

ДЕРЖАВНИЙ УНІВЕРСИТЕТ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙ

НАВЧАЛЬНО-НАУКОВИЙ ІНСТИТУТ  
ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙ

## Пояснювальна записка

до магістерської кваліфікаційної роботи

на тему «**МЕТОДИ ПІДВИЩЕННЯ ЕФЕКТИВНОСТІ ФОРМУВАННЯ  
ПРОМЕНЯ НАПРАВЛЕНОСТІ MU-MIMO ДЛЯ 5G МЕРЕЖ**»

Виконав: студент групи 6 курсу, групи АРДМ-61  
спеціальності 172 Телекомунікації і  
радіотехніка

(шифр і назва спеціальності)

Ніколаєв Є. Ю.

(прізвище та ініціали)

Керівник

Кременецька Я.А.

(прізвище та ініціали)

Рецензент

\_\_\_\_\_  
(прізвище та ініціали)

Нормоконтроль

\_\_\_\_\_  
(прізвище та ініціали)

Київ – 2022

## ЗМІСТ

	Ст
ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ	1
ВСТУП	4
1 ОГЛЯД ТА ОСОБЛИВОСТІ ПЕРСПЕКТИВНОЇ ТЕХНОЛОГІЇ 5G	6
1.1 Еволюція технології 5G	6
1.2 Стандарти і специфікації	13
1.3 Multiple-User MIMO	20
1.4 Принципи MIMO	23
1.5 Еволюція стільникових антен	26
1.6 Формування променя	29
1.7 Massive MIMO	34
1.8 Активні антенні системи (AAS)	38
2 МЕТОДИ ФОРМУВАННЯ ПРОМЕНЯ НАПРАВЛЕНОСТІ ДЛЯ ТЕХНОЛОГІЇ 5G	40
2.1 Огляд технологічних рішень 5G	40
2.2 Інтегрування сітки променів для системи 5G	46
2.3 Метод використання розширеної локальної зони в системі 5G	53
2.4 Метод Гібридного MIMO	71
3 ОЦІНКА ЕФЕКТИВНОСТІ МЕТОДІВ ТА АНАЛІЗ ЇХ РЕЗУЛЬТАТІВ В РОБОТІ	81
3.1 Аналіз ефективності «Сітки променів»	81
3.2 Ефективність 5G eLA	87
3.3 Результати гібридного MIMO та переваги	94
ВИСНОВКИ	99
ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ	102
ДЕМОНСТРАЦІЙНІ МАТЕРІАЛИ	105

## ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ

3GPP	3rd Generation Partnership Project ( Проект партнерства 3-го покоління )
5G NGN	5G NextGen ( 5G Наступного покоління )
5G NR	5G New Radio ( Нове радіо 5G )
AMPS	Advanced Mobile Phone System ( Розширена система мобільного телефону )
API	Application programming interface ( Інтерфейс прикладного програмування )
AR	Augmented reality ( Доповнена реальність )
AuC	Authentication Center ( Центр автентифікації )
BPSK	Binary phase-shift keying ( Двійкова фазова маніпуляція )
BSC	Base station controller ( Контролер базової станції )
BTS	Base transceiver station ( Базова приймально-передавальна станція )
CDMA	Code-division multiple access ( Множинний доступ із кодовим розділенням )
CS	Circuit switched ( Схема перемикається )
E2E	End-to-End ( Кінець в кінець )
EIR	Equipment identity register ( Реєстр ідентифікації обладнання )
eMBB	enhanced Mobile Broadband ( Покращений мобільний широкосмуговий доступ )
EN-DC	E-UTRA-NR Dual Connectivity ( Подвійне підключення E-UTRA-NR )
EPC	Evolved Packet Core ( Удосконалене пакетне ядро )
ETSI	European Telecommunications Standards Institute ( Європейський інститут телекомунікаційних стандартів )
E-UTRAN	Evolved Universal Terrestrial Radio Access Network ( Удосконалена універсальна наземна мережа радіодоступу )
FDD	Frequency-division duplexing ( Дуплекс з частотним поділом )
FDM	Frequency-division multiplexing ( Мультиплексування з частотним поділом )
FDMA	Frequency-division multiple access ( Множинний доступ з частотним поділом )
FM	Frequency modulation ( Частотна модуляція )
FWA	Fixed wireless access ( Стаціонарний безпроводовий доступ )
GGSN	Gateway GPRS Support Node ( Вузол підтримки шлюзу GPRS )

GMSC	Gateway MSC ( Шлюз MSC )
GSA	Global Mobile Suppliers Association ( Всесвітня асоціація постачальників мобільних пристроїв )
GSM	Global System for Mobile Communications ( Глобальна система мобільного зв'язку )
GSMA	GSM Association ( Асоціація GSM )
HARQ	Hybrid automatic repeat request ( Гібридний запит на автоматичний повтор )
HLR	Home location register ( Реєстр місцезнаходження будинку )
IAB	Integrated access and backhaul ( Інтегрований доступ і зворотний зв'язок )
ICT	Information and communication technology ( Інформаційно-комунікаційні технології )
IEC	International Electrotechnical Commission ( Міжнародна електротехнічна комісія )
IMT	International Mobile Telecommunications ( Міжнародний мобільний зв'язок )
ITU	International Telecommunication Union ( Міжнародний союз електрозв'язку )
ITU-R	ITU Radiocommunication Sector ( Сектор радіозв'язку ITU )
ITU-T	ITU Telecommunication Standardization Sector ( Сектор стандартизації електрозв'язку ITU )
KPI	Key performance indicator ( Ключовий показник )
LDPC	Low-density parity check ( Перевірка парності низької щільності )
LOS	Line of sight ( Пряма видимість )
mMTC	massive Machine Type Communications ( масивні комунікації машинного типу )
MEC	Multi-access edge computing or mobile edge computing ( Граничні обчислення з кількома доступами або мобільні периферійні обчислення )
mmWave	millimeter wave ( міліметрова хвиля )
MSC	Mobile switching center ( Центр комутації мобільного зв'язку )
MTSO	Mobile telecommunications switching office ( Комутатор мобільного зв'язку )
NF	Network function ( Мережева функція )
NFV	Network functions virtualization ( Віртуалізація мережевих функцій )
NFVI	NFV infrastructure ( Інфраструктура NFV )
NGMN	Next Generation Mobile Networks ( Мобільні мережі нового покоління )
NG-RAN	Next-generation radio access network ( Мережа радіодоступу нового покоління )
O&M	Operations and maintenance ( Експлуатація та обслуговування )

OFDM	Orthogonal frequency-division multiplexing ( Ортогональне частотне мультиплексування )
OFDMA	Orthogonal frequency-division multiple access ( Множинний доступ з ортогональним частотним поділом )
PAPR	Peak-to-average-power ratio ( Співвідношення пікової та середньої потужності )
PS	Packet switched ( Пакетна комутація )
QAM	Quadrature amplitude modulation ( Квадратурна амплітудна модуляція )
QCI	QoS class identifier ( Ідентифікатор класу QoS )
QoE	Quality of experience ( Якість досвіду )
QoS	Quality of service ( Якість обслуговування )
QPSK	Quadrature phase-shift keying ( Квадратурна фазова маніпуляція )
RAN	Radio access network ( мережа радіодоступу )
RF	Radio frequency ( Радіочастота )
RIT	Radio interface technologies ( Технології радіоінтерфейсу )
RNC	Radio network controller ( Контролер радіомережі )
RRC	Radio Resource Control ( Контроль радіоресурсів )
RTT	Round-trip time ( Час в обидва кінці )
SC-FDMA	Single-carrier FDMA ( FDMA з однією несучою )
SDU	Service data unit ( Блок службових даних )
SGSN	Serving GPRS Support Node ( Обслуговуючий вузол підтримки GPRS )
SRIT	Set of radio interface technologies ( Набір технологій радіоінтерфейсу )
TDD	Time-division duplexing ( Дуплекс із тимчасовим розділенням )
TDM	Time-division multiplexing ( Мультиплексування з розділенням часу )
TDMA	Time-division multiple access ( Множинний доступ із розділенням часу )
TRxP	Transmission and reception point ( Передавально-приймальний пункт )
UMTS	Universal Mobile Telecommunications System ( Універсальна система мобільного зв'язку )
URLCC	Ultra-reliable and low-latency communications ( Наднадійний зв'язок із малою затримкою )
UTRAN	Universal Terrestrial Radio Access Network ( Універсальна наземна мережа радіодоступу )
UE	User equipment ( Обладнання користувача )
V2X	Vehicle-to-everything ( Транспортний засіб до будь-чого )
VLR	Visitor location register ( Реєстр місцезнаходження відвідувачів )
VNF	Virtual network function ( Функція віртуальної мережі )
VR	Virtual reality ( Віртуальна реальність )
Wi-Fi	Wireless Fidelity ( Безпроводова вірність )

## ВСТУП

Очікується, що багатоантенні технології, такі як формування променя та множинний вхід і множинний вихід (MIMO), відіграватимуть ключову роль у системах «5G», які, як очікується, будуть розгорнуті в 2020 році та пізніше. Очікується, що клас систем 5G буде розгорнутий як у см-діапазонах (3-30 ГГц), так і в мм-хвилях (30-300 ГГц), унікальні характеристики та проблеми цих діапазонів спонукали до перегляду компромісів дизайну та продуктивності, пов'язаних із цим, з існуючими багатоантенними методами, щоб визначити бажану структуру для розгортання технології MIMO в системах 5G. Буде описано архітектури MIMO, де обробка MIMO передачі реалізована в базовій смузі, РЧ та комбінації РЧ і базової смуги (гібридний підхід). Буде зосереджено на проблемах продуктивності та реалізації, пов'язаних із кількома методами-кандидатами для багатокористувацької передачі MIMO (MU-MIMO) у мм-діапазонах хвиль. За прогнозами, протягом наступних 20 років безпроводовий трафік даних зросте в 10 000 разів. Щоб впоратися з цим неймовірним зростанням трафіку безпроводових даних, перший підхід полягає в подальшому вдосконаленні спектрально ефективних систем, таких як 4G LTE, у діапазонах нижче 6 ГГц за допомогою більш просунутих методів спектральної ефективності. Однак необхідне суттєве збільшення складності системи разом із фундаментальними обмеженнями щодо реалізації апаратного забезпечення та умов каналу може обмежити життєздатність цього підходу. Крім того, кінцевим результатом стане надзвичайно ефективна за спектром система з невеликим простором для майбутніх удосконалень, щоб відповідати постійно зростаючому використанню безпроводових даних. Другий підхід полягає в тому, щоб підвищити частоту до невикористаного нетрадиційного спектру, де доступна величезна смуга пропускання, наприклад, на міліметровій хвилі (mmWave). Опція mmWave дозволяє використовувати прості радіоінтерфейси, оскільки можна використовувати широкі смуги пропускання (наприклад, 2 ГГц) для досягнення високих швидкостей передачі даних, а не покладатися на дуже складні методи, спрямовані на досягнення високої

спектральної ефективності з меншими смугами пропускання. Крім того, системи мм хвиль легко розвиватимуться до ще більшої системної ємності, тому що буде багато запасу для покращення спектральної ефективності, оскільки вимоги до даних зростатимуть. Обґрунтовано використання mmWave для безпроводової системи п'ятого покоління (5G) для надщільних мереж шляхом представлення огляду вдосконаленої локальної технології (eLA) на mmWave з наголосом на вимогах 5G, розглядах спектру, розповсюдженні та моделюванні каналів, радіоінтерфейсі, багатоантенний дизайн і рішення мережевої архітектури.

*Об'єкт дослідження* - процес формування променя направленості в мережі 5G.

*Предмет дослідження* - телекомунікаційна інфраструктура широкосмугової мережі 5G.

*Мета роботи* - визначити методи підвищення ефективності формування променя направленості MU-MIMO в роботі мереж 5G.

*Методи дослідження* – графічне представлення, метод сітки променів (GoV), метод використання розширеної локальної зони в системі 5G, Метод Гібридного MIMO, графіки функцій.

Апробація результатів магістерської роботи. Основні результати магістерської роботи доповідалися на:

- II міжнародній науково-практичній інтернет-конференції «Mechanisms of scientific and technical potential development», Дніпро: Міжнародний електронний науково-практичний журнал «WayScience», 24-25 листопада 2022 р.;

- III міжнародній науково-практичній конференції «Telecommunication: problems and innovation», Київ: ДУТ, 30 листопада 2022 р.;

- XV науково-технічній конференції «Сучасні інфокомунікаційні технології», Київ: ДУТ, 9 грудня 2022 р.

Публікації. Основні наукові результати магістерської роботи опубліковано в науковому журналі “Наукові записки Державного університету телекомунікацій, – 2022, – №1”.

# 1 ОГЛЯД ТА ОСОБЛИВОСТІ ПЕРСПЕКТИВНОЇ ТЕХНОЛОГІЇ 5G

## 1.1 Еволюція технології 5G

5G (5-е покоління) – це революційне розширення можливостей стільникових мереж. 5G забезпечує набагато вищу швидкість передачі даних, вищу щільність з'єднання та набагато ширший спектр додатків. 5G націлений на три широкі сфери використання. Розширений мобільний широкосмуговий зв'язок (eMBB) забезпечує підтримку програм, які потребують дуже високих швидкостей передачі даних, еквівалентних тим, які можна досягти за допомогою оптоволоконних з'єднань. Комунікації масового машинного типу (mMTC) надають можливість підтримувати величезну кількість пристроїв у певній географічній зоні, наприклад, велике розгортання Інтернету речей (IoT). Наднадійний зв'язок із малою затримкою (URLLC) — це форма міжмашинного зв'язку, яка забезпечує чутливі до затримки та критично важливі служби, що потребують дуже низької наскрізної затримки, наприклад тактильний Інтернет, дистанційне керування медичними чи промисловими роботи, безпілотні автомобілі та контроль руху в реальному часі.

Індустрія мобільного безпроводового зв'язку почала створення технологій, революцію та еволюцію з початку 1970-х років. За останні кілька десятиліть мобільні безпроводові технології пережили 4 або 5 поколінь технологічної революції та еволюції. За останні кілька років телекомунікаційні послуги у світі пережили великий стрибок. 6 мільярдів людей володіють мобільними телефонами, тому буде проведений аналіз різних поколінь стільникових систем, які вивчалися в еволюції мобільного зв'язку від 1-го до 5-го поколінь. Можна проаналізувати, що це може бути пов'язано із збільшенням кількості клієнтів телекомунікацій з кожним днем. В даний час в мобільній індустрії існує чотири покоління. Це відповідно 1G – перше покоління, 2G – друге покоління, 3G – третє покоління, а потім 4G – четверте покоління, 5G – п'яте друге покоління. Зараз існують різні безпроводові та мобільні технології, такі як мобільні мережі



третього покоління (UMTS-Універсальна мобільна телекомунікаційна система, cdma2000), LTE (довгострокова еволюція), Wi-Fi (безпроводові мережі IEEE 802.11), WiMAX (безпроводові та мобільні мережі IEEE 802.16). мережі), а також сенсорні мережі або персональні мережі (наприклад, Bluetooth, ZigBee). Мобільні термінали містять різні інтерфейси, такі як GSM, які засновані на комутації каналів. Усі безпроводові та мобільні мережі реалізують принцип all-IP, тобто всі дані та сигнали будуть передаватися через IP (Інтернет-протокол) на мережевому рівні. Технологія п'ятого покоління надає такі можливості, як камера, запис у форматі MP3, відеоплеєр, велика пам'ять телефону, аудіопрогравач тощо, які користувачі навіть не уявляють, і для дітей, які розважаються за допомогою технології Bluetooth і Piconet.

Безпроводові мобільні мультимедійні Інтернет-мережі п'ятого покоління можуть бути повністю безпроводовим зв'язком без обмежень, що робить ідеальний безпроводовий зв'язок у реальному світі – World Wide Wireless Web (WWWW). П'яте покоління базується на технологіях 4G. П'ята безпроводова мережа мобільного Інтернету – це реальний безпроводовий світ, який має підтримуватися LAS-CDMA (множинний доступ із синхронізованим кодовим розділенням великої зони), OFDM (мультиплексування з ортогональним частотним поділом), M-SS-CDMA (множинний доступ із кодовим поділом на кількох несучих), UWB (Надширокосмуговий), Network-LMDS (Local Multipoint Distribution Service) і IPv6. Технології п'ятого покоління пропонують величезні можливості передачі даних і необмежену кількість викликів, а також нескінченну трансляцію даних разом із найновішою мобільною операційною системою. П'яте покоління має зробити важливу зміну та додати більше послуг та переваг у світ 4G. П'яте покоління має стати більш інтелектуальною технологією, яка безмежно об'єднує весь світ. Очікується, що це покоління буде випущено приблизно в 2020 році. Світ універсального, безперервного доступу до інформації, розваг і спілкування відкриє новий вимір нашого життя і істотно змінить наш спосіб життя.

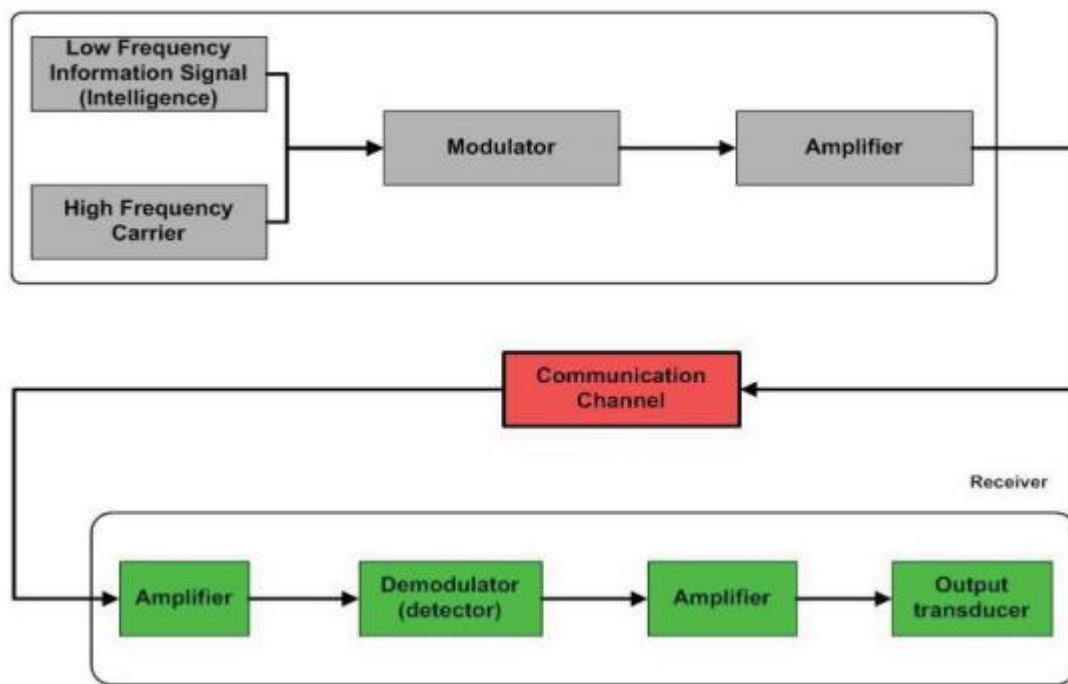


Рис. 1.1 Система безпроводового зв'язку

Мобільний зв'язок став більш популярним за останні кілька років через швидку революцію в мобільних технологіях. Ця революція зумовлена дуже високим зростанням кількості клієнтів телекомунікацій. Ця революція походить від 1G – першого покоління, 2G – другого покоління, 3G – третього покоління, а потім 4G – четвертого покоління, 5G – п'ятого покоління. Очікується, що наступне покоління мобільного підключення до Інтернету, 5G, буде офіційно запуснено в усьому світі до 2020 року. Кожне покоління мобільного Інтернету принесло значне підвищення швидкості та продуктивності пристроїв користувачів, але також очікується, що 5G забезпечить нові технології, такі як автономні транспортні засоби та Інтернет речей (IoT), щоб нарешті стати реальністю як для компаній, так і для споживачів.

Перше покоління (1G): 1G з'явився в 1980-х роках. Він містить аналогову систему та широко відомий як мобільні телефони. Він представляє мобільні технології, такі як система мобільного телефону (MTS), вдосконалена система мобільного телефону (AMTS), покращена система мобільного телефону (IMTS) і «Натисни і говори» (PTT). Він використовує аналоговий радіосигнал із частотою

150 МГц, модуляцію голосового виклику виконується за допомогою техніки, яка називається множинним доступом з частотним поділом (FDMA). Вона має низьку пропускну здатність, ненадійну передачу, погані голосові зв'язки та повну відсутність безпеки, оскільки голосові дзвінки відтворювалися на радіовежах, що робить ці дзвінки сприйнятливими до небажаного підслуховування третіми особами.

В Друге покоління (2G): 2G з'явився наприкінці 1980-х років. Він використовує цифрові сигнали для передачі голосу та має швидкість 64 Кбіт/с. Він забезпечує можливість SMS (служба коротких повідомлень) і використовує смугу пропускання від 30 до 200 кГц. Поруч із 2G система 2.5G використовує пакетну комутацію та домен з комутацією каналів і забезпечує швидкість передачі даних до 144 Кбіт/с. наприклад GPRS, CDMA та EDGE C.

Третє покоління (3G): використовує Wide Band Wireless Network, завдяки чому підвищується чіткість. Дані надсилаються за допомогою технології комутації пакетів. Голосові виклики інтерпретуються за допомогою комутації каналів. Разом із вербальним спілкуванням це включає послуги передачі даних, доступ до телебачення/відео, нові послуги, такі як глобальний роумінг. Він працює в діапазоні 2100 МГц і має смугу пропускання 15-20 МГц, яка використовується для послуг високошвидкісного Інтернету, відеочату. 3G використовує широкосмуговий голосовий канал, тобто світ перетворився на маленьке село, тому що людина може зв'язатися з іншою особою, яка знаходиться в будь-якій частині світу та може навіть надсилати повідомлення.

Д. Четверте покоління (4G): 4G пропонує швидкість завантаження 100 Мбіт/с. 4G надає ті ж функції, що й 3G, і додаткові послуги, як-от мультимедійні газети, для перегляду ТВ-програм із більшою чіткістю та надсилання даних набагато швидше, ніж попередні покоління. LTE (Long Term Evolution) вважається технологією 4G. 4G розробляється, щоб задовольнити вимоги до QoS і швидкості, встановлені майбутніми додатками, такими як безпроводовий широкосмуговий доступ, служба обміну мультимедійними повідомленнями (MMS), відеочат, мобільне телебачення, контент HDTV, цифрове відеомовлення (DVB), мінімальні послуги, такі як голос і дані, та інші служби, які використовують пропускну здатність.

Е. П'яте покоління

(5G): технологія 5G означає мобільну технологію 5-го покоління. Мобільна технологія 5G змінила засоби використання мобільних телефонів у дуже високій смузі пропускання. Користувач ніколи раніше не стикався з технологією такої високої вартості. У наш час мобільні користувачі добре знають технологію мобільних телефонів. Технології 5G включають усі види передових функцій, що робить мобільну технологію 5G найпотужнішою та користується величезним попитом у найближчому майбутньому. Користувач також може підключити свій мобільний телефон із технологією 5G до свого ноутбука, щоб отримати широкопasmовий доступ до Інтернету. Технологія 5G, включаючи камеру, запис MP3, відеоплеєр, велику пам'ять телефону, швидкість набору номера, аудіопрогравач і багато іншого, про яке ви навіть не уявляєте. Для веселих дітей технологія Bluetooth і Piconet стали на ринку.

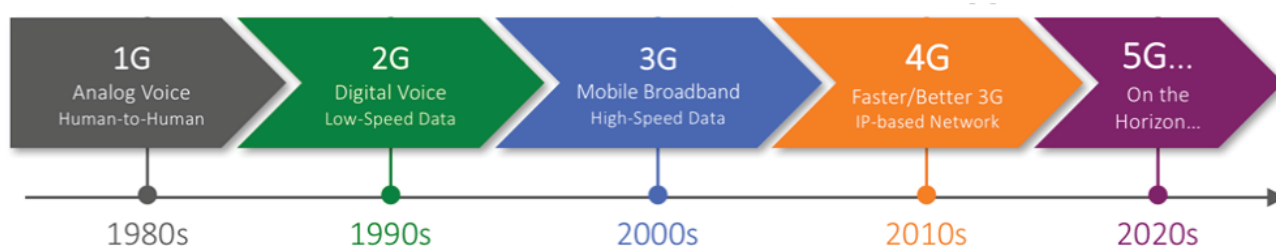


Рис. 1.2 Еволюційні зміни в мобільних технологіях

Мережа 5G дуже швидка та надійна. Концепція портативних пристроїв зазнає революції з появою 5G. Тепер доступ до всіх послуг і додатків, таких як телефонія, ігри та багато інших мультимедійних додатків, буде здійснюватися через одну IP-адресу. Оскільки це не нова річ на ринку, і є мільйони користувачів у всьому світі, які випробували безпроводові послуги безпроводової технології. Їм непросто відмовитися від використання нової технології мережі 5G. Треба лише зробити її доступною, щоб звичайна людина могла легко дозволити собі вигідні пакети, які пропонують компанії, щоб мережа 5G могла займати автентичне місце. Необхідно завоювати довіру клієнтів, щоб побудувати справедливі довгострокові відносини, щоб зайняти надійну позицію в сфері телекомунікацій.

На додаток до попередніх безпроводових технологій на ринку мережа 5G повинна запропонувати щось надійне, щось більш новаторське. Усі функції, такі як телефонія, камера, mp3-плеєр, з'являються в нових моделях мобільних телефонів. 4G надає всі ці зручності в мобільних телефонах. Побачивши особливості 4G, можна отримати приблизне уявлення про те, що можуть запропонувати мережі 5G. Є месенджер, фотогалерея та мультимедійні програми, які також стануть частиною 5G. Не було б різниці між ПК і мобільним телефоном, скоріше обидва діяли б навпаки.

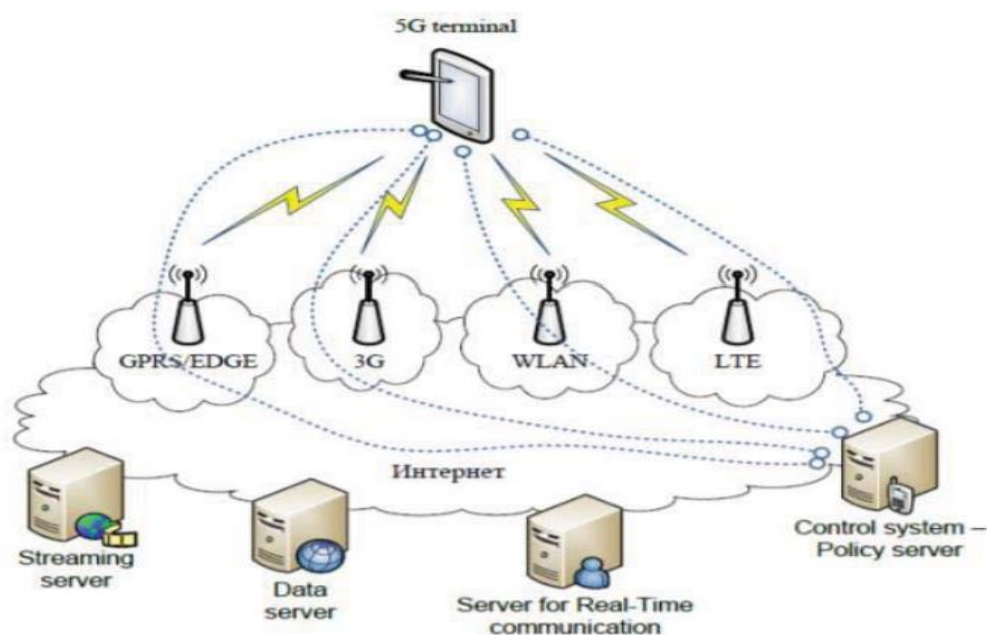


Рис. 1.3. Архітектура мобільної мережі 5G

На рис. 1.3. показано модель системи, яка пропонує дизайн мережевої архітектури для мобільних систем 5G, яка повністю базується на IP-моделі для взаємодії безпроводових і мобільних мереж. Система складається з терміналу користувача (який відіграє вирішальну роль у новій архітектурі) і ряду незалежних, автономних технологій радіодоступу. У кожному з терміналів кожна з технологій радіодоступу розглядається як IP-з'єднання із зовнішнім світом Інтернету. Однак для кожної технології радіодоступу (RAT) у мобільному терміналі має бути інший радіоінтерфейс. Наприклад, якщо потрібно мати доступ до чотирьох різних RAT, необхідно мати чотири різні специфічні інтерфейси

доступу в мобільному терміналі, і щоб усі вони були активними одночасно, щоб мати цю архітектуру функціональній. Перші два рівні OSI (каналу передачі даних і фізичний рівні) визначають технології радіодоступу, за допомогою яких надається доступ до Інтернету з більшою чи меншою мірою підтримки механізмів QoS, що далі залежить від технології доступу (наприклад, 3G і WiMAX мають явна підтримка QoS, тоді як WLAN не підтримує) . Потім поверх рівнів OSI-1 і OSI-2 знаходиться мережевий рівень, і цим рівнем є IP (Інтернет-протокол) у сучасному світі зв'язку, або IPv4, або IPv6, незалежно від технології радіодоступу. Мета IP полягає в тому, щоб забезпечити достатню кількість керуючих даних (у IP-заголовку) для правильної маршрутизації IP-пакетів, що належать до певних з'єднань додатків – сеансів між клієнтськими додатками та серверами десь в Інтернеті. Маршрутизація пакетів повинна здійснюватися відповідно до встановлених політик користувача. З'єднання додатків реалізуються між клієнтами та серверами в Інтернеті через сокети. Інтернет-сокети є кінцевими точками для потоків передачі даних. Кожен сокет мережі є уніфікованою та унікальною комбінацією локальної IP-адреси та відповідного локального транспортного порту зв'язку, цільової IP-адреси та цільового відповідного порту зв'язку та типу транспортного протоколу. Зважаючи на те, що встановлення зв'язку між клієнтом і сервером за допомогою Інтернет-протоколу необхідне для створення відповідного Інтернет-сокета, який однозначно визначається програмою клієнта та сервера. Це означає, що у разі взаємодії між різнорідними мережами та для вертикального хендвера між відповідними радіотехнологіями локальна IP-адреса та IP-адреса призначення повинні бути фіксованими та незмінними. Фіксація цих двох параметрів повинна забезпечити прозорість хендвера для наскрізного підключення до Інтернету, коли є мобільний користувач принаймні на одному кінці такого з'єднання. Щоб зберегти правильний макет пакетів і зменшити або запобігти втратам пакетів, маршрутизація до цільового пункту призначення та навпаки повинна бути унікальною та використовувати той самий шлях. Кожна технологія радіодоступу, яка доступна користувачеві для досягнення зв'язку з відповідним радіодоступом,

представлена відповідним IP-інтерфейсом. Кожен IP-інтерфейс у терміналі характеризується своєю IP-адресою та маскою мережі та параметрами, пов'язаними з маршрутизацією IP-пакетів у мережі. У звичайному міжсистемному хендовері зміна технології доступу (тобто вертикальний хендовер) означатиме зміну локальної IP-адреси. Тоді зміна будь-якого з параметрів сокета означає і зміну сокета, тобто закриття сокета і відкриття нового. Це означає завершення з'єднання та початок нового. Цей підхід не є гнучким і базується на сучасному Інтернет-спілкуванні.

