

Національний технічний університет України
«Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»
Інститут телекомунікаційних систем
(повна назва інституту/факультету)

Кафедра телекомунікацій
(повна назва кафедри)

«На правах рукопису»
УДК _____

До захисту допущено
В.о. завідувача кафедри

_____ Явіся В.С.
(підпис) (ініціали, прізвище)
“ ” _____ 2018_r.

Магістерська дисертація
на здобуття ступеня магістра

зі спеціальності 172 Телекомунікації та радіотехніка,
(код і назва)

спеціалізація Апаратно-програмні засоби електронних комунікацій

на тему: Дослідження енергоефективності масивного MIMO

Виконала: студентка 2 курсу, групи T3-71мп
(шифр групи)

Кастранець Юлія Михайлівна
(прізвище, ім'я, по батькові) _____ (підпис)

Науковий керівник к.т.н, с.н.с Міночкін Д.А.
(посада, науковий ступінь, вчене звання, прізвище та ініціали) _____ (підпис)

Консультант _____
(назва розділу) _____ (науковий ступінь, вчене звання, прізвище, ініціали) _____ (підпис)

Рецензент _____
(посада, науковий ступінь, вчене звання, науковий ступінь, прізвище та ініціали) _____ (підпис)

Засвідчую, що у цій магістерській
дисертації немає запозичень з праць інших
авторів без відповідних посилань.

Студент _____
(підпис)

Київ – 2018 рік

ЗМІСТ

ВСТУП	4
РОЗДІЛ 1. ТЕХНОЛОГІЯ МАСИВНИХ МІМО.....	11
1.1. Передумови виникнення	11
1.2. Суть та принцип роботи	11
1.3. Технологічні характеристики	13
1.4. Переваги масивних МІМО	14
1.4.1. Збільшення пропускної здатності системи, спектральної ефективності та енергоефективності	16
1.4.2. Економічність та енергоефективність (з низьким енергоспоживанням) компонентів	18
1.5. Проблеми масивних МІМО	20
1.5.1. Антенний взаємний зв'язок і просторова кореляція	20
1.5.2. Проблема апаратних збоїв	23
2.6. Висновки	24
РОЗДІЛ 2. ДОСЛІДЖЕННЯ ЕНЕРГОЕФЕКТИВНОСТІ МАСИВНИХ МЕРЕЖ МІМО	25
2.1. Визначення енергоефективності	25
2.2. Енерго-спектральна компенсація ефективності	27
2.2.1. Вплив багатоантенних БС	28
2.2.2. Вплив багатьох UE	34
2.3. Модель споживання електроенергії в контурі.	38
2.3.1. Схема приймача	39
2.3.2. Кодування та декодування	39
2.3.3. Транспортна мережа зв'язку	40
2.3.4. Оцінка каналів	41
2.3.5. Об'єднання прийому та попереднє кодування передачі.....	42
2.4. Компенсація енергоефективності та пропускної спроможності.....	52
2.5. Висновки	58
РОЗДІЛ 3. ОПТИМАЛЬНА МОДЕЛЬ МЕРЕЖІ ДЛЯ ДОСЯГНЕННЯ МАКСИМАЛЬНОЇ ЕНЕРГОЕФЕКТИВНОСТІ	60
3.1. Модель мережі.....	60
3.2. Висновки	64

ВИСНОВОК.....	65
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ.....	68
ДОДАТКИ.....	74

ВСТУП

Ефективний розвиток країни та її конкурентоздатність в теперішній час можливі лише за умови наявності розвинутої інформаційної інфраструктури. Створення ефективного інформаційного простору передбачає активне використання телекомунікаційних систем і мереж інформаційного обміну, широкомасштабну комп'ютеризацію процесів обробки інформації в усіх сферах діяльності. Цей процес вже охопив практично всі країни світу і є в даний час стрижнем їх науково-технічного, економічного і соціального розвитку [1]. Телекомунікації є невід'ємною частиною виробничої та соціальної інфраструктури України і призначені для задоволення потреб фізичних та юридичних осіб, органів державної влади в телекомунікаційних послугах.

Ринок телекомунікацій в Україні в 2010 виріс на 0,5% до \$6 млрд. або біля 6% від ВВП. 87,1% в структурі доходів телекому становив мобільний і фіксований зв'язок. В галузі зв'язку постійно відбувається безупинний прогрес – одне за одним слідує нововведення телекомунікаційних технологій. Швидкими темпами розвиваються персональні і локальні мережі, широко впроваджуються безпроводові мережі регіонального масштабу. Стимул до розвитку всіх напрямків цієї індустрії – від телефону до мережі Інтернет – завжди надавав корпоративний користувач, який вимагає все більше і більше інформації. Доступ до мережі Інтернет і до інтермереж, дистанційна робота і поява віртуального офісу – ці концепції стають сьогодні повсякденними. Зв'язок необхідний для оперативного управління роботою державних органів, для підвищення обороноздатності країни та задоволення культурно-побутових потреб населення. Також він використовується для управління технологічними процесами, роботами, промисловими підприємствами і т.д. Крім цього, згідно з даними спецслужб США, в 2010 році в Україні кількість комп'ютерів, підключених до Інтернету, становило 1,997 млн. (37 11 місце у світі), а, за даними Держслужби Статистики України, за перше півріччя 2010 року кількість абонентів до мережі Інтернет в Україні, в порівнянні з

аналогічним періодом попереднього року, збільшилася на 35% і склало понад 3,1 млн. передплатників, при одночасному збільшенні доходів від Інтернету на 32%. Всього в світі до кінця 2010 р. кількість користувачів послуг Інтернет досягло 2,6 млрд. чоловік. Станом на 1 січня 2011 р. число абонентів мережі Інтернет зросла до 3,7 млн. чоловік. Через рік, 1 січня 2012 абонентська база склала вже 4,2 млн. чоловік, а станом на 1 квітня 2012 року, кількість Інтернет абонентів склала 4,45 млн. чоловік. Таким чином, можна зробити висновок, що попит наростає. Так, кількість абонентів Інтернету зросла на 17% у порівнянні з 2016 роком та на 01.04.2017 склала 16,6 млн. осіб, з них 14,9 млн. осіб (або 89,8%) отримують послуги широкосмугового доступу до мережі Інтернет. Для забезпечення потреби абонентів у реалізації доступу до Інтернету важливим моментом є наявність доступних терміналів: планшетів, ноутбуків, нетбуків, смартфонів, модемів та інших користувацьких пристроїв. Серед найбільш яскравих трендів минулого десятиліття у сфері розвитку користувацького обладнання для доступу до мережі Інтернет варто відзначити мобільність і мініатюризацію самих пристроїв, високий рівень конкуренції і постійну зміну лідерів в сегменті мобільних платформ, перетворення соціальних мереж і пошукових систем в основні сервісів сучасного Інтернету. Користувальницькі пристрої стають все менші в габаритах і більш функціональні, і дозволяють отримати доступ до Інтернету (головним чином за допомогою бездротових мереж) практично з будь-якої точки світу.

Україна у своєму розвитку слідує загальносвітовим тенденціям, і всезростаюча доступність різноманітних, призначених для користувача терміналів, характерна і для вітчизняного ринку, нехай і з деякою затримкою: номенклатура та можливості пропонованих користувачам пристроїв неухильно зростають, а ціни знижуються в міру освоєння новинок виробництвом. За аналітичними даними американської компанії Gartner Inc., (Опублікованими в квітні 2012 р.), якщо в 2011 р. в світі було продано 60,017 12 млн. планшетів, то на 2012 р. ця кількість досягла 118,9 млн. шт., на 2013 р.

прогноз становить 182,5 млн. шт, а на 2016 р. - вже майже 369,3 млн. пристроїв. За прогнозом IDC, до 2018 р. у світі буде продано в 6 разів більше смартфонів, ніж комп'ютерів. Тому є актуальним питання забезпечення якісного, високошвидкісного доступу до мережі Інтернет та інших послуг зв'язку, на висвітлення якого націлений дана дипломна робота.

