передача (transmitdiversity). При цьому з різних антен передається та сама інформація. За рахунок цього енергія сигналу, що приймається, істотно зростає, і ймовірність помилки значно зменшується, в порівнянні з режимом просторового мультиплексування.

Як видно з отриманих результатів, використання технології MIMO дозволяє значно покращити завадостійкість системи, незважаючи на багатопроменевий характер поширення радіохвиль, виникнення MCI та доплерівське розширення спектру.

3.19 Висновки до розділу 3

Проаналізовано методи оцінювання радіоканалу з MIMO, зокрема метод найменших квадратів, максимальної правдоподібності, алгоритми зі зворотним зв'язком.

Розглянуто імітаційне моделювання каналу MIMO. Як середовище для дослідження моделі каналу MIMO, використано програмний комплекс

MatLab. Побудовано модель фізичного рівня спільного низхідного каналу з технологією MIMO. Побудовано модель оцінювання каналу в програмному комплексі Matlab. Проведено оцінювання пилот-символів та шуму для каналу з MIMO.

Проведено дослідження ефективності застосування технології MIMO при різних моделях каналу із завмираннями, використовуючи при цьому різні конфігурації антен та методи оцінки каналу. За отриманими результатами встановлено, що зі збільшенням числа антен відбувається значний виграш у швидкості (майже вдвічі). Недоліком є зниження завадостійкості зі збільшенням числа антен.

На основі отриманих результатів встановлено, що використання технології MIMO дозволяє значно покращити завадостійкість системи, незважаючи на багатопроменевий характер поширення радіохвиль та доплерівське розширення спектру.

РОЗДІЛ 4

ОХОРОНА ПРАЦІ ТА БЕЗПЕКА В НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІЯХ

4.1. Охорона праці

Відповідно до ст. 13 розд. III Закону України «Про охорону праці» від 14 жовтня 1992 р. № 2694-XII роботодавець зобов'язаний створити на робочому місці в кожному структурному підрозділі умови праці відповідно до нормативно-правових актів, а також забезпечити додержання вимог законодавства щодо прав працівників у галузі охорони праці.

Заходи щодо виконання вимог електробезпеки офісних працівників регламентують наступні нормативні документи:

- Типове положення про порядок проведення навчання і перевірки знань з питань охорони праці (НПАОП 0.00-4.12-05), затверджене наказом Державного комітету України з нагляду за охороною праці України від 26 січня 2005 р. № 15;
- Правила технічної експлуатації електроустановок споживачів, затверджені наказом Міністерства палива та енергетики України від 25 липня 2006 р. № 258 (далі — ПТЕЕС);
- Правила безпечної експлуатації електроустановок споживачів, затверджені наказом Міністерства праці та соціальної політики України, Комітету по нагляду за охороною праці від 9 січня 1998 р. № 4;
- Правила пожежної безпеки в Україні, затверджені наказом Міністерства внутрішніх справ України від 30 грудня 2014 р. № 1417.

Відповідно до п. 2.2 розд. II Загальних вимог стосовно забезпечення роботодавцями охорони праці працівників, затверджених наказом Міністерства надзвичайних ситуацій від 25 січня 2012 р. № 67, роботодавець має забезпечити повну і вичерпну інформацію працівників та їх уповноважених представників з питань охорони праці про можливі небезпечні

ситуації, про вжиті заходи для їх запобігання або їх ліквідації та про дії працівників у аварійних ситуаціях.

Електробезпека — система організаційних та технічних заходів і засобів, що забезпечують захист людей від шкідливого та небезпечного впливу електричного струму, електричної дуги, електромагнітного поля і статичної електрики.

Тобто електробезпека — це відсутність будь-яких факторів з боку електроустановки, які можуть створити загрозу і небезпеку життю і здоров'ю людини. Не варто під терміном «електроустановка» розуміти щось таке, що може знаходитись поза межами офісу. Адже, наприклад, настільна лампа це також електроустановка. Тобто пристрій, в якому є перетворення електричної енергії в той чи інший вид енергії (світлову, механічну, теплову), і буде вважатись електроустановкою.