## **1.2 Стандарти і специфікації**

Багато важливих розробок в інформаційних технологіях і комунікаціях, таких як Інтернет, Інтернет речей (ІоТ), хмарні обчислення та віртуалізація, були частково зумовлені міжнародними стандартами. Однак у всіх цих випадках більша частина технологій була розроблена та впроваджена напередодні універсально узгоджених стандартів. Випадок 5G зовсім інший. Хоча достатньо повний набір стандартів, заснований на фіксованих специфікаціях, тільки готується до реалізації, реалізації та розгортання, які передували цим стандартам і специфікаціям, передбачали їх остаточну форму. У всій екосистемі 5G, яка включає виробників пристроїв і компонентів, постачальників стільникових мереж, постачальників мережевого програмного забезпечення та розробників додатків, робота, виконана до введення першого набору стандартів у 2020 році, точно відповідає тому, що в кінцевому підсумку було стандартизовано. Існує загальна згода, що в майбутньому впровадження 5G відповідатиме стандартам. Оскільки розуміння 5G залежить від розуміння процесу розробки стандартів і змісту цих стандартів, цей розділ містить огляд. У цьому розділі йдеться про дві організації, які відповідають за розвиток 5G: Міжнародний союз електрозв'язку (ITU) і Проект партнерства третього покоління (3GPP). Процес розробки стандартів в основному відбувався в такій послідовності:

1. ITU видав і продовжує видавати стандарти, які називаються рекомендаціями, та інші документи, звіти про виклики, які визначають загальну концепцію 5G, а також технічні вимоги, вимоги до продуктивності та обслуговування для 5G.
2. На основі вимог ITU, а також вимог, створених національними та регіональними організаціями зі стандартизації та ринковими організаціями, 3GPP розробив і продовжує розробляти детальний набір технічних специфікацій для впровадження 5G.
3. ITU перевів ці специфікації в міжнародні стандарти (так звані рекомендації), які визначають, як реалізується 5G.

Цей процес триває, до вимог і технічних специфікацій додаються подальші вдосконалення та можливості.

**ITU-R and IMT-2020.** МСЕ є спеціалізованою установою ООН; отже, членами ITU є уряди. Представництво США розташоване в Державному департаменті. Статут ITU говорить, що він «несе відповідальність за вивчення технічних, експлуатаційних і тарифних питань і видачу Рекомендацій щодо них з метою стандартизації телекомунікацій у всьому світі». Його головною метою є стандартизація, наскільки це необхідно, методів і операцій у сфері телекомунікацій для досягнення наскрізної сумісності міжнародних телекомунікаційних з'єднань, незалежно від країни походження та призначення.

Що стосується 5G, двома відповідними компонентами ITU є Сектор радіозв'язку ITU (ITU-R) і Сектор стандартизації електрозв'язку ITU (ITU-T). Загалом, ITU-R видає стандарти, пов'язані з вимогами користувача та радіоінтерфейсом між мережею радіодоступу (RAN) і пристроями користувача. ITU-T видає стандарти, що стосуються RAN і базової мережі.

ITU-R відповідає за всю роботу ITU у сфері радіозв'язку. Основними видами діяльності ITU-R є:

- Розробка проекту рекомендацій ITU-R щодо технічних характеристик та операційних процедур для служб і систем радіозв'язку.



- Складіть посібники з управління спектром і нових послуг і систем радіозв'язку.
- Забезпечувати оптимальне, справедливе та раціональне використання радіочастотного спектру та ресурсів супутникової орбіти та координувати питання, пов'язані з послугами радіозв'язку та послугами безпроводового зв'язку

Мабуть, найвидатнішою ініціативою ІТУ-Р є проект Міжнародного мобільного зв'язку (ІМТ). ІМТ — це загальний термін, який використовується спільноту ІТУ для позначення широкосмугових мобільних систем. Він охоплює разом ІМТ-2000, ІМТ Advanced і ІМТ-2020, які відповідають 3G, 4G і 5G відповідно.

Роль ІТУ-Р у розвитку 5G через ІМТ-2020 включає розробку та прийняття наступного:

- Міжнародні правила використання радіочастотного спектру, які називаються Регламентом радіозв'язку (RR). Щоб врахувати прогрес технологій і зміни у використанні спектру, RR кожні чотири роки оновлюється Всесвітньою конференцією радіозв'язку ІТУ (WRC). RR є міжнародним договором, який є обов'язковим для 193 держав-членів ІТУ. Вони є основою для гармонізації спектру ІМТ у всьому світі.
- Глобальні стандарти для загальних вимог ІМТ та для його радіоінтерфейсу (рекомендації ІТУ-Р).
- Передовий досвід впровадження цих стандартів і правил (звіти та довідники ІТУ-Р).
- Критерії та процедури оцінки поданих технологій для ІМТ-2020, а також шаблони подання, які ініціатори повинні використовувати для організації інформації, необхідної для подання технології-кандидата на оцінку.

**ІТУ-Т and ІМТ-2020.** ІТУ-Т виконує цілі ІТУ щодо стандартизації телекомунікацій шляхом вивчення технічних, експлуатаційних і тарифних питань і ухвалення рекомендацій щодо них з метою стандартизації телекомунікацій у всьому світі.

Стосовно ІМТ-2020 роль ІТУ-Т доповнює роль ІТУ-Р. ІТУ-Р розробляє та приймає міжнародні правила використання радіочастотного спектру. ІТУ-Р також розробляє та приймає глобальні стандарти для загальних вимог ІМТ та для його радіоінтерфейсу, а також найкращі практики впровадження цих стандартів і правил. ІТУ-Т визначає вимоги до загальних нерадіоаспектів мережі ІМТ-2020, особливо щодо роботи мережі та підтримки вимог до послуг.

У той час як рекомендації та звіти ІТУ-Р наголошують на характеристиках радіоінтерфейсу, ІТУ-Т зосереджується на підвищеній наскрізній гнучкості, використовуючи переваги програмно-визначеної мережі (SDN), віртуалізації мережевих функцій (NFV) і хмарних обчислень. . Рекомендація ІТУ-Т Y.3101 (Вимоги до мережі ІМТ-2020, квітень 2018 р.) перераховує такі цілі щодо ІМТ-2020:

- Зведена до мінімуму залежність від мережевих технологій доступу.
- Боротьба з вибухом дорожнього руху в міських районах.
- Легке включення майбутніх служб.
- Забезпечення економічно ефективної інфраструктури.
- Розширення географічного охоплення мережі.

**Вимоги.** ІТУ-Т Y.3101 визначає вимоги ІМТ-2020 до RAN і базової мережі у двох категоріях: з точки зору обслуговування та з точки зору роботи мережі.

**Вимоги з точки зору обслуговування.** ІТУ-Т використовує ті самі три сценарії використання, визначені ІТУ-Р: eMBB, mMTC і URLLC. Для eMBB ІТУ-Т Y.3101 визначає такі вимоги:

- Можливості підтримки, щоб впоратися з вибухом трафіку мобільних даних. Приклад, наведений у Y.3101, полягає в переміщенні деяких мережевих функцій на край базової мережі.
- Бути гнучкими та стійкими, щоб підтримувати послуги з надвисокою пропускнуою здатністю. Приклади, наведені для цієї вимоги, включають периферійні обчислення та нарізку мережі.

- Ефективно підтримувати локальне розвантаження. Це стосується ефективного переміщення функціональних можливостей мережі до краю мережі.
- Підтримувати різноманітні технології мобільного переднього зв'язку (MFH) і мобільного зворотного зв'язку (MBH), щоб впоратися з екстремальною щільністю трафіку або з'єднання. MFH стосується мережевих з'єднань між централізованими радіоконтролерами та віддаленими радіоблоками базової станції. MBH відноситься до мережевого шляху між системами базових станцій і базовою мережею.

Для mMTC ITU-T Y.3101 визначає такі вимоги:

- Ефективна підтримка величезної кількості пристроїв МТС.
- Мінімізувати затори на дорогах, які можуть бути спричинені великою кількістю пристроїв МТС.
- Підтримка незмінної наскрізної (E2E) якості обслуговування (QoS) навіть за наявності великої кількості одночасних з'єднань.

Для URLLC ITU-T Y.3101 визначає такі вимоги:

- Підтримка підвищеної надійності обслуговування відповідно до вимог до обслуговування. Прикладом, наведеним у Y.3101, є можливість копіювати та кешувати вміст у вузлах мережі.
- Забезпечувати покращену продуктивність обслуговування, зменшивши затримку E2E відповідно до вимог до обслуговування.

**Вимоги з точки зору функціонування мережі.** ITU-T Y.3101 перераховує такі вимоги з точки зору функціонування мережі:

- **Гнучкість і програмованість мережі:** це головна вимога до мереж IMT-2020. Мережа повинна мати можливість підтримувати широкий спектр пристроїв, користувачів і програм із змінними вимогами до кожного. Важливими поняттями в цьому відношенні є віртуалізація мережевих функцій (NFV), поділ площини користувача та керування та нарізка мережі.

- **Конвергенція фіксованого мобільного зв'язку:** ціль цієї вимоги полягає в забезпеченні безперервного інтегрованого доступу абонентів через мережі множинного доступу.
- **Розширене керування мобільністю:** мережа має підтримувати широкий спектр варіантів мобільності.
- **Виявлення мережевих можливостей:** Мережа ІМТ-2020 повинна забезпечувати відповідні способи (наприклад, через API) надання мережевих можливостей і відповідної інформації (наприклад, інформації для підключення, QoS і мобільності) третім сторонам. Це дозволяє третім сторонам динамічно налаштовувати можливості мережі для різноманітних випадків використання в межах, встановлених оператором мережі ІМТ-2020.
- **Ідентифікація та автентифікація:** має бути єдиний підхід до механізмів ідентифікації та автентифікації користувача та пристрою.
- **Безпека та захист персональних даних:** мережа ІМТ-2020 повинна забезпечувати ефективні механізми для збереження безпеки та захисту персональних даних для різних типів пристроїв, користувачів і послуг, включаючи швидку адаптацію до динамічних змін мережі.
- **Ефективна сигналізація:** Є два аспекти цієї вимоги. Механізми сигналізації повинні бути розроблені таким чином, щоб зменшити ризики вузьких місць керування та передачі даних. Крім того, мережа повинна забезпечувати легкі протоколи сигналізації та механізми для розміщення пристроїв з обмеженими ресурсами.
- **Контроль якості обслуговування:** мережа повинна підтримувати різні рівні QoS для різних послуг і програм.
- **Управління мережею:** мережа повинна забезпечувати уніфіковану структуру керування мережею для підтримки взаємодії різних провайдерів і керування застарілими мережами.

- **Оплата:** мережа IMT-2020 повинна підтримувати різні політики тарифікації та вимоги мережевих операторів і постачальників послуг, у тому числі третіх сторін, які можуть брати участь у розгортанні даної мережі IMT-2020. Підтримувані моделі заряджання включають, але не обмежуються цим, заряджання на основі обсягу, часу, сеансу та програми.
- **Взаємодія з мережами, що не належать до IMT-2020:** мережі IMT-2020 повинні підтримувати прозору для користувача взаємодію з існуючими мережами.
- **Розгортання та міграція мережі IMT-2020:** проект мережі повинен передбачати поступове розгортання з можливостями міграції для послуг і пов'язаних користувачів.

Випуски 3GPP. 3GPP використовує систему паралельних версій, які надають розробникам стабільну платформу для впровадження функцій у певний момент, а потім дозволяють додавати нові функції в наступних випусках. Випуски розміщуються в шаховому порядку, і робота над кількома випусками виконується паралельно на різних етапах. Коли випуск завершено, це означає, що всі нові функції функціонально заморожені та готові до впровадження. Крім того, кожен випуск 3GPP є самодостатнім, що означає, що можна побудувати стільникову систему на основі набору заморожених специфікацій у цьому випуску. Таким чином, випуски не просто містять нещодавно реалізовані функції, а натомість вводяться у високоітераційний спосіб, який базується на попередніх випусках.

У табл. 1.1 наведено інформацію про три випуски, пов'язані з 5G, які були завершені або реалізовані станом на початок 2021 року. Випуск 15 надав раннє визначення корисних функцій 5G, щоб забезпечити розгортання до 2020 року. Наступні випуски поступово додають більше функціональних можливостей. Випуск 16 дуже нагадує початковий набір рекомендацій IMT-2020, виданих ITU у 2020 році. Випуск 17 містить низку вдосконалень, особливо в радіоінтерфейсі та RAN. Станом на початок 2021 року тривала попередня робота над випуском 18, часові рамки не розроблено.

Таблиця 1.1.

## Релізи 3GPP для 5G

Реліз	Статус	Функціональне заморожування	Дата закінчення
Реліз 17	Відкритий	18.03.2022	10.06.2022
Реліз 16	Заморожений	3.03.2020	3.07.2020
Реліз 15	Заморожений	22.03.2019	06.06.2019

Після заморожування випуску TSG не можуть додавати додаткові функції до специфікацій. Однак детальні специфікації протоколу можуть бути ще не завершеними. Кінцева дата, наведена в табл. 1.1, є лише орієнтовною, оскільки для кожного випуску можна очікувати значну кількість уточнень і виправлень протягом принаймні двох років після цієї дати.

### 1.3 Multiple-User MIMO

Якщо передавач і приймач реалізують систему з кількома антенами, це називається системою з декількома входами/багатьма виходами (MIMO). Системи 5G широко використовують антенні системи MIMO. Ключовими особливостями є антени базової станції, що складаються з великих антенних решіток, використання формування променя та використання керування променем, усе це описано далі.

Як показано на рис. 1.4, також можливі три інші важливі способи використання антенних решіток.

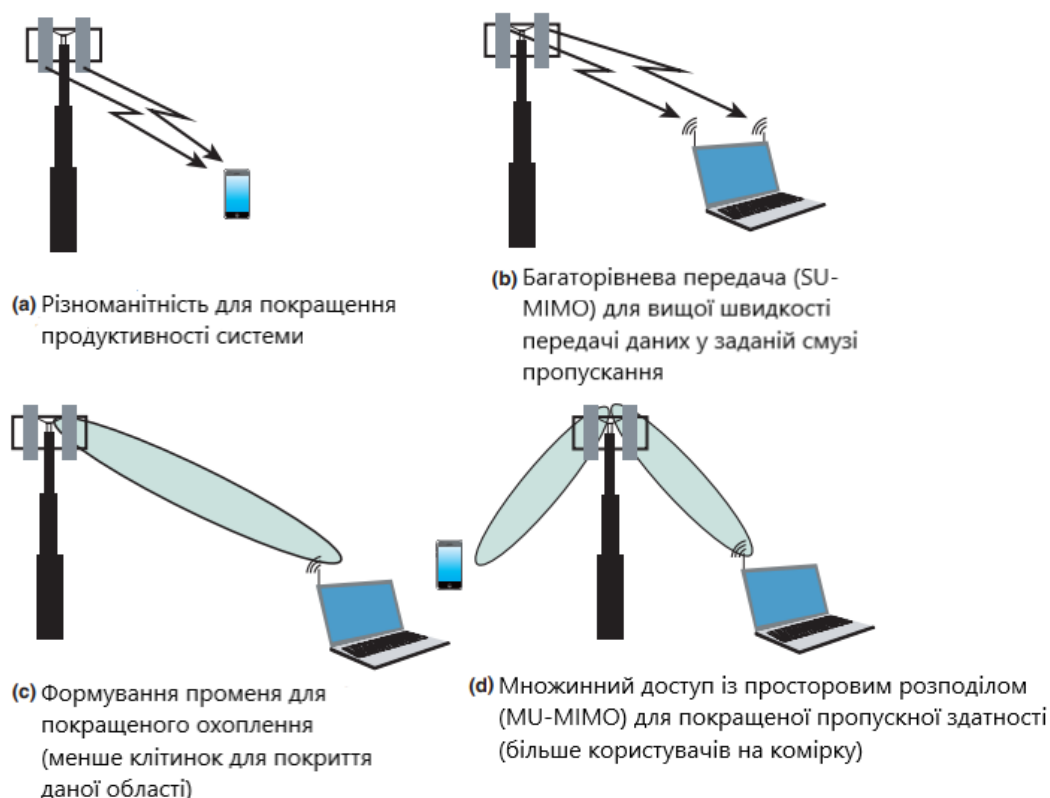


Рис. 1.4 Чотири використання MIMO

Чотири варіанти використання MIMO:

- **Різноманітність:** просторове рознесення може бути досягнуто для того, щоб дозволити кілька прийнятих сигналів через кілька передавальних та/або приймальних антен. Якщо рознесення не може бути досягнуто для повної незалежності сигналу, деякі переваги просторового рознесення все одно можна досягти.
- **Кілька потоків:** кілька паралельних потоків даних можуть протікати між парами передавальних і приймальних антен.
- **Формування променя:** кілька антен можна налаштувати для створення спрямованої спрямованості антени для фокусування та збільшення енергії на цільових одержувачів.

- **Багатокористувацький MIMO:** за наявності достатньої кількості антен MIMO спрямовані промені антени можна встановити для кількох користувачів одночасно.

Сучасні системи реалізують конфігурації MIMO до  $4 \times 4$  (4 входи, 4 виходи) і  $8 \times 8$ . У специфікаціях схвалено до 8 антенних систем на антенну решітку, а для 5G передбачені двовимірні решітки з 64 або більше антен.

Архітектура антени MIMO стала ключовою технологією в розвитку високошвидкісних безпроводових мереж, включаючи локальні мережі Wi-Fi IEEE 802.11 і 4G і 5G. MIMO використовує просторовий вимір для покращення безпроводових систем з точки зору пропускної здатності, діапазону та надійності. Разом технології MIMO та OFDM утворюють наріжний камінь нових широкосмугових безпроводових мереж.

Багатокористувацький MIMO (MU-MIMO) розширює основну концепцію MIMO на кілька кінцевих точок, кожна з яких має кілька антен. Перевага MU-MIMO порівняно з однокористувацьким MIMO полягає в тому, що доступна ємність може бути спільною для задоволення потреб, що змінюються в часі. Методи MU-MIMO використовуються як у Wi-Fi, так і в стільникових мережах 4G і 5G.

Існує дві програми MU-MIMO:

- Висхідна лінія (Uplink) — канал множинного доступу (MAC): за допомогою MIMO-MAC кілька кінцевих користувачів одночасно передають дані на одну базову станцію.
- Низхідна лінія (Downlink) — ширококомунікаційний канал (BC): за допомогою MIMO-BC базова станція передає окремі потоки даних кільком незалежним користувачам.

MIMO-MAC використовується на висхідному каналі для забезпечення множинного доступу до абонентських станцій. Загалом системи MIMO-MAC перевершують MIMO типу «точка-точка», особливо якщо кількість приймальних антен перевищує кількість передавальних антен у кожного користувача. Для



розділення сигналів, що передаються користувачами, використовуються різні методи виявлення кількох користувачів.

МІМО-ВС використовується на каналі низхідної лінії зв'язку, щоб дати можливість базовій станції передавати різні потоки даних кільком користувачам в одному діапазоні частот. МІМО-ВС складніше реалізувати, ніж МІМО-МАС. Застосовувані методи передбачають обробку символів даних на передавачі для мінімізації інтерференції користувачів.

## 1.4 Принципи МІМО

У схемі МІМО передавач і приймач використовують кілька антен. Потік вихідних даних ділиться на  $n$  підпотоків, по одному для кожної з  $n$  передавальних антен. Окремі підпотоки є входом для передавальних антен (багато входів). На приймальному кінці  $m$  антен приймають передачі від  $n$  вихідних антен за допомогою комбінації передачі прямої видимості та багатопроменевого поширення, як показано на рис. 1.5. Вихідні сигнали від усіх  $m$  приймальних антен (багато вихідних) об'єднуються. З великою кількістю складної математики результатом є набагато кращий сигнал прийому, ніж можна досягти з однією антеною або кількома частотними каналами. Зверніть увагу, що терміни вхід і вихід відносяться до входу в канал передачі і виходу з каналу передачі відповідно.

Системи МІМО характеризуються кількістю антен на кожному кінці безпроводового каналу. Таким чином, система  $8 \times 4$  МІМО має 8 антен на одному кінці каналу та 4 на іншому кінці. У конфігураціях із базовою станцією перше число зазвичай означає кількість антен на базовій станції. Існує два типи схем передачі МІМО:

- **Просторова рознесеність:** однакові дані кодується та передаються через декілька антен, що фактично збільшує потужність у каналі пропорційно кількості передавальних антен. Це покращує відношення сигнал/шум (SNR) для продуктивності краю комірки. Крім того, різноманітне багатопроменеве завмирання пропонує кілька «видів» переданих даних на приймачі, таким

чином підвищуючи надійність. У багатопроменевому сценарії, коли кожна приймальна антена буде відчувати різні перешкоди, існує висока ймовірність того, що якщо одна антена зазнає високого рівня завмирання, інша антена має достатній рівень сигналу.

- **Просторове мультиплексування:** вихідний потік даних розподіляється між передавальними антенами. Приріст пропускної здатності каналу пропорційний кількості доступних антен у передавача чи приймача, залежно від того, що менше. Просторове мультиплексування можна використовувати, коли умови передачі є сприятливими та на відносно короткі відстані порівняно з просторовим рознесенням. Приймач повинен виконати значну обробку сигналу, щоб відсортувати вхідні підпотоки, усі з яких передаються в одному частотному каналі, і відновити окремі потоки даних.

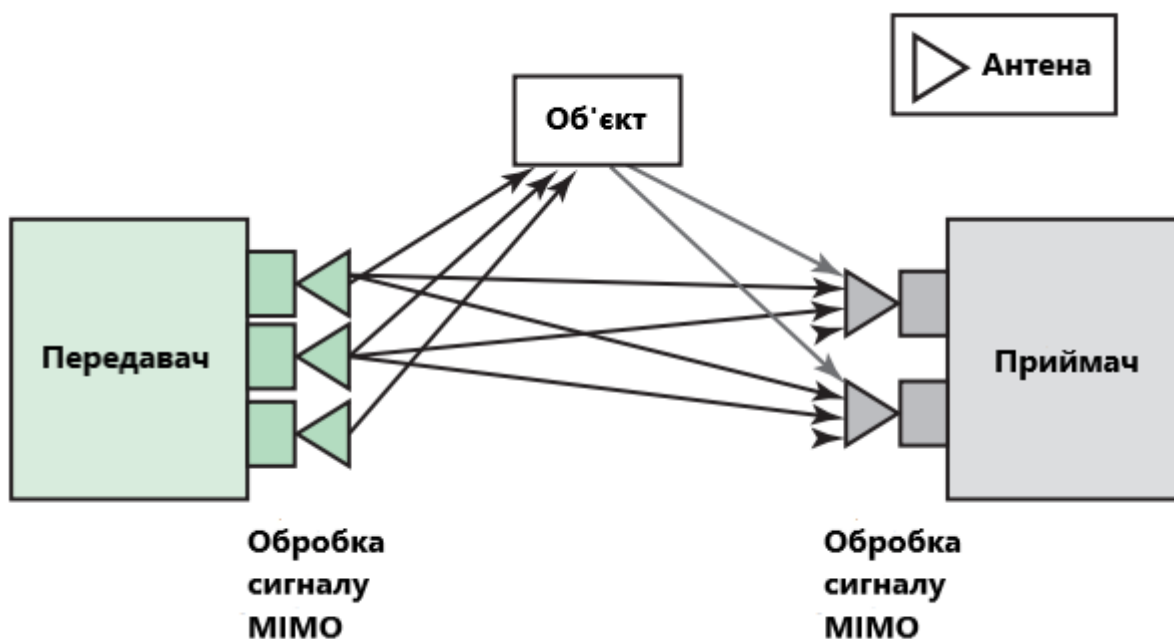


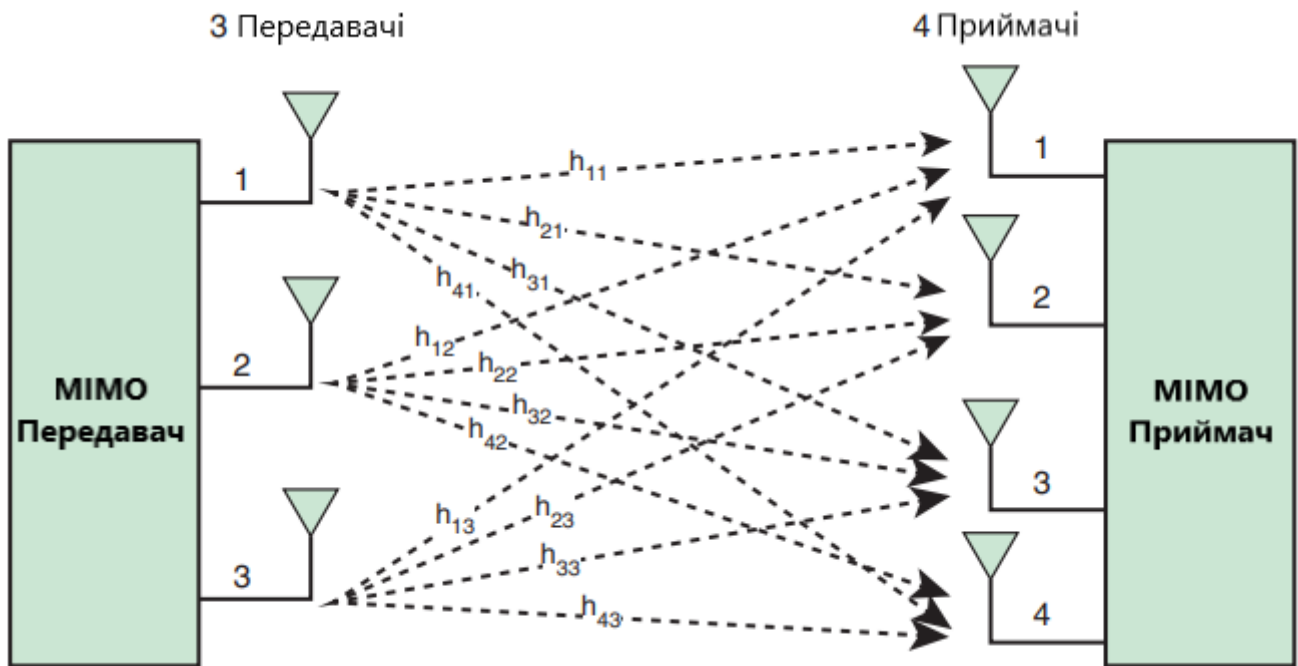
Рис. 1.5 Схема MIMO

Для просторового мультиплексування існує багатоканальний канал, який можна виразити як  $\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{c} + \mathbf{n}$ , де  $\mathbf{y}$  — вектор прийнятих сигналів,  $\mathbf{c}$  — вектор переданих сигналів,  $\mathbf{n}$  — додатковий компонент шуму, а  $\mathbf{H} = [h_{ij}]$  є матрицею

каналу  $r \times t$ , де  $r$  є кількістю приймальних антен, а  $t$  – кількістю передавальних антен. Кількість потоків просторових даних становить  $\min[r, t]$ . На рис. 1.6. показано канал із трьома передавачами та чотирма приймачами. Рівняння для цієї конфігурації таке:

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ y_3 \\ y_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & h_{31} \\ h_{21} & h_{22} & h_{32} \\ h_{31} & h_{32} & h_{33} \\ h_{41} & h_{42} & h_{43} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} c_1 \\ c_2 \\ c_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \\ n_3 \end{bmatrix}$$

$h_{ij}$  є комплексними числами  $x+jz$ , які представляють як середнє амплітудне загасання ( $x$ ) по каналу, так і фазовий зсув, що залежить від шляху ( $z$ ), а  $n_i$  є додатковими компонентами шуму. Приймач вимірює підсилення каналу на основі навчальних полів, що містять відомі шаблони в преамбулі пакета, і може оцінити переданий сигнал.



3 передавальні антени

$$H = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & h_{13} \\ h_{21} & h_{22} & h_{23} \\ h_{31} & h_{32} & h_{33} \\ h_{41} & h_{42} & h_{43} \end{bmatrix} \left. \vphantom{\begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & h_{13} \\ h_{21} & h_{22} & h_{23} \\ h_{31} & h_{32} & h_{33} \\ h_{41} & h_{42} & h_{43} \end{bmatrix}} \right\} 4 \text{ приймальні антени}$$

Рис. 1.6 Схема 3×4 MIMO

### 1.5 Еволюція стільникових антен

На рисунку 1.7 з [SAUN18] показано, що технологія стільникових антен по суті пройшла через чотири покоління:



на волоконно-оптичні кабелі. RRU дозволяє системі розгортати одну або більше антен на відстані від базової станції. У випадку 4×4 MIMO та 8×8 MIMO кілька віддалених пристроїв підключаються до кількох антен MIMO.

- **Покоління 3:** Схема покоління 2 може, в принципі, лінійно масштабуватися зі збільшенням складності MIMO. Недоліками є безлад у вишках стільникового зв'язку, а також проблеми з вартістю та складністю. Щоб подолати ці недоліки, антенна технологія третього покоління забезпечує більш компактні антенні системи. Інтегрована антена радіо (IAR) інтегрує радіоблок і антену в обтічник, де радіо з'єднується з антенною решіткою. Таке розташування позбавляє окремих віддалених блоків, натомість забезпечує інтегровані приймачі, MIMO та апаратне забезпечення формування променя в тій самій збірці, що й антена. Таке розташування також усуває потребу в окремих коаксіальних кабелях для кожного елемента антени.
- **Покоління 4:** для підтримки mmWave 5G вимагає використання масивних MIMO-антен принаймні 64×64. Покоління 4 інтегрує кілька радіоприймачів всередині антени, де кожна радіостанція з'єднується зі спеціальним антенним елементом для формування масиву. Масивний MIMO забезпечує більш складну можливість формування променя та управління променем, а також більш вузьку діаграму спрямованості антени.

Кожне покоління базових станцій забезпечує покращення в одній або кількох критичних сферах: краща продуктивність радіозв'язку, менша робоча потужність, зменшений розмір або швидший час встановлення [5GAM19]. Наприклад, при переході від BTS до RRU енергоспоживання скоротилося на 50%, а втрати на низхідній лінії зв'язку – на 3 дБ. Перехід від RRU до IAR спостерігав зменшення розміру на 40%, потужність на 8% і зменшення втрат у низхідній лінії зв'язку на 1 дБ. Покоління 4 AAS досягає ще вищого рівня продуктивності.

## 1.6 Формування променя

Формування променя є однією з важливих технологій у розробці передових стільникових антенних систем. Формування променя – це техніка, за допомогою якої антенну решітку можна керувати для передачі радіосигналів у певному напрямку. Замість того, щоб просто транслювати енергію/сигнали в усіх напрямках, антенні решітки, які використовують формування променя, визначають напрямок інтересу та надсилають/отримують сильніший промінь сигналів у цьому конкретному напрямку.