Можливості, які відкривають мобільні технології сьогодні, вже давно вийшли за рамки голосових послуг, створюючи нові способи спілкування, обміну даними та бізнес-моделі. Поширення пристроїв привело до експоненціального зростання трафіку в мережах по всьому світу. Річний темп зростання трафіку стільникових мереж продовжує знаходитись в діапазоні 41-59%, тому пропускна спроможність площі повинна зрости в 1000 разів протягом наступних 15- 20 років [2]. Якщо не будуть вжиті жодні активні контрзаходи, вирішення проблеми РС збільшиться надмірно. Це пов'язано з тим, що поточні мережі засновані на жорсткій центральній інфраструктурі, яка працює на електромережі та призначена для максимального збільшення пропускної спроможності та завантаження трафіку, яку може обробляти кожна комірка. РС в основному визначається максимальною пропускною спроможністю і дуже мало залежить від фактичної пропускної здатності комірки. Це проблематично, оскільки кількість активних UE в комірці може швидко змінюватися через зміни поведінки користувачів та бурхливий характер передачі пакетів. Вимірювання, про які повідомлялося в [3], показують, що щоденне максимальне навантаження на мережу в 2-10 разів перевищує щоденне мінімальне навантаження. Отже, на БС витрачається велика кількість енергії в непікові години.

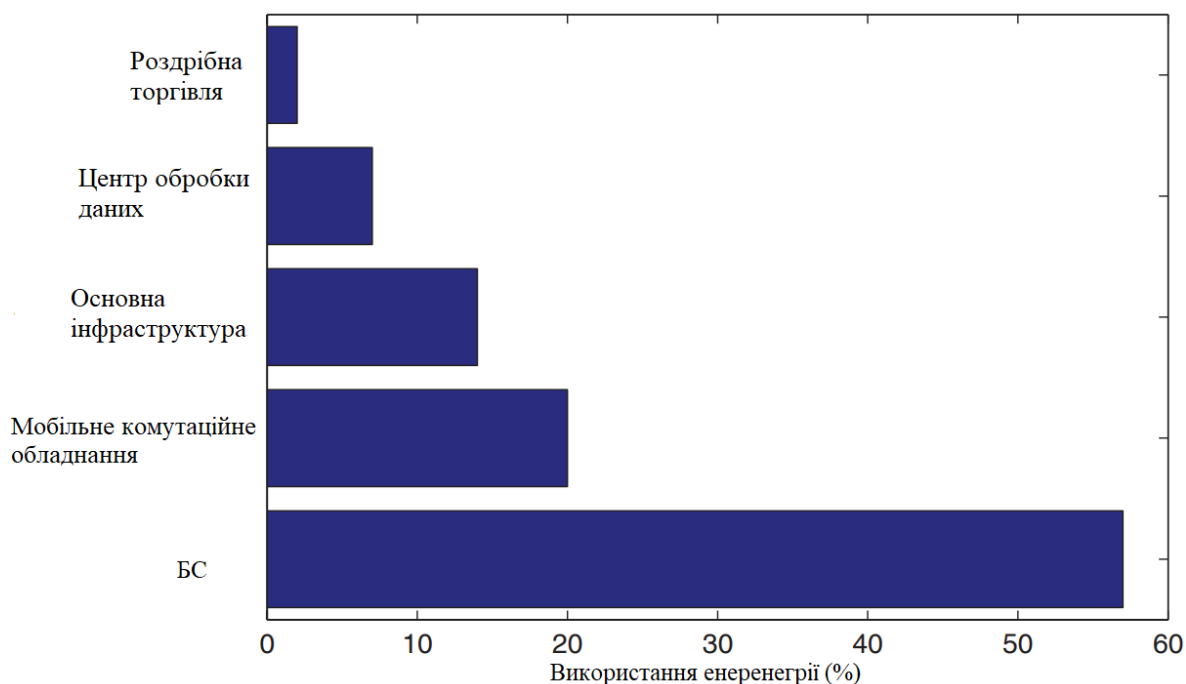


Рисунок 1 Розподіл споживаної потужності по мережі стільникового зв'язку [3]

Зважаючи на вище сказане, можна зробити висновок, що проблема енергоефективності є однією з найважливіших у сучасному світі. Зростаюча продуктивність апаратної частини інформаційних систем привела до потужного сплеску споживання енергії в робочих станціях і серверах. Особливо це позначилося на великих центрах обробки даних, в яких міститься багато обчислювальної техніки і мережевого устаткування. Проблема збільшення споживання енергії торкнулася і сфери мобільних інформаційних технологій. Зростання апаратного енергоспоживання було швидшим, ніж розвиток технологій зберігання електроенергії, зокрема збільшення місткості акумуляторів. Цей факт виражається в істотному скороченні терміну служби акумуляторів мобільних пристроїв при розширенні їх функціональних можливостей. Таким чином, проблема підвищення енергоефективності інформаційних технологій пов'язана не лише з необхідністю економії енергії, але і з необхідністю збільшення терміну служби акумулятора мобільних пристроїв.

Дуже помітні зусилля були спрямовані на зменшення PC UE, щоб збільшити термін служби акумулятора. Наука та промисловість нещодавно змістили свою увагу до БС. Згідно з малюнками Vodafone [3], показаними на рис. 1, на БС припадає майже 60% загальної потужності, споживаної стільниковою мережею, а 20% споживається мобільним комутаційним обладнанням та близько 15% основною інфраструктурою. Решту споживають центри обробки даних та роздрібні продажі/офіси. Загальна потужність, що споживається БС, складається з фіксованих (незалежних від трафіку) та змінних (залежно від трафіку) частин. На рис. 2 видно, як різні частини БС на рівні покриття впливають на загальний PC [5]. Фіксована частина, включаючи сигналізацію та блок живлення, становить близько чверті загальної спожитої потужності. Ця сума не використовується ефективно під час роботи в не пікові години, або, ще гірше, вона повністю витрачається, коли жоден UE не діє в межах зони покриття БС (як це часто трапляється в сільській місцевості). Найбільш значна частина енергії споживається в процесі підсилення потужності. Шокує, 80%-95% цієї потужності розсіюється як тепло в підсилювачах потужності (ПП), оскільки загальна ефективність поточних розгортань ПП, як правило, знаходиться в діапазоні від 5%-20% (залежно від стандарту зв'язку та стану обладнання). Це пов'язано з тим, що схеми модуляції, що використовуються в сучасних стандартах зв'язку, таких як LTE, характеризуються сильно варіюючими конвертами сигналів з відношенням пікової до середньої потужності, що перевищує 10 дБ. Щоб уникнути спотворень переданих сигналів, ПП повинні працювати значно слабше.

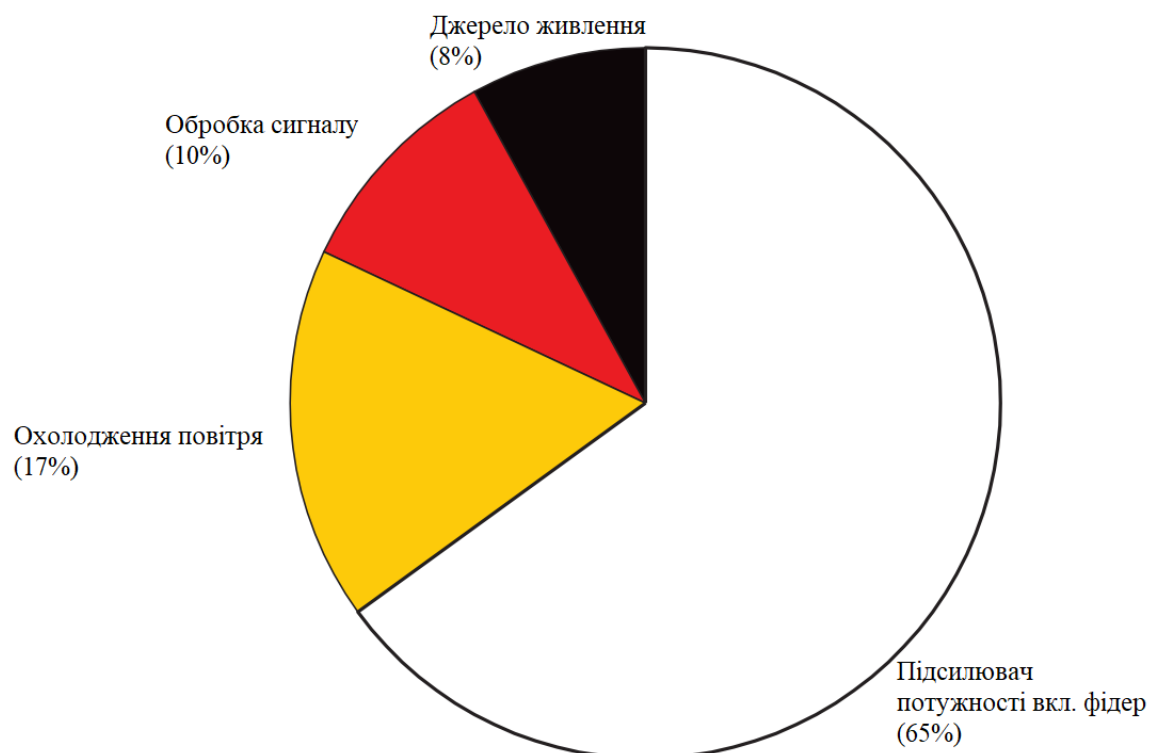


Рис 5.2 Відсоток потужності, споживаної різними компонентами BS [5]