Заходи електробезпеки, на які необхідно звернути особливу увагу:

1. Облаштування електромережі, зокрема:

- правильний розподіл навантаження на всі приміщення офісу;
- правильний розподіл електромережі за призначенням (наприклад: освітлення — це одна група, робоча зона — інша);
- якість самих комплектуючих електромережі (розетки, вимикачі, лампи, світильники);
- чи є потенціал для збільшення навантаження (на випадок створення додаткових робочих місць чи розширення компанії);
- використання офісного обладнання, в якому електроенергія застосовується за призначенням згідно з технічними рекомендаціями виробника.

2. Виважений підхід до питання використання стаціонарних або мобільних електрогенераторів для зменшення енергозалежності:

- консультація зі спеціалістом електротехнічного фаху (якщо не призначений відповідальний за електрогосподарство) щодо вибору генератора відповідно до потреб енергоспоживання;

- якщо електрогенератор стаціонарний — необхідно виконати вимоги, зазначені в п. 9.1-9.20 розд. VIII ПТЕЕС;
- якщо електрогенератор мобільний (бажано з вмонтованою автоматикою введення резерву) — правильно виконати підключення з урахуванням можливих наслідків у випадку появи струму в зовнішній електромережі.

4.2. Безпека в надзвичайних ситуаціях

Долікарська допомога при шоку

Травматичний шок — складний патогенний процес, що виникає внаслідок важкої механічної травми, опіку і характеризується порушенням функцій життєво важливих органів та систем організму.

При комбінованих хімічно-радіаційних ушкодженнях, опіках тканин і органів травматичний шок спостерігається у 30% потерпілих.

В генезі травматичного шоку першочергову роль відіграють такі чинники: втрата крові і біль, розлад дихання, порушення процесів метаболізму, інтоксикація організму недоокисненими продуктами обміну речовин внаслідок руйнування тканин.

Чинники, які сприяють розвитку шоку запізнile і неповноцінне надання долікарської допомоги, вторинна травматизація в процесі транспортування в лікарню, повторна втрата крові, переохолодження або перегрівання, фізично-емоційне перенапруження, стреси, тривале недоїдання та зневоднення організму тощо.

При пораненнях зміни виникають у підкіркових утвореннях великого мозку та в системі периферійного кровообігу (перерозподіл крові, яка забезпечує життєдіяльність органів, передусім серця і мозку). Розвиваються циркулярна гіпотонія, спазм посткапілярних венул (випотіває плазма в позаклітинний простір), набряк і згущення крові. Знижується венозний тиск,

слабнуть нирки, печінка, легені, відбувається тромбоутворення, розвиток незворотних змін в органах.

Травма кишечника призводить до інтоксикації організму, ускладнюється стан пораненого, спостерігається розлад дихання і кровообігу. Порушується функція нервової системи. Шок має дві фази: еретичну і торпедну.

Еретична фаза шоку супроводжується збудженням, надмірною рухливістю. Мова уривчаста, погляд неспокійний, шкірний покрив блідий, іноді виникає гіперемія (різке потовиділення), пульс відхилений від норми — сповільнений або прискорений (100 пульсацій за 1 хвилину). Дихання часте, поверхнєве.

Торпідна фаза шоку — фаза пригнічення. Розрізняють 4 ступеня:

I ступінь (легка форма шоку). Це результат ізольованих уражень середньої важкості та втрати 500 — 1000 мл. крові, стан помірного психічного гальмування, блідий шкірний покрив, артеріальний тиск 100 — 95 мм. рт. ст. Прогноз сприятливий.

II ступінь — середня важкість шоку, численні ушкодження тіла, втрата крові до 1000 — 1500 мл, стан важкий, хоч орієнтація і свідомість не втрачені, шкіра бліда, губи ціанотичні, психічна загальмованість, пульс — 110 — 130 пульсацій за 1 хвилину, тиск — 90 — 75 мм рт. ст., нестійкий, прогноз сприятливий при проведенні протишокової терапії.