У цій техніці кожен елемент антени окремо подається сигналом, який потрібно передати. Фаза та амплітуда кожного сигналу потім додаються конструктивно та деструктивно таким чином, що вони концентрують енергію у вузькому пучку або пелюстці. Різноманітні передані сигнали зливаються в повітрі за допомогою нормальної когерентності електромагнітних хвиль, утворюючи таким чином віртуальний промінь у заздалегідь визначеному напрямку. Щоб зрозуміти, як працює ця процедура, розглянемо сигнал, який подається на різні елементи антени, зміщені по фазі на різні величини для кожного елемента. Тепер уявіть передану енергію від кожного елемента під кутом  $45^\circ$ . У будь-якій точці цієї лінії  $45^\circ$  відстань, яку проходять електромагнітні хвилі від різних елементів антени, неоднакова. Якщо фазовий зсув такий, що під кутом  $45^\circ$  сигнали від усіх елементів антени досягають однієї фази, то промінь найсильніший у цьому напрямку.

Рис. 1.8. показує ефект. Існує одна головна пелюстка в тому напрямку, де численні сигнали підсилюють один одного максимальною мірою. В інших напрямках існує більше перешкод і заглушення між сигналами, більшою чи меншою мірою, утворюючи слабші бічні пелюстки. На рис. 1.8. зображено лише три бічні пелюстки, хоча насправді таких пелюсток багато, кожна значно слабша за головну. Загалом головна пелюстка стає більш домінантною та вузькою, оскільки до решітки додається більше елементів антени.

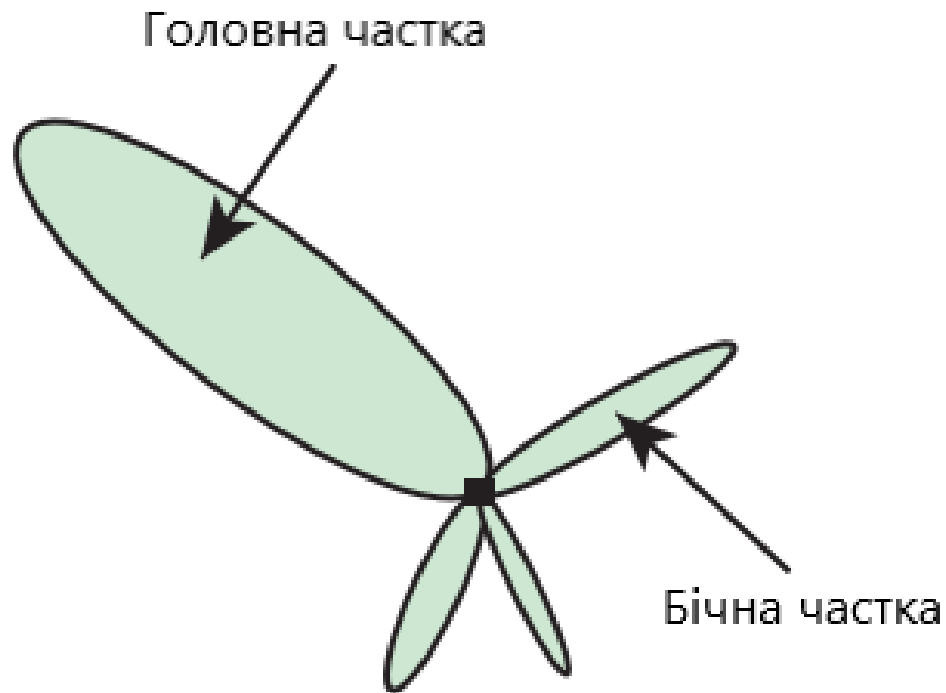


Рис. 1.8 Ілюстрація формування променя

Формування променя має такі переваги:

- **Вищий SNR:** високоспрямована передача збільшує бюджет зв'язку, покращуючи радіус дії як для відкритого простору, так і для проникнення в приміщення.
- **Запобігання та придушення перешкод:** Формування променя переважає над перешкодами в одному каналі (CCI), що пояснюється далі, завдяки використанню переваг просторових властивостей антен.
- **Вища ефективність мережі:** Завдяки суттєвій мінімізації CCI формування променя дозволяє розгортати набагато щільніше, ніж це можливо в системах з однією антеною.

Перешкоди спільного каналу можуть виникати, коли той самий діапазон частот використовується у двох стільниках, які розташовані відносно близько одна до одної. Якщо умови відповідні, енергії від сигналу в одній комірці може бути достатньо, щоб бути помітною в іншій комірці та заважати локальному



сигналу, створюючи помилки. З сильно спрямованими променями ймовірність перешкод значно зменшується.

Керування променями стосується методів і процесів, які використовуються для досягнення передачі та прийому даних через відносно вузькі промені. Формування променя та керування променями мають важливе значення для використання діапазону mmWave через повітряний інтерфейс 5G. Вузькі промені необхідні для компенсації великих втрат на шляху та блокування. З використанням вузьких променів, особливо якщо UE є мобільним, керування променем забезпечує засоби як для антени базової станції, так і для бортової антени UE, щоб «приєднатися» до променя, який забезпечує оптимальний шлях від передавача до приймача.

Регулюючи параметри фази та амплітуди, MIMO-антена може генерувати кілька променів, причому кожен промінь покриває частину зони комірки. Для передачі по низхідній лінії зв'язку мета керування променем полягає у виборі променя передачі до UE, щоб UE могло приймати сигнал із найвищою потужністю та найкращим SNR. Для передачі по висхідній лінії зв'язку базова станція намагається вибрати приймальний промінь для UE з найкращим посиленням формування променя прийому. Подібним чином, якщо антенна система UE здатна формувати промінь, UE може використовувати промені для покращення якості зв'язку.

Процедура керування променем включає формування променя, розгортку променя, вимірювання променя, визначення променя та звіт про промінь, як показано на рис. 1.9, з [YUE17], який вказує на такі елементи в контексті передачі по низхідній лінії зв'язку:

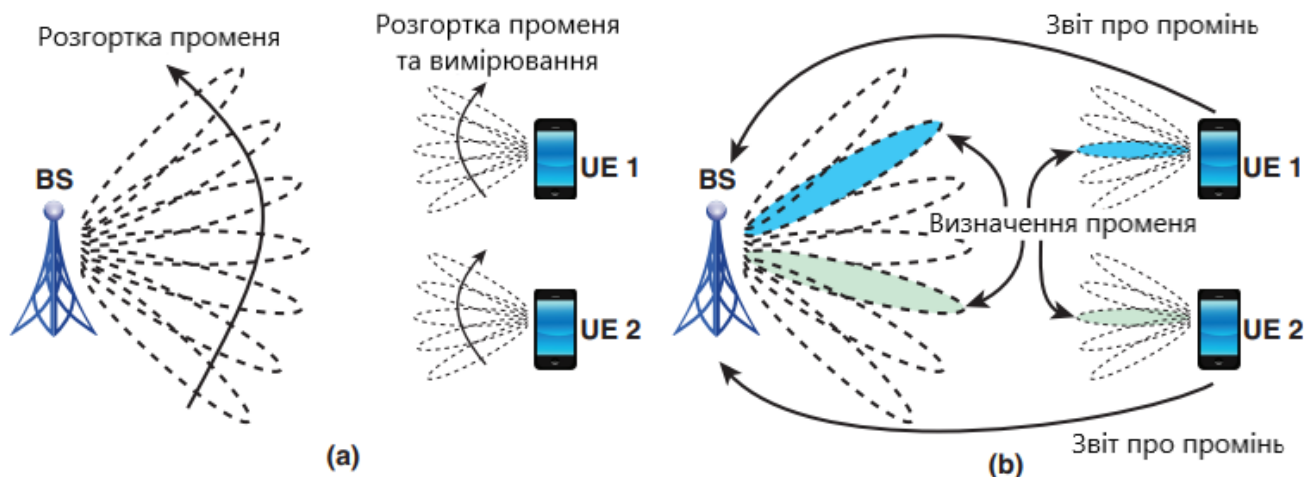


Рис. 1.9 Процедури керування променем із передачею по низхідній лінії зв'язку

- **Розгортка променя:** антена базової станції (тобто вузол мережі радіодоступу 5G gNB) передає промені в заздалегідь визначеній послідовності для вимірювання променя на стороні UE.
- **Вимірювання променя:** UE вимірює характеристики отриманих сигналів у формі променя.
- **Визначення променя:** UE вибирає оптимальний промінь. По суті, UE ізолює приймальний промінь, що забезпечує найкращий прийом. Найкращі результати досягаються, коли пара променів передачі та прийому є оптимальною для розташування UE в даний момент часу.
- **Звіт про промінь:** UE повідомляє gNB інформацію на основі вимірювання променя

Управління променем — це безперервний динамічний процес, який передбачає вибір початкової пари променів і подальшу зміну вибору в міру зміни умов передачі/прийому.

**FD-MIMO.** Термін повнорозмірна MIMO (FD-MIMO) або 3D-MIMO відноситься до антенної системи MIMO, яка здатна змінювати напрямок променя як у горизонтальному (азимут), так і у вертикальному (висота) вимірах, як показано на рис. 1.10. Таким чином, FD-MIMO може проектувати промінь у будь-якому напрямку в тривимірному просторі.

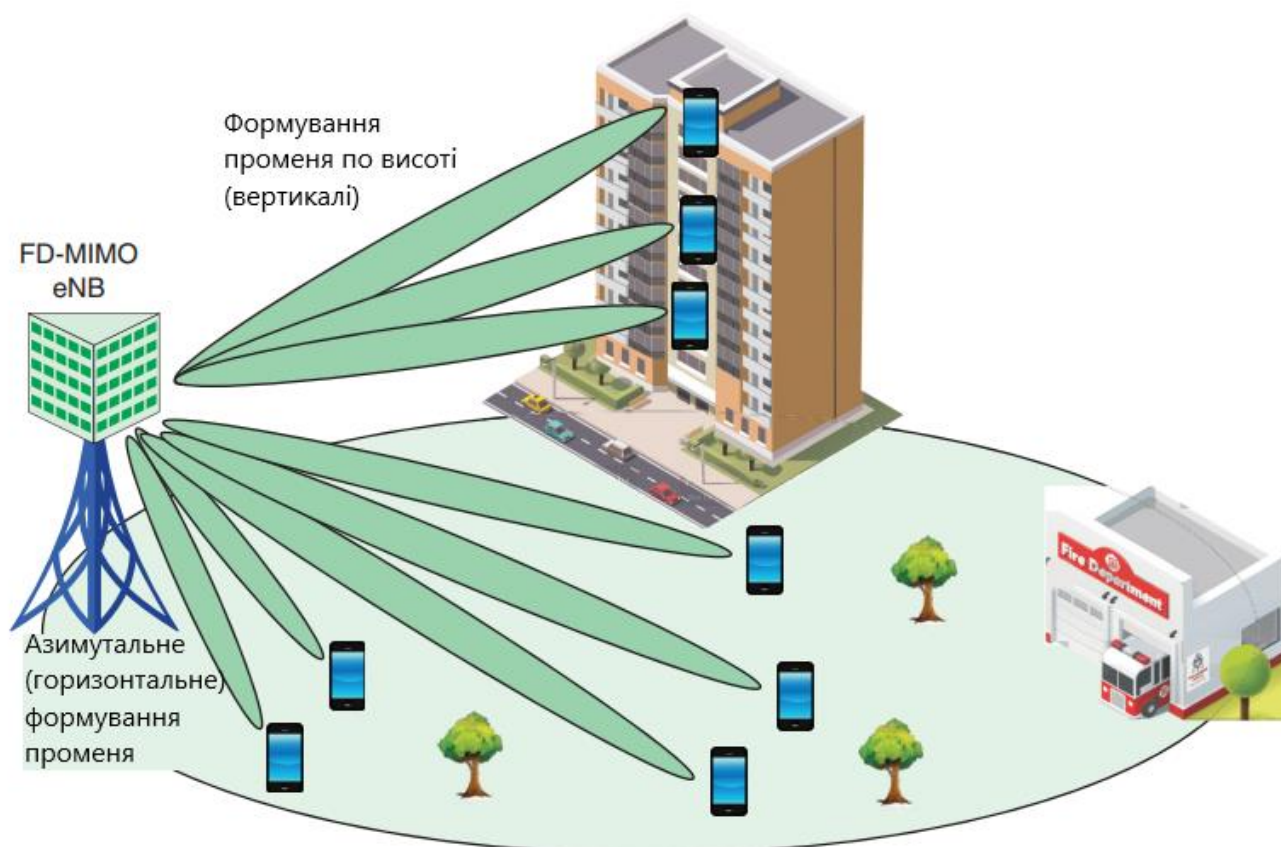


Рис. 1.10 FD-MIMO

Більш ранні схеми MIMO засновані на двовимірному горизонтальному формуванні променя. Збільшення кількості елементів антени в останніх системах MIMO дозволяє використовувати вертикальний розмір для формування променя. Це має переваги, особливо в густонаселеному міському середовищі. Можливість регулювати передані промені у вертикальному вимірі може покращити потужність прийнятого сигналу терміналів глибоко всередині висотних будинків і допомогти подолати деякі втрати проникнення в будівлі. FD-формування променя також є перевагою для внутрішнього розгортання у висотних будинках, де одна базова станція може оптимізувати покриття на кількох поверхах. Такі методи безпосередньо підвищують спектральну ефективність.

Відмінною та необхідною характеристикою антени FD-MIMO є те, що елементи антени розташовані у двовимірному (2D) масиві, на відміну від лінійного розташування ранніх систем MIMO. Перевагою двовимірної антенної

решітки є те, що вона зменшує форм-фактор антени порівняно з лінійною антенною решіткою, яка використовувалася в попередніх системах.

## 1.7 Massive MIMO

Використовуючи технологію AAS, можна розгорнути двовимірні решітки з великою кількістю антен, розміщених на площині; це називається масивною конфігурацією MIMO (mMIMO). Більша кількість приймачів (TRx) на антені означає більше ступенів свободи для зміни діаграми спрямованості переданого сигналу залежно від розташування приймача.

Massive MIMO — це збільшена версія звичайних малих систем MIMO. Як показано на рис. 1.11, з [ALBR19], система mMIMO включає велику кількість (практично кілька десятків або сотень, а теоретично до тисяч) елементів антени базової станції для обслуговування кількох користувачів одночасно з гнучкістю визначати, яких користувачів планувати для прийому в будь-який час. Найпоширеніша концепція mMIMO передбачає, що термінали користувача мають лише одну антену, а кількість антен на базовій станції значно перевищує кількість обслуговуваних користувачів. Однак мобільні телефони все частіше оснащуються кількома антенами, що забезпечує більшу гнучкість .

Масивний MIMO реалізований у двох різних підходах до дуплексування — дуплексування з частотним поділом (FDD) і дуплексування з поділом часу (TDD). FDD використовує різні частоти для низхідної (DL) і висхідної (UL). TDD використовує однакову частоту як для UL, так і для DL, з блоком часу, виділеним у кожному напрямку. TDD отримує переваги від взаємності каналів: оцінка каналу за допомогою UL може бути використана для формування променя DL, що призводить до зменшення накладних витрат.

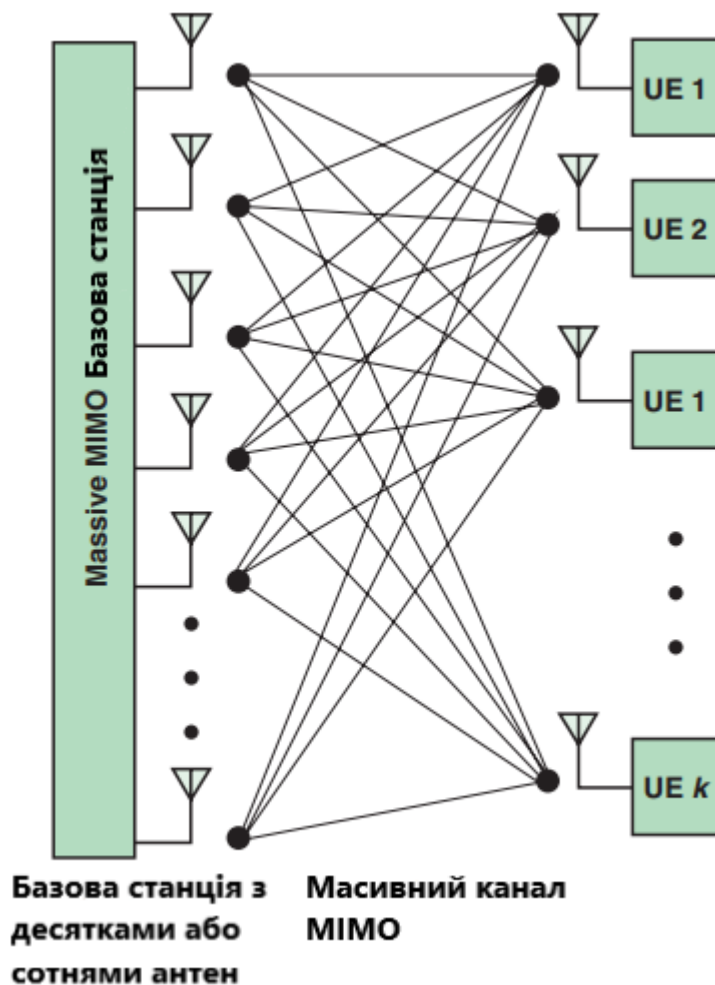


Рис. 1.11 Логічна архітектура Massive MIMO

Зі збільшенням кількості антен у системі MIMO збільшується три типи підсилення [BARR16, BUSA18]:

- **Коефіцієнт посилення антени:** збільшення кількості антен збільшує коефіцієнт підсилення антени, дозволяючи випромінювати енергію більш спрямованим чином до користувача, зменшуючи системні перешкоди та збільшуючи пропускну здатність. Для багатокористувацького MIMO посилення масиву пропорційне кількості антен за умови, що канали базової станції/UE демонструють ортогональність.
- **Збільшення різноманітності:** збільшення різноманітності стосується здатності використовувати просторову різноманітність. Просторове рознесення досягається шляхом надсилання кількох версій одного сигналу

через різні антени та комбінування їх у приймачі, покращуючи надійність сигналу. Для системи MIMO з  $M$  антенами на передавачі та  $N$  антенами на приймачі максимальний приріст рознесеності становить  $M \times N$ . Максимальне посилення досягається, якщо коефіцієнти завмирання  $M \times N$  є незалежними.

- **Підвищення мультиплексування:** просторове мультиплексування досягається шляхом передачі різних частин потоку даних між різними парами передавач/приймач. Таким чином, просторове мультиплексування повторно використовує діапазон частот, створюючи кілька каналів зв'язку та збільшуючи пропускну здатність. Залежно від характеристик SNR, MIMO може створювати до  $\min[M, N]$  незалежних потоків даних.

Однак збільшення кількості антен створює такі технічні проблеми [LU14, BUSA18]:

- **Обчислювальна складність:** обчислювальна складність для оцінки каналу, обробки сигналу та інших завдань на базовій станції зростає зі збільшенням кількості антен і користувачів.
- **Оцінка каналу:** для багатокористувацьких MIMO оцінка каналу стосується визначення характеристик передачі для повітряної лінії зв'язку між кожним UE і базовою станцією. Системи MIMO зазвичай використовують TDD, особливо зі збільшенням кількості антен. На рисунку 1.12 показаний спрощений вигляд розподілу часу, який використовується для заданого зв'язку, утворюючи кадр із трьома фазами роботи. Субкадр пілотного сигналу є послідовністю попередньо визначених символів, які використовуються базовою станцією для оцінки інформації про стан каналу. Кожне UE надсилає різну послідовність пілотних символів, щоб базова станція могла розрізнити користувачів.
- **Забруднення пілотного сигналу:** у кожному секторі або комірці пілотні сигнали від різних UE ортогональні, щоб запобігти перешкодам. Однак існує можливість виникнення перешкод між пілотними сигналами в сусідніх комірках, що називається забрудненням пілотних сигналів. [LU14] обговорює низку можливих методів пом'якшення

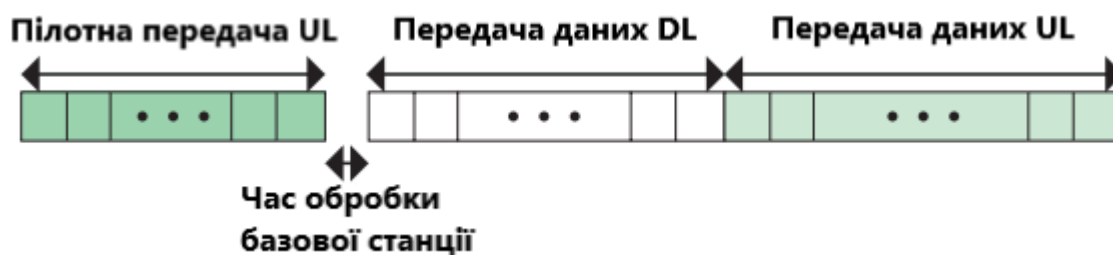


Рис. 1.12 Спрощена структура для кадру MIMO TDD

Табл. 1.2 з [BUSA18] підсумовує основні переваги та проблеми різних антенних технологій.

Таблиця 1.2.

## Переваги та проблеми для антенних технологій\*

Технологія антени	SISO	SU-MIMO	MU-MIMO	mMIMO
Збільшення різноманітності	x	✓	✓✓	✓✓✓✓
Посилення мультиплексування	x	✓✓	✓✓✓	✓✓✓✓
Посилення масиву	x	✓✓	✓✓	✓✓✓✓
Смуга пропускання мм хвиль	x	x	x	x
Обчислювальна складність	x	xx	xxx	xxxx
Завдання оцінки каналу	x	xx	xxx	xxxx
Проблема пілотного забруднення	x	xx	xxx	xxxx

\* x = виклик

✓ = користь

Кількість символів означає нормалізовану величину відносно SISO.

## 1.8 Активні антенні системи (AAS)

Активна антенна система (AAS) — це система, у якій радіочастотні (РЧ) компоненти, такі як підсилювачі потужності та трансивери, об'єднані з масивом антенних елементів. Це має низку переваг, зокрема:

- Зменшується площа ділянки.
- Розподіл радіофункцій на окремі антени всередині обтічника призводить до вбудованого резервування та покращення теплових характеристик.
- Розподілені трансивери підтримують розширені функції формування променя та підтримують FD-MIMO.
- Інтеграція активної трансиверної решітки та пасивної антенної решітки в один обтічник зменшує втрати кабелю.

На рис. 1.13. наведено спрощену картину різниці між пасивними та активними антенними системами. У пасивній системі з випромінювальним елементом антени в обтічнику об'єднаний лише фазоврацатель. Генератор, або збудник, який забезпечує форму опорного сигналу, а також допоміжні високочастотні тактові сигнали, розташований разом із модулем передавача/приймача (T/R). В системі активної антени модуль T/R розподіляється по кожному з елементів антенної решітки всередині обтічника.



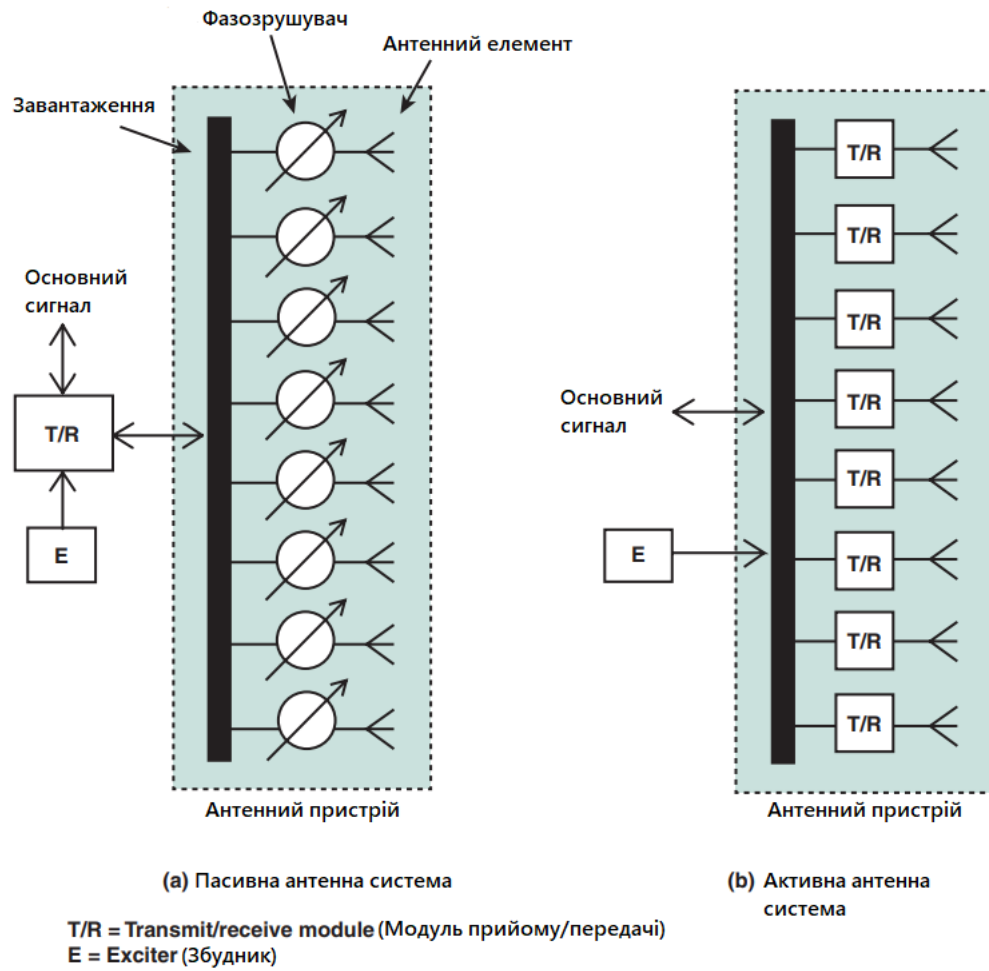


Рис. 1.13 Спрощений вигляд пасивних і активних антенних систем

## 2 МЕТОДИ ФОРМУВАННЯ ПРОМЕНЯ НАПРАВЛЕНОСТІ ДЛЯ ТЕХНОЛОГІЇ 5G

### 2.1 Огляд технологічних рішень 5G

У зв'язку з широким розгортанням стільникових систем «4G», галузь стільникового зв'язку шукає нові технології та нові моделі розгортання, щоб задовольнити постійно зростаючий попит на більш високі швидкості передачі даних і менші затримки за менших витрат. Враховуючи велику кількість спектра, доступного в діапазонах сантиметрових і мм-хвиль, проводяться значні дослідження щодо використання цих діапазонів (зокрема 20 ГГц 100 ГГц) для стільникових систем «5G», які, як очікується, будуть розгорнуті після 2020 року. Потенціал для пропускну здатність системи, набагато більша, ніж доступна в традиційних смугах стільникового зв'язку (наприклад, у 100 разів більша), а також потенціал для великомасштабних антенних решіток (через меншу довжину хвилі) роблять ці смуги привабливими для розгортання малих стільників з високою пропускну спроможністю для сценаріїв із великою кількістю користувачів. . Порівняно з традиційними системами стільникового зв'язку, що працюють на частоті близько 2 ГГц, передача в діапазонах радіохвиль має значно менш сприятливий бюджет зв'язку через нижчу вихідну потужність підсилювача потужності, більші втрати на тракті та більші втрати на затінення через значно зменшені ефекти дифракції та дисперсії. На щастя, менша довжина хвилі в мм-діапазоні означає, що в одній фізичній зоні можна розмістити більше антен. Тому очікується, що системи 5G мм-хвиль розгорнатимуть великомасштабні антенні решітки з десятками або навіть сотнями антен, щоб пом'якшити погані умови розповсюдження в цих діапазонах. Зокрема, розгорнувши більше антен в тій самій фізичній зоні, можна легко компенсувати збільшення втрат на шляху, скажімо, при переході з 30 ГГц на 70 ГГц. Технології з кількома антенами, які з великим успіхом розгорнуті в LTE Releases 8-11, обмежуються не більше ніж 8 антенними портами на точку передачі та зазвичай розгортаються з трансивером, керуючим

кожним антенним портом. Однак методологію MIMO в системах 4G і системах сантиметрових хвиль 5G не можна просто повторно використовувати в діапазонах радіохвиль, враховуючи потребу у більшій кількості антен, щоб подолати низький бюджет зв'язку. Крім того, з десятками чи сотнями антенних елементів використання трансивера за кожним антенним елементом споживатиме неприйнятну кількість енергії (особливо D/As та A/Ds), а також, ймовірно, буде непомірно дорогим, що означає орієнтовані на РЧ або гібридні підходи. (як РЧ, так і основна смуга) можуть бути більш привабливими. У цьому підрозділі буде представлено огляд рішень MIMO та формування променя для систем 5G см-хвилі та мм-хвилі. Буде описано базову смугу, радіочастотну та гібридну архітектури та розглядаємо різні питання реалізації, такі як калібрування масиву та отримання стану каналу для реалізації однокористувацьких (SU) та багатокористувацьких (MU) MIMO для систем 5G. Буде зосереджено на методах передачі MU-MIMO та порівнюємо продуктивність кількох кандидатів на методи: підхід радіочастотної «сітки променів», традиційний підхід з нульовою форсуванням передачі з обробкою базової смуги разом із підходами кодової книги та підходами направлення променя на основі коваріації. Буде показано, як помилки калібрування масиву можуть спричинити серйозне зниження продуктивності, і тому вони повинні бути важливим компонентом будь-якої стратегії передачі MIMO для систем 5G [1].

**Технологія MIMO для 5G мм-хвилі ELA.** Очікується, що системи 5G мм-хвиль Enhanced Local Area (ELA) будуть розгорнуті зі значно вищою смугою пропускання, ніж LTE (наприклад, 1-4 ГГц), тоді як системи см-хвиль матимуть смугу пропускання близько 100 МГц із формуванням радіочастотного променя, що розгортається з широкомасштабною антенною решіткою, дуплекс з часовим поділом є гарною альтернативою дуплексу з частотним поділом через можливість використовувати взаємність висхідної/низхідної лінії зв'язку для керування операцією формування променя. Комбінація одного трансивера, що працює з широкою смугою пропускання з формуванням радіочастотного променя, означає, що передавач не може легко виконувати частотно-селективне формування

променя, тому часове мультиплексування є кращим перед частотним. Мається на увазі, що частотно-селективне мультиплексування/планування не використовуватиметься, але для користувачів плануватиметься розподіл, який охоплюватиме всю смугу пропускання [1].

**Орієнтовані на базову смугу архітектури MIMO.** Технології з декількома антенами, що застосовуються базовими станціями макростільникового зв'язку LTE, як правило, використовують архітектуру, як показано на рис 1.1, де кожен порт антени керується трансивером, а методи з декількома антенами працюють у базовій смузі (тобто, архітектура MIMO базової смуги частот). Розширення багатопотокової передачі та прийому включають включення кількох вагових коефіцієнтів прийому та передачі в блок обробки основної смуги MIMO. Поточний стандарт LTE підтримує до 8 антенних портів на точку передачі, але концепція Massive MIMO або Full-Dimension MIMO розглядається для забезпечення більш ніж 8 портів з акцентом на MU високого рівня. -MIMO в LTE Rel-13. Ці методології передбачають наявність трансивера за кожною антеною, а також розглядаються для систем 5G для високих частот [1].