Однією із складових майбутнього стандарту для систем енергоефективного та швидкісного зв'язку наступного покоління є технологія MIMO, яка виступає об'єктом дослідження даного проекту. Масивні MIMO спрямовані на покращення рівня покриття БС, використовуючи масиви з сотнями або більше антен, кожен з яких передає відносно малу потужність. Це дозволяє використовувати когерентну багатокористувацьку передачу MIMO з десятками UE, що просторово мультиплексуються в UL і DL кожної комірки. Пропускна спроможність області покращується завдяки зростанню мультиплексування. Однак пропускна спроможність яка надається масивними MIMO, походить від розгортання більшої кількості апаратних засобів (тобто декількох ланцюгів RF на одну БС) та обробки цифрових сигналів (наприклад, SDMA об'єднання/попереднє кодування), що, в свою чергу, збільшує СР на БС. Отже, загальна ЕЕ мережі, визначена пізніше як "скільки енергії вона потребує для досягнення певної кількості робіт", може бути оптимізованою лише в тому випадку, якщо ці вигоди та витрати є належним чином збалансованими.

Мета даного дослідження – вивчити потенціал масивного MIMO для покращення загальної мережевої ЕЕ, яка виступає предметом дослідження. Перш ніж розглянути це, ми показуємо, що підсилення масиву може бути використано для зменшення потужності передачі.

Основні завдання, які при цьому слід вирішити:

- 1) дослідити сутність поняття енергоефективності;
- 2) проаналізувати вплив БС і великої кількості UE на ЕЕ;
- 3) дослідити споживання електроенергії в контурі;
- 4) порівняти СР з різними схемами обробки сигналів;
- 5) спроектувати мережу для досягнення максимальної енергоефективності.

РОЗДІЛ 1

ТЕХНОЛОГІЯ МАСИВНИХ MIMO

1.1. Передумови виникнення

Передумовою виникнення MIMO можна вважати потреби у з'єднаннях з високою швидкістю, що паралельно можуть забезпечити високу QoS незалежно від положення абонента у зоні покриття або соті. Більшість безпроводових технологій не можуть забезпечити високі показники обслуговування на краю зони покриття із-за значних послаблень, затінь, відображень сигналу. Вирішення цієї проблеми встановленням великої кількості базових станцій буде дуже дорогим методом, що призведе до зростання цін на послуги та зниження конкурентоспроможності системи. Також необхідно сказати і про шкідливий вплив на здоров'я людей від великої кількості базових станцій. Отже, виникла необхідність у новому технологічному рішенні без будови нових базових станцій (або інших об'єктів) та розширення частотного діапазону.

1.2. Суть та принцип роботи

Багатоантенні системи зв'язку, відомі як multiple-input multiple-output (MIMO), інтенсивно досліджуються протягом останнього десятиліття. Перші роботи з постановкою задачі з'явилися вже в 1996 році [6, 7]. Згодом даному напрямку було присвячено низку наукових праць [8-10]. Завдяки істотному виграшу у швидкості передачі інформації технологія MIMO розглядається як одна зі складових майбутнього стандарту для систем зв'язку наступного покоління [11].

Принцип роботи системи MIMO базується на наявності декількох антен з обох сторін каналу зв'язку, тобто як на передавачі, так і на приймачі. Формується декілька «паралельних» каналів зв'язку, що дозволяє значно підвищити пропускну здатність (грубо кажучи, пропорційно кількості

здіяяних антен), не використовуючи при цьому додаткового частотного спектру. Такий підхід дозволяє ефективно боротися з завмираннями в каналі зв'язку, які викликані багатопроменевим поширенням радіохвиль. Для ефективної багатоантенної передачі антени з обох боків каналу мають бути достатньо рознесені в просторі (більш ніж на половину довжини хвилі [12]). Завмирання всіх використовуваних сигналів мають бути статистично незалежні, для того щоб ймовірність їх одночасних завмирань була набагато менша за ймовірність завмирання будь-якого одного з них. На жаль, через дане обмеження використання багатоантенного зв'язку на даному етапі не є доцільним в МТ. Типовим прикладом використання МІМО передачі є системи зв'язку на основі стандарту IEEE 802.11 [8]. Зі збільшенням кількості антен усереднюється ефект теплового шуму, а ланка зв'язку залишається обмеженою лише завадами від інших передавачів. В свою чергу, як зазначено в [13], в стільникових системах зв'язку зі збільшенням розміру апертури антенного масиву базова станція може краще фокусувати промінь на необхідному терміналі, використовуючи при цьому лише лінійні операції, і, як наслідок, можуть бути ефективно ліквідовані завади в межах стільника. Крім того, значне збільшення кількості антен на БС дозволяє зменшити використовувану потужність для передачі до МТ (через когерентне складання потужностей прийнятих сигналів на антенах приймача), що призводить до додаткового зменшення рівня створюваних завад. Відповідні переваги були підтверджені нещодавніми каналними вимірюваннями для реальних систем з великими антенними масивами [14]. Для вказаних систем зв'язку з великим масивом антен на БС термінологія в літературі ще не усталилася. В різних джерелах вони отримали найменування повномасштабних (Full-Scale), повнорозмірних (Full-Dimension), масивних (Massive) та гіпер-МІМО (Hyper MIMO) систем. В даний час масивні МІМО системи є предметною областю одного з передових напрямків сучасних досліджень в теорії зв'язку. Слід зазначити, що успіхи в побудові експериментальних зразків МІМО систем зв'язку в діапазоні 60 ГГц [15] доводять майбутню практичну застосовність

масивних MIMO систем. У цьому діапазоні просторове рознесення антен, необхідне для ефективної передачі, складає всього кілька міліметрів, а тому розмір антенного масиву дає можливість практичної реалізації його навіть в МТ. Крім того, перехід до діапазону міліметрових хвиль дозволить вирішити сучасну проблему зайнятості спектра, відведеного для систем зв'язку. Таким чином, аналіз MIMO систем з великими антенними масивами, як систем високошвидкісного зв'язку наступного покоління, є сьогодні актуальною теоретичною задачею.

1.3. Технологічні характеристики

Ключовими технологічними характеристиками масивних MIMO є:

1. Повна цифрова обробка; кожна антена має свою власну радіочастотну і цифрову смуги частот. Сигнали з усіх антен на кожній базовій станції обробляються когерентно разом. Основні переваги повністю цифрової обробки включають в себе уникнення певних припущень в каналі поширення, можливість вимірювати повний відгук каналу по висхідній лінії зв'язку і швидко реагувати на зміни в каналі [16].
2. Залежність від взаємності поширення і роботи TDD, що дозволяє оцінювати низхідні канали з пілот-сигналів висхідній лінії зв'язку і усуває необхідність в попередніх або структурних знаннях каналу поширення.
3. В обчислювальному відношенні недорогі алгоритми попереднього кодування/декодування, що приймають форму максимального відношення (відомого також як спряжене формування променя) або обробка з нульовим форсуванням. Функції масивних MIMO однаково добре працюють з передачею з однією несучою і OFDM.
4. Підсилення масиву пропорційне кількості антен базової станції.
5. Ущільнення каналу, яке успішно усуває ефекти швидкого завмирання. В робочому стані кожен зв'язок термінал-базова станція стає скалярним каналом, посилення якого стабілізується до детермінованої і

частотно-незалежної константи. Це значно спрощує проблеми з розподілом ресурсів.

6. Забезпечення однаково хорошої якості обслуговування для всіх терміналів в комірці - чому сприяє вдосконалення бюджету лінії зв'язку, очікуване посиленням масиву, і можливість для усунення неполадок, що надається просторовим розділенням масиву.

7. Автономна робота базових станцій без будь-якого обміну даними корисного навантаження або інформації про стан каналу з іншими комірками і без вимоги точної синхронізації часу.

8. Можливість зменшити точність і роздільну здатність інтерфейсів трансивера, а також цифрову обробку та подання чисел в обчисленнях.