III ступінь — важкий шок, виникає при важких ушкодженнях грудної клітки, черевної порожнини. Крововтрата — 2000 мл., стан важкий, виражена психічна загальмованість, іноді ступор. Шкіра бліда, ціанотична, пітніє, слизові оболонки сухі, гіпотермія, гіподинамія, зниження сухожильних рефлексів, розлад у роботі нирок, сечовиділення, пульс — 120-160 пульсацій за 1 хвилину, тиск — 75 мм рт. ст., дихання поверхнєве, без протишовкових заходів прогноз несприятливий.

VI ступінь — термітний стан (передагональний, агональний та клінічна смерть) вкрай важкий для потерпілого. Втрата свідомості, шкіра холодна,

трупна, ціанотична, вкрита липким холодним потом, зіниці розширені, не реагують на світло, пульс не промацується, крайній ступінь шоку веде до клінічної смерті.

Діагностика шоку ґрунтується на визначенні показників, які характеризують загальний стан потерпілого. Найважливіший показник - рівень артеріального тиску. Чим він нижчий, тим глибший розлад функцій організму, його життєдіяльності. Величина крововтрати - найоб'єктивніший показник ступеня важкості шоку.

Перебіг клінічного шоку залежно від локалізації поранення чи опіку має такі особливості: проникаючі поранення черевної порожнини до 80% спричиняють шок; проникаючі поранення грудної клітки зумовлюють гемоторакс, відкритий пневмоторакс. При пораненнях і ушкодженнях тазу — кровотеча до 2,5 л. При ушкодженнях кінцівок — крововтрата до 2 л., біль, інтоксикація.

Профілактична і долікарська допомога при шоку.

Під час шоку усувають дію травмуючих чинників і чинників розвитку шоку, зупиняють кровотечу, перев'язують рани, усувають загрозу асфіксії; вводять 5-подібну трубку (повітропровід); при порушенні зовнішнього дихання в долікарську допомогу входить очищення порожнини рота і носоглотки, усунення западання язика, відновлення прохідності дихальних шляхів; при пневмотораксі накладається пов'язка; проводиться інгаляція киснем, зупинення зовнішньої кровотечі; вводяться серцево-судинні й аналектичні засоби (виконує фельдшер); здійснюється фіксація кінцівок. Ввівши повторно знеболювальні засоби, дають гарячий чай та інші напої.

У разі стихійного лиха, аварій, коли має місце масове надходження потерпілих, їх медично сортують.

В першу чергу виділяють поранених з важким ступенем шоку: 1-га, 2-га група — поранені в стані шоку 1 — 2 год., їм надають протишокову допомогу, тоді оперують; до 3-ї групи належать поранені з ознаками шоку, яких можна прооперувати трохи пізніше. В першу чергу зупиняють кровотечу,

компенсують крововтрати, потім нормалізують об'єм циркулюючої крові. Гостра крововтрата (50%) веде до смерті.

Кожна велика втрата крові (зниження тиску до 80 — 70 мм рт. ст.) мусить бути негайно компенсована шляхом переливання крові у вени потерпілого (визначають групу крові, резус-фактор донора і реципієнта) можна робити інфузію плазми крові, поліглюкін тощо.

Розрідження крові при введенні кровозамінників сприяє поліпшенню капілярного кровотоку.

Крововтрата організмом до 700 мл. компенсується самостійно, за рахунок інфузії плазми крові, введення сольових багатоконпонентних розчинів. Рівень гемоглобіну має бути 65%.

При кисневому голодуванні організму проводять оксигенотерапію. При зупиненні дихання — штучне дихання «з рота до рота». При порушенні функцій печінки і нирок вводять 500 мл. глюкози 1 раз на добу з інсуліном (1 ОД. інсуліну на 5 г глюкози).

Температура повітря в протишоковій палаті — 20 — 24°C.

Потерпілому дають гарячий чай, каву, нагріте вино, закутують ковдрою.