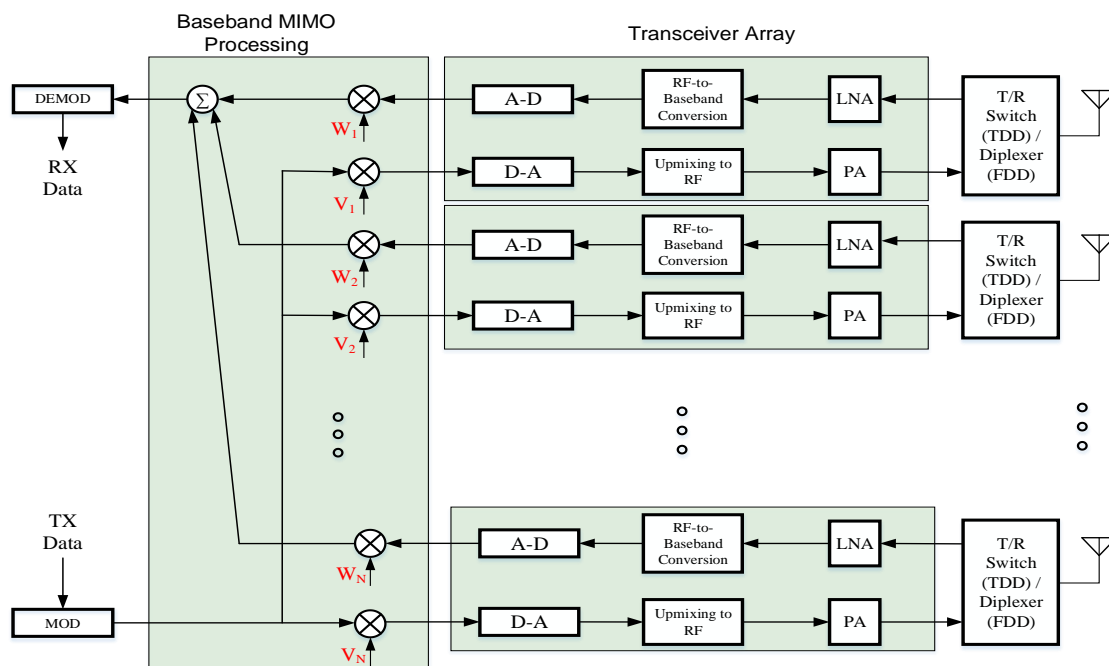


Рис. 2.1. Архітектура базової смуги MIMO - трансивер за кожним портом антени - єдиний просторовий потік при передачі та прийомі

**RF-орієнтована та гібридна MIMO архітектури.** Використання великомасштабних антенних решіток у мм-діапазонах хвиль створює низку проблем через високу смугу пропускання системи. Використання окремого трансивера за кожним елементом антени стає значно складнішим у великомасштабній решітці не лише з міркувань вартості, але також через те, що широка смуга пропускання вимагає дуже високошвидкісних процесорів A/D та D/A, які потребують значного енергоспоживання. У результаті для систем 5G розглядаються два альтернативних класи архітектур передавання та прийому: повністю радіочастотна архітектура, де керування MIMO та формуванням променя виконується на РЧ, і гібридна архітектура, де керування MIMO та формуванням променя здійснюється розділений між РЧ і основною смугою. На рис 2.2 показана архітектура RF MIMO, де один трансивер управляє антенною решіткою, а обробка решітки передачі та прийому виконується за допомогою радіочастотних компонентів, які мають фазовий зсув і потенційні можливості регулювання посилення. На рис 2.3 показаний приклад гібридної архітектури, де два потоки формуються променем на радіочастоті на додаток до обробки основної смуги MIMO [1].

**Підхід сітки променів.** Ключовою проблемою розробки будь-якої методології MIMO є проблема отримання необхідної інформації, необхідної для керування алгоритмами передачі та прийому. У системах 4G режими SU-MIMO та MU-MIMO зазвичай керуються на основі оцінок відгуків каналів на окремих антенах. Однак у системі MIMO міліметрового діапазону, що працює на радіочастоті, отримання відомостей про канали в окремих елементах антени стає складним, враховуючи необхідність формування радіочастотного променя для подолання низького бюджету зв'язку. Одним із рішень, прийнятим IEEE 802.11ad, є використання вузьких променів, що перемикаються, сформованих в РЧ як на передавач, так і на приймачі, і для передачі даних вибирається найкраща пара променів передачі-прийому. Цю стратегію формування набору квазіпроменів, що не перекриваються, для покриття зони обслуговування часто називають підходом "сітки променів", і вона має перевагу, оскільки потребує лише одного приймача,

але має невелику гнучкість з точки зору ваг передачі. Навпаки, знаючи характеристику каналу на кожному антенному порту (як у випадку з архітектурою базової смуги, зображеною на рис 2.1), ваги передачі можна спроектувати, наприклад, для виконання направлення променя до бажаного користувача з нульовим направленням до небажаних користувачів через нульове примусове - критерії типу [1].

**SU-MIMO для 5G см-хвиль та мм-хвиль.** У низхідній лінії зв'язку рішення SU-MIMO включають передачу одного або кількох потоків даних одному користувачеві за раз. Просторове мультиплексування SU-MIMO передбачає передачу більш ніж одного потоку одному користувачеві, а розсіювання за багатопроменевістю в каналі дозволяє приймальному масиву користувача розділяти кілька переданих потоків. Розширення концепції комутованого променя для включення просторового мультиплексування є складним, оскільки ранг каналу зазвичай оцінюється на основі знання повної матриці каналу. Однак, з високим рівнем поляризаційної дискримінації на мм-хвилях, двопотокове просторове мультиплексування може бути досягнуто за допомогою перехресно поляризованої решітки на рис 2.2 або на рис 2.3, де один радіочастотний промінь подається на один набір кополяризованих антенних елементів і другий промінь прикладається до іншого набору спільно поляризованих елементів антени [1].

**MU-MIMO для 5G см-хвиль і мм-хвиль.** Рішення MU-MIMO для низхідної лінії передбачають передачу даних двом або більше користувачам на тих самих частотно-часових ресурсах. У базових станціях LTE, які використовують архітектуру, наведену на рис 2.1, MU-MIMO найкраще працює з точним знанням відгуку каналу низхідної лінії зв'язку між кожною передавальною та кожною приймальною антеною. Маючи ці знання, база може розрахувати ваги передачі, які вказують на потрібного користувача, мінімізуючи при цьому енергію, що передається іншим спільним користувачам (наприклад, використовуючи критерій нульового примусу). У мм-хвильових системах 5G з архітектурою, наведеною на рис 2.2, MU-MIMO можна реалізувати в рамках концепції комутованого променя, де вибирається найкращий вузький промінь для

кожного користувача в парі, а перехресні переговори між користувачами в парі пасивно мінімізуються. через низькі бічні пелюстки балок [1].

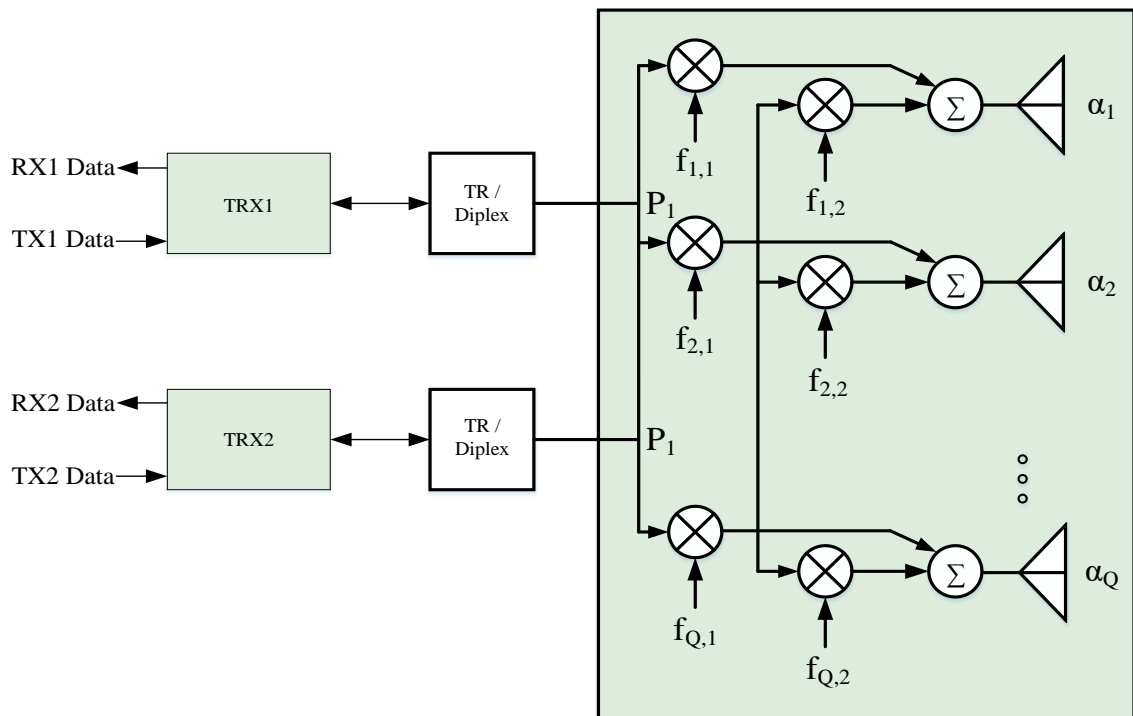


Рис. 2.2. Радіочастотна МІМО архітектура: Q антени, два радіочастотні промені, 2-просторове мультиплексування потоку, кероване в РЧ

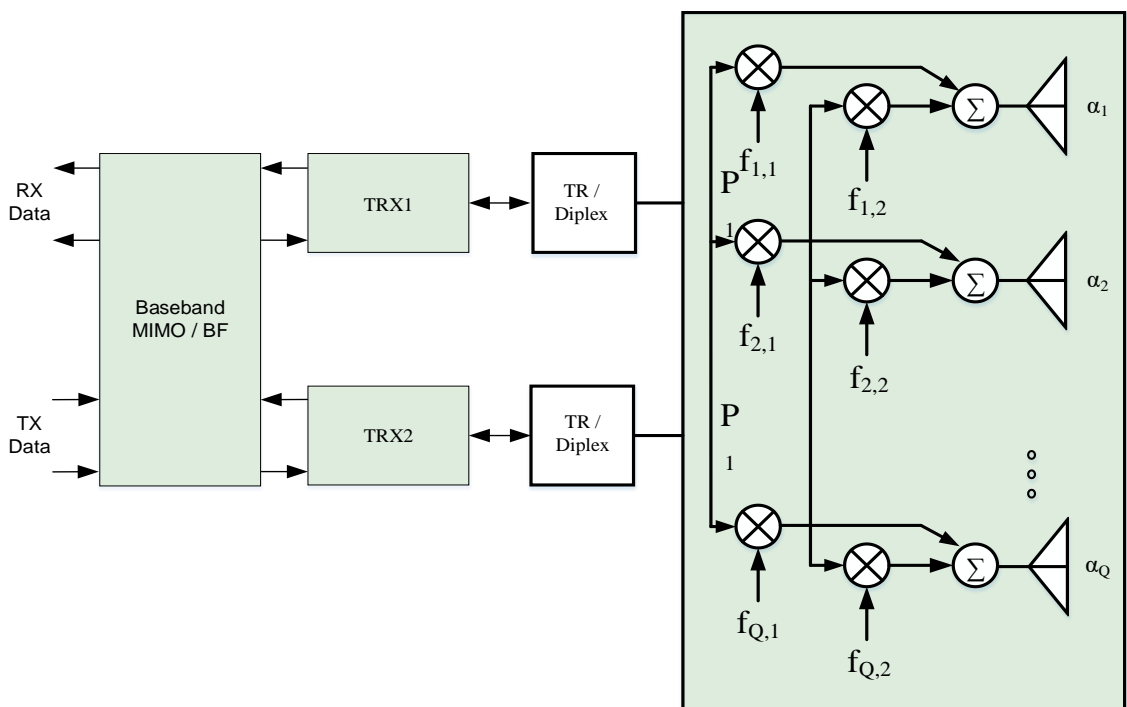


Рис. 2.3. Приклад гібридної радіочастотної/базової смуги МІМО архітектури: два формувачі радіочастотного променя та два порти базової смуги антени

## 2.2 Інтегрування сітки променів для системи 5G

У системах 5G антенна решітка MU-MIMO буде одним із ключових кандидатів для реалізації високої спектральної ефективності на частотах нижче 6 ГГц та розширення покриття на більш високих частотах. Вже у випуску 13 LTE вивчення повнорозмірних антен MIMO 64 розглядалося в eNB. У технічному звіті 3GPP для версії 14 до 256 антен зараз розглядаються для дослідження. Зі збільшенням кількості антен накладні витрати на оцінку каналу стають дуже значними. Більше того, необхідна кількість ланцюжків основної смуги частот збільшується зі збільшенням кількості потоків даних, що передаються одночасно. Сітка променів (GoB) була запропонована серед інших переваг для ефективного вирішення цих проблем, при цьому зберігаючи переваги, що забезпечуються антеною решіткою MU-MIMO. Було показано, що в системі з 256 передаючими антенами з використанням GoB можна всього з 28 ланцюгами основної смуги досягти майже такої ж пропускної здатності, як і з 256 ланцюгами основної смуги [2].

Ключова проблема в реалізації переваги, обіцяного MU-MIMO, полягає в інтеграції антенної решітки MU-MIMO в загальну концепцію системи. Таким чином, багатостільникові мережі повинні моделюватися, щоб вловити такі фактори, як міжстільникові перешкоди та передача обслуговування. Для моделювання системного рівня необхідні точні моделі розумної складності. Було показано, що моделі високої точності необхідні для перевірки продуктивності системи. Через великі матриці каналів, задіяні в системі MU-MIMO, багатокоміркове багатокористувацьке моделювання з високоточними моделями вимагає великих обчислювальних зусиль. У хмарній дворівневій структурі для симулятора системного рівня пропонується впоратися з величезними обчислювальними зусиллями, пов'язаними з моделюванням 5G [3].

Наша мета полягає в тому, щоб вивести імітаційну модель для ефективної реалізації GoB в симуляторах системного рівня. Однією з ключових переваг GoB



є те, що GoB є фіксованими широкосмуговими променями, а обладнання користувача (UE) бачить лише ефективний канал, який є комбінацією 3D-каналу та GoB. Ефективні матриці каналів є відносно малими за розміром порівняно з матрицями каналів mMIMO. Традиційно спочатку генеруються великі матриці каналів, а поверх них виконується GoB. Пропонується метод безпосереднього генерування ефективного каналу на основі 3D-моделі каналу, тим самим зменшуючи складність обчислень у 1000 разів [4].

Розглядається стільникова мережа, де набір eNB, кожен з яких обладнано  $S$  антенами  $m$

MIMO, обслуговує кілька UE з  $U$  антенами. Оскільки корисні та інтерференційні зв'язки моделюються однаково, без втрати загальності, далі розглядається сценарій однієї комірки. У прикладі, показаному на рис. 2.4, один eNB обслуговує  $K$  UE. Елементи антени розміщені в панелі прямокутної форми. У кожній позиції панелі розміщено дві перехресно поляризовані антени.

Буде використано малі жирні літери та великі жирні літери для позначення векторів-стовпців і матриць відповідно.  $(\cdot)^*$ ,  $(\cdot)^T$  і  $(\cdot)^H$  позначають комплексно спряжену, транспоновану та комплексно спряжену транспозицію елементів у дужках відповідно.

Нехай  $\mathbf{H}_i(t)$  позначає імпульсну характеристику каналу зв'язку від eNB до UE  $i$  в момент часу  $t$ . Нехай  $\mathbf{H}_i^n(t)$  позначає  $n^{\text{th}}$  відведення імпульсної характеристики каналу. Потім

$$\mathbf{H}_i(t) = \sum_{n=1}^N \mathbf{H}_i^n(t) \delta(t - nT) \quad (2.1)$$

де  $T$  - період вибірки. Оскільки eNB і UE оснащені кількома антенами,  $\mathbf{H}_i^n(t)$  є матрицею розміром  $N \times U$ . Далі буде зосереджено на одному зв'язку між eNB і одним конкретним UE, і для простоти відкидається індекс UE  $i$ . Отже, рівняння (1) стає

$$\mathbf{H}(t) = \sum_{n=1}^N \mathbf{H}^{(n)}(t) \delta(t - nT) \quad (2.2)$$

Фіксована сітка променів (GoB) застосовується на стороні передавача. У прикладі на рис. 2.4. показано 16 променів, спрямованих у 8 різних азимутальних напрямках і 2 різних нахилу вниз. Характеристики азимута та висоти GoB показані на рис. 2.5. Нехай  $\mathbf{W}$  позначає матрицю попереднього кодування розміром  $S \times B$ , що складається з коефіцієнтів формування променя, що відповідають  $B$  променям. Тоді ефективний канал, який є комбінацією каналу MIMO та GoB, визначається за допомогою

$$\mathbf{H}_{\text{eff}}(t) = \mathbf{H}(t)\mathbf{W} \quad (2.3)$$

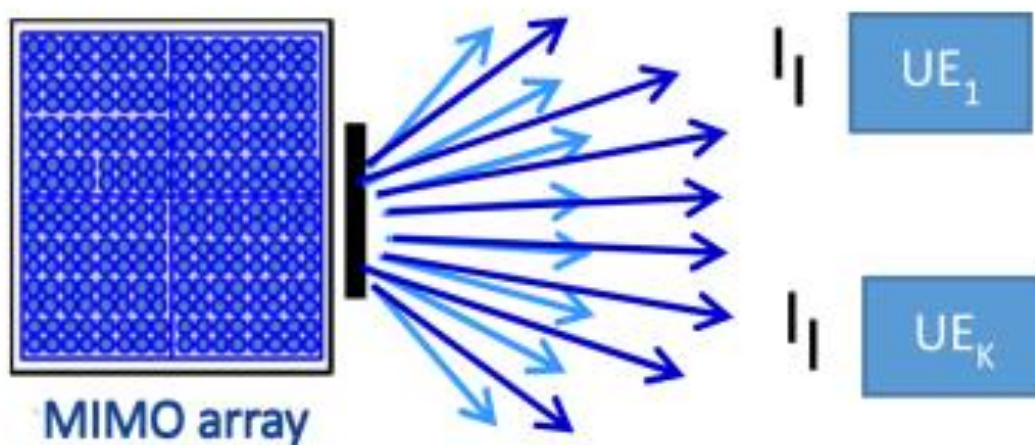


Рис. 2.4. Системна модель

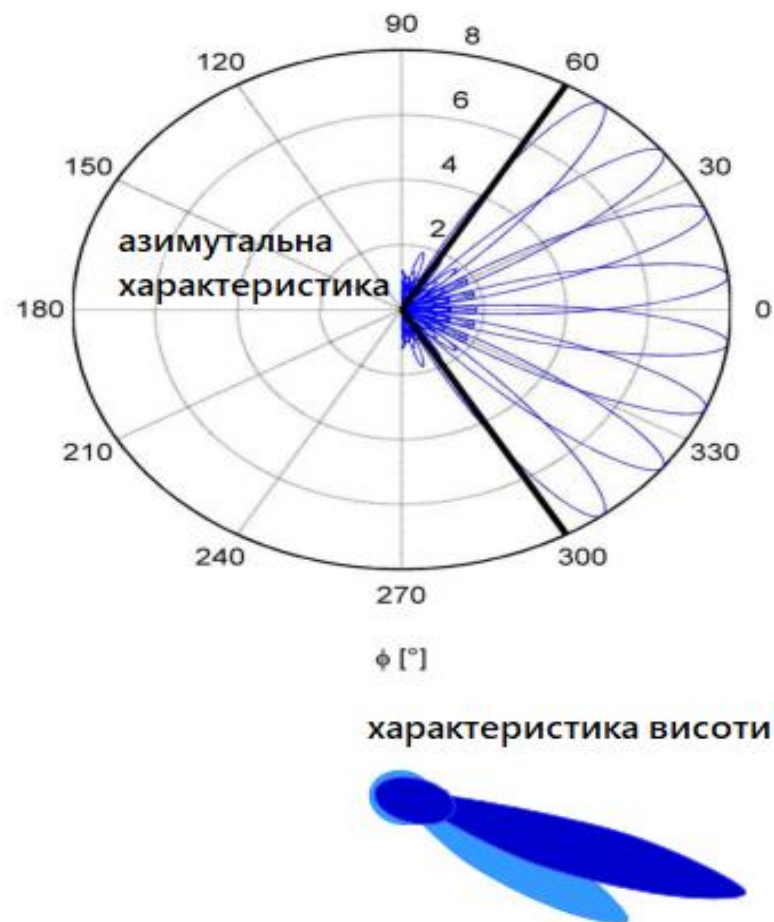


Рис. 2.5. Азимутально-висотні характеристики GoV

Підстановка (2.2) у (2.3) призводить до

$$\mathbf{H}_{\text{eff}}(t) = \sum_{n=1}^N \mathbf{H}^{(n)}(t) \delta(t - nT) \mathbf{W} \quad (2.4)$$

Оскільки формування променя виконується через кілька антен для кожного моменту часу і не залежить від кількості компонентів багатопроменевого

поширення, далі буде зосереджено на одному натисканні каналу в певний момент часу. Таким чином, ефективний канал, що відповідає крану  $n$ , задається

$$\mathbf{H}_{\text{eff}}^{(n)}(t) = \mathbf{H}^{(n)}(t)\mathbf{W} \quad (2.5)$$

Для моделювання системного рівня матриця прекодера GoB  $\mathbf{W}$  фіксується на початку моделювання. Коефіцієнти каналу  $\mathbf{H}^{(n)}$  отримані на основі стохастичної 3D моделі каналу. Матриця  $\mathbf{H}^{(n)}$  має розмір  $S \times U$ , тоді як матриця  $\mathbf{H}_{\text{eff}}^{(n)}$  має розмір  $B \times U$ . Оскільки GoB є фіксованим, UE бачать лише ефективний канал, і для моделювання рівня системи достатньо генерувати та зберігати лише ефективний канал  $\mathbf{H}_{\text{eff}}^{(n)}$ .

Нехай  $h^{u,s,n}(t)$  позначає  $n^{\text{th}}$  відвод каналу від елемента антени передавача  $s$  до елемента антени UE  $u$ . Тоді ефективний канал для антени UE  $u$  визначається як

$$\mathbf{h}_{\text{eff}}^{Tu,n}(t) = \sum_{s=1}^S h^{u,s,n}(t)\mathbf{W}(s,:) \quad (2.6)$$

**Огляд 3d моделі каналу.** Представлено загальну структуру 3D-моделі каналу. Потім коротко підсумовуються етапи генерації коефіцієнтів каналу. Нарешті, вводиться рівняння, що представляє генерацію канального коефіцієнта між заданим елементом антени передавача та елементом антени приймача [5].

Тривимірна модель каналу – це стохастична модель на основі геометрії, параметри якої визначаються на основі статистичних розподілів, отриманих за допомогою вимірювання каналу. Він припускає наявність кількох шляхів між передавачем і приймачем, як показано на рис. 2.6. Компонент лінії розташування (LoS) також визначається стохастично на основі функції щільності ймовірності.

Кожен шлях на рис. 2.6. визначається кількістю променів (плоських хвиль), які складають кластер.

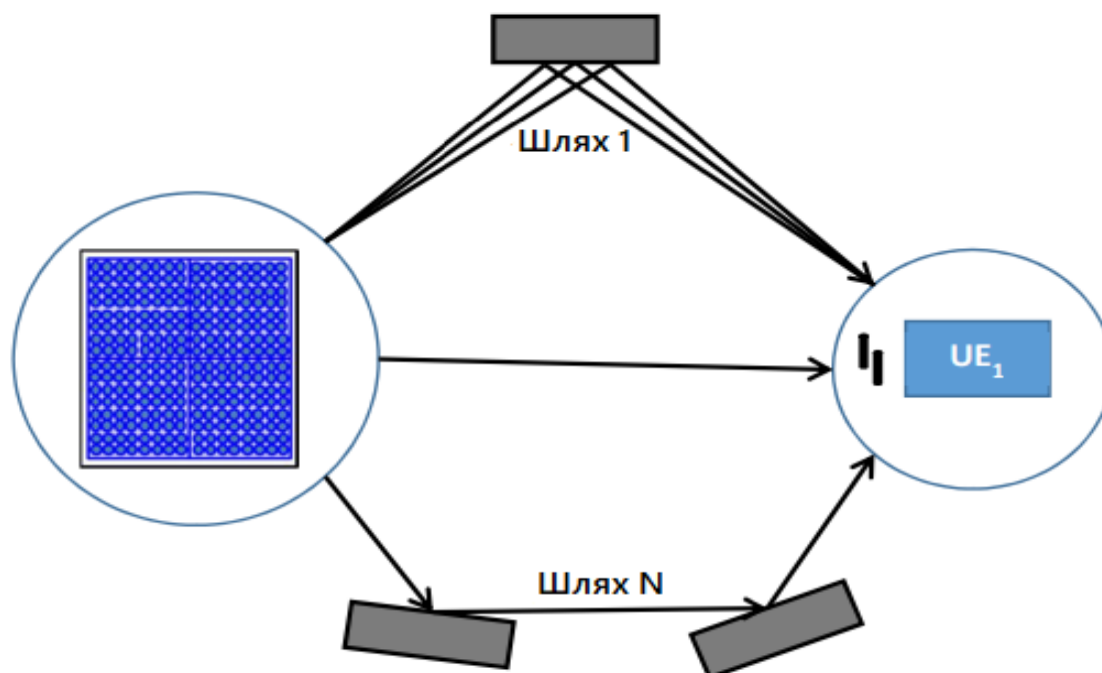


Рис. 2.6. Модель багатопроменевого каналу

Промені характеризуються затримкою, потужністю, кутом виходу (AoD) у передавача та кутом приходу (AoA) у приймача. Підсумовування вкладів променів дає відповідну багатопроменеву складову каналу. Розташування та кількість відбивачів явно не моделюється. Таким чином, ця модель охоплює будь-яку кількість відображень на шляху. Крім того, модель, наведена на рис. 2.6, застосовна для всіх сценаріїв, а саме для внутрішньої гарячої точки, міського мікро, міського макро, сільського макро та приміського макро [6].

На рис. 2.7. показані етапи створення каналу коефіцієнти:

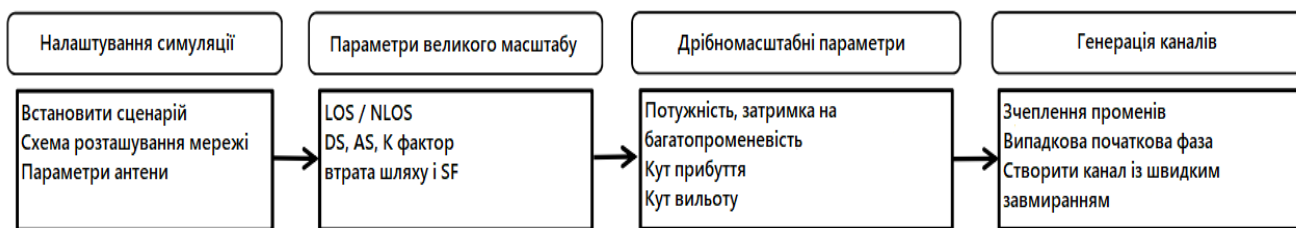


Рис. 2.7. Етапи створення каналу коефіцієнти

- 1) Спершу користувач визначив параметри, а саме тип сценарію, наприклад, міський макрос, схема мережі, що визначає кількість eNB, UE, їх розташування та швидкості, а параметри антени, такі як кількість елементів антени, діаграма спрямованості, потужність передачі, нахил вниз тощо, визначаються на основі сценарію, який розглядається.
- 2) Після фіксації сценарію моделювання такі великомасштабні параметри, як LOS/NLOS, розкид затримки (DS), кутовий розкид (AS), K-фактор Райса, втрати на шляху та затухання тіні (SF), вибираються випадковим чином із функцій розподілу. Слід зазначити, що великомасштабне завмирання і, отже, параметри великого масштабу визначаються між передавачами та приймачами і не залежать від окремих елементів антени передавачів або приймачів.
- 3) На основі випадково намальованих великомасштабних параметрів і стохастичних функцій розподілу параметри дрібного масштабу, а саме затримки, потужності, AoD і AoA кожного променя, отримані випадковим чином. Ці стохастичні маломасштабні параметри визначаються для кожного променя незалежно від елементів антени. Однак різниця у відстані, пройденій плоскою хвилею між різними антенами, призводить до різниці у фазі відповідної компоненти каналу зі швидким завмиранням.
- 4) Нарешті, для кожного шляху промені на стороні передавача випадковим чином поєднуються з променями на стороні приймача. Після двох рівнів випадковості, введених великомасштабними та дрібномасштабними параметрами, третій рівень випадковості вводиться випадковими

початковими фазами розсіювачів на кожному шляху. Беручи до уваги, що промені з різними AoD / AoA проходять різні відстані до різних елементів антени, підсумовування коефіцієнтів каналу, що відповідають кожному променю, призводить до коефіцієнта каналу, що відповідає цьому шляху.

### 2.3 Метод використання розширеної локальної зони в системі 5G

**Характеристики поширення та моделювання каналів.** Міліметрові хвилі в основному відкидалися для стільникового зв'язку через їх передбачувані вищі властивості загасання в атмосфері та дощі з перших днів супутників, але рис. 2.8 показує, що атмосферне загасання в міських мікросотах практично незначне. Зокрема, для малих комірок з радіусом 200 м атмосферне загасання становить приблизно 0,06 дБ/км і 0,08 дБ/км на 28 ГГц і 38 ГГц відповідно, і приблизно 0,3 дБ/км на частотах між 70 і 90 ГГц. Оскільки міські мікростільники будуть розраховані на відстань між об'єктами в межах 200 метрів (як для зворотного зв'язку, так і для доступу), затухання повітря буде невеликим занепокоєнням. Подібним чином, ослаблення дощем є менш серйозним на відстані 200 метрів, навіть під час надзвичайно сильних дощів, забезпечуючи щонайбільше 3-6 дБ загасання в найгірших умовах дощу, і набагато менше під час сильних дощів. Дослідники з NYU WIRELESS провели влітку 2012 року кампанію вимірювання широкопasmового поширення в Нью-Йорку на частоті 28 ГГц і показали, що мм хвилі працюватимуть для майбутніх поколінь безпроводового зв'язку [7].

Нещодавні широкопasmові вимірювальні кампанії в Нью-Йорку та Брукліні, штат Нью-Йорк, на частотах 28 ГГц і 73 ГГц (РЧ на частоті 73,5 ГГц) підтвердили, що великі безперервні смуги пропускання в мм-діапазонах придатні як для транспортного зв'язку, так і для доступу для 5G. Дослідники використовували систему озвучування каналу ковзного корелятора. Ехолот каналу ковзного корелятора з розширеним спектром із швидкістю 400 мегагігерц

на секунду (Mcps) був розроблений для вимірювання радіоканалу 73 ГГц шляхом передачі псевдовипадкового коду розширеного спектру з центром навколо 73,5 ГГц із надширокою смугою радіочастот 800 МГц. Система зондування каналів записує профілі затримки потужності (PDP), які можуть забезпечувати роздільну здатність за часом багатопробного поширення до 2,5 наносекунд, а на TX (передавач) і RX (приймач) використовувалися високоспрямовані поворотні рупорні антени [8].