1.4. Переваги масивних MIMO

Multiple-input and multiple-output, бездротова технологія, яка може забезпечити значне підвищення продуктивності в порівнянні з традиційною системою з одним входом і одним виходом. Це ключова технологія, яка використовує переваги множинних антен в передавачі і/або приймачі, які можуть істотно поліпшити пропускну здатність, ємність і покриття мережі, не вимагаючи додаткової пропускну здатності або рівня потужності передачі [17]. На сьогоднішній день технологія MIMO використовується в стандартах бездротового зв'язку четвертого покоління (4G), таких як LTE, IEEE 802.11n і WiMAX . Використання антен MIMO в поєднанні з форматами модуляції, такими як OFDMA, може забезпечити як збільшення пропускну здатності каналу, так і захист від багатопроменевого завмирання через їх багату природу розсіювання, яка забезпечує поліпшення спектральної ефективності.

MIMO добре вивчені і зрозумілі з точки зору point-to-point з'єднань для підвищення надійності радіоліній за допомогою рознесення і збільшення швидкості передачі даних через мультиплексування [18], як показано на рис. 2.1. Недавній прогрес в MIMO привів до переходу від однокористувацької

MIMO до багатокористувацької MIMO (MU-MIMO), щоб вирішити проблему з розміщенням декількох антен в мобільному терміналі з обмеженим розміром. Антенна система MU-MIMO відноситься до базової станції (БС) з декількома антенами, яка одночасно обслуговує набір користувачів з однією антеною, а коефіцієнт посилення мультиплексування може спільно використовуватися всіма користувачами [18], як показано на рис. 2.2.

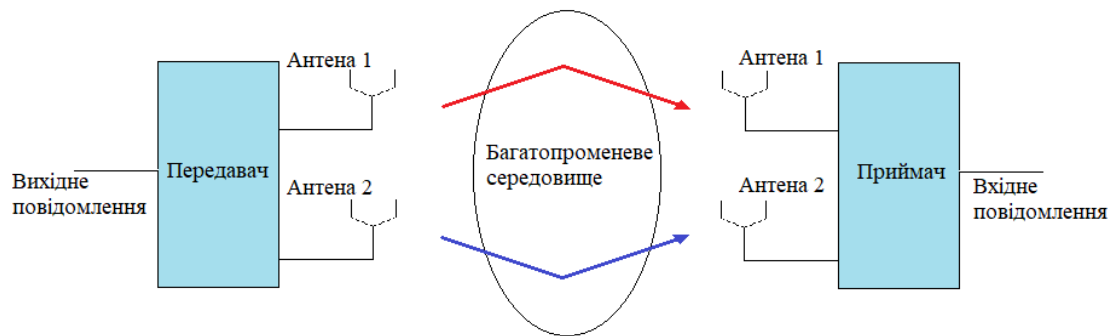


Рисунок 1.1 Point-to-point MIMO з'єднання

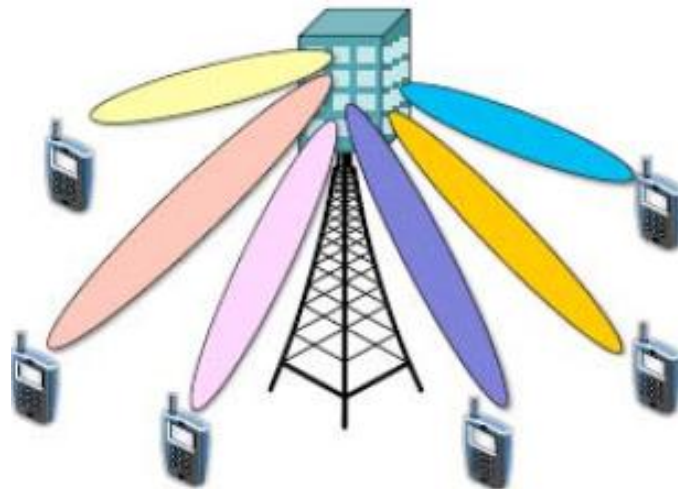


Рисунок 1.2 MU-MIMO антенна система

Розширюючи переваги MU-MIMO, представили масивні MIMO, також відомі як дуже великі MIMO, повнорозмірні MIMO (FD-MIMO) і великомасштабні антенні системи, де БС обладнана на кілька порядків більшою кількістю антен, наприклад 100 або більше. Масивні MIMO продемонстрували більш ніж 10-кратне підвищення ефективності в порівнянні з однокористувацькими MIMO в реальному середовищі поширення з простішими алгоритмами обробки сигналів. Тому в цій дипломній роботі

передбачається розглянути масивні MIMO як одну з ключових технологій в стандарті бездротового зв'язку п'ятого покоління (5G).

Теоретично, масивні MIMO-технології пропонують деякі переваги для системи бездротового зв'язку.

1.4.1. Збільшення пропускної здатності системи, спектральної ефективності та енергоефективності

Масивна бездротова система MIMO відноситься до дуже великої кількості антен з порядком величини, наприклад, 100 або більше, обладнаних в стільникових БС для підвищення пропускної здатності системи, спектральної ефективності та енергоефективності як в каналах низхідної, так і висхідної лінії зв'язку [19]. По суті, базові станції масивних MIMO використовують дуже високу ступінь просторового мультиплексування для підвищення пропускної здатності системи. Оскільки БС розгорнуті з великою кількістю антенних масивів, можливо спростити лінійне формування/попереднє кодування променя, щоб збільшити спектральну і енергетичну ефективність [19].

Повідомлялося про декілька імітаційних робіт для аналізу впливу великої кількості антенних масивів на спектральну ефективність. ULA з 400 антенними елементами, що обслуговує 10 призначених для користувача терміналів, була змодельована на частоті 2,6 ГГц з використанням двох різних схем попереднього кодування, BF і ZF [20]. Спектральна ефективність 58 біт/с/Гц і 48 біт/с/Гц була досягнута для ZF і BF відповідно. Автори в [21] проаналізували спектральну ефективність дуже великого MU-MIMO, який складається з 500 антен БС, що обслуговують 10 користувачів одночасно на основі стандарту LTE. У симуляції були прийняті прості лінійні попередні кодування, такі як MRC, MMSE і ZF, які забезпечують спектральний коефіцієнт 42 біт/с/Гц (інформація про стан ідеального каналу, CSI) і 28 біт/с/Гц (недосконалий CSI). Тим часом, 2D-прямокутна антенна решітка з антенами, що збільшуються до 250, була змодельована для обслуговування 10

користувачів в мережах Wi-Fi і LTE [22]. Була зареєстрована спектральна ефективність 130 біт/с/Гц (LTE) і 110 біт/с/Гц (Wi-Fi) з попереднім кодуванням ZF, в той час як 22 біт/с/Гц (LTE) і 19 біт/с/Гц (Wi-Fi) з попереднім кодуванням MRC.

Проект Argos [23] експериментально продемонстрував прототип БС з 64 антенами, працюючими в діапазоні 2,4 ГГц. Система розроблена з теорією MUBF для поліпшення спектральної ємності. 64-елементна система Argos, здатна одночасно обслуговувати 15 користувачів, досягла потужності до 85 біт/с/Гц [23].

Тести RUSK Lund були побудовані в Університеті Лунда [19], що складаються з циліндричного і лінійного масивів. Кожна антенна решітка оснащена 128 антенними елементами, що взаємодіють з 4 користувачами на частоті 2,6 ГГц, реалізуючи схему попереднього кодування/формування діаграми MRT. Початкові результати показали, що спектральна ефективність для лінійної матриці становить 48 біт/с/Гц, а для циліндричної матриці - 32 біт/с/Гц.

Система Ngara була продемонстрована організацією CSIRO з наукових і промислових досліджень Співдружності в Австралії [24], що реалізує масив з 32 елементів, які можуть обслуговувати не менше 12 одночасних користувачів, що працюють на частотах УКХ, Ngara досягає спектральної ефективності до 67 біт/с/Гц (для 18 одночасних користувачів), використовуючи простий метод попереднього кодування ZF.

У таблиці 1.1 узагальнено існуючі імітації масивних MIMO і випробувальні стенди як доказ концепції збільшення пропускної здатності та спектральної ефективності. Зрозуміло, що багато антен БС можуть поліпшити спектральну ємність у порівнянні з використанням однієї антени. Спектральна ємність збільшується майже лінійно з кількістю антен БС, що обслуговують одночасно кілька користувачів. Крім того, в симуляції або експериментах використовувалися численні методи попереднього кодування, щоб продемонструвати збільшення спектральної ємності. В цілому, попереднє

кодування ZF може працювати також як кодування BF або MRC з багатьма антенами.