Синдром тривалого стискання тканин буває внаслідок землетрусів, коли люди опиняються під уламками споруд і будинків. У потерпілих поряд з переломами, опіками, може спостерігатися синдром тривалого стискання тканин, зокрема тканин верхніх і нижніх кінцівок. При розтروщенні і розчавлюванні тканин різко погіршується кровообіг у м'язах, виникають анемія, гіпонія тканин, інтоксикація, нервово-рефлекторний розлад, спазми капілярів, артерій, гостра серцево-судинна недостатність, набряки. Плазма крові пропотіває в міжклітинний простір (об'єм циркулюючої плазми зменшується на 50%), знижується артеріальний тиск, може настати гостра ниркова недостатність і порушення сечовиділення.

Синдром тривалого стискання тканин характеризується трьома періодами:

1-й — ранній — набряки тканин і гострий розлад гемодинаміки, триває 1—3 доби.

2-й — проміжний період — гостра ниркова недостатність, від 5 діб до 1,5 місяців.

3-й — пізній період — гангрена, флегмони, абсцеси.

Кінцівка потерпілого набрякає, шкіра багряно-синя, іноді пухирі з бурштиново-жовтою рідиною, пульсація послаблена або відсутня, чутливість шкіри знижена або втрачена. Згущення крові. Погіршується загальний стан організму. Холодний піт на шкірі, різкий біль на місці травми, нудота і блювання. Пульс - 100—120 пульсацій за 1 хв., тиск — 60 мм рт. ст. Сеча червоного кольору. Тип клініки торпідної фази травматичного шоку. Наростає загальна інтоксикація організму, спостерігається гостра ниркова недостатність, іноді гангрена кінцівки, абсцеси і флегмони, може виникнути атрофія м'язів. Ускладнюється рухливість суглобів, пошкоджуються нервові стовбури.

Існують 4 ступені прояву синдрому стискання:

I ступінь — дуже важкий — стискання м'яких тканин або кінцівок протягом 6 — 8 год., потерпілі, як правило, гинуть через 2 — 3 доби;

II ступінь — важкий — стискання рук чи ніг протягом 4 — 7 год., потерпілі можуть загинути;

III ступінь — середньої важкості — стискання рук чи ніг до 6 год., лікування до 3 місяців;

IV ступінь — легкий — стискання рук чи ніг до 2 год. Порушення помірні. Прогноз сприятливий.

Перша медична і долікарняна допомога.

Звільнення від стискання є початком клінічного прояву синдрому стискання тканин. Коли дві кінцівки зазнали стискання (компресія) протягом 8 год., при наявності переломів обов'язкова ампутація. Накладається джгут (вище від місця стискання). Вводяться знеболюючі, антигістамічні та серцево-

судинні препарати, призначаються антибіотики, проводять правцеве щеплення.

4.3. Висновки до розділу

В розділі «Охорона праці та безпека в надзвичайних ситуаціях» описано електробезпеку при роботі з системами обміну даними, а також долікарську допомогу при шоку.

ВИСНОВКИ

Безпроводні мережі передачі стають одним із найважливіших напрямів розвитку телекомунікацій. Їх відрізняють гнучкість архітектури, можливість динамічної зміни топології, швидкість проектування та розгортання.

Вимоги до пропускної спроможності мобільних мереж дуже високі і при цьому вони постійно зростають. Очевидні варіанти підвищення пропускної здатності - збільшення ширини каналу та використання модуляцій вищого порядку, що не дозволяють повністю вирішити задачу забезпечення високої пропускної спроможності. Альтернативним способом підвищення пропускної здатності безпроводних систем є використання декількох передавальних та приймальних антен (MIMO) та спеціальна обробка сигналу в цьому випадку. Технологія MIMO дозволяє значно збільшити стійкість до перешкод каналів зв'язку, тобто зменшити відносне число біт, прийнятих з помилкою, без зменшення швидкості передачі в умовах багатопроменевого поширення. Однак важливим залишається питання оцінювання таких каналів передачі.

Проаналізовано моделі каналів з технологією MIMO. Основними факторами каналу поширення радіохвиль, що впливають на роботу системи зв'язку є багатопроменевість сигналу та ослаблення сигналу. Спотворення сигналів, що викликані багатопроменевістю поширення, призводять до значних похибок оцінок їх параметрів. Таким чином, багатопроменевість каналу істотно впливає на якість системи.