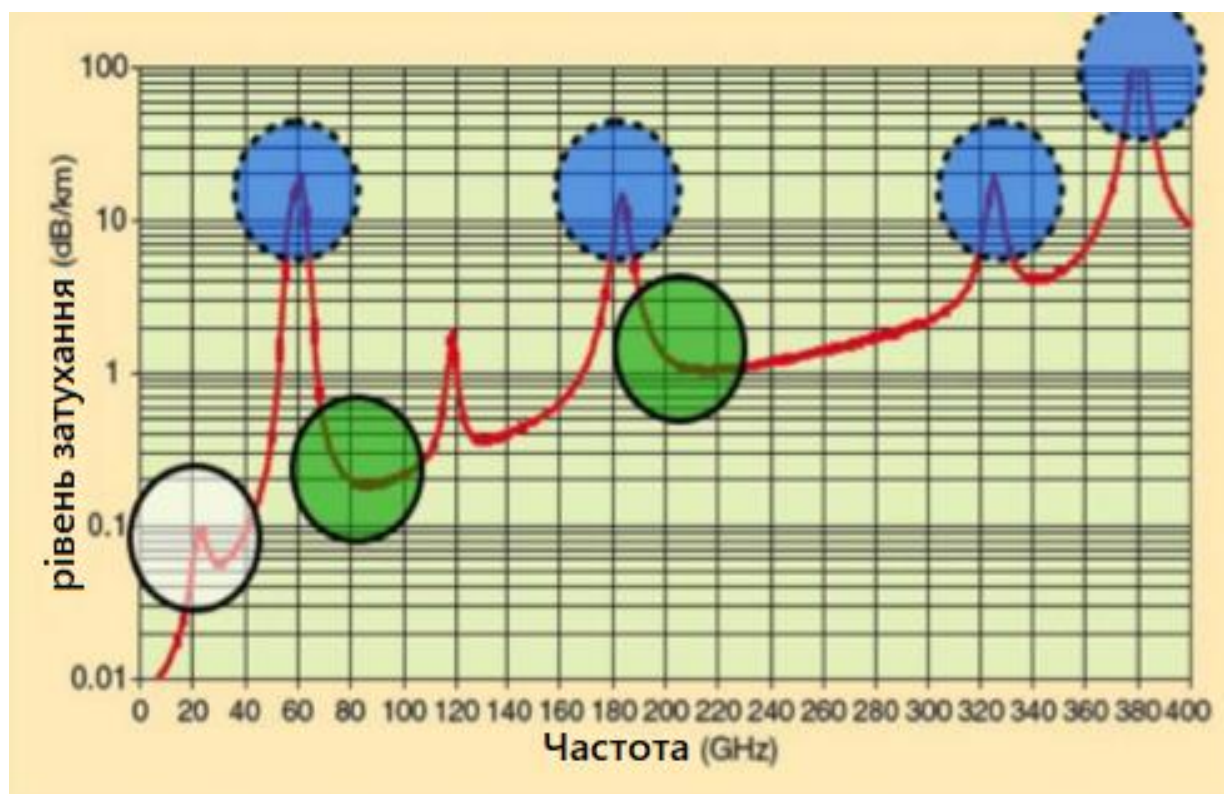


Рис. 2.8. Ослаблення повітря в мікрохвильовому та мм-діапазонах частот

Вимірювання на частоті 73 ГГц проводилися в центрі Нью-Йорка навколо кампусу Нью-Йоркського університету, який пропонує дуже багате багатопробне середовище. Вимірювання включали як сценарії «backhaul-to-backhaul», так і «базова станція-доступ», з відстанями TX і RX між сайтами від 30 до 200 метрів. Дві локації TX були на вершині Спортивного центру Коулза Нью-Йоркського університету на висоті 7 метрів, дві локації TX були на балконі 2-го поверху Kimmel Center на висоті 7 метрів, остання локація TX була на балконі 5-го поверху будівлі Кауфмана на висоті 17 метрів, а 27 місць RX були розташовані



в навколишньому кампусі на висоті 2 метри (доступ) і 4,06 метра (зворотний зв'язок). На рис. 2.9 показані місця вимірювання. Більшість вимірювань проводилися в умовах поза прямою видимістю (NLOS), оскільки умови LOS менш поширені в густонаселених містах. Крім того, місця RX були вибрані псевдовипадковим чином у кампусі на основі доступу до розетки змінного струму та попереднього дозволу громадської безпеки Нью-Йоркського університету [9].

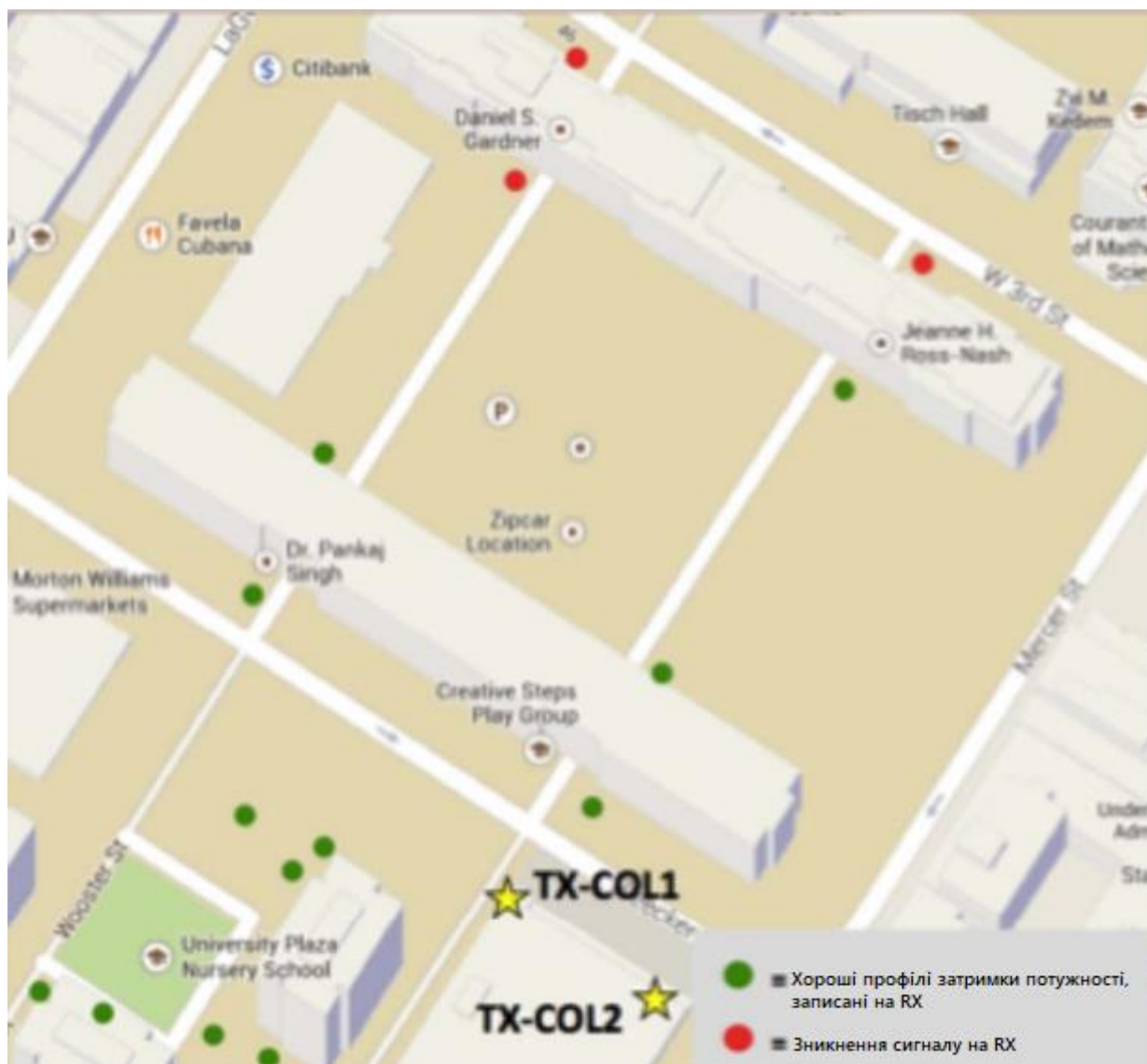


Рис. 2.9. Карта місць вимірювання TX та RX навколо кампусу Нью-Йоркського університету. Місця розміщення спортивного центру Coles у штаті Техас позначено жовтими зірками на висоті 7 метрів. Місцезнаходження RX представлено зеленими та червоними колами.

Антени TX і RX, які використовувалися для вимірювань на частоті 73 ГГц, являли собою поворотні рупорні антени на 27 дБі з шириною променя  $7^\circ$  3 дБ. Дослідницька група NYU WIRELESS провела вимірювання для 36 комбінацій «базова станція-доступ» і 38 «backhaul-to-backhaul», однак для кожного сценарію були збої в різних місцях.

Вимірювання на частоті 73 ГГц показують дуже порівнянну поведінку втрат на шляху для сценаріїв базової станції до доступу, виміряних на частотах 28 і 38 ГГц, таким чином вказуючи на те, що поширення мм-хвиль у багатьох різних діапазонах буде цілком порівняним і цілком життєздатним із використанням спрямованих антен із високим посиленням. як на мобільному пристрої, так і на базовій станції [10].

Створено перші опубліковані всеспрямовані великомасштабні моделі втрат на шляху на 73 ГГц для транзитного зв'язку та мобільного доступу в міському середовищі. Ці нові всенаправлені моделі втрат на шляху придатні для використання органами стандартизації та академіками, які, можливо, захочуть вивчити довільні діаграми спрямованості антен або підходи MIMO. Всенаправлені моделі втрат на трасі були створені шляхом розгляду виміряних PDP під кожним індивідуальним і унікальним кутом наведення для кожної комбінації розташування TX і RX та інтегруванням кожного з PDP для отримання отриманої потужності як функції кута наведення, а потім відніманням TX і RX антени виграють від кожного окремого вимірювання потужності. Потім буде підсумовано всі отримані потужності під унікальними кутами наведення (не допускаючи подвійного підрахунку повторюваних кутів наведення антени), щоб отримати наведені тут моделі втрат на шляху всеспрямованого шляху. Результати всенаправлених вимірювань на частоті 73 ГГц у Нью-Йорку наведено на рис. 2.10, де показані показники втрат на шляху найкращого підходу (PLE) для всенаправленого сценарію зворотного зв'язку. Втрати на шляху та коефіцієнти тіні (тобто стандартне відхилення моделі втрат на шляху, що залежить від відстані) були обчислені для вимірювань LOS та NLOS для кожного сценарію. У цій статті розглядаються дві моделі втрат на шляху. Перша модель, модель

еталонної відстані втрат на шляху вільного простору (FSPL), надає експоненту втрат на шляху, яка має фізичну релевантність, оскільки втрати на шляху прив'язані до FSPL на певній близькій еталонній відстані (1 м є зручним і практичним при частоті мм хвилі). У формі рівняння ця втрата на шляху визначається як:

$$PL[dB](d) = 20 \log_{10} \left( \frac{4\pi d_0}{\lambda} \right) + 10\tilde{n} \log_{10} \left( \frac{d}{d_0} \right) + X_\sigma \quad (2.7)$$

де  $d_0$  — еталонна відстань (1 м у цьому документі),  $\lambda$  — довжина хвилі,  $\tilde{n}$  — показник втрат на шляху,  $d$  — відстань між TX і RX у м, а  $X_\sigma$  — член тіні, який є нульовим середня змінна Гауса із заданим стандартним відхиленням,  $\sigma$  (тобто згасання тіні) у дБ. Для великомасштабної моделі розповсюдження в (7) експонента втрат на шляху та стандартне відхилення затухання тіні вибираються, щоб забезпечити найкращу відповідність даним. Розглянуте друге рівняння втрат на шляху є традиційним, яке використовується в промисловості (наприклад, 3GPP), і його буде названо моделлю альфа плюс бета. Ця модель має такий вигляд:

$$PL[dB](d) = \alpha + 10\beta \log_{10}(d) + X_\sigma \quad (2.8)$$

де  $\alpha$  і  $\beta$  визначаються за методом найменших квадратів, підбираючи вимірювані дані, а  $X_\sigma$  є членом згасання тіні. Зверніть увагу, що ця формула втрат на шляху обмежена лише діапазоном відстаней, вимірюваних у полі. У (8)  $\beta$  не можна вважати істинним показником втрат на шляху, оскільки він є плаваючим і вибирається лише для оптимізації підгонки до даних разом із перетином  $\alpha$ . Крім того, оскільки формула втрат на шляху в (8) дійсна лише в діапазоні, для якого були проведені вимірювання, вона є неточною і часто вводиться в оману для відстаней, де фізична модель (7) все ще буде актуальною. Перевага моделі альфа

плюс бета полягає в тому, що вона мінімізує стандартне відхилення (мінімізує середню квадратичну похибку підгонки до даних) із покращенням моделі FSPL приблизно на 0,5–1 дБ, але недоліком є відсутність фізичної основи для моделі, і вона не відповідає даним реального світу далеко за межами певного діапазону даних, для якого вона створена.

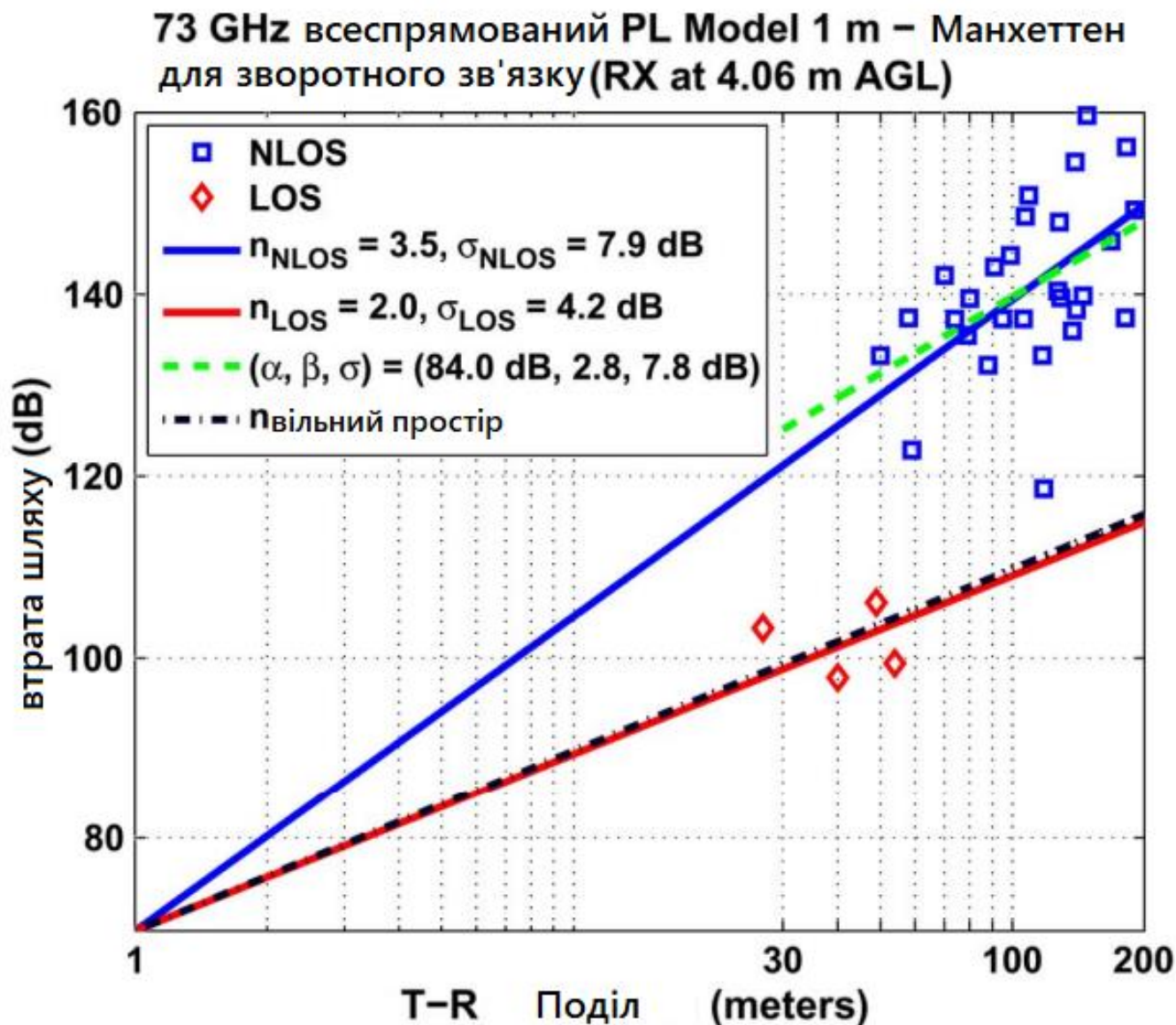


Рис. 2.10. Виміряні втрати у всенаправленому тракті, обчислені відносно втрат у вільному просторі на 1 м для транзитного зв'язку 73 ГГц (висота TX становила 17 м і 7 м, а висота RX становила 4,06 м)

На рис. 2.10 показано, що виміряні втрати на трасі LOS у всенаправленому напрямку дуже близькі до втрат на шляху вільного простору для транзитного випадку. Також показано порівняння альфа-бета-моделі з еталонною моделлю відстані FSPL. У діапазоні відстаней вимірних даних (від 30 до 200 м) обидві моделі дають подібні значення втрат на шляху, але за межами цього діапазону дві моделі відрізнятимуться досить суттєво. У таблиці I підсумовуються результати, отримані для всенаправленої моделі еталонної відстані 1 м FSPL для сценаріїв як транзитного зв'язку, так і базової станції до доступу, а в таблиці II підсумовуються моделі втрат на шляху для моделі альфа плюс бета. Ці результати показують, що всенаправлені NLOS PLE для сценаріїв транзитного зв'язку та базової станції для доступу можна порівняти один з одним, а також цілком можна порівняти з втратами на міському тракті, що спостерігаються на частоті 28 ГГц [5].

Ці нещодавні вимірювання мм хвилі у Нью-Йорку показують, що канал розповсюдження багатий на багатопрореневість як з точки зору часових затримок, так і кутових прибуття. Ця різноманітність забезпечує широкі шляхи проходження сигналу, які будуть використовуватися для забезпечення передачі даних із кількома гігабітами на секунду в широких діапазонах хвильового спектру. На рис. 2.11 показано типові виміряні PDP, які мають велику кількість сильних багатопрореневих компонентів при використанні високоспрямованих антен на TX і RX. На рис. 2.12 порівнюються кути надходження на частотах 28 і 73 ГГц, і це показує, що відмінні пелюстки енергії надходять подібним чином під різними кутами в навколишньому середовищі [6].

Щоб розробити статистичні моделі каналів для стандартизації безпроводових технологій мм хвиль, необхідно розробити широкі та ретельні вимірювання, обробку даних і інструменти моделювання для індустрії безпроводового зв'язку мм хвиль, що зароджується. Триває рання робота, спрямована на створення стандартів для моделей каналів. Наприклад, рис. 2.12 показує, що пелюстки багатопрореневого поширення можуть використовуватися для статистичного опису надходження енергії при використанні спрямованих

антен, де розмір пелюстків може бути функцією посилення конкретної антени, що використовується в приймачі. Ранні моделі втрат на шляху, багатопроменевого поширення та середньоквадратичного розповсюдження затримки з'явилися в літературі для мм-хвильових каналів, і академічній спільноті знадобляться додаткові вимірювання та обробка даних, щоб краще зрозуміти нові можливості, які надає мм-хвильовий спектр [7].

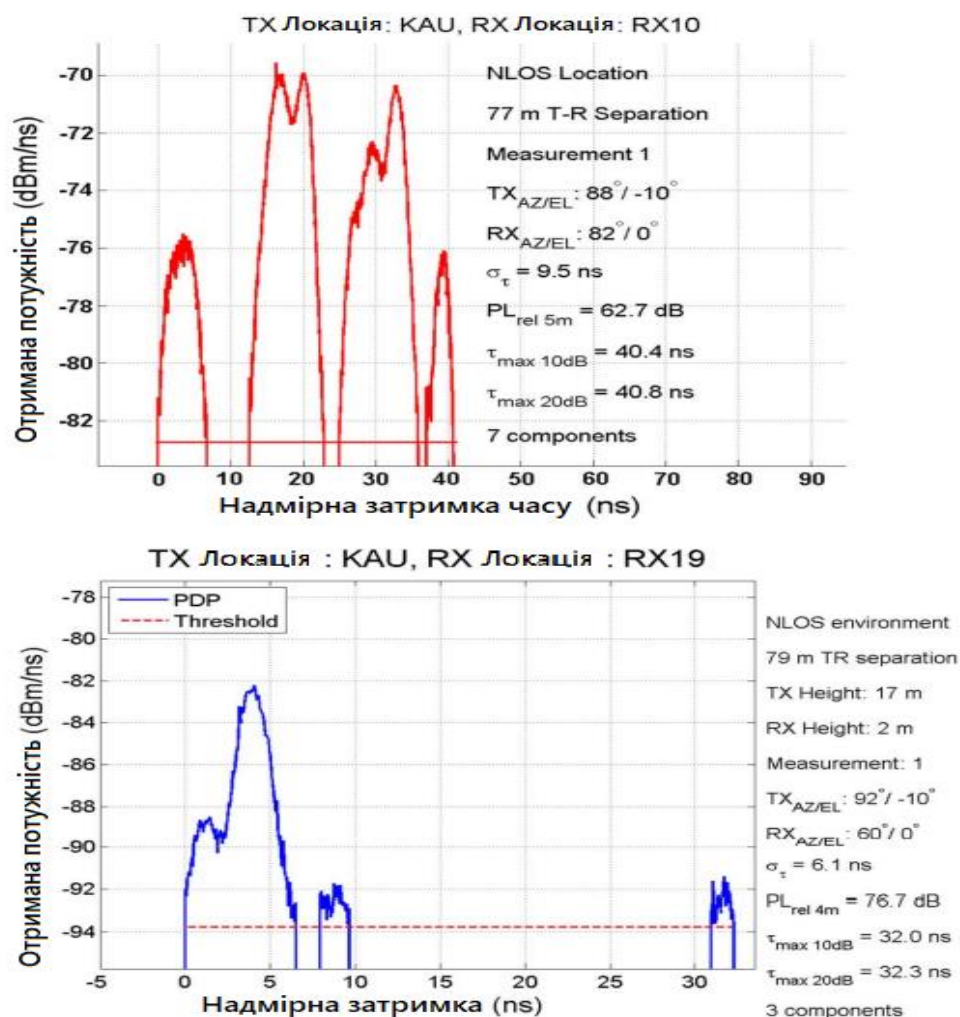


Рис. 2.11. Два PDP, виміряні в майже ідентичних місцях у Нью-Йорку (з інтервалом в один рік) на частотах 28 ГГц (угорі) та 73 ГГц (внизу). 28 ГГц PDP має трохи більший розкид затримки багатопроменевого випромінювання та більше розрізнюваних компонентів багатопроменевого випромінювання, ймовірно, через меншу шорсткість поверхні відбивачів у нижчому діапазоні частот

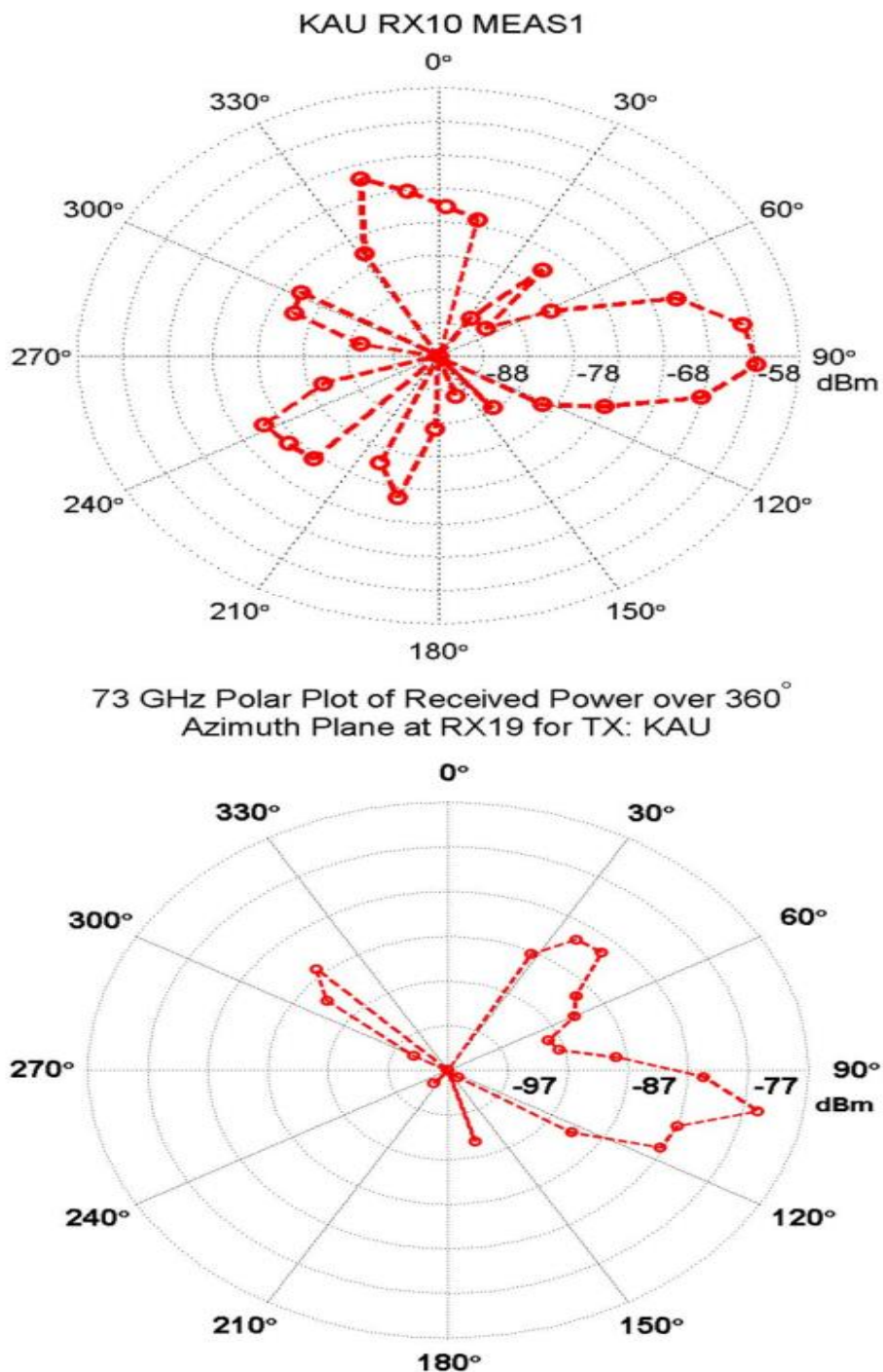


Рис. 2.12. Дві полярні графіки, виміряні в подібних місцях на частотах 28 ГГц (угорі) та 73 ГГц (внизу) (з інтервалом в один рік). Ці графіки показують різні кути прибуття (AOA) на азимутальній площині на частотах 28 ГГц і 73 ГГц у середовищі NLOS. Зверніть увагу, що напрямки відправлення ТХ дещо відрізнялися для вимірювань, використаних для створення цих графіків. Нуль градусів означає, коли приймальна антена спрямована на справжній північ

Моделі втрат у тракті та часу/кутового розкиду для визначення покриття та очікуваних відключень для майбутніх систем мм хвиль 5G потрібні для широкого діапазону частот, і рання робота надала можливі моделі для визначення покриття та пропускної здатності на частотах мм хвиль як у 28, так і в 73 ГГц. смуг, а також для мобільного доступу та зворотних каналів. Дослідники NYU WIRELESS продовжують отримувати 200 гігабайт вимірних даних про розповсюдження з вимірювальних кампаній 2012 та 2013 років, щоб створити моделі, які можуть бути використані академічними та промисловими колами для впровадження модемів, які використовуватимуть антени з високим коефіцієнтом посилення та новий канал розповсюдження мм хвиль [8].

**Пропозиція модуляції для мм хвиль 5G.** Враховуючи популярність мультиплексування з ортогональним частотним поділом (OFDM) у стільниковому зв'язку 4G, можна було б подумати, що OFDM буде природним вибором для зв'язку мм хвиль. Однак важлива функція OFDM для використання на частотах нижче 6 ГГц, мультиплексування користувачів за частотою, не обов'язково є цінною функцією для набагато ширшої смуги пропускання в мм хвиль. Існує багато причин, чому ця функція може бути не важливою для зв'язку мм хвиль. По-перше, мм хвиль буде розгорнуто в невеликих комірках з дуже малими розмірами слотів (наприклад, 100 мкс), тобто дуже небагатьом користувачам потрібно буде передавати в межах слота. По-друге, висока пропускна здатність і невелике покриття комірки призводять до малого часу символу OFDM (наприклад, 66,67 мкс) і малих затримок розповсюдження, що означає, що активні користувачі можуть так само ефективно мультиплексуватися за часом, а не за частотою. Нарешті, системам мм хвиль знадобляться великі антенні решітки принаймні на одному кінці зв'язку, щоб подолати втрати на шляху. Повне цифрове формування променя буде недоцільним, принаймні по-перше, оскільки цифро-аналогові перетворювачі (Ц/А) і аналого-цифрові перетворювачі (А/Ц), які необхідні за кожною антеною та працюють у смузі пропускання 2,0 ГГц, споживатимуть неприйнятну кількість потужності. Це спонукає початкові системи мм хвиль використовувати формування радіочастотного променя, для



чого потрібен лише один аналого-цифровий сигнал і цифро-аналоговий сигнал за всім масивом антен. Використання радіочастотного формування променя означає, що в будь-який момент часу може бути створений лише один промінь на поляризацію, тому користувачі повинні бути розділені за часом, а не за частотою, оскільки кожен користувач використовуватиме унікальний промінь, який забезпечує найкраще посилення для цього користувача [9].

Оскільки здатність мультиплексувати користувачів за частотою не є критичною для комунікацій доступу мм хвиль, тому, можливо, не потрібно погоджуватися з деякими недоліками OFDM, такими як високе відношення пікової до середньої потужності (PAPR), яке неефективно працює з підсилювачами потужності (PAs), таким чином скорочуючи очікуваний діапазон, а також може негативно вплинути на позасмугові випромінювання. Таким чином, пропонується використовувати форму циклічної префіксної (CP) модуляції з однією несучою (SC), і, зокрема, пропонуємо замінити звичайні CP на нульові CP. Ця концепція називається нульовим CP SC (NCP-SC) і має властивості майже постійної огинаючої та є ефективною за своєю суттю, як-от зворотний зв'язок LTE 4G, який використовує OFDM із розширенням DFT (DFT-S-OFDM) [10].