Таблиця 1.1 Стенди і симуляції масивних MIMO

Стенди	Смуга частот (ГГц)	К-сть антен БС	К-сть користувачів	Спектральна ефективність (біт/с/Гц)	Попереднє кодування
ULA	2,6	400	10	58	ZF
				48	BF
Very Large MU-MIMO	3,7 (LTE)	500	10	42/28 (ідеальний/неідеальний CSI)	MRC MMSE ZF
2D Прямокутна антенна решітка	3.7 (LTE) & 2.4 (Wifi)	250	10	130 (LTE) 110 (Wi-Fi)	ZF
				22 (LTE) 19 (Wi-Fi)	MRC
Argos	2,4	64	15	85	MUBF
RUSK Lund	2,6	128	4	48 (лінійна решітка)	MRT
				32 (циліндрична решітка)	
Ngara	УКХ	32	18	67	ZF

1.4.2. Економічність та енергоефективність (з низьким енергоспоживанням) компонентів

Передбачається, що масивна система MIMO буде побудована на використанні економічних та енергоефективних компонентів з низьким енергоспоживанням [19]. Дуже великі MIMO-системи створюються з антенних масивів, які складаються з окремого антенного елемента, що

використовує надзвичайно малу потужність порядку міліват. Зниження потужності передачі необхідне для досягнення вищої продуктивності системи із заданою QoS [21], оскільки споживання енергії стільникових базових станцій зростає. На відміну від звичайної системи MIMO масивні MIMO зменшують складність апаратного забезпечення і енергоспоживання обробки сигналів з обох сторін. Крім того, масивні MIMO припускають велику кількість антен, щоб зробити її стійкою до загасань і відмов окремих антенних елементів [19].

Було запропоновано кілька гібридних аналогових/цифрових архітектур попереднього кодування для зниження енергоспоживання в масивних MIMO. Гібридне попереднє кодування включає комбінацію аналогової і цифрової обробки, яка використовує невелику кількість RF-ланцюгів і ділить процес попереднього кодування між RF і доменами основної смуги. В роботі [25] використовувалися мережі змінних фазообертачів, які повинні бути реалізовані в рішенні RF-попереднього кодування. Подальше зниження енергоспоживання може бути досягнуто за рахунок використання перемикачів замість фазообертачів в гібридній архітектурі. Однак в цій архітектурі передбачається, що кожний радіочастотний ланцюг з'єднується тільки з однією антеною, і це може зменшити посилення матриці, так як менше активних антен [26]. Тому в роботі [26] пропонується поєднання перемикачів і постійних фазообертачів для виконання рішення попереднього кодування/об'єднання, як показано на рис. 6. Нарешті, для забезпечення низької вартості і енергоспоживання дослідники з [27] використовували архітектуру масиву для реалізації масштабованих базових станцій масивних MIMO. На відміну від попередніх тестових випробувань [23] і [24], розроблених в повністю централізованій обробці, вони запропонували масштабовану архітектуру масиву, де кожен антенний елемент з'єднаний із загальними модулями (RF-ланцюга). Для зменшення вузького місця мережі зворотного зв'язку використовується розподілена діаграма спрямованості, а не централізована обробка.

1.5. Проблеми масивних МІМО

У той час як масивні МІМО дають деякі потенційні вигоди, щоб зробити систему реальністю, все ще є кілька проблем, які необхідно вирішити.

1.5.1. Антенний взаємний зв'язок і просторова кореляція

Теоретично вважається, що масивні МІМО забезпечують високу пропускну здатність системи, спектральну- та енергоефективність зі збільшенням кількості антен БС. Це припущення може вводити в оману, якщо враховувати зв'язок антени із споживанням потужності схеми. Звичайна практика при розгортанні антенних елементів в антенних решітках полягає в тому, щоб прокласти їх на відстань, яка дорівнює довжині хвилі переданої частоти або більша [21]. Однією з проблем в цій галузі є обмежена фізична область для розгортання великої кількості антен на базовій станції. Близькість антенних елементів як джерел сигналів і електричних компонентів викликає просторову кореляцію і взаємне зчеплення антен відповідно. Для ефективного розгортання великої кількості антенних елементів в обмеженому просторі а також для підтримки необхідної продуктивності проводилися дослідження [28-33] за допомогою моделювання та тестування. Автори [28] аналітично запропонували електромагнітну лінзу, інтегровану в ULA (50 антенних елементів), щоб зменшити просторову кореляцію а також збільшити фокусування енергії. Середня досяжна швидкість для антенної решітки з ЕМ-лінзою становить 50 біт/с/Гц, а без ЕМ-лінзи становить 45 біт/с/Гц. Однак через обмеження простору вежі БС структуру лінійної решітки з великою кількістю антенних елементів практично важко встановити. Нова конструкція антенної решітки, яка називається паралелограмом, запропонована в [29], також спрямована на зменшення просторової кореляції, часто зустрічається з квадратною і круговою решітками. Оптимальна міжелементна відстань паралелограма становить 4λ в горизонтальній площині і 11λ у вертикальному напрямку. 2-мірна патч-антенна решітка, яка використовує як горизонтальний,

так і вертикальний простір, запропонована [30] з подвійною лінійною поляризацією при $\pm 45^\circ$. При такій конфігурації можна розгорнути велику кількість антенних елементів і в той же час значно збільшити пропускну здатність комірки. В роботі [31] представлена компактна 36 антенна решітка підсекторів, що використовує мм-хвилю, що дозволяє встановити велику кількість антен у невелику область через коротку довжину хвилі. В [32] представлена антенна решітка з низьким взаємним зв'язком, що складається з компактної двополяризованої антени з чотирма випромінюючими квадратними плямами. Випробувальний стенд LuMaMi, продемонстрований в [33], використовував в своєму експерименті плоску антенну решітку для перевірки висхідної лінії зв'язку масивних MIMO. Однак передбачається, що антенні елементи, розгорнуті в антенних решітках, рознесені на відстань, що дорівнює довжині хвилі переданої частоти.

У таблиці 1.2 перераховані деякі з робіт, які були представлені у відношенні конфігурації антенної решітки для масивних MIMO. Однак більшість конфігурацій масивів, представлених у таблиці 2.2, вивчають тільки геометрію антен, які встановлюються в компактному розмірі, що може сприяти низькому взаємному зв'язку, не впливаючи на спектральну ефективність. Крім того, можна відзначити, що 2D- і 3D-розміщення антенних елементів стали кандидатами для масивних MIMO замість 1D-розміщення (або лінійних масивів) через обмеження в апертурі масиву. Однак двовимірне або тривимірне реалізація антенних масивів може додатково збільшити зв'язні ефекти і значно знизити енергоефективність в порівнянні з 1D антенною решіткою. Це пов'язано з тим, що просторове розділення користувачів для розміщення 1D краще, ніж 2D через вузьку ширину променя азимута. Крім того, кут піднесення користувачів вузький, ніж азимутний кут, що ускладнює просторове розділення користувачів і виконання сигналізації в вертикальному просторі. Щоб значно поліпшити спектральну ефективність, можна збільшити вертикальну відстань між антенами. Тому на рис. 1.3 з [19] показано, що існує фундаментальний компроміс між кількістю антен, обмеженою фізичним

простором і енергоефективністю для отримання оптимального її значення. Можна розробити конфігурацію антенної решітки, яка масштабується в компактному розмірі та в той же час може забезпечити оптимальну ефективність.

Таблиця 1.2 Конфігурація антен

Конфіг. масивів	Смуга частот (ГГц)	К-сть антенних елементів	Коефіцієнт посилення масиву (дБ)	Ізоляція (дБ)	Відстань між антенами
8Гх4В	2,469 – 2,69	148	11,7	>16дБ	0,5λГх2λВ
4х4 масив і 36 підсекторів	38	576	25,6	-	11λГх2,2λВ
18 підмасивів	3,7	288	16,6	>29 дБ	-
25Гх4В і 10Гх10В	3,7	200	-	>28 дБ	-