Проаналізовано модель релєйського каналу, райсівського каналу та гаусівського каналу, модель каналу при рознесеному прийомі. Також проаналізовано модель каналу з MIMO2x2. Проаналізовано методи оцінювання радіоканалу з MIMO, зокрема метод найменших квадратів, максимальної правдоподібності, алгоритми зі зворотним зв'язком.

Проведено імітаційне моделювання каналу MIMO. Як середовище для дослідження моделі каналу MIMO, використано програмний комплекс MatLab. Побудовано модель фізичного рівня спільного низхідного каналу з

технологією MIMO. Побудовано модель оцінювання каналу в програмному комплексі Matlab. Проведено оцінювання пилот-символів та шуму для каналу з MIMO.

Проведено дослідження ефективності застосування технології MIMO при різних моделях каналу із завмираннями, використовуючи при цьому різні конфігурації антен та методи оцінки каналу. За отриманими результатами встановлено, що зі збільшенням числа антен відбувається значний виграш у швидкості (майже вдвічі). Недоліком є зниження завадостійкості зі збільшенням числа антен.

На основі отриманих результатів встановлено, що використання технології MIMO дозволяє значно покращити завадостійкість системи, незважаючи на багатопроменевий характер поширення радіохвиль та доплерівське розширення спектру.

ПЕРЕЛІК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Гаджиев М.М. Анализ, синтез і оптимізація мереж зв'язку // Математичні основи оптимізації телекомунікаційних систем: підручник [для студ. вищ. техн. навч. закл.] 443 / [М.В. Захарченко, М.М. Гаджиев, С.М. Горохов та ін.]; під ред. М.В. Захарченко. – Одеса, ОНАЗ ім. О.С. Попова. – 2010. – Разд. 8 – С. 94-144.
2. Wu Y., G. Zheng G., Saleem A, Zhang Y. P. An experimental study of MIMO performance using leaky coaxial cables in a tunnel. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. 2017. Vol. 16. P. 1663–1666. DOI: <https://doi.org/10.1109/LAWP.2017.2662209>.
3. Goldstein, Phil (7 October 2014). "Sprint to shutter WiMAX network around Nov. 6, 2015". FierceWireless. FierceMarkets. Retrieved 22 January 2015.
4. Lipfert, Hermann (August 2007). MIMO OFDM Space Time Coding – Spatial Multiplexing, Increasing Performance and Spectral Efficiency in Wireless Systems, Part I Technical Basis (Technical report). Institut für Rundfunktechnik.
5. Berger, Lars T.; Schwager, Andreas; Pagani, Pascal; Schneider, Daniel M. (February 2014). MIMO Power Line Communications: Narrow and Broadband Standards, EMC, and Advanced Processing. Devices, Circuits, and Systems. CRC Press. doi:10.1201/b16540-1. ISBN 978-1-4665-5752-9.
6. Jones, V.K.; Raleigh, G.G. Channel estimation for wireless OFDM systems. IEEE GLOBECOM 1998 Conference. Sydney, Australia 08 Nov 1998-12 Nov 1998. Vol. 2. pp. 980–985. doi:10.1109/GLOCOM.1998.776875.
7. Gesbert, David; Hanly, Stephen; Huang, Howard; Shamai Shitz, Shlomo; Simeone, Osvaldo; Yu, Wei (2010). "Multi-Cell MIMO Cooperative Networks: A New Look at Interference". IEEE Journal on Selected Areas in Communications. 28 (9): 1380–1408.
8. Драганов А.В., Гринь А.А. Ефективність систем зі зворотним зв'язком при таймерному кодуванні // Системи и средства передачи и

обработки информации: Тр. VI Междунар. науч.–практич. конф. 3–8 сентября 2002 г. – Одесса, 2002. – С. 79–80.

9. Sampath, Hemanth; et al. (2002). "A fourth-generation MIMO-OFDM broadband wireless system: design, performance, and field trial results". IEEE Communications Magazine. 40 (9): 143–149.