Як для модуляції OFDM, так і для модуляції з однією несучою, циклічний префікс є повторенням останніх символів  $N_{CP}$  у блоці ШПФ і забезпечує ефективне вирівнювання частотної області шляхом перетворення лінійної згортки у часовій області з каналом у кругову згортку. Ідея полягає в тому, щоб створити сигнал CP-SC, але з нулями, які замінюють звичайні CP. Як показано на Рис. 2.13, пропонується додавати нульові символи  $N_{CP}$  у кінець блоку з  $N$  символів, де нульові символи одного блоку фактично є CP для наступного блоку символів. Кількість символів даних визначається як  $N_D = N - N_{CP}$ , і зауважте, що розмір блоку символів,  $N$ , є однаковим незалежно від розміру CP. Як наслідок, довжину CP можна адаптивно змінювати для кожного користувача, не змінюючи синхронізацію кадрів, просто видаляючи дані. Тоді приймач у частотній області працюватиме, беручи FFT із надмірною дискретизацією (наприклад,  $2N$  точкове FFT) відповідного отриманого блоку з  $N$  символів. Зауважте, що вирішено

використовувати нульову систему CP замість системи з навчальними префіксами 802.11ad, яка замість нульових символів використовує ті самі відомі навчальні символи, що й CP у кожному блоці. Переваги використання нульового CP перед навчальними префіксами будуть перелічені нижче [11].



Рис. 2.13. Символ NCP-SC

Зауважте, що порівняно з NCP-SC, OFDM має нижчу обчислювальну складність у передавачі та приймачі. Причина полягає в тому, що для OFDM просто потрібне одне IFFT на передавачі та одне FFT на приймачі. Для NCP-SC у приймачі необхідні як ШПФ, так і ОБПФ, і або передавач повинен реалізувати досить обчислювально інтенсивну фільтрацію імпульсів у часовій області, або формування імпульсу має виконуватися в частотній області, що вимагає як ШПФ, так і ОБПФ. Однак зауважте, що інші аспекти, такі як кодування та декодування даних, будуть подібними між OFDM і NCP-SC, і можливо, що складність кодування може домінувати над обчислювальною складністю, враховуючи високі швидкості передачі даних у цих мм-хвильових системах. Однак наступні переваги NCP-SC все ще роблять NCP-SC кращим вибором на частотах мм хвилі (ці переваги зберігаються як перед OFDM, так і перед DFT-S-OFDM):

1. Нульові циклічні префікси забезпечують мертвий час для зменшення та збільшення променів, спрямованих на RF, так що промені RF можна змінювати між символами NCP-SC без руйнування властивості циклічного префікса та без потреби додаткового захисного часу. Це робить перемикавання користувачів у слоті дуже ефективним.

2. Нульовий циклічний префікс фактично є частиною символу NCP-SC, який ШПФ передається в частотну область (на відміну від додавання у випадку OFDM). Це має бажану функцію збереження розміру ШПФ незмінним незалежно від розміру нульового циклічного префікса. Ця функція дозволяє системі динамічно змінювати розмір циклічного префікса для кожного користувача без зміни загального розміру/довжини слота та кадру.
3. Нульовий CP забезпечує простий спосіб оцінити шум постеквалайзера плюс перешкоди (тобто в нульовій частині символу не повинно бути бажаної енергії сигналу).
4. Як буде описано далі, NCP-SC має набагато нижчий PAPR і краще позасмугове випромінювання, ніж OFDM.

Зауважемо, що NCP-SC має три з чотирьох щойно згаданих переваг у порівнянні з підходом 802.11ad з єдиною несучою, який має структуру, подібну до NCP-SC, показаної на рис. 2.13, за винятком того, що присутні 448 символів даних і нульові символи. замінено 64 відомими пілотними символами, які є послідовністю Голя довжиною 64. Таким чином, єдина загальна перевага, яку можна підтримувати за допомогою опції єдиної несучої 802.11ad, — це номер 2, де довжина CP може динамічно змінюватися, якщо 802.11ad визначає кілька довжин префіксів навчання. Зверніть увагу, що різкий перехід від даних до навчальних символів збільшить PAPR і погіршить позасмугове випромінювання відносно NCP-SC. Слід також зазначити, що навчальні префікси уможливають когерентне відстеження невідомих зсувів фази (наприклад, викликаних великими помилками зміщення частоти або сильним фазовим шумом) від одного блоку символу до наступного, але те саме можна зробити в NCP-SC за допомогою сліпих методів надійно, оскільки існує велика кількість символів даних, доступних для виконання сліпого відстеження зсуву несучої [12].

На рис. 2.14 показано переваги PAPR NCP-SC порівняно з OFDM для різних коефіцієнтів спаду, що використовуються в кореновому косинусному імпульсі NCP-SC. Окрім переваг PAPR від NCPSC перед OFDM, є також перевага у позасмугових випромінюваннях, як показано на рис. 10. Різкі передачі між двома сусідніми символами OFDM створюють набагато вищі позасмугові випромінювання, ніж NCP-SC, де переходи йдуть до нуля між різними блоками символів. Таким чином, NCP-SC буде набагато простіше зустрітися зі спектральними масками, особливо для перешкод, створених у сусідніх діапазонах, які зараз використовуються для таких речей, як автомобільні радары. Слід також зазначити, що PAPR також матиме переваги порівняно з DFT-S-OFDM, але вони будуть меншими, ніж покращення порівняно з OFDM [13].

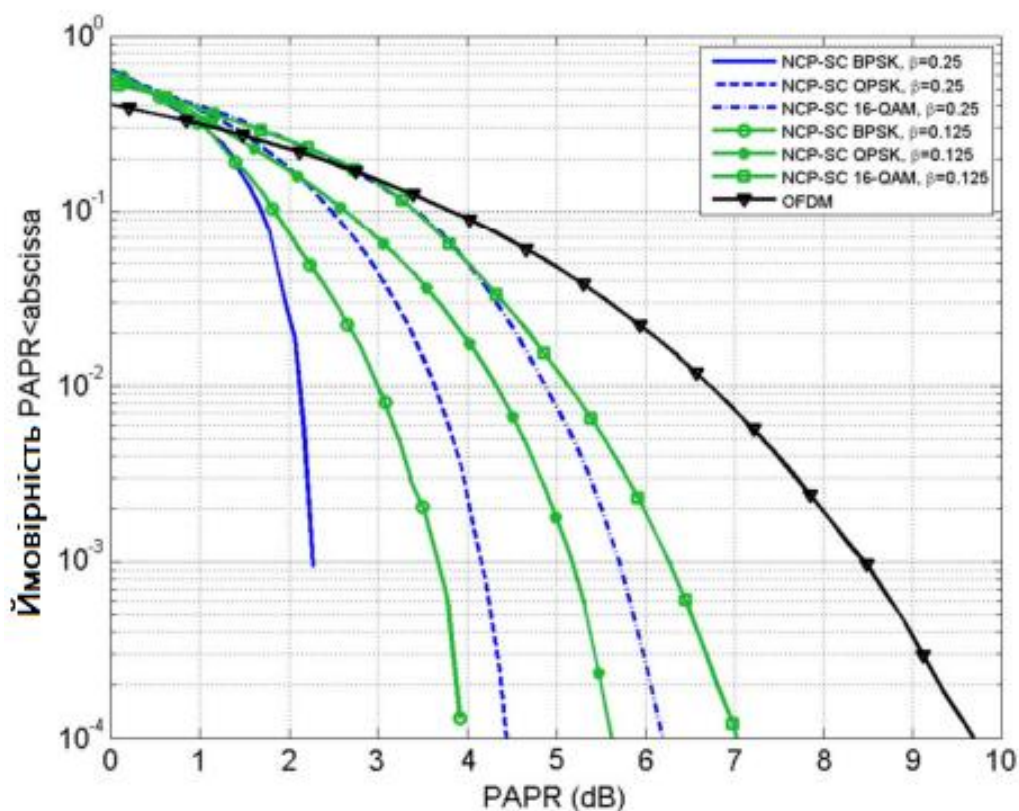


Рис. 2.14. PAPR NCP-SC порівняно з OFDM

Нарешті, слід розглянути продуктивність NCP-SC порівняно з OFDM. Тут OFDM має перевагу при використанні традиційних частот стільникового зв'язку в макросотах (читайте на великій відстані стільника) з невеликими антенними ґратами на кожному кінці. У цьому випадку канал, ймовірно, загасає за Релеєм із

багатьма відводами каналу, що означає, що канал частотної області демонструє багато нульових значень. Оскільки вирівнюванням NCP-SC зазвичай є MMSE, ці нульові значення можуть знизити продуктивність порівняно з OFDM, який може використовувати вирівнювання ML. Однак у мм хвиль канал, як правило, дуже рисівський, оскільки використання великих масивів має тенденцію відфільтровувати більшу частину багатопроменевого поширення, а з малими розмірами комірки (очікувана відстань між сайтами менше 200 м) канали здебільшого будуть LOS, поблизу LOS, або складаються з одного відбитого шляху. У каналах Райса переваги вирівнювання ML OFDM зникають, як було видно в очікуваних каналах мм хвиль [14].

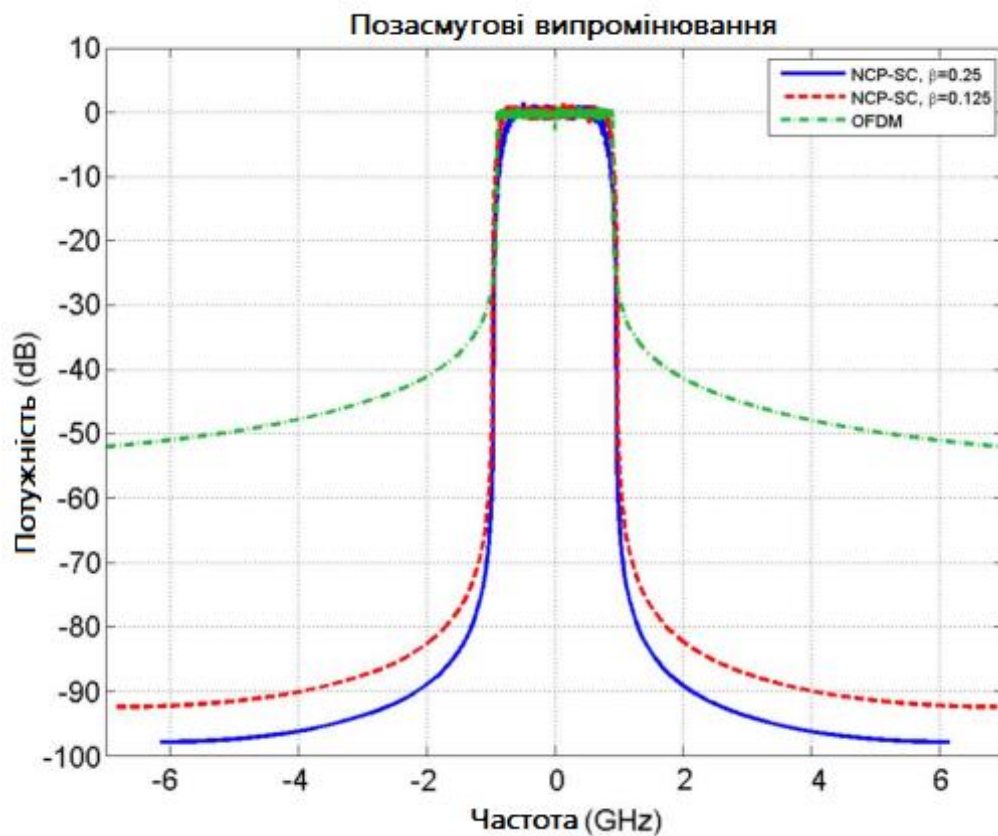


Рис. 2.15. Позасмугові випромінювання NCP-SC порівняно з OFDM

**Архітектура мережі 5G eLA і повітряний інтерфейс.** Тут обговорюється архітектуру високого рівня для майбутніх розгортань 5G. Як було показано раніше, під певними кутами наведення антени виникають високі втрати тіні та збої, тому певні точки доступу можуть бути не в змозі встановити радіозв'язок із

певними користувачами, залежно від конкретних конфігурацій або місць розташування антени. У результаті набір або кластер взаємодіючих точок доступу (AP) може бути розгорнутий для покриття області, як показано на рис. 2.16. Таким чином, користувач може бути охоплений декількома точками доступу в кластері, так що затінені області охоплюється з унікального напрямку розповсюдження через відповідне розміщення точки доступу [15].

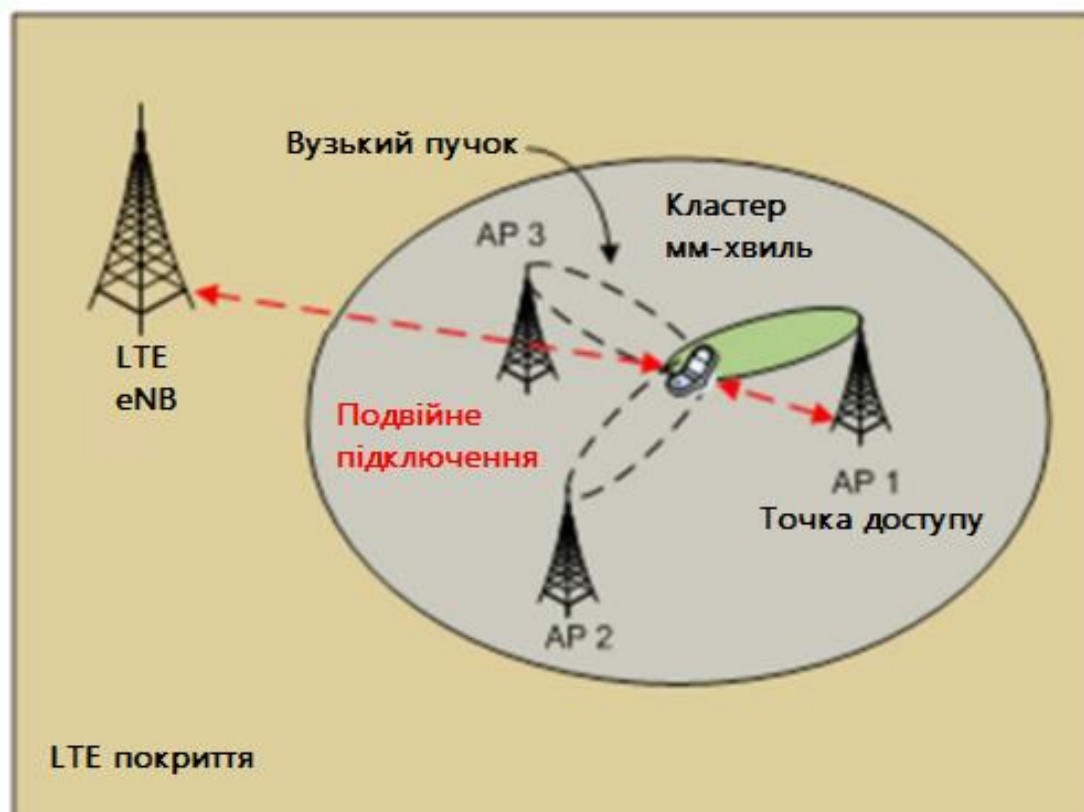


Рис. 2.16. Кластер міліметрового діапазону з накладанням LTE

На рис. 2.16. також показано розгортання точки доступу мм хвиль із накладанням LTE для забезпечення подвійного підключення до обох систем. Завдяки подвійному підключенню користувач може бути одночасно підключений як до оверлеї LTE, так і до однієї або кількох точок доступу мм хвиль. Таким чином, радіозв'язок можна завжди підтримувати, якщо доступ до кластерів мм хвиль стає недоступним. Цей підхід також можна використовувати для максимального покращення взаємодії з користувачем шляхом поєднання високої швидкості передачі даних системи мм хвиль з надійністю накладення LTE. Наприклад, передача рівня керування може надсилатися через LTE, щоб

забезпечити безперервний радіозв'язок, тоді як передача рівня користувача може надсилатися через LTE або мм хвилі [10].

Щоб максимізувати покриття мм хвиль і мінімізувати відключення, слід розглянути стратегії розгортання, що перекриваються, щоб підвищити ефективність спільного кластера. Розглянемо регулярну сітку Манхеттена, зображену на рис. 2.17. На рисунку показано чотири варіанти розгортання базової станції мм хвиль, де базові станції позначені червоними зірочками; Будинки, які є фактично непрозорими в мм хвиль, показані синіми прямокутниками, а вуличне покриття зображено як область між синіми прямокутниками. Традиційне розгортання для малих осередків зображено на (а) розгортанні перехрестя та (б) розгортанні в середині кварталу. Ці самі розгортання можна повторно використовувати для кластерів мм хвиль, оскільки існує розумне перекриття між суміжними обслуговуючими осередками. Варіант (с) показує розріджене розгортання в середині блоку, яке, хоча й потенційно корисне для стільникового зв'язку 4G, не буде ефективним у мм хвиль, оскільки зони покриття суміжних стільників матимуть невелику область перекриття та покладатимуться на LOS від основної обслуговуючої комірки, яка може страждати від втрати тіні. Варіант (d) показує щільне розгортання в шаховому порядку та є хорошим прикладом того, що буде потрібно для розгортання мм хвиль. У цьому випадку базові станції розгортаються на протилежних кутах вулиць, а пари базових станцій забезпечують ефект рознесення, зменшуючи ймовірність затінення та покращуючи надійність покриття. Автомобілі, вантажівки, дерева та люди, які можуть блокувати LOS до базової станції на одній стороні вулиці, навряд чи блокуватимуть базову станцію на протилежній стороні вулиці. Щільне розгортання в шаховому порядку є одним із прикладів того, як підвищити надійність покриття мм хвиль до рівнів звичайного стільникового зв'язку [11].

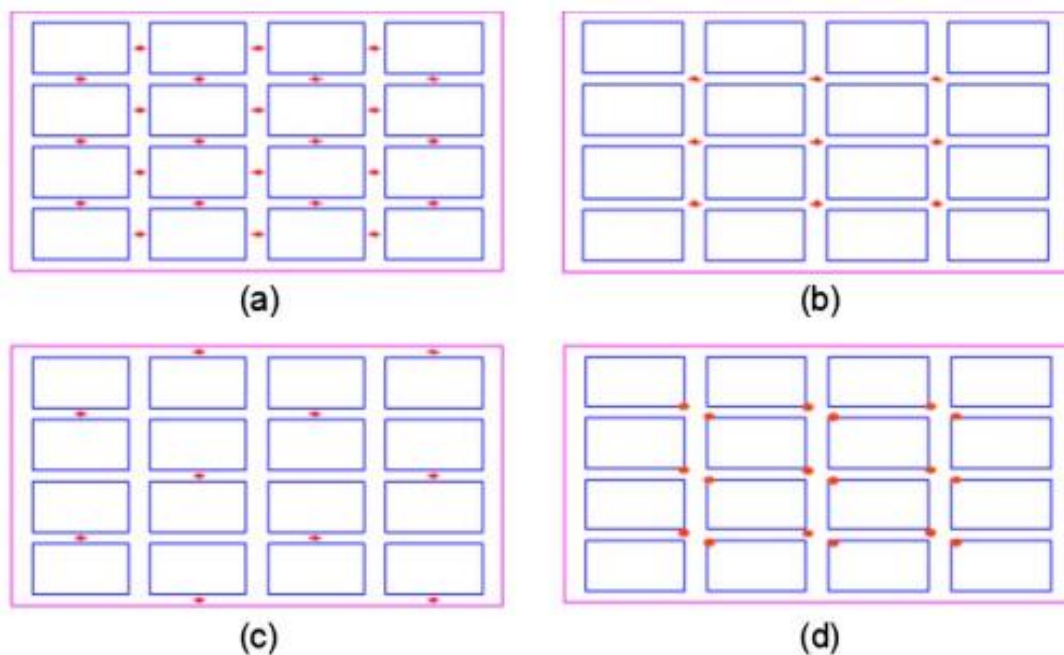


Рис. 2.17. Варіанти розгортання для взаємодіючих кластерів. (а) Розгортання в середині блоку; (b) розгортання перехрестя; (c) розріджене розгортання в середині блоку; (d) щільне розміщення в шаховому порядку.

Окрім щойно описаної архітектури мережі, важливою вимогою до системи 5G eLA буде досягнення значного зменшення затримки повітряного інтерфейсу. Структуру кадру системи можна спроектувати так, щоб відповідати вимогам затримки в 1 мс. Зокрема, суперкадр (наприклад, 20 мс) можна розбити на субкадри (наприклад, 500 мікросекунд завдовжки), а субкадр міститиме певну кількість слотів (наприклад, 5 слотів довжиною 100 мікросекунд), як показано на рис. 2.18. Система 5G буде орієнтована на роботу TDD, і кожен підкадр може бути висхідним каналом зв'язку, низхідним каналом зв'язку або зворотним зв'язком, і може бути налаштований по-різному від точки доступу до точки доступу (цей метод називається динамічним TDD). Завдяки невеликій довжині субфрейму легко досягти затримки в 1 мс, а використання TDD, зокрема динамічного TDD, робить систему 5G дуже гнучкою та ефективною щодо пропускної здатності й енергоспоживання [15].



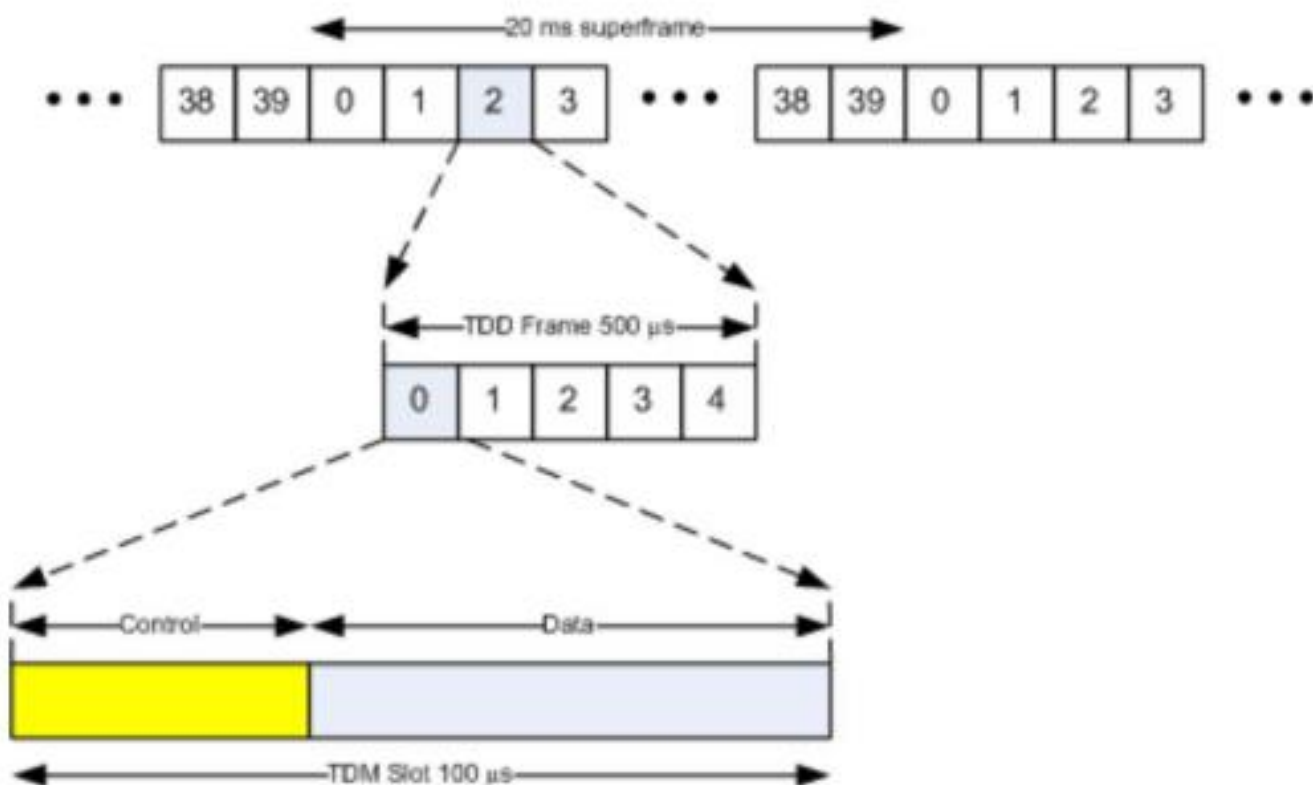


Рис. 2.18. Структура кадру TDD

## 2.4 Метод Гібридного MIMO

Поточні системи MIMO та відповідні технології не відповідають вимогам і вимогам майбутніх безпроводових комунікацій. Наприклад, IoT і комунікації масового машинного типу (mMTC), які, безсумнівно, є втіленням поточного технологічного прогресу, вимагають комунікаційних технологій із меншими вимогами до потужності та складності. Наприклад, приймач, призначений для майбутніх безпроводових пристроїв IoT, повинен бути дуже простим, щоб відповідати вимогам низької потужності та низької складності через невеликий розмір пристроїв. Тим не менш, технології, що використовуються в поточних системах MIMO, такі як вирівнювання нульового форсування (ZF), вирівнювання простору-часу у вертикальних колоколових лабораторіях (V-BLAST), вирівнювання мінімальної середньоквадратичної помилки (MMSE), вирівнювання

нульового форсування з послідовним придушенням перешкод (ZF-SIC) і декодування максимальної правдоподібності (ML) ускладнюють роботу приймачів [16].

Програми безпроводового зв'язку наступного покоління також вимагають систем зв'язку з вищою надійністю, меншою затримкою та вищою швидкістю передачі даних. Такі програми включають розширену реальність (XR), віртуальну реальність (VR), телемедицину, інтерфейс мозок-комп'ютер тощо. Тому необхідно створити нові системи зв'язку, здатні задовольнити такі вимоги.

Отже, існує великий попит на єдину схему безпроводового зв'язку МІМО, яка може об'єднати та об'єднати всі переваги окремих методів МІМО, включаючи просторово-часове кодування, формування променя та просторове мультиплексування, щоб краще відповідати вимогам низької складності, високої пропускної здатності, і наднадійний дизайн приймача для майбутніх пристроїв mMTC та IoT [17].

На рис. 2.19. представлена модель системи запропонованої моделі. Ця технологія може бути реалізована для багатьох трансиверів, однак для спрощення в цій роботі аналізується система з двома передавачами та двома приймачами. З рисунка видно, що матриці придушення перешкод помножуються на дані користувача перед накладанням і передачею. Крім того, можна спостерігати одного користувача з двома антенами, де користувач просто отримував передані дані без виконання будь-якої обробки, що призводить до таких переваг, як низька складність і низьке енергоспоживання.

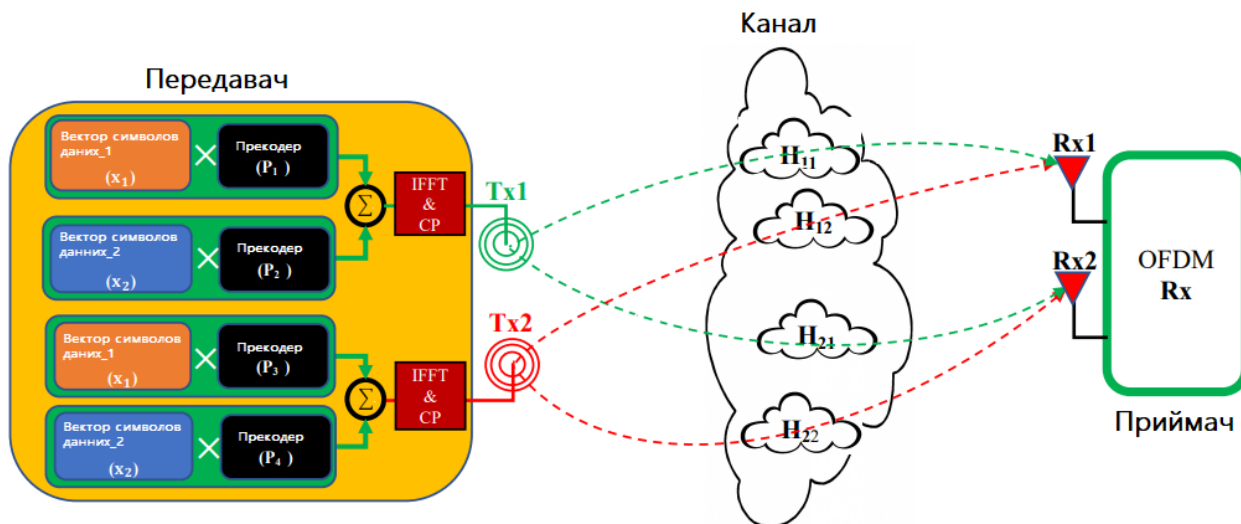


Рис. 2.19. Представлена модель Hybrid MIMO

**Новизна пропонуємої моделі.** Сучасні та майбутні технології безпроводового зв'язку вимагають систем зв'язку з усіма перевагами трьох методів зв'язку MIMO, іншими словами, система безпроводового зв'язку зі збільшеною швидкістю передачі даних, зниженим BER та можливостями фокусування сигналу з низьким процесом виявлення складності на приймачі IoT. необхідні для поточних і майбутніх парадигм безпроводового зв'язку. Пропонується нова техніка зв'язку MIMO для досягнення мультиплексування та збільшення різноманітності одночасно, гарантуючи відсутність складної обробки на стороні приймача. Ця нова схема передачі MIMO (показана на рис. 2.19.) використовує матриці придушення перешкод для запобігання міжсимвольним перешкодам. На рисунку декілька векторів символів даних накладаються та одночасно передаються з усіх антен. Кожен вектор символу даних частотної області в системі OFDM-MIMO попередньо кодується матрицею придушення перешкод перед суперпозицією. Запропонована техніка Hybrid MIMO має такі властивості:

1. Збільшена швидкість передачі даних: з кожної антени в певний час надсилається кілька накладених символів.

2. Зменшений BER: кожен вектор символу даних надсилається з багатьох різних антен одночасно.
3. Можливості формування променя: той самий накладений сигнал із матрицями придушення перешкод передається від багатьох різних антен, отже, передачею можна маніпулювати, щоб виконати формування променя до приймача MIMO, як показано на рис. 2.20.
4. Низька складність: запропонована система розроблена таким чином, що приймач просто отримує дані без будь-якої обробки, де вся обробка сигналу та обчислення виконуються на базовій станції передачі, потужність якої зазвичай не обмежена. Тому ця техніка зв'язку ідеально підходить для додатків IoT з обмеженою потужністю та можливостями обробки.

На рис. 2.20. показана запропонована методика, де матриці погашення перешкод або контролю завмирання ( $P_1, P_2, P_3, P_4$ ) використовуються для запобігання міжсимвольним перешкодам і контролю/пом'якшення завмирання на приймачі, множинні антени використовуються для досягнення формування променя в бік UE. У цій роботі для спрощення реалізовано конструкцію з двома антенами, як показано на рис. 2.19. і рис. 2.20; однак цю конструкцію можна розширити для будь-якої кількості антен із потенційним використанням у багатокористувацьких сценаріях.