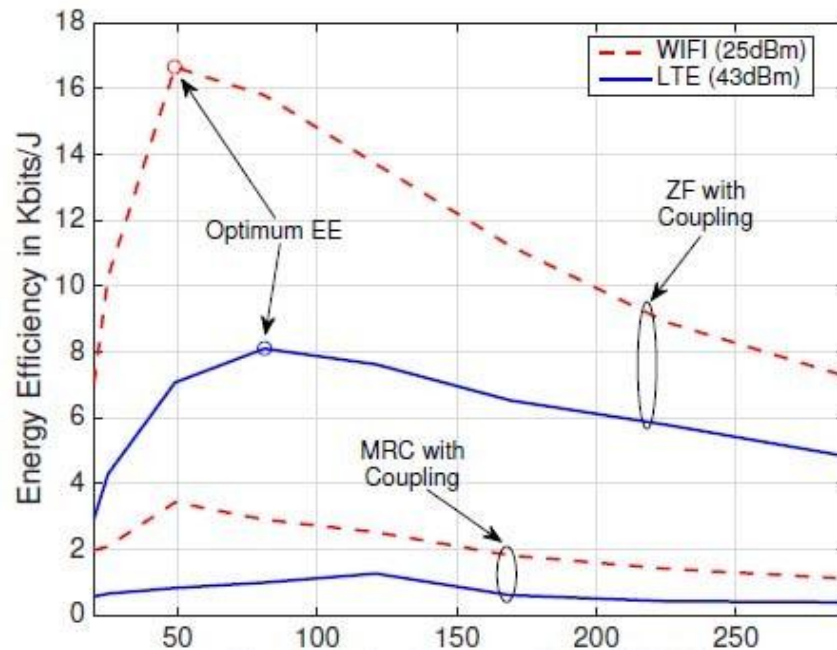


Рисунок 1.3 Компроміс між кількістю антен, обмеженою фізичним простором і енергоефективністю

2.5.2. Проблема апаратних збоїв

Реалізація БС масивних MIMO, оснащеної недорогим обладнанням, може стати проблемою, оскільки це вимагає економії масштабу у виробництві в порівнянні з мобільними терміналами [19]. Крім того, вплив апаратних перешкод на масивні системи MIMO стає більшим з недорогими компонентами, оскільки вони дають більш високі рівні шуму квантування. Дослідження, проведене в [34], показало, що апаратні порушення можуть призвести до помилки оцінки каналу і потоку потужності, навіть якщо досягається високий коефіцієнт посилення масиву з великою кількістю антен, розгорнутих на БС. Крім того, призначена для користувача сторона буде відчувати серйозні апаратні порушення в порівнянні зі стороною БС. Тому алгоритм приймача повинен бути ретельно розроблений, щоб уникнути проблеми фазового шуму. У деяких інших роботах також вивчався вплив обмежень потужності на антену і гібридних аналогових/цифрових схем формування діаграми спрямованості, але вони обмежені тільки моделями обробки сигналів, а не реалізацією реальних трансиверів. Потенціал

скорочення потужності, пропонований масивним MIMO, розглядає тільки випромінювану, а не загальну потужність, споживану системою [35]. Практично, для реалізації масивних систем MIMO має бути досліджено внутрішнє енергоспоживання, включаючи вартість апаратного забезпечення для обробки основної смуги.

2.6. Висновки

1) Завдяки істотному виграшу у швидкості передачі інформації технологія MIMO розглядається як одна зі складових майбутнього стандарту для систем зв'язку наступного покоління.

2) Масивні MIMO дають можливість здійснити перехід до діапазону міліметрових хвиль, що дозволить вирішити сучасну проблему зайнятості спектра, відведеного для систем зв'язку.

3) Дана технологія використовує переваги множинних антен в передавачі і/або приймачі, які можуть істотно поліпшити пропускну здатність, ємність і покриття мережі, не вимагаючи додаткової пропускну здатності або рівня потужності передачі.

4) Масивні MIMO продемонстрували більш ніж 10-кратне підвищення ефективності в порівнянні з однокористувацькими MIMO в реальному середовищі поширення з простішими алгоритмами обробки сигналів, тому їх можна вважати як одну з ключових технологій в стандарті бездротового зв'язку п'ятого покоління (5G).

5) Технологія MIMO зменшує складність апаратного забезпечення і енергоспоживання обробки сигналів з обох сторін.

6) Масивні MIMO припускають велику кількість антен, що робить цю технологію стійкою до загасань і відмов окремих антенних елементів.

Практично, для реалізації масивних систем MIMO має бути досліджено внутрішнє енергоспоживання, включаючи вартість апаратного забезпечення для обробки основної смуги.

РОЗДІЛ 2

ДОСЛІДЖЕННЯ ЕНЕРГОЕФЕКТИВНОСТІ МАСИВНИХ МЕРЕЖ МІМО

2.1. Визначення енергоефективності

У широкому понятті, під ЕЕ розуміють – скільки енергії потрібно для досягнення певного обсягу роботи. Це загальне визначення стосується всіх галузей науки, від фізики до економіки, і бездротовий зв'язок не є винятком [36]. На відміну від багатьох сфер застосування, де визначення "роботи" є простим, в стільниковій мережі нелегко визначити, яка саме одиниця "роботи". Мережа забезпечує підключення до певної області та транспортує біти до та з UE. Користувачі платять не тільки за доставлений біт, але і за можливість використовувати мережу будь-де та будь-коли. Більше того, класифікація продуктивності стільникової мережі є складнішою, ніж це здається, оскільки продуктивність може вимірюватися різними способами, і кожен такий показник продуктивності впливає на показники ЕЕ по-різному (див. пункт 2.2 для подальших деталей, а також [36]. Серед різних способів визначення ЕЕ стільникової мережі одне з найпопулярніших визначень бере натхнення з визначення SE, тобто "SE системи бездротового зв'язку - це кількість бітів, які можна надійно передати для кожної комплекснозначної вибірки". Замінивши "SE" на "ЕЕ" та "комплекснозначної вибірки" на "одиницю енергії", отримане таке визначення [36, 37]:

Визначення 2.1 (Енергоефективність). ЕЕ стільникової мережі - це кількість бітів, які можна надійно передавати на одиницю енергії.

Відповідно до сказаного вище, ми визначаємо ЕЕ як

$$EE = \frac{\text{Пропускна здатність [біт/с/комірку]}}{\text{Споживання Енергії [Вт/комірку]}}, \quad (2.1)$$

яка вимірюється в біт/Джоуль і може розглядатися як відношення вигода-вартість, де якість обслуговування (пропускна здатність) порівнюється з

пов'язаними витратами (споживання енергії). Отже, це є показником ефективності мережевої передачі даних.

В праці [38, ст. 360] показано, що потужність передачі може бути зменшена до нуля, як $1/\sqrt{M}$, коли $M \rightarrow \infty$, наближаючись до ненульового асимптотичного обмеження DL SE. Це означає, що EE буде зростати без обмеження, як $M \rightarrow \infty$. Зрозуміло, це вводить в оману і впливає з того, що потужність передачі лише захоплює частину загального PC, як це показано на рис. 2. Крім того, ми помічаємо, що потужність передачі не являє собою ефективну потужність передачі (ETP - effective transmit power), необхідну для передачі, оскільки вона не враховує ефективність ПП. ККД ПП визначається як відношення вхідної потужності до вихідної потужності. Коли ефективність є низькою, велика частина енергії розсіюється як тепло. Щоб правильно оцінити EE, комп'ютер повинен бути розрахований на основі ETP (не від потужності випромінюваної передачі) та CP, необхідного для керування стільниковою мережею:

$$\underbrace{PC}_{\text{Споживана потужність}} = \underbrace{ETR}_{\text{Ефективна потужність передачі}} + \underbrace{CP}_{\text{Потужність схеми}}, \quad (2.2)$$

Поширеною моделлю для CP є $CP = P_{\text{FIX}}$, де P_{FIX} є постійною величиною, що може визначити фіксовану потужність, необхідну для керування сигналізацією та незалежною від завантаження потужністю основних процесорів та зворотної інфраструктури. Однак це не є достатньо точним для порівняння систем з різними апаратними налаштуваннями (наприклад, з різною кількістю антен) та різними мережевими навантаженнями, оскільки це не враховує розсіювання потужності в аналогових апаратних засобах та в цифровій обробці сигналу. Тому існує безліч способів, за яких надмірно спрощена модель CP може призвести до неправильних висновків. Детальні моделі CP необхідні для оцінки потужності, що споживається практичною мережею, і для визначення незначних компонентів. Зрозуміло, що складність цього завдання робить певний рівень ідеалізації неминучою. Як буде показано

в пункті 2.2, вже досить проста поліноміальна модель СР дозволяє досить реалістично оцінити СР масивного МІМО.

2.2. Енерго-спектральна компенсація ефективності

В роботі [38, ст. 173] показано, що SE комірки може бути збільшено за рахунок використання більшої потужності передачі, розгортання кількох антен БС або обслуговування багатьох UE на комірку. Всі ці підходи неминуче збільшують РС мережі, або безпосередньо (шляхом збільшення потужності передачі), або опосередковано (за рахунок використання більшої кількості апаратних засобів), і тому потенційно можуть зменшити ЕЕ. Однак це не обов'язково. По суті, існують умови експлуатації, за яких можна використовувати ці методи для спільного збільшення SE та ЕЕ. Для більш детального вивчення цього питання вивчається ЕЕ-SE компенсація, а також досліджується вплив різних параметрів мережі та умов експлуатації. Для простоти, ми зосереджуємо увагу на UL двокомірної Wyner моделі (тобто $L = 2$), ілюстровану на рис. 2.1 (аналогічні результати можуть бути отримані для DL), і розглядати тільки некорельовані канали релеївського замирання над смугою пропускання B , припускаючи, що БС оснащені M антенами, мають чудові знання каналу та використовують MR об'єднання.