10. Prasad, Ramjee; et al., eds. (2011). Globalization of Mobile and Wireless Communications: Today and in 2020. Springer. pp. 115. ISBN 978-9-400-70106-9.

11. Захарченко М.В. Порівняння синдромних методів для коригуючих блокових позиційних і таймерних кодів / М.В. Захарченко, М.М. Гаджиєв, Б.К. Радзімовський, Ю.С. Горохов, Д. О. Шпак // Восточно-Европейский журнал передовых технологий. – 2014. – № 2/9(68). – С. 4–8, 67.

12. Математичне та комп'ютерне моделювання електрокардіосигналів у системах голтерівського моніторингу / Л.Є. Дедів, А.С. Сверстюк, І.Ю. Дедів, М.О. Хвостівський, В.Г. Дозорський, Є.Б. Яворська. – Львів: Видавництво «Магнолія - 2006», 2021. – 120 с. ISBN 978-617-574-218-1.

13. Математичне моделювання, методи та програмне забезпечення опрацювання дихальних шумів у комп'ютерних аускультативних діагностичних системах / І.Ю. Дедів, А.С. Сверстюк, Л.Є. Дедів, В.Г. Дозорський, М.О. Хвостівський. – Львів: Видавництво «Магнолія - 2006», 2021. – 126 с. ISBN 978-617-574-219-8.

14. Методичні рекомендації з оформлення кваліфікаційних робіт бакалавра за спеціальністю 172 «Телекомунікації та радіотехніка» уклад.: Дунець В.Л., Хвостівський М.О. Дедів І.Ю. Тернопіль: ТНТУ імені Івана Пулюя, 2021 р. – 72с.

15. Дозорський В.Г., Дозорська О.Ф., Дедів Л.Є., Дедів І.Ю., Паньків І.М., Яворська Є.Б. Структура системи відбору біосигналів для задачі відновлення комунікативної функції людини. Вісник Хмельницького національного університету: технічні науки. – Хмельницький: редакція

журналу "Вісник Хмельницького національного університету". – 2019. - №2(271) – с. 183-186.

16. Khvostivska L.V., Osukhivska H.M., Khvostivskyi M.O., Dediv S.Y. Development of methods and algorithms for a stochastic biomedical signal period calculation in medical computer diagnostic systems. Visnyk NTUU KPI Seriya - Radiotekhnika Radioaparotobuduvannia, /Категорія В/ 2019. Вип. 79. С. 78-84. doi: 10.20535/RADAP.2019.79.78-84.

17. Dozorska O., Yavorska E., Dozorskyi V., Pankiv I., Dediv L. Dediv I. The Method of Indirect Restoration of Human Communicative Function. Proc. of the 15th International Conference on the Experience of Designing and Application of CAD Systems (CADSM), CADSM'2019, (pp. 19–22). Polyana-Svalyava (Zakarpattya), UKRAINE 978-1-7281-0053-1/19.

18. Дозорська О.Ф., Яворська Є.Б., Дозорський В.Г., Дедів Л.Є., Дедів І.Ю. Метод виявлення ознак основного тону в структурі електроміографічних сигналів для задачі компенсації порушеної комунікативної функції людини», Вісник НТУУ "КПІ". Серія Радіотехніка, Радіоапаратобудування, (81), с. 56-64. doi: 10.20535/RADAP.2020.81.56-64.

19. Khvostivska L., Khvostivskyi M., Dunetc V., Dediv I. Mathematical and Algorithmic Support of Detection Useful Radiosignals in Telecommunication Networks. 2nd International Workshop on Information Technologies: Theoretical and Applied Problems, ITTAP 2022. CEUR Workshop Proceedings. Ternopil 22-24 November 2022. Vol 3309, P. 314-318. ISSN 1613-0073.

20. Гевко О.В., Дозорський В.Г., Дедів Л.Є., Дедів І.Ю., Дозорська О.Ф. Структурний синтез вібромасажної апаратури. Перспективні технології та прилади, № 20, Луцьк, 2022. – с. 23-31.