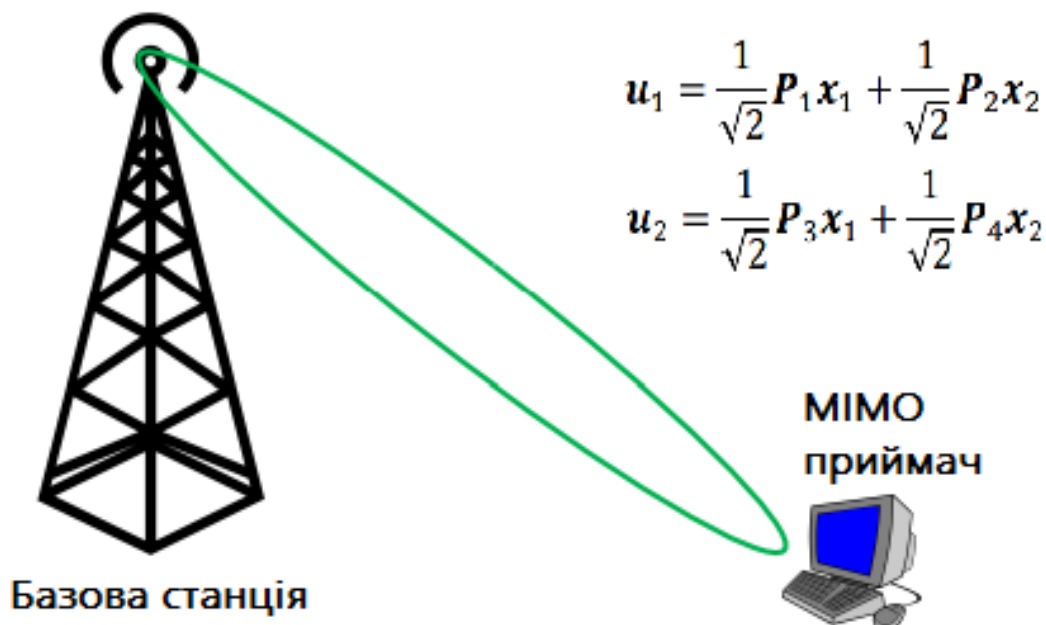


Рис. 2.20. Модель для формування променя базової станції

**Пропонована модель системи MIMO.** Запропонована техніка MIMO може бути розроблена для використання будь-якої кількості передавальних і приймальних антен у системі MIMO; незважаючи на це, для простоти та ясності ця робота пропонує проект, де лише дві передавальні та дві приймальні антени використовуються в системі OFDM-MIMO. У запропонованій системі передавач MIMO з двома антенами намагається зв'язатися з приймачем MIMO з двома приймачами, як показано на рис. 2.19. На рисунку характеристика частотного каналу вважається повільно змінюваною багатопроменевою завмиранням Релея та експоненціальним спадом. Канал позначено  $\mathbf{H}_{km}$ , із розміром  $N_f$  на  $N_f$ , де  $\mathbf{H}_{km}$  є діагональною частотною характеристикою каналу між передавальною антеною  $m$  і приймальною антеною  $k$  ( $k = [Rx1, Rx2]$ ) у системі OFDM із кількістю піднесучих  $N_f$  [18].

**Пропонований алгоритм.** У цій роботі досліджується використання матриць придушення перешкод, які помножуються на сигнали користувача для покращення майбутнього безпроводового зв'язку для пристроїв, які мають обмежені можливості обробки (наприклад, пристрої mMTC та IoT). Система розроблена таким чином, що забезпечує одночасну передачу одного сигналу з

двох різних антен. Матриці придушення перешкод обчислюються та множаться на сигнал користувача під час кожної передачі. Передача по низхідній лінії зв'язку від двох різних антен має забезпечити різні канали, отже, дозволяючи проектувати матриці усунення перешкод ( $\mathbf{P}_1$ ,  $\mathbf{P}_2$ ,  $\mathbf{P}_3$  і  $\mathbf{P}_4$ ), щоб гарантувати переваги рознесеності та мультиплексний зв'язок з мінімальним використанням ресурсів. Частотна характеристика кожного символу OFDM для даних користувача на Tx1 і Tx2 представлена як  $\mathbf{x}(\mathbf{n}) = [\mathbf{x}_0, \mathbf{x}_1, \dots, \mathbf{x}_{(Nf-1)}]$ , де  $Nf$  — загальна кількість модульованих символів в одному блоці OFDM, а  $\mathbf{x}(\mathbf{n}) \in \mathbb{C}^{[Nf \times 1]}$  [19].

Крім того, передбачається, що відгуки каналів між передавальною та приймальною антенами відомі на передавач і вважаються повільно змінними багатопроменевими завмираннями каналів Релея з експоненціальним спадом. Крім того, методи зондування каналу використовуються для оцінки каналу між передавачами та приймачами. Технологія дозволяє отримувати канал із висхідної передачі в системі дуплексного зв'язку з тимчасовим поділом (TDD). Запропонована парадигма використовує подвійні антени для передачі, і передача здійснюється одночасно [20].

На рис. 2.19. можна спостерігати, що накладений сигнал користувача з матрицями придушення перешкод передається від двох антен, де передані сигнали транслюються одному користувачеві з подвійною антеною.  $\mathbf{P}_1$ ,  $\mathbf{P}_2$ ,  $\mathbf{P}_3$  і  $\mathbf{P}_4$  — це спеціальні матриці придушення перешкод, призначені для запобігання міжпотоким перешкодам на приймачі.

Основні етапи проектування матриць придушення перешкод для запропонованого алгоритму представлені в подальших обговореннях. Накладений переданий сигнал із матрицями придушення перешкод від Tx1 подається як:

$$\mathbf{u}_1 = \mathbf{P}_1 \mathbf{x}_1 + \mathbf{P}_2 \mathbf{x}_2, \quad (2.9)$$

Аналогічно, накладений переданий сигнал з матрицями придушення перешкод від Tx2 подається як:

$$\mathbf{u}_2 = \mathbf{P}_3 \mathbf{x}_1 + \mathbf{P}_4 \mathbf{x}_2, \quad (2.10)$$

де  $x_1$  і  $x_2$  — це вектори даних у частотній області, призначені для користувача, із загальною потужністю, розподіленою порівну між ними, тоді як  $\mathbf{P}_1$ ,  $\mathbf{P}_2$ ,  $\mathbf{P}_3$  і  $\mathbf{P}_4$  — це спеціально розроблені матриці придушення перешкод на основі каналу авторизованих вузлів. Матриці придушення перешкод, розроблені на базовій станції, усунуть міжсимвольні перешкоди на приймачі без будь-якої обробки, це основна причина, чому запропонована система найкраще підходить для пристроїв mMTC та IoT. Подробиці про отриманий сигнал на Rx1 і Rx2 будуть пояснені в наступних підрозділах. Після цього будуть пояснені подробиці розробки матриць придушення перешкод.

**Отриманий сигнал на антені приймача 1 (Rx1).** Отриманий сигнал у частотній області на Rx1 від Tx1 подається як:

$$\mathbf{y}_{11} = \mathbf{H}_{11} \mathbf{u}_1, \quad (2.11)$$

де  $\mathbf{H}_{11}$  — частотна характеристика каналу між Rx1 і передавальною антеною Tx1. Подібним чином отриманий сигнал на Rx1 від передачі за допомогою Tx2 подається як:

$$\mathbf{y}_{12} = \mathbf{H}_{12} \mathbf{u}_2, \quad (2.12)$$

де  $\mathbf{H}_{12}$  — частотна характеристика каналу між Rx1 і передавальною антеною Tx2. Комбінований отриманий сигнал на Rx1 шляхом одночасної передачі від Tx1 і Tx2 подається як:

$$\mathbf{y}_1' = \mathbf{y}_{11} + \mathbf{y}_{12} + \mathbf{z}_1, \quad (2.13)$$

де  $\mathbf{z}_1$  — адитивний білий шум Гауса (AWGN) при Rx1. Підставляючи значення  $\mathbf{u}_{11}$  і  $\mathbf{u}_{12}$ , комбінований сигнал записується так:

$$\mathbf{y}_1' = \mathbf{H}_{11}\mathbf{u}_1 + \mathbf{H}_{12}\mathbf{u}_2 + \mathbf{z}_1, \quad (2.14)$$

Підставляючи значення  $\mathbf{u}_1$  і  $\mathbf{u}_2$  з (2.9) і (2.10) і спрощуючи, отримуємо:

$$\mathbf{y}_1' = \mathbf{H}_{11}(\mathbf{P}_1\mathbf{x}_1 + \mathbf{P}_2\mathbf{x}_2) + \mathbf{H}_{12}(\mathbf{P}_3\mathbf{x}_1 + \mathbf{P}_4\mathbf{x}_2) + \mathbf{z}_1, \quad (2.15)$$

Спрощення (2.15) призводить до:

$$\mathbf{y}_1' = (\mathbf{H}_{11}\mathbf{P}_1 + \mathbf{H}_{12}\mathbf{P}_3)\mathbf{x}_1 + (\mathbf{H}_{11}\mathbf{P}_2 + \mathbf{H}_{12}\mathbf{P}_4)\mathbf{x}_2 + \mathbf{z}_1, \quad (2.16)$$

Перший член у (2.16) є бажаним членом щодо Rx1, тоді як решта членів є небажаними. Матриці придушення перешкод забезпечать повне усунення небажаного члена, а також ефектів каналу на Rx1.

**Отриманий сигнал на антені приймача 2 (Rx2).** Подібним чином вираз для комбінованого прийнятого сигналу на Rx2 шляхом одночасної передачі через Tx1 і Tx2 надається як:



$$y_2' = y_{21} + y_{22} + z_2, \quad (2.17)$$

де  $y_{21} = \mathbf{H}_{21}\mathbf{u}_1$  і  $y_{22} = \mathbf{H}_{22}\mathbf{u}_2$  — отримані сигнали на Rx2 від Rx1 і Rx2 відповідно, а  $z_2$  — AWGN на Rx2.  $\mathbf{H}_{21}$  — частотна характеристика каналу між Rx2 і Tx1, а  $\mathbf{H}_{22}$  — частотна характеристика каналу між Rx2 і Tx2. Після заміни значень  $y_{21}$  і  $y_{22}$  комбінований сигнал представляється у вигляді:

$$y_2' = \mathbf{H}_{21}\mathbf{u}_1 + \mathbf{H}_{22}\mathbf{u}_2 + z_2, \quad (2.18)$$

Підстановка значень  $\mathbf{u}_1$  і  $\mathbf{u}_2$  з (2.9) і (2.10) на (2.18) призводить до (2.19):

$$y_2' = \mathbf{H}_{21}(\mathbf{P}_1\mathbf{x}_1 + \mathbf{P}_2\mathbf{x}_2) + \mathbf{H}_{22}(\mathbf{P}_3\mathbf{x}_1 + \mathbf{P}_4\mathbf{x}_2) + z_2, \quad (2.19)$$

Спрощення (2.19) призводить до (2.20):

$$y_2' = (\mathbf{H}_{21}\mathbf{P}_1 + \mathbf{H}_{22}\mathbf{P}_3)\mathbf{x}_1 + (\mathbf{H}_{21}\mathbf{P}_2 + \mathbf{H}_{22}\mathbf{P}_4)\mathbf{x}_2 + z_2, \quad (2.20)$$

Перший член (2.20) є небажаним членом щодо Tx2, тоді як другий член є бажаним.

**Проектування матриць погашення перешкод.** Матриці придушення перешкод  $\mathbf{P}_1$ ,  $\mathbf{P}_2$ ,  $\mathbf{P}_3$  і  $\mathbf{P}_4$  розроблені таким чином, що матриці будуть помножені на дані користувача на базовій станції перед передачею, а після отримання матриці запобігатимуть міжсимвольним перешкодам без будь-якої обробки на станції. приймач. Процедура проектування  $\mathbf{P}_1$  і  $\mathbf{P}_3$  виглядає наступним чином: по-

перше, для того, щоб усунути вплив каналу на Rx1, перший член у (2.16) повинен дорівнювати одиничній матриці, заданій як:

$$\mathbf{H}_{11}\mathbf{P}_1 + \mathbf{H}_{12}\mathbf{P}_3 = \mathbf{1}, \quad (2.21)$$

Крім того, для того, щоб усунути перешкоди, викликані сигналом для Rx1, для сигналу для Rx2, перший член у рівнянні (2.20) повинен дорівнювати нулю і подається як:

$$\mathbf{H}_{21}\mathbf{P}_1 + \mathbf{H}_{22}\mathbf{P}_3 = \mathbf{0}, \quad (2.22)$$

Рівняння (2.21) і (2.22) можна спільно розв'язати, щоб отримати значення матриць придушення перешкод  $\mathbf{P}_1$  і  $\mathbf{P}_3$  наступним чином:

$$\mathbf{P}_1 = \frac{-\mathbf{H}_{22}}{(\mathbf{H}_{12}\mathbf{H}_{21} - \mathbf{H}_{11}\mathbf{H}_{22})}, \quad (2.23)$$

$$\mathbf{P}_3 = \frac{-\mathbf{H}_{21}}{(\mathbf{H}_{12}\mathbf{H}_{21} - \mathbf{H}_{11}\mathbf{H}_{22})}, \quad (2.24)$$

Подібним чином, щоб спроектувати  $\mathbf{P}_2$  і  $\mathbf{P}_4$ , будуть виконані подібні кроки, як пояснювалося раніше. Щоб усунути вплив каналу на Tx2, другий член у рівнянні (2.20) має дорівнювати матриці ідентичності та подається як:

$$\mathbf{H}_{21}\mathbf{P}_2 + \mathbf{H}_{22}\mathbf{P}_4 = \mathbf{1}, \quad (2.25)$$

Крім того, щоб скасувати перешкоди, викликані сигналом для Rx2, для сигналу для Rx1, другий член у (2.16) повинен дорівнювати нулю, заданому як:

$$\mathbf{H}_{11}\mathbf{P}_2 + \mathbf{H}_{12}\mathbf{P}_4 = \mathbf{0}, \quad (2.26)$$

Рівняння (2.25) і (2.26) можна спільно розв'язати, щоб отримати значення матриць придушення перешкод наступним чином:

$$P_2 = \frac{-H_{12}}{(H_{11}H_{22} - H_{12}H_{21})}, \quad (2.27)$$

$$P_4 = \frac{-H_{11}}{(H_{11}H_{22} - H_{12}H_{21})}, \quad (2.28)$$

Значення матриць придушення перешкод  $P_1$ ,  $P_2$ ,  $P_3$  і  $P_4$  наведені в рівняннях (2.23), (2.27), (2.24) і (2.28) відповідно, використовуватимуться в одночасній передачі накладених даних користувача, щоб переконатися, що користувач отримує надійні сигнали.

### 3 ОЦІНКА ЕФЕКТИВНОСТІ МЕТОДІВ ТА АНАЛІЗ ЇХ РЕЗУЛЬТАТІВ В РОБОТІ

#### 3.1 Аналіз ефективності «Сітки променів»

По-перше, досліджується обчислювальна складність і вимоги до пам'яті запропонованої імітаційної моделі. Потім отримують статистичні дані щодо кількості променів, видимих на UE. Це важливий параметр для розробки схем каналу зворотного зв'язку. Нарешті, SINR і криві пропускної здатності отримані для міського макросценарію, визначеного 3GPP.

**Аналіз складності.** Для моделювання буде розглянуто міські макростійки з 10 UE на комірку. eNB має 256 антен. UE має 2 антени. На рис. 3.1. показано кількість операцій з плаваючою комою (FLOP), необхідних для обчислення ефективного каналу реалізації одного каналу. Ефективний канал як корисних каналів, так і каналів перешкод від усіх UE до всіх eNB включено в обчислення. У еталонному методі ефективний канал обчислюється в два етапи. Першим ділом обчислюється 3D-канал. Потім прекодер GoB застосовується до 3D-каналу для отримання ефективного каналу. Розрахунок стохастичних параметрів, таких як великомасштабні та маломасштабні параметри, вимагає однакових обчислювальних зусиль для обох методів, отже, на рис. 3.1. показано лише FLOP, необхідні на етапі генерації каналу на рис. 3.2. З рисунка 3.1. можна спостерігати, що кількість FLOPS, необхідна для запропонованої імітаційної моделі, залишається майже постійною та в 1000 разів меншою, ніж у еталонному методі для випадку з 21 коміркою [20].

На рисунку 3.2. показано пам'ять, необхідну для зберігання лише ефективного каналу, порівняно з еталонним випадком, де зберігається 3D-канал. Передбачається 64-розрядна подвійна точність, а матриця GoB обчислюється з роздільною здатністю в один градус як для кутів висоти (від -90 до +90), так і для кутів азимута (від -180 до +180). У запропонованій імітаційній моделі матрицю GoB потрібно зберігати як пошукову таблицю, що призводить до більшої потреби

в пам'яті, коли кількість комірок менше 10. Однак зі збільшенням кількості комірок пам'ять, необхідна для запропонованої імітаційної моделі, становить менше, ніж у контрольного методу [20].

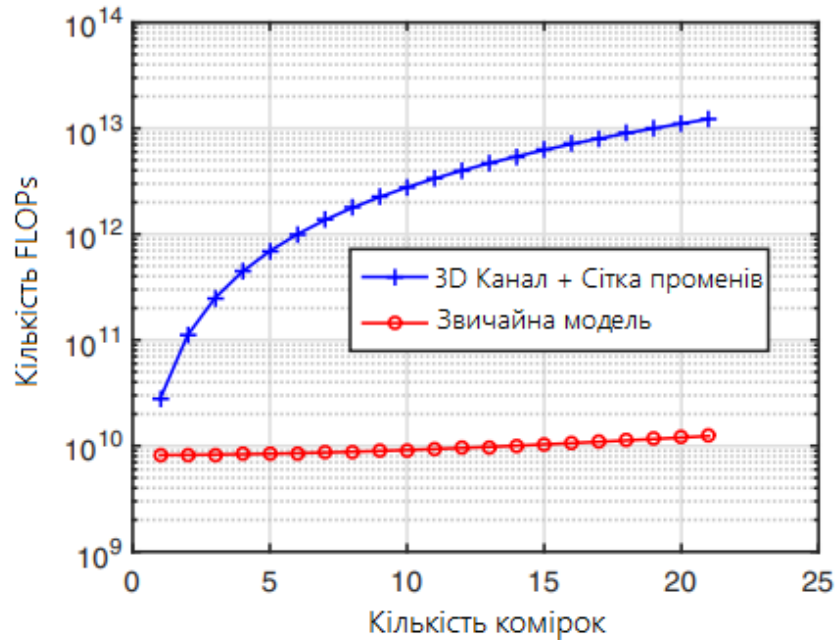


Рис. 3.1. Обчислювальна складність на реалізацію каналу для сценарію з 10 UEs,  $N_{ue} = 2$

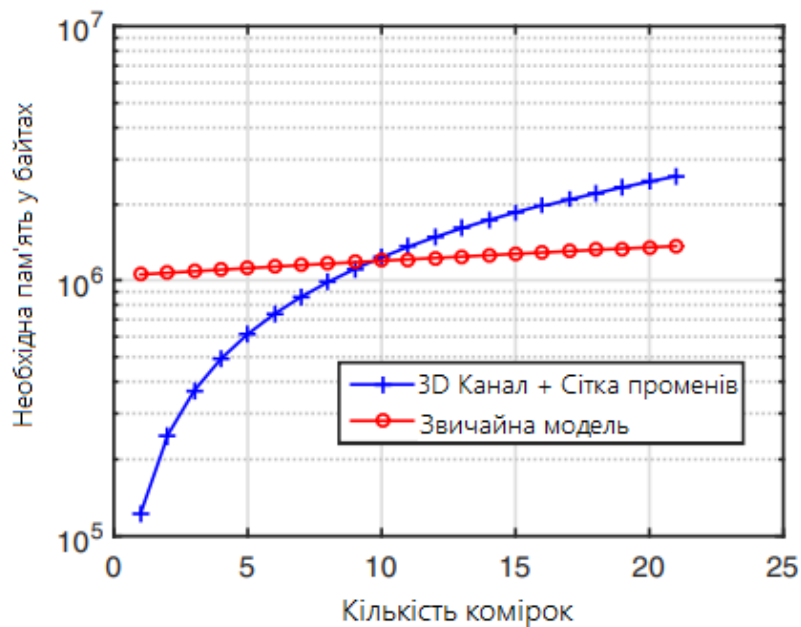


Рис. 3.2. Пам'ять, необхідна для реалізації каналу для сценарію з 10 UEs,  $N_{ue} = 2$

**Розрідженість ефективного каналу.** Досліджується розрідженість ефективного каналу, яка є кількістю променів, видимих для UE. Нещодавно ефективну схему зворотного зв'язку CSI на основі променя було запропоновано як альтернативний механізм зворотного зв'язку для 5G. відповідні компоненти каналу (RCC) визначаються як коефіцієнти матриці ефективного каналу, які знаходяться в межах порогового значення порівняно з найсильнішим компонентом каналу, видимим UE. На рис. 3.3. показано CDF кількості RCC, які бачить UE для різних порогових значень. У розглянутому сценарії є 21 осередок і 32 промені передаються від кожного eNB, що призводить до 672 RCC. Однак на рис. 3.3. можна помітити, що UE бачать відносно меншу кількість RCC. Це пов'язано з тим, що промені мають високу спрямованість, і більшість променів спрямовані вбік від даного положення UE. Крім того, кількість RCC значною мірою залежить від використовуваного порогу, який забезпечує прямий зв'язок між накладними витратами зворотного зв'язку та досяжним SINR [21].

Два суміжні промені в азимутальному напрямку будуть сильно корельовані. При цьому балки повинні бути розташовані щільно, щоб мати гарне покриття. Щоб зменшити накладні витрати щодо кількості RCC, що повідомляється в eNB, і одночасно мати хороше покриття, можна переплести непарні та парні номери променів у непарних та парних часових інтервалах відповідно. Таким чином, лише 16 променів активні на кожній базовій станції, і UE можуть вибрати, бути активними в непарних або парних часових інтервалах на основі якості прийнятого сигналу. Крім того, якщо суміжні сайти взаємодіють один з одним, концепція «Черепашка» може бути використана для формування рівня перешкод поза зоною взаємодії. Кількість RCC із переплетеними променями та черепаховою концепцією (з ідеальною формою інтерференційної підлоги) показано на рис. 3.4.

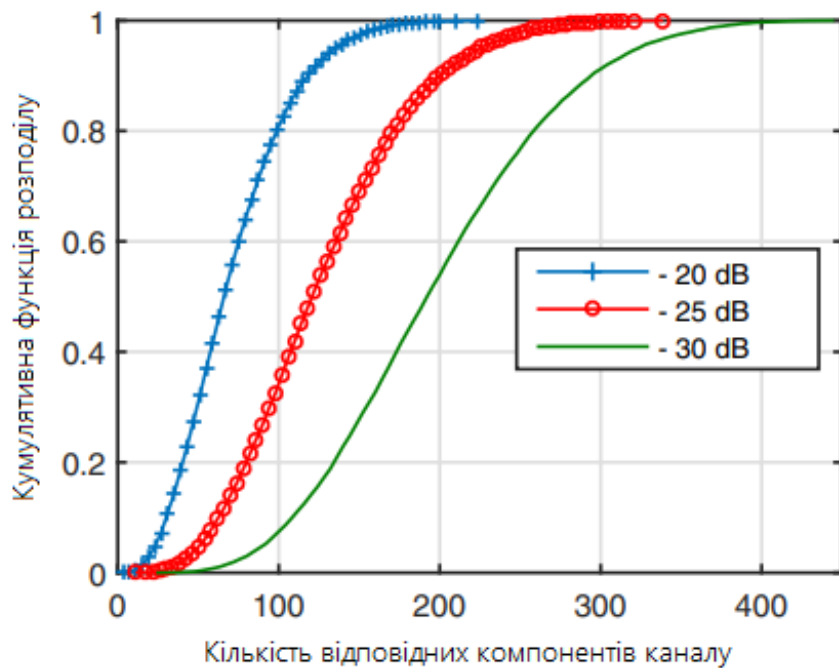


Рис. 3.3. Відповідні компоненти каналу, видимі в UE для різних порогів: -20 дБ, -25 дБ, -30 дБ

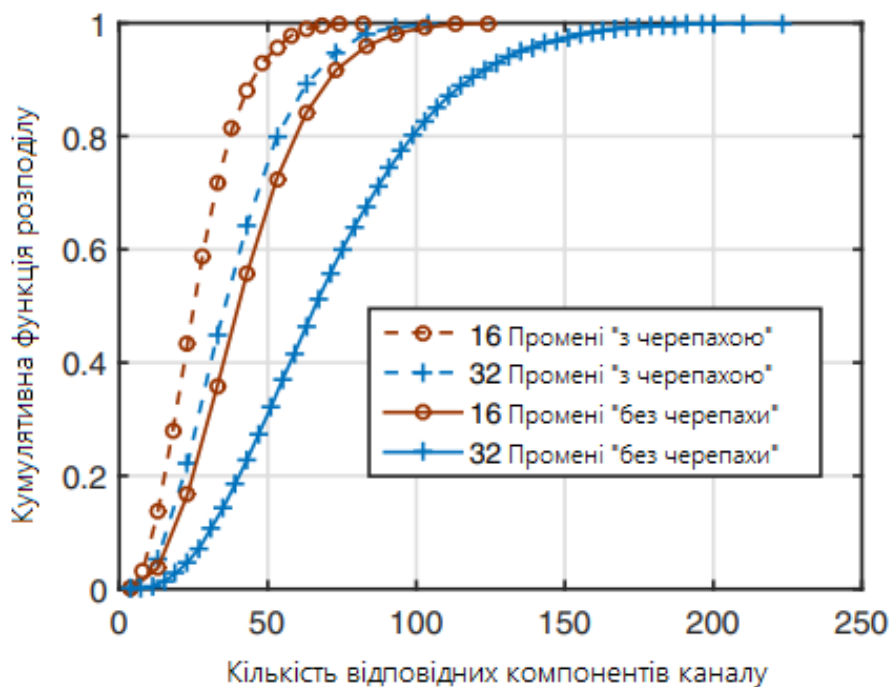


Рис. 3.4. Відповідні компоненти каналу з переплетеними променями та «черепахою» для порогоу -20 дБ

**Симуляція системного рівня.** У цьому підрозділі наведено результати моделювання на системному рівні для міського макросценарію, визначеного в останньому технічному звіті TR 38.913. Використовується нумерологія LTE RHY і структура фрейму. Параметри моделювання наведено в табл. 3.1. Припускається ідеальний CSI ефективного каналу на передавачі, а попереднє кодування на основі svd виконується у верхній частині прекодера GoB. Для моделювання використовується пропорційний справедливий планувальник.

Таблиця 3.1.

Параметри моделювання

Параметр	Значення
Кількість комірок	7 трисекторних ділянок = 21 клітина
Кількість UEs на комірку	10
Кількість антен eNB	256
Кількість променів	8 (azi.) × 2 (elev.) × 2 (xPol)
Кути нахилу в градусах	-8, -18
Кількість антен UE	2
eNB макс. Tx потужність	49 dBm
Діаграма спрямованості	TR 36.814
Несуча частота	2.6 GHz
Пропускна здатність	20 MHz
Трафік	Повний буфер
Модель каналу	3D Channel
Прийомний фільтр	MMSE-IRC
Коефіцієнт шуму	9 dB



На рис. 3.5. показано кумулятивну функцію розподілу - співвідношення сигнал/шум плюс перешкоди. Можна спостерігати, що досягається середній SINR 27 дБ. Незважаючи на те, що на UE видно досить кілька десятків променів, високі значення SINR досяжні. Причина цього полягає в наступному: прекодер svd поверх 32 променів призводить до того, що фактично лише один промінь вказує на UE, що обслуговується. По-друге, приймач має дві антени, і приймач MMSE-IRC може усунути домінуючу перешкоду. Для підтримки схем модуляції вищого порядку, таких як 64 QAM, достатньо 32 дБ SINR. Високий коефіцієнт посилення SINR, досягнутий за допомогою GoB, може бути використаний для покращення коефіцієнта посилення мультиплексування за допомогою підтримки MU-MIMO, який залишається для майбутніх досліджень. На рис. 3.6. показано кумулятивну функцію розподілу - пропускну здатність користувача для розглянутого сценарію з 21 коміркою. Пропускна здатність користувача досягає до 15 Мбіт/с для розглянутої смуги пропускання 20 МГц із 10 користувачами на комірку [21].