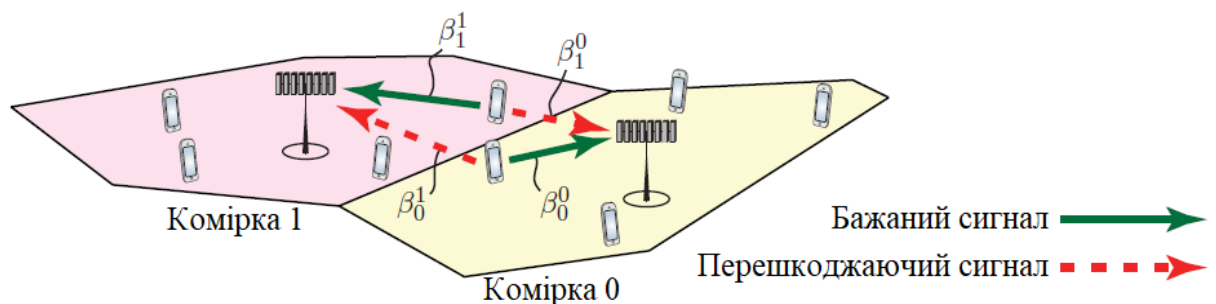


Рисунок 5.1 Ілюстрація поняття бажаних і перешкоджаючих UL сигналів у двокомірній мережі. У моделі Wyner кожен UE у комірці 0 має однакове значення середнього посилення каналу β_0^0 від обслуговуючої БС і середнього посилення каналу β_0^1 до БС іншої комірки, тоді як кожен UE в комірці 1 має однакове значення β_1^0 і β_1^1

2.2.1. Вплив багатоантенних БС

Припустимо, що у комірці 0 існує лише один активний UE (тобто $K = 1$) і що немає перешкоджаючих сигналів від комірки 1. Тоді, з твердження, наведеного в [38, ст. 196], досяжна SE в UE в комірці 0 є

$$SE_0 = \log_2(1 + (M - 1)SNR_0) = \log_2\left(1 + (M - 1)\frac{p}{\sigma^2}\beta_0^0\right) \quad (2.3)$$

де p – потужність передачі;

σ^2 – потужність шуму;

β_0^0 – середній коефіцієнт посилення каналу активного UE.

Ми опустили верхній індекс "NLoS", оскільки ми тут не розглядаємо LoS case. Щоб оцінити вплив M на EE, ми розрізняємо два різних випадки в обчисленні PC:

1. збільшення CP за рахунок багатоантенних БС не враховується;
2. збільшення CP враховується.

Припустимо, на даний момент, що CP комірки 0 складається тільки з фіксованої потужності P_{FIX} ; тобто $CP_0 = P_{FIX}$. Отже, відповідна EE комірки 0

$$EE_0 = \frac{B \log_2\left(1 + (M - 1)\frac{p}{\sigma^2}\beta_0^0\right)}{\frac{1}{\mu}p + P_{FIX}}, \quad (2.4)$$

де B – пропускна здатність;

$\frac{1}{\mu}p$ - визначається для ЕТР з $0 < \mu \leq 1$, і є ефективністю ПП.

Для даного SE, позначеного як SE_0 , з (2.3) ми отримуємо необхідну потужність передачі, як

$$p = \frac{(2^{SE_0} - 1) \sigma^2}{(M - 1) \beta_0^0}, \quad (2.5)$$

яка після підстановки в (5.11) дає

$$EE_0 = \frac{BSE_0}{(2^{SE_0} - 1) \frac{\nu_0}{M - 1} + P_{FIX}}, \quad (2.6)$$

$$v_0 = \frac{\sigma^2}{\beta_0^0}. \quad (2.7)$$

Вищезазначений вираз забезпечує зв'язок між EE та SE для UE в комірці 0.

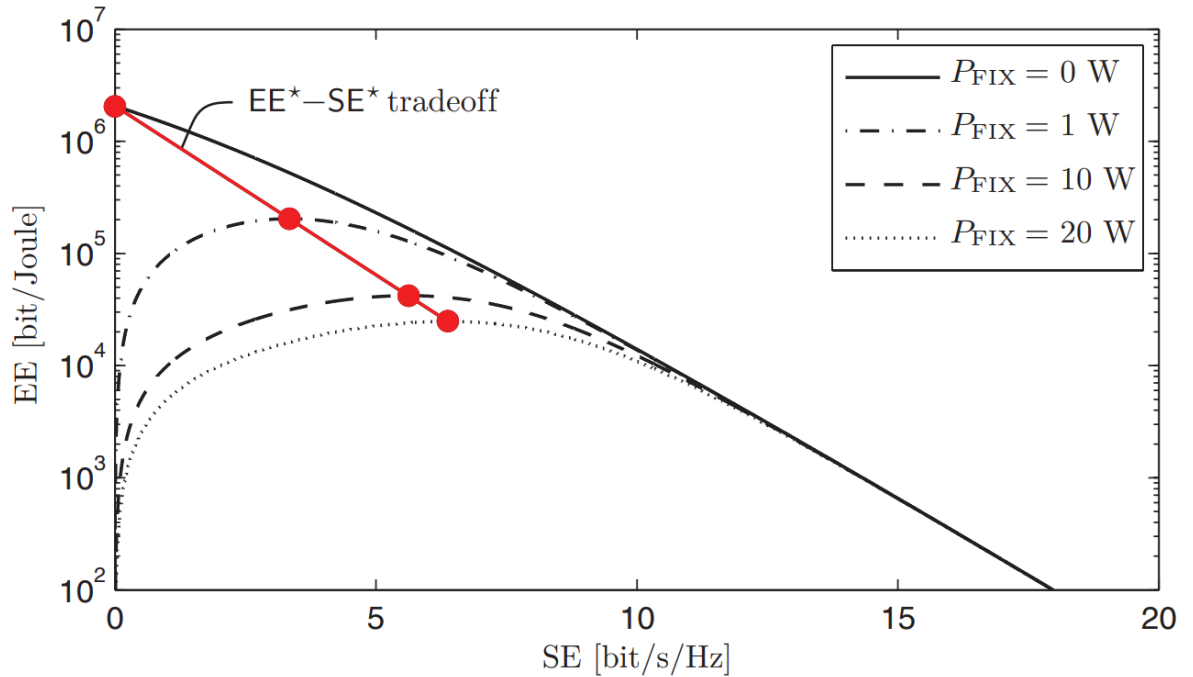


Рис. 2.1 SE і EE відношення в (5.16) для різних значень $CP = P_{\text{FIX}}$, коли $M = 10$, $B = 100$ кГц, $\sigma^2/\beta_0^0 = -6\text{dBm}$, і $\mu = 0,4$. Червоні точки представляють точки на кожній кривій, в якій EE_0 досягає свого максимуму.

Рис. 2.1 ілюструє EE порівняно з SE для $M = 10$, $B = 100$ кГц, $\sigma^2/\beta_0^0 = -6\text{dBm}$, і $\mu = 0,4$ та $P_{\text{FIX}} \in \{0, 1, 10, 20\}$ W. Як ми бачимо, якщо $P_{\text{FIX}} = 0$, то бачимо монотонне зменшення компенсації між EE та SE (як передбачає теорія Шеннона [39]), оскільки (2.5) зменшується до

$$EE_0 = \frac{BSE_0}{(2^{SE_0} - 1) \frac{v_0}{M-1}}. \quad (2.8)$$

Інакше кажучи, якщо CP не враховується, SE збільшується за рахунок зменшення EE. Однак, якщо $P_{\text{FIX}} > 0$ (як це є на практиці), то EE_0 - це унімодальна функція, яка збільшується для значень SE_0 так, як $(2^{SE_0} - 1) \frac{v_0}{M-1} < P_{\text{FIX}}$ і зменшується до нуля, як $\frac{SE_0}{2^{SE_0}-1}$ коли SE_0 приймає більші

значення. З рис. 2.1 також можна побачити, що крива EE-SE стає більш гладкою із збільшенням значень P_{FIX} , таким чином, збільшується діапазон значень SE, для яких досягнута майже однакова EE.