21. Dozorskyi V., Dediv I., Sverstiuk S., Nykytyuk V., Karnaukhov A. The Method of Commands Identification to Voice Control of the Electric Wheelchair. Proceedings of the 1st International Workshop on Computer Information Technologies in Industry 4.0 (CITI 2023). CEUR Workshop Proceedings. Ternopil, Ukraine, June 14-16, 2023. P.233-240. ISSN 1613-0073.

22. Khvostivska L., Khvostivskyi M., Dediv I., Yatskiv V., Palaniza Y. Method, Algorithm and Computer Tool for Synphase Detection of Radio Signals in Telecommunication Networks with Noises. Proceedings of the 1st International Workshop on Computer Information Technologies in Industry 4.0 (CITI 2023). CEUR Workshop Proceedings. Ternopil, Ukraine, June 14-16, 2023. P.173-180. ISSN 1613-0073.

23. Khvostivska L., Khvostivskyi M., Dunets V., Dediv I. Mathematical, algorithmic and software support of synphase detection of radio signals in electronic communication networks with noises. Scientific Journal of TNTU (Tern.), vol 111, no 3, 2023. pp. 48–57.

24. Основи технології радіоелектронних апаратів : навчальний посібник / Р. А. Ткачук, В. Г. Дозорський, Л. Є. Дедів, І. Ю. Дедів. - Тернопіль : Тернопільський національний технічний університет імені Івана Пулюя, 2017. - 336 с.

25. Паляниця Ю.Б., Марценюк А.С., Дунець В.Л., Бучинський В.М., Паламар М.І. Дрон з блоком надвисоких частот для виявлення та знешкодження вибухових пристроїв та мін. Матеріали III Міжнародної наукової конференції молодих учених та студентів «Воєнні конфлікти та техногенні катастрофи: історичні та психологічні наслідки» Тернопільського національного технічного університету імені Івана Пулюя: зб. тез доповідей, 20-21.04.2023 р. Тернопіль: ТНТУ, 2023. С. 158-159. ISBN 978-617-7875-32-0.

26. Дунець В.Л., Хвостівська Л.В., Паляниця Ю.Б. Математичне, алгоритмічне та програмне забезпечення оцінювання завадозахищеності каналів зв'язку з балансною модуляцією. Збірник наукових праць Вісник НУВГП, серія технічні науки, випуск 4 (104), 2023. - С. 95-107. ISSN: 2306-5478.

27. Гевко І.Б., Дунець В.Л., Паляниця Ю.Б., Марценюк А.С., Химич Г.П. Дрон з імпульсним квантовим генератором для знешкодження об'єктів ураження. Матеріали IV Міжнародної наукової конференції «Воєнні конфлікти та техногенні катастрофи: історичні та психологічні наслідки»

Тернопільського національного технічного університету імені Івана Пулюя: зб. тез доповідей, 18-19.04.2024 р. Тернопіль: ТНТУ, 2024.

28. Khymych, H., Dunets, V., Duda, S., Palaniza, Y., Kornieiev, K. Dual-Polarization Yagi Antenna for Meter Wavelength Range. *Radioelectronics and Communications Systems*, 66(11), 2023, pp. 609–615. ISSN 0735-2727. DOI: 10.3103/S0735272722080039.

29. Lyashuk, Oleg, Mykola Stashkiv, Yurii Palianytsia, Roman Khoroshun and Dmytro Mironov. Fourier Model Fitting for Vibration Analysis of Car Wheel Suspension Enhanced Damping System. *Proceedings of the 4rd International Workshop on Information Technologies: Theoretical and Applied Problems*, 23-25 October 2024, Ternopil, Ukraine. ITTAP-2024, 2024. ISSN 1613-0073.

30. Паляниця Ю.Б., Сверстюк А.С., Шадріна Г.М. Математичне та комп'ютерне моделювання фонокардіосигналів для удосконалення кардіодіагностичних систем / Ю.Б. Паляниця, А.С. Сверстюк, Г.М. Шадріна – Львів: Видавництво «Магнолія - 2006», 2020. – 106 с. ISBN 5-211-05310-9.