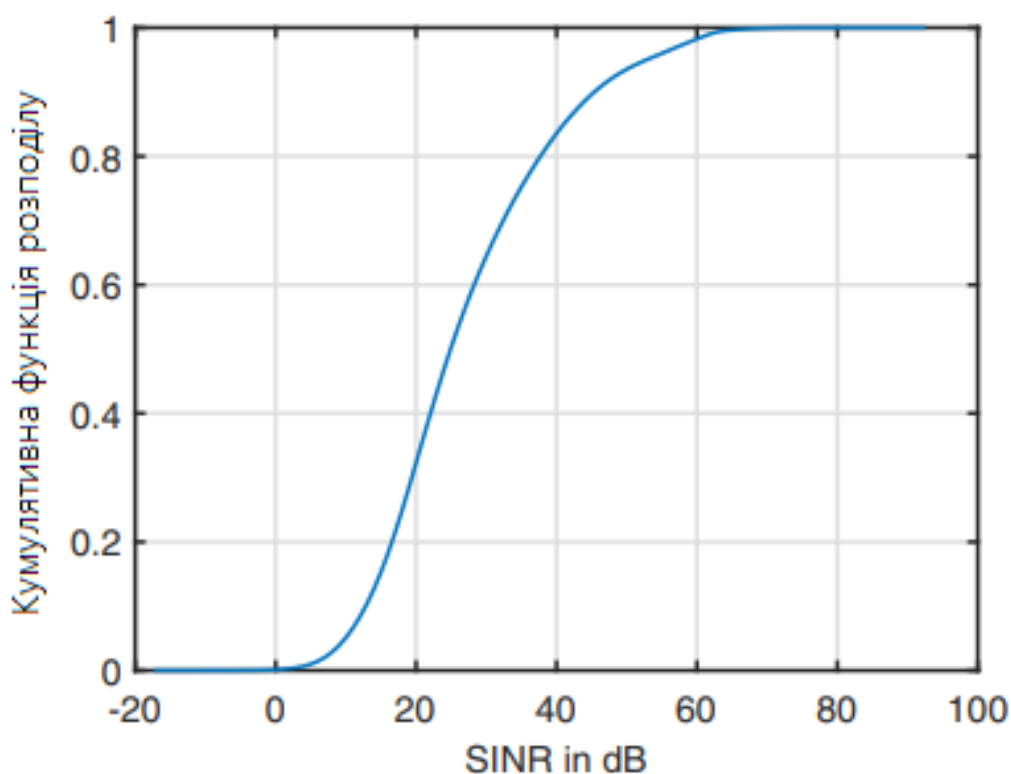


Рис. 3.5. Кумулятивна функція розподілу – SINR

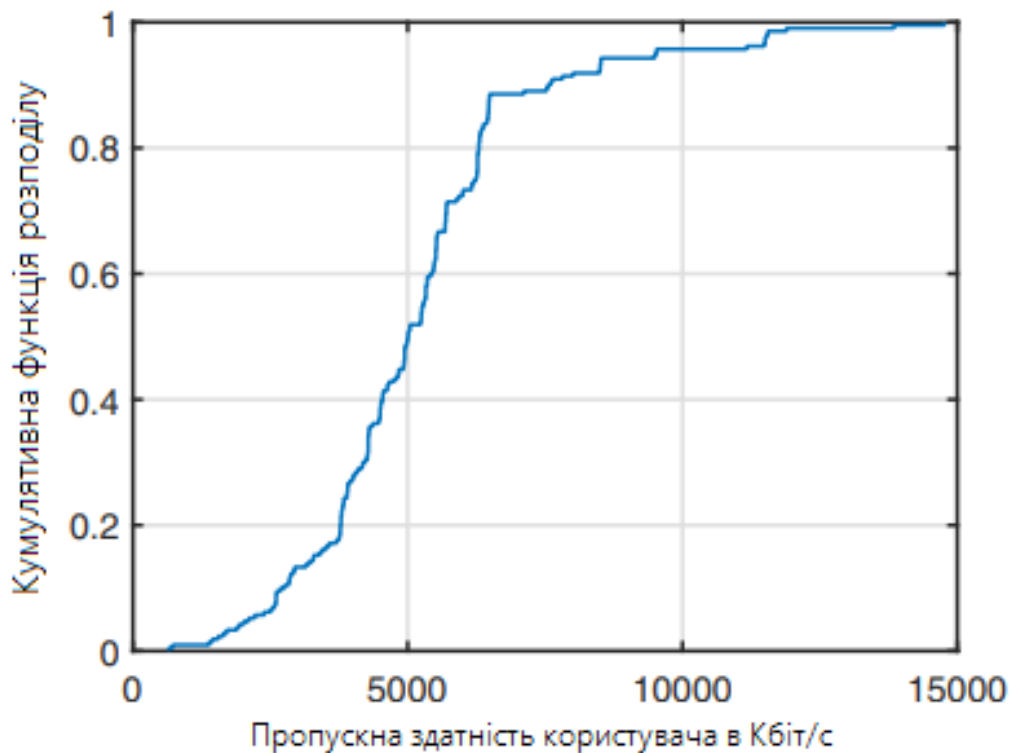


Рис. 3.6. Кумулятивна функція розподілу пропускної здатності користувача

### 3.2 Ефективність 5G eLA

У цьому підрозділі підсумовуються результати на системному рівні з коротким порівнянням зі сценаріями, визначеними METIS. Міське вуличне середовище моделюється, як показано на рис. 14, із використанням трьох різних щільностей AP, де всі AP мають висоту 5 м. Перший сценарій містить 36 точок доступу, розташованих на кутах вулиць (5 м на схід і 5 м на південь від північно-західного кута будівлі), як зазначено зеленими плюсами на рисунках. Другий сценарій містить 72 точки доступу з двома точками доступу на перехресті двох вулиць, але з точками доступу на протилежних кутах вулиць (зелені плюси та сині крапки), а додаткові точки доступу зі сценарію 1 знаходяться в 5 м на захід і 5 м на північ від будівлі на південний схід. куточок. Третій сценарій містить 96 точок доступу, розташованих посередині кварталів (5 м від будинків) і на кутах вулиць

(зелені плюси та червоні кола). Зауважте, що ймовірність блокування каналу між обладнанням користувача (UE, також мобільним) і двома точками доступу є незалежними незалежно від того, наскільки близько точки доступу розташовані одна до одної. Це означає, що сценарій 2 матиме значну перевагу над сценарієм 1 у тому, що ймовірність блокування для UE буде значно зменшена. Блокування LOS моделюється двома способами, де перший полягає в тому, що квадрати на рисунку моделюють вуличні блоки (які можуть бути однією або кількома будівлями), де сигнал LOS повністю блокується, якщо ці квадрати знаходяться між UE і AP. Друге блокування LOS є випадковим блокуванням, заданим такою залежною від відстані ймовірністю блокування:

$$P_{block} = \min(0.0078d + 0.1, 0.8), \quad (3.1)$$

де  $d$  — двовимірна відстань (тобто відстань у площині x-y) між AP і UE у метрах. Ця модель для ймовірності блокування була створена за допомогою трасування променів, де різні блокуючі об'єкти, такі як автомобілі, вантажівки, дерева та пішоходи, випадково розміщуються в середовищі.

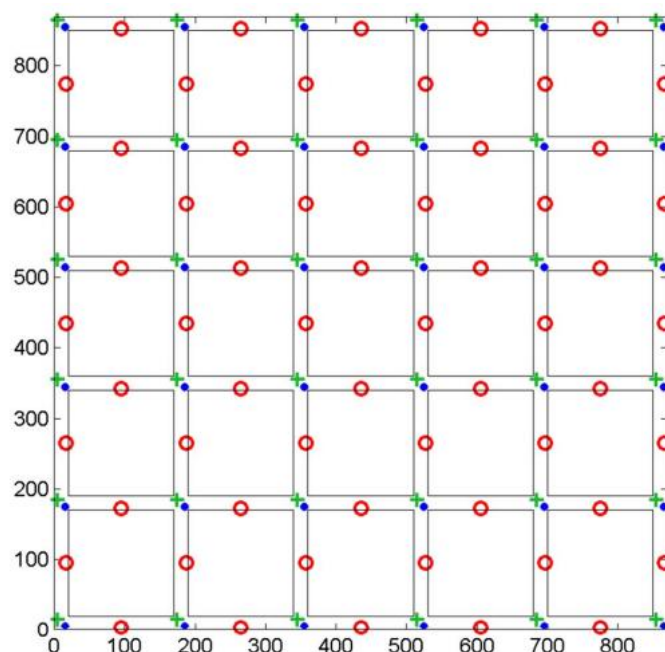


Рис. 3.7. Схема розміщення APs для місько-вуличного середовища

На рис. 3.7. AP для першого сценарію зелений +, для другого сценарію зелений + і сині точки, для третього сценарію зелений + і червоні кола. Чорні квадрати позначають міські квартали, що складаються з кількох будівель, які блокують міліметровий сигнал.

Якщо блокування відсутнє (ані випадкове блокування, ані блокування будівлі), використовувалися втрати на шляху LOS і визначалися як ( $d$  у метрах, а  $\log$  означає логарифм за основою десять):

$$PL[dB](d)=69.6+20.9 \log(d) + X_{\sigma} \quad (3.2)$$

із затуханням тіні 5,0 дБ. У разі блокування каналу вважався NLOS із втратою на шляху, заданою на 72 ГГц:

$$PL[dB](d)=69.6+33 \log(d) + X_{\sigma} \quad (3.3)$$

із затуханням тіні 7,6 дБ. Зауважте, що ці формули втрат на шляху збігаються з еталонною моделлю відстані і Табл. 3.2. для моделей доступу, за винятком того, що значення затухання тіні LOS становило 5,0, а експонента втрат на шляху становила 2,09, де обидва значення базувалися на попередніх розрахунках, які згодом були уточнені. Ці незначні відмінності не повинні суттєво впливати на результати моделювання або зроблені з них висновки.

Таблиця 3.2.

## Показники втрат на шляхі

(відносно відстані вільного простору в 1 м) та фактори тіні

	73 GHz зв. транзит – зв. транзит		73 GHz Базова станція - Доступ	
	PLE	SF (dB)	PLE	SF (dB)
<b>LOS</b>	2.0	4.2	2.0	5.2
<b>NLOS</b>	3.5	7.9	3.3	7.6

Розглянуті тут сценарії не надто відрізняються від моделі міського середовища METIS. Перша відмінність між моделями полягає в тому, що METIS визначає сітку міських кварталів  $4 \times 3$  замість нашої сітки міських кварталів  $5 \times 5$ . Наступна відмінність між двома моделями полягає в тому, що METIS повторює їхню сітку  $4 \times 3$  для створення ефекту обертання, тоді як наш сценарій був саме таким, як показано. Просто виключаємо UE, скинуті вздовж зовнішніх 75 м сценарію, із системної статистики. METIS також визначає дуже складний відхід користувачів, який може включати більшу щільність біля перехресть вулиць, випадковий рух користувачів і більшу щільність користувачів уздовж тротуарів. Наші користувачі були статичними і рівномірно розсипалися по вулицях. Середовище METIS також може мати парки, автобусні зупинки та двосмугові будівлі (замість суцільної будівлі в кварталі) [22].

Канал отримано як з вимірювань NYU, так і з трасувальника променів для того самого середовища, що й вимірювання NYU, який було налаштовано, щоб отримати результати втрат на шляху, подібні до результатів вимірювань. Модель каналу — це модель на основі променів у стилі 3GPP, яка включає залежні від відстані кути висоти для міського мікросередовища. Модель включає версії LOS і NLOS з ймовірністю блокування плюс блокування побудови, які використовуються для визначення зв'язків NLOS [22].

Параметри системного рівня наведені в табл. 3.3. Кожна точка доступу складається з 4 секторів, причому кожен сектор має два масиви  $4 \times 4$ , один з горизонтальною поляризацією, а інший з вертикальною поляризацією (дві поляризації використовуються для забезпечення двопотокової SU-MIMO разом із однопотоковою передачею). UE має дві розташовані разом всенаправлені антени, кожна з різною поляризацією (горизонтальною або вертикальною). Таким чином, з формуванням радіочастотного променя канал MIMO з двома потоками виглядає як канал  $2 \times 2$  на UE, причому кожен потік надсилається з іншого радіочастотного променя, де пучки вибираються за допомогою формування власного променя на всіх передавальних антенах. Використовується швидкість модуляції та кодування LTE. Передбачається повний буферний трафік і використовується пропорційне

справедливе планування. Потужність передачі становить 30,8 дБм в кожному секторі (розподіляється між двома масивами в секторі). У моделюванні не використовувалися процедури гібридного автоматичного запиту на повторення (HARQ), оскільки припускається, що адаптація каналу має бути чудовою, враховуючи природу Райса каналу з формуванням променя та що зв'язки переважно обмежені шумом. Проте повторна передача дозволена.

Таблиця 3.3.

## Параметри моделювання системи

Параметр	Значення
Пропускна здатність і несуча частота	Нес.Част: 72 GHz, Пр. здат: 2.0 GHz
Швидкість символу	1.536 GHz (50x LTE)
Тип трафіку	Повний буфер
Масив точок доступу	4 сектора, кожен сектор має два масиви 4x4 (один вертикально поляризований, другий горизонтально) з інтервалом 0,5 в обох вимірах
Мобільні антени	2 всенаправлені, одна з вертикальною поляризацією, інша з горизонтальною
Тх потужність точки доступу	30.8 dBm/сектор (розділ між двома масивами в кожному секторі)
Максимальний ранг	2
Формування променя	Формування власного променя за допомогою висхідного сигналу
Рівні модуляції	LTE MCS рівні
Оцінка каналу	Ідеальна
Планувальник	Пропорційний справедливий

Результати моделювання, що порівнюють сценарії, підсумовані в табл. 3.4. Сценарій 1 ускладнюється відносно великою відстанню між точками доступу, і, отже, коли всі промені каналів заблоковані, UE важко підключитися до наступної точки доступу. Цей ефект проявляється у відносно високій ймовірності збою 19,7% (збій визначається як пропускна здатність UE менше 100 Мбіт/с). Однак у сценарії 1 все ще спостерігається дуже вражаюча середня пропускна здатність UE 3,2 Гбіт/с, але при цьому розчаровує гранична швидкість стільникового зв'язку 0 Мбіт/с (граничний простір стільникового зв'язку визначається як 5% пропускна здатність UE). Однак, додавши лише одну точку доступу на протилежному розі вулиці, як у сценарії 2, ймовірність збою суттєво падає приблизно до 5,98%. Падіння пояснюється наявністю іншої точки доступу відносно поблизу, до якої можна підключитися, якщо канал до найближчої точки доступу повністю заблоковано. Крім того, для сценарію 2 середня пропускна здатність UE покращується до 5,6 Гбіт/с, а пропускна здатність краю стільникового зв'язку — до 26,7 Мбіт/с. Подальше збільшення щільності точки доступу, як у сценарії 3, дає подальші покращення середньої пропускної здатності UE стільникового зв'язку до 6,5 Гбіт/с і пропускної здатності краю стільникового зв'язку до 461 Мбіт/с при зниженні відключення до 3,15%.

Таблиця 3.4.

## Результати моделювання системи

Параметри	Сценарій 1	Сценарій 2	Сценарій 3
Сер. пропускна здатність UE	3.2 Гбіт/с	5.6 Гбіт/с	6.5 Гбіт/с
Пропускна здатність краю комірки	0 Мбіт/с	26.7 Мбіт/с	461 Мбіт/с
Макс. пропускна здатність	15.7 Гбіт/с	15.7 Гбіт/с	15.7 Гбіт/с

Продовження таблиці 3.4.

## Результати моделювання системи

Параметри	Сценарій 1	Сценарій 2	Сценарій 3
Мін. пропускна здатність	0 Мбіт/с	0 Мбіт/с	0 Мбіт/с
Ймовірність відключення	19.7%	5.98%	3.15%

Окрім збільшення щільності AP, збільшення розміру масиву в AP також може значно підвищити ймовірність блокування та продуктивність на рівні системи. Розглянемо табл. 3.5, яка показує порівняння результатів на системному рівні для двох масивів  $4 \times 4$  на сектор і двох масивів  $8 \times 8$  на сектор AP для сценарію 1. Імовірність блокування масивів  $8 \times 8$  падає приблизно до 11,5%, тобто добре, але цього недостатньо, щоб подолати блокування, тому потрібне ущільнення AP. Середня пропускна здатність UE значно збільшується до приблизно 4,86 Гбіт/с, але пропускна здатність на краю стільника все ще розчаровує 0 Мбіт/с, що вказує на те, що потрібне подальше ущільнення точки доступу (або потрібні антенні решітки на UE).

Таблиця 3.5.

## Результати моделювання системи

для сценарію 1 з масивом  $4 \times 4$  та  $8 \times 8$ 

Параметри	4x4	8x8
Сер. пропускна здатність UE	3.2 Гбіт/с	4.86 Гбіт/с
Пропускна здатність краю комірки	0 Мбіт/с	0 Мбіт/с
Макс. пропускна здатність	15.7 Гбіт/с	15.7 Гбіт/с
Мін. пропускна здатність	0 Мбіт/с	0 Мбіт/с
Ймовірність відключення	19.7%	11.5%



### 3.3 Результати гібридного MIMO та переваги

У цьому розділі буде проаналізовано показники продуктивності запропонованого алгоритму з точки зору пропускну здатності, частоти помилок пакетів (PER), частоти помилок у бітах (BER) тощо. Технічні характеристики змодельованої моделі наведено в табл. 3.6.

З таблиці можна помітити, що канали між усіма передавачами та приймачами MIMO передбачають як повільно завмираючий Релея з однаковою кількістю відводів ( $L = 9$ ). Крім того, система використовує передавачі OFDM для кожної антени ( $Tx1$  і  $Tx2$ ) з 64 піднесучими для кожного прийому.

Таблиця 3.6.

Параметри системи запропонованого алгоритму

Канал	Багатопроменевий канал завмирання Релея
Довжина каналу ( $L$ )	9
Циклічний префікс (CP)	9
Розмір FFT	64
Тип модуляції	BPSK

Крім того, додається циклічний префікс довжиною 9, щоб допомогти зменшити міжсимвольні перешкоди (ISI).

На рис. 3.8. показано BER запропонованого алгоритму в порівнянні зі звичайними моделями MIMO.  $Rx1$  – запропонований ідеальний показує BER для першої антени приймача, тоді як  $Rx2$  – запропонований – ідеальний є BER для другої антени приймача. На рисунку також зображено теоретичний BER моделі з одним входом і одним виходом (SISO) (теорія ( $nTx=1, nRx=1$ )) та імітаційної моделі MIMO з двома виходами та двома входами з нульовим примусом (ZF) (симулятор (сим( $nTx=2, nRx=2$ , ZF))), а також моделювання Релея.  $Rx1$  –

пропоновано-практично і Rx2 – пропоновано-практично є практичними графіками BER запропонованої моделі [23].

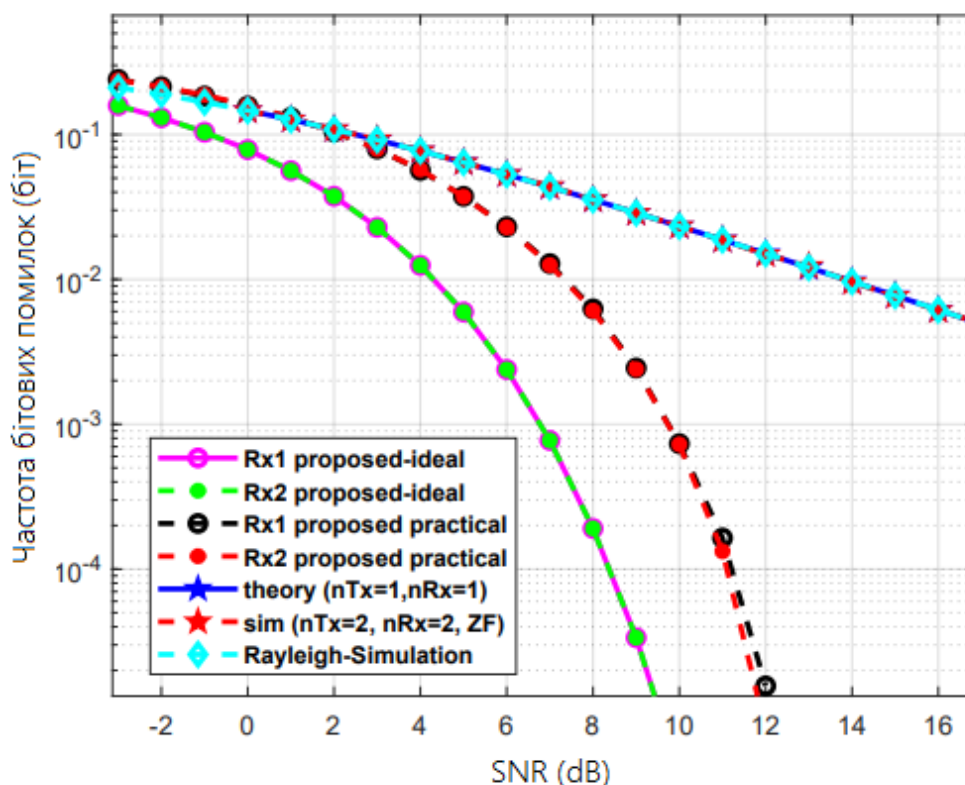


Рис. 3.8. Рівень бітових помилок (BER) запропонованого алгоритму

Рис. 3.8. відображає ідеальний і практичний випадок, крім того, порівняння з іншими звичайними моделями, такими як MIMO 2 на 2 з нульовим примусом, теоретична модель SISO та MIMO під моделюванням Релея.

Як можна помітити, запропонована модель MIMO працює краще, ніж звичайна модель MIMO, яка використовує ZF, модель SISO та криву ефективності моделювання Релея. Крім того, запропонована ідеальна модель демонструє продуктивність AWGN, це пов'язано з використанням матриць придушення перешкод ( $\mathbf{P}_1, \mathbf{P}_2, \mathbf{P}_3, \mathbf{P}_4$ ) які призначені для придушення перешкод, а також ефектів каналу. Однак практичний випадок показує погіршення продуктивності BER, оскільки переданий сигнал, який містить матриці придушення перешкод, повинен бути нормалізований через обмеження потужності, отже погіршуючи сигнал. Матриці придушення перешкод є функціями каналу Релея, який

використовується для моделювання цієї моделі, як показано в 2 розділі. Оскільки розподіл каналів Релея приймає значення, дуже близькі до нуля, виконання ділення з цими значеннями для отримання значень матриць придушення перешкод (потужність) призведе до дуже великого значення (нескінченності), це непрактично, отже нормалізація [24].

На рис. 3.9. зображено пропускну здатність запропонованої моделі при різних значеннях відношення сигнал/шум (SNR). Rx1–запропонована і Rx2 – це пропускна спроможність першої та другої приймальних антен відповідно, тоді як звичайна система 2x2 MIMO є пропускну спроможністю традиційної системи 2x2 MIMO. Як можна спостерігати для  $\text{SNR} < 8\text{dB}$ , запропонована модель має трохи меншу пропускну здатність, однак, для  $\text{SNR} > 8\text{dB}$  запропонована модель має кращу пропускну здатність.

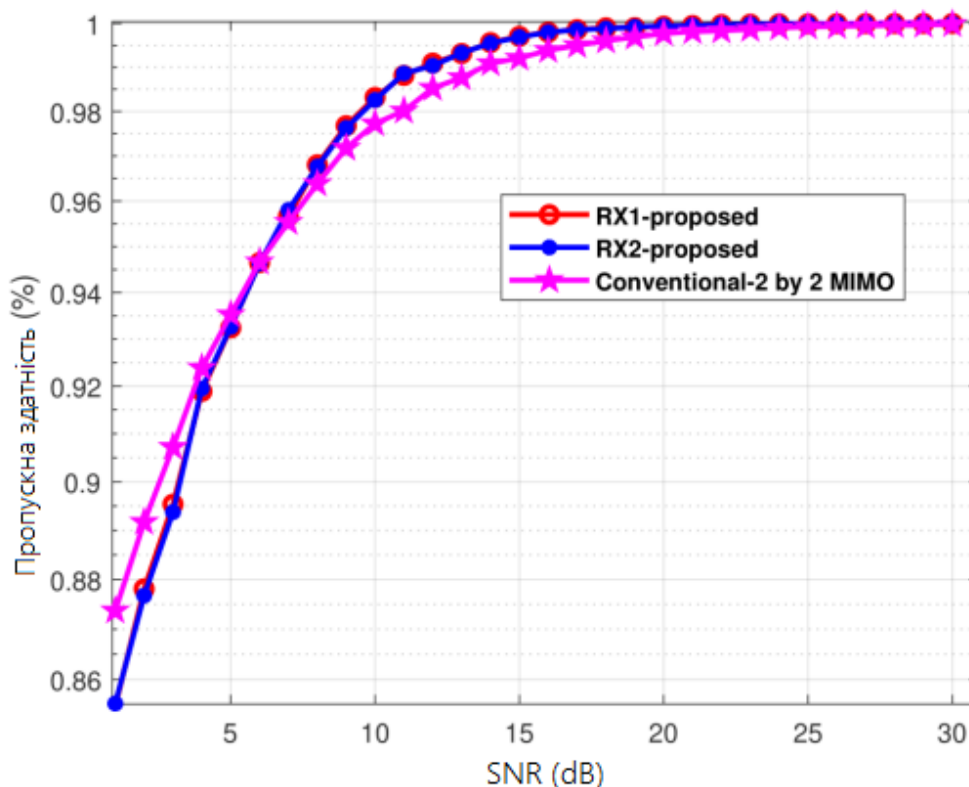


Рис. 3.9. Пропускна здатність запропонованої моделі MIMO порівняно зі звичайною системою MIMO 2x2 без матриць придушення перешкод

На рис. 3.10. показано відношення пікової до середньої потужності (PAPR) системи, що використовує запропоновану модель MIMO, порівняно зі звичайною моделлю MIMO. Можна помітити, що PAPR двох передавальних антен (запропонованих Tx1 і Tx2), що використовують запропоновану парадигму, трохи кращий, ніж PAPR для передавальних антен, які використовують звичайну систему MIMO (Tx1-традиційна та Tx2-традиційна). Зниження PAPR призводить до кращої спектральної та енергетичної ефективності, тому запропонована модель MIMO вирішує одну з головних проблем, з якою стикаються системи OFDM. [25].

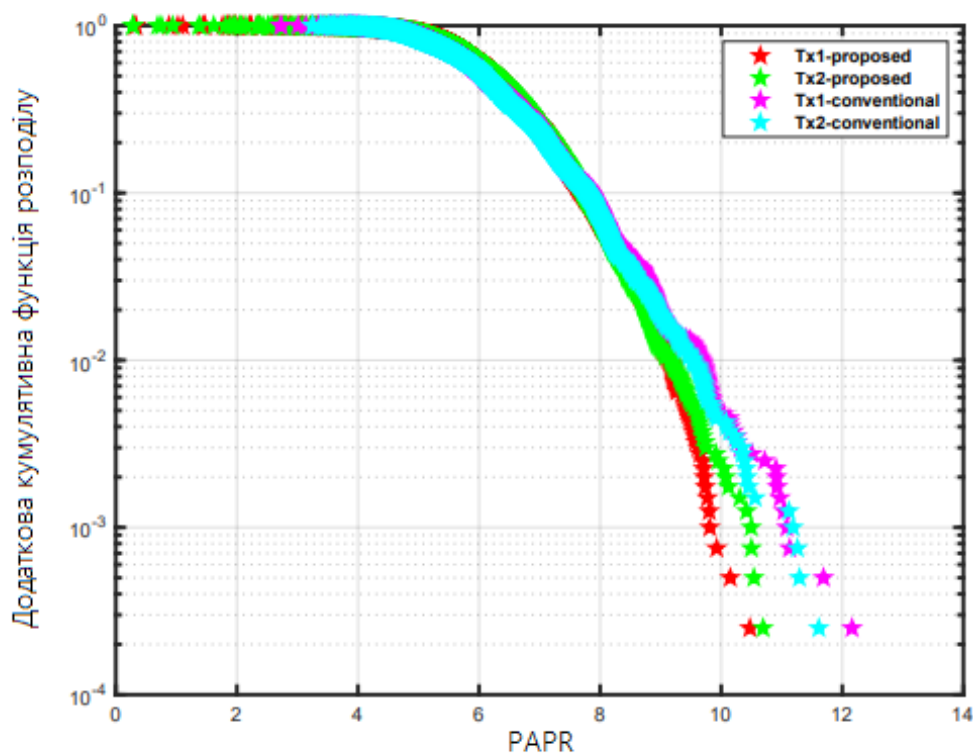


Рис. 3.10. Відношення пікової до середньої потужності (PAPR) запропонованого алгоритму порівняно зі звичайною моделлю

На рис. 3.10. показано, що для менших значень додаткової інтегральної функції розподілу (CCDF) запропонована модель працює трохи краще, ніж звичайні методи MIMO.

### **Переваги запропонованої системи.**

1. Низька складність: він структурно простий, але дуже ефективний і не вимагає підтримки складною архітектурою приймача. Що ще важливіше, це не вимагає жодних змін або додаткової обробки на стороні приймача завдяки належній конструкції доданих матриць придушення перешкод.
2. Низька потужність: оскільки в приймачі не потрібна обробка, під час зв'язку не використовується висока потужність, яка зазвичай є великим споживачем енергії в звичайних системах. Вся обробка здійснюється на базовій станції.
3. Максимальна перевага та найкращі робочі умови запропонованої схеми можуть бути отримані, коли вона використовується з сигналами на основі OFDM по дисперсійних каналах. Це пов'язано з двома причинами: 1) випадковість матриць придушення перешкод ( $P_1$ ,  $P_2$ ,  $P_3$  і  $P_4$ ) стає не тільки функцією генерованого сигналу в джерелі, але й випадковості дисперсійного каналу. 2) можливість переробки матриць для усунення деяких основних недоліків OFDM.

**Обмеження використання.** Пропонована модель призначена тільки для зв'язку по низхідній лінії зв'язку. Тому для зв'язку по висхідній лінії зв'язку буде використовуватися звичайна техніка зв'язку. Більше того, для системи з багатьма антенами може знадобитися більш висока потужність обробки для обчислення матриць придушення перешкод на базовій станції.

## ВИСНОВКИ

В магістерській роботі описано архітектури MIMO, які значно підвищують ефективність роботи системи та дозволяють ефективно використовувати енергію променя, направляючи її саме до користувача при цьому не втрачаючи її нерационально, випромінюючи її в пустий простір.

В першому розділі розглянуто основні поняття та принципи системи 5G. Коротко описано еволюцію системи, її особливості, новаторства, переваги над попередніми поколіннями. Визначено що таке MIMO, його принцип, різновиди. Розглянуто специфікації та релізи. Коротко пояснено покоління антенної системи. Широко розкрито та пояснено питання формування променя, його особливості та ключова роль в системах передачі даних.

В другому розділі представлено короткий огляд 3D-моделі каналу та GoB. Показано, що обчислювальну складність можна зменшити в 1000 разів для моделювання сценарію 21 міських макрокомірок. Досліджено розрідженість ефективного каналу. Крім того, за допомогою моделювання на системному рівні UE з декількома антенами можуть виконувати обробку MMSE-IRC для усунення найсильніших перешкод, що призводить до дуже високого SINR. Розглянуто використання діапазонів мм хвиль, зокрема діапазонів 28, 38, 71–76 і 81–86 ГГц для 5G eLA. Запропоновано нульову циклічну префіксну модуляцію з однією несучою для систем мм-хвиль і представили результати моделювання, які показують, що продуктивність запропонованої системи eLA на системному рівні може досягати швидкості передачі на межі стільника понад 100 Мбіт/с за належного ущільнення точок доступу. Запропоновано MIMO-модель зі збільшеною швидкістю передачі даних, зниженим BER і можливостями формування променя. Модель використовується для досягнення різноманітності та мультиплексування. Матриці придушення перешкод  $P_1$ ,  $P_2$ ,  $P_3$  і  $P_4$  спеціально розроблені на основі характеристик каналу та помножені на дані користувача перед накладанням і одночасною передачею від двох передавальних антен.

В третьому розділі за допомогою програми MATLAB представлено імітаційне моделювання роботи кожного з запропонованих методів та була показана за допомогою графіків функцій їх оцінка продуктивності, яка виявилася вищою ніж звичайні методи.

**ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ**

1. M. Cudak, et al., "Moving towards mmWave-based beyond-4G (B-4G) technology," Proc.IEEE VTC-2013-Spring, June 2013.
2. F. Rusek, et al., "Scaling up MIMO: Opportunities and Challenges with Very Large Arrays," IEEE Signal Processing Mag., vol. 30, no. 1, pp. 40-46, Jan. 2013
3. RP-121804, "Study on Full Dimension MIMO for LTE," Samsung, 3GPP TSG RAN Meeting #58, December 4-7, 2012.
4. IEEE P802.11ad/D5, "IEEE Draft Standard for Local and Metropolitan Area Networks - Specific Requirements - Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications - Amendment 3: Enhancements for Very High Throughput in the 60 GHz Band"
5. Q. H. Spencer, et al., "Zero-forcing methods for downlink spatial multiplexing in multiuser MIMO channels," IEEE Trans. on Signal Proc., vol. 52, no. 2, pp. 461-471, 2004.
6. Y. Blankenship, et al., "Link Error Prediction Methods for Multicarrier Systems," IEEE VTC2004-Fall.
7. 3GPP TR 36.814, "Further Advancements for E-UTRA Physical layer Aspects (Release 9), v9.0.0, March 2010.
8. M. Kyro, et. al., "Long Range Wideband Channel Measurements at 81-86 GHz Frequency Range," in Proc. EuCAP 2010, April 2012.
9. T. L. Marzetta, "Noncooperative Cellular Wireless with Unlimited Numbers of Base Station Antennas," IEEE Transactions on Wireless Communications, vol. 9, no. 11, pp. 3590–3600, Nov. 2010.
10. B. Panzner, W. Zirwas, S. Dierks, M. Lauridsen, P. Mogensen, K. Pajukoski, and D. Miao, "Deployment and implementation strategies for massive MIMO in 5G," in IEEE Globecom Workshops, Dec. 2014, pp. 346–351.