31. Dozorskyi V., Dediv L., Kovalyk S., Dozorska O., Dediv I. (2024) Design of the endoskeleton of a biocontrolled hand prosthesis. *Scientific Journal of TNTU (Tern.)*, vol. 115, no 3, pp. 100-111.

32. Техноекологія та цивільна безпека. Частина «Цивільна безпека». Навчальний посібник / В.С. Стручок, – Тернопіль: ТНТУ ім. І.Пулюя, 2022. – 150 с.

33. Стручок В.С. Безпека в надзвичайних ситуаціях. Методичний посібник для здобувачів освітнього ступеня «магістр» всіх спеціальностей денної бо та заочної (дистанційної) форм навчання / В.С.Стручок. — Тернопіль: ФОП Паляниця В. А., 2022. — 156 с.

ДОДАТКИ

УДК 621.395.625.6

Ірина Дедів, канд. техн. наук, доц., Володимир Шмир, Максим Олійник
Тернопільський національний технічний університет імені Івана Пулюя

ВПЛИВ ЕКЗОГЕННИХ ФАКТОРІВ НА ЕФЕКТИВНІСТЬ ОПТОВОЛОКОННИХ ЛІНІЙ ЗВ'ЯЗКУ

Iryna Dediv, Ph.D, Assoc. Prof., Volodymyr Shmyr, Maksym Oliynyk
**INFLUENCE OF EXOGENIC FACTORS ON THE EFFICIENCY OF FIBER
OPTIC COMMUNICATION LINES**

Сьогодні відбувається стрімкий перехід на використання цифрових оптоволоконних ліній зв'язку. Однак, специфічність оптоволоконного кабелю зв'язку полягає не тільки в особливостях поширення інформаційного сигналу, а й у конструкції самого волокна, критичності його до різноманітних впливів і навантажень. Оптичне волокно чутливе до впливів екзогенних факторів, зокрема вологості, температури, радіації, зовнішніх електромагнітних впливів, електротермічної деградації, механічних впливів. Всі ці фактори призводять до збільшення згасання, а також на поверхні волокна з'являються мікротріщини і відбувається його руйнування.

Вивчення питань впливу екзогенних факторів на передавальні параметри оптичного волокна є актуальним при проектуванні високоефективних оптоволоконних ліній зв'язку. Так, сьогодні в Україні починають стрімко розвиватися технології застосування оптоволокон для організації керування БПЛА, зокрема FPV дронами. При цьому в конструкції такого БПЛА розміщується котушка з оптоволоконним кабелем, який в процесі руху дрона розмотується. Однак, мало дослідженим є питання втрат в оптоволоконі, яке є змотане в бухті. Так, зазвичай оптоволоконний кабель є розмотаний та спеціальним чином прокладений і має мінімальну кількість згинів, а самі згини є зазвичай незначними. Однак, коли такий кабель знаходиться змотаним в бухті, то радіус згину для використання для керування FPV дроном є досить малим і відповідно вплив на передачу даних може бути відчутним. Також, враховуючи те, що оптоволокно буде розмотуватись від дрона у відкритому просторі, на нього будуть діяти такі додакові зовнішні фактори, як навколишня температура, вологість, тиск повітря, радіаційні впливи тощо.

Все це може вносити додаткові обмеження на використання цієї технології для керування FPV дроном, або потребувати внесення певних коректив чи змін у способи модуляції і перетворення сигналів.

Література

1. Senior, John M.; Jamro, M. Yousif (2009). Optical fiber communications: principles and practice. Pearson Education. pp. 7–9. ISBN 978-0130326812.
2. Lee, Byounggho (2003). "Review of the present status of optical fiber sensors". Optical Fiber Technology. 9 (2): 57–79. Bibcode:2003OptFT...9...57L. doi:10.1016/s1068-5200(02)00527-8
3. Posinna, Mariddetta (April 1, 2014). "different types of fiber optic cables". HFCL. Archived from the original on April 20, 2016. Retrieved April 11, 2016.
4. Large, David; Farmer, James (January 13, 2004). Modern Cable Television Technology. Elsevier. ISBN 978-0-08-051193-1.