Щоб отримати аналітичні уявлення про оптимальну точку EE, ми беремо похідну EE_0 в (2.5) відносно SE_0 і прирівнюємо її до нуля. Зауважимо, що максимальна EE (називається EE^*) та її відповідна SE (називається SE^*) задовольняють таку тотожність:

$$\log_2(EE^*) + SE^* = \log_2 \left((M-1) \frac{B}{v_0 \log_e(2)} \right) \quad (2.9)$$

де SE^* такий, що

$$SE^* (2^{SE^*} \log_e(2)) = (2^{SE^*} - 1) + \frac{M-1}{v_0} P_{FIX}. \quad (2.10)$$

Тотожність (2.9) показує лінійну залежність між $\log_2(EE^*)$ і SE^* . Ця залежність ілюструється червоною лінією компенсації на рис. 5.4. Це означає, що експоненціальне збільшення EE може бути отримано за рахунок лінійної втрати SE. Відзначимо, що (2.10) має унікальне рішення, яке приймає форму

$$SE^* = \frac{W \left((M-1) \frac{P_{FIX}}{v_0 e} - \frac{1}{e} \right) + 1}{\log_e(2)} \quad (2.11)$$

де $W(\cdot)$ - функція Ламберта;

e - число Ейлера.

Підставляючи (5.18) в (5.16) отримуємо

$$EE^* = \frac{(M-1) B e^{-W \left((M-1) \frac{P_{FIX}}{v_0 e} - \frac{1}{e} \right) - 1}}{v_0 \log_e(2)} \quad (2.12)$$

де ми використали той факт, що $2^{-1/\log_e(2)} = e^{-1}$. Рівняння (5.11) та (5.12) забезпечують SE^* і EE^* у закритій формі і, таким чином, дозволяють нам отримати уявлення про те, як на них впливають параметри системи. З (5.11), беручи до уваги, що $W(x)$ є зростаючою функцією для $x \geq e$, виявляється, що SE^* збільшується з M (як інтуїтивно очікується), але і з P_{FIX} , як показано на рисю 2.1. Це можна пояснити таким чином: чим вище P_{FIX} , тим вища SE може

бути забезпечена до того як потужність передачі $(2^{SE_0} - 1) \frac{v_0}{M-1}$ в (5.6) стане обмежуючим фактором для EE. З іншого боку, EE^* в (5.19) зменшується з P_{FIX} (як показано на рис. 2.1) і збільшується без обмежень з кількістю антен M . Вплив M зображений на рис. 2.2 при $P_{FIX} = 10$ Вт, $B = 100$ кГц, $\sigma^2/\beta_0^0 = -6dBm$, і $\mu = 0,4$. Як передбачалося аналізом, EE і SE зростають з M .

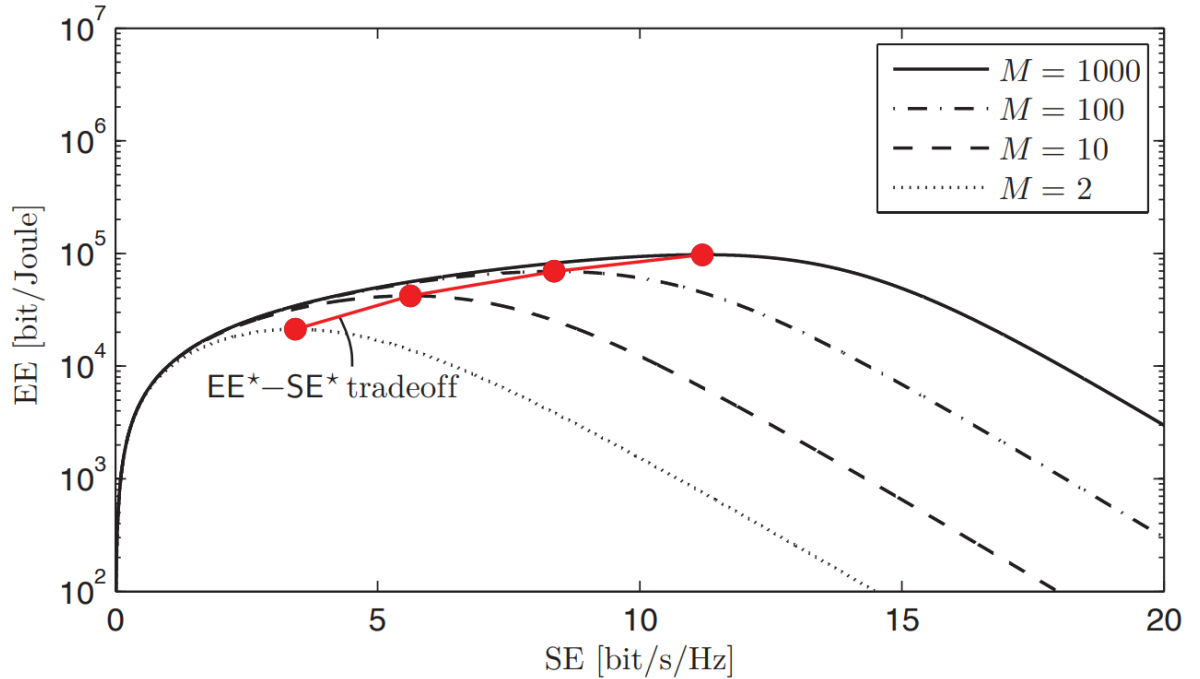


Рисунок 2.2 Відношення EE та SE в (2.9) при різних значеннях M , коли $P_{FIX} = 10$ Вт, $B = 100$ кГц, $\sigma^2/\beta_0^0 = -6dBm$, і $\mu = 0,4$. Обидва SE^* і EE^* збільшуються зі зростанням M . Це помилково трапляється, якщо СР не враховує додаткову потужність, споживану багатьма антенами. Червоні точки представляють собою точки на кожній кривій, в якій EE досягає свого максимуму.

Наступний наслідок впливає з подальшого розуміння поведінки масштабування SE^* і EE^* по відношенню до M і P_{FIX} .

Наслідок 2.1 (Закон масштабування з M та/або P_{FIX}). Якщо M або P_{FIX} зростає, тоді

$$SE^* \approx \log_2(MP_{FIX}) \quad (2.13)$$

і

$$EE^* \approx \frac{eB}{(1+e)} \frac{\log_2(MP_{FIX})}{P_{FIX}}. \quad (2.14)$$

Доведення. Доведення наведено у Додатку А.1.

Наслідок 2.1 показує, що SE^* логарифмічно зростає з M і P_{FIX} . З іншого боку, EE^* логарифмічно зростає з M і є майже лінійно спадаючою функцією P_{FIX} . Тому, здається, що необмежену EE^* можна досягти, додавши більше антен. Цей результат пояснюється спрощеною моделлю $CP_0 = P_{FIX}$, яка ігнорує той факт, що практично CP зростає з M . Інакше кажучи, у практичних системах існує компенсація витрат-продуктивність. Ця компенсація особливо важлива при впровадженні багатоантенної системи, оскільки БС, обладнана M антен, потребує M RF ланцюгів, кожна з яких містить багато компонентів; наприклад, РА, аналого-цифрові перетворювачі (АЦП), цифро-аналогові перетворювачі (ЦАП), локальні осцилятори (ЛО), фільтри та OFDM модулятори/демодулятори. CP такої реалізації буде, приблизно, M разів вище, ніж CP одноантенного трансиверу. Далі ми розглядаємо модель CP

$$CP_0 = P_{FIX} + MP_{BS} \quad (2.15)$$

де P_{BS} – потужність, що споживається компонентами схеми (наприклад, АЦП, ЦАП, ЛО, фільтри та OFDM модулятори/демодулятори), необхідна для роботи кожної БС антени. Тоді (5.13) перетворюється:

$$EE_0 = \frac{BSE_0}{(2^{SE_0} - 1) \frac{v_0}{M-1} + P_{FIX} + MP_{BS}}. \quad (2.16)$$

Рис. 2.3 показує EE порівняно з SE у тих самих робочих умовах, що і на малюнку 5.5, за винятком того, що зараз $CP_0 = P_{FIX} + MP_{BS}$ з $P_{BS} = 1$ Вт. Крива EE^* - SE^* компенсації тепер є унімодальною функцією M : монотонно зростає для $M \leq 10$ і монотонно зменшується при $M > 10$. Максимальне значення отримується для $M = 10$. Це суттєво контрастує з результатами на рис. 2.2, де крива EE^* - SE^* компенсації завжди зростає з M . Це свідчить про те, що точне моделювання CP має першочергове значення при розробці енергозберігаючих багатоантенних систем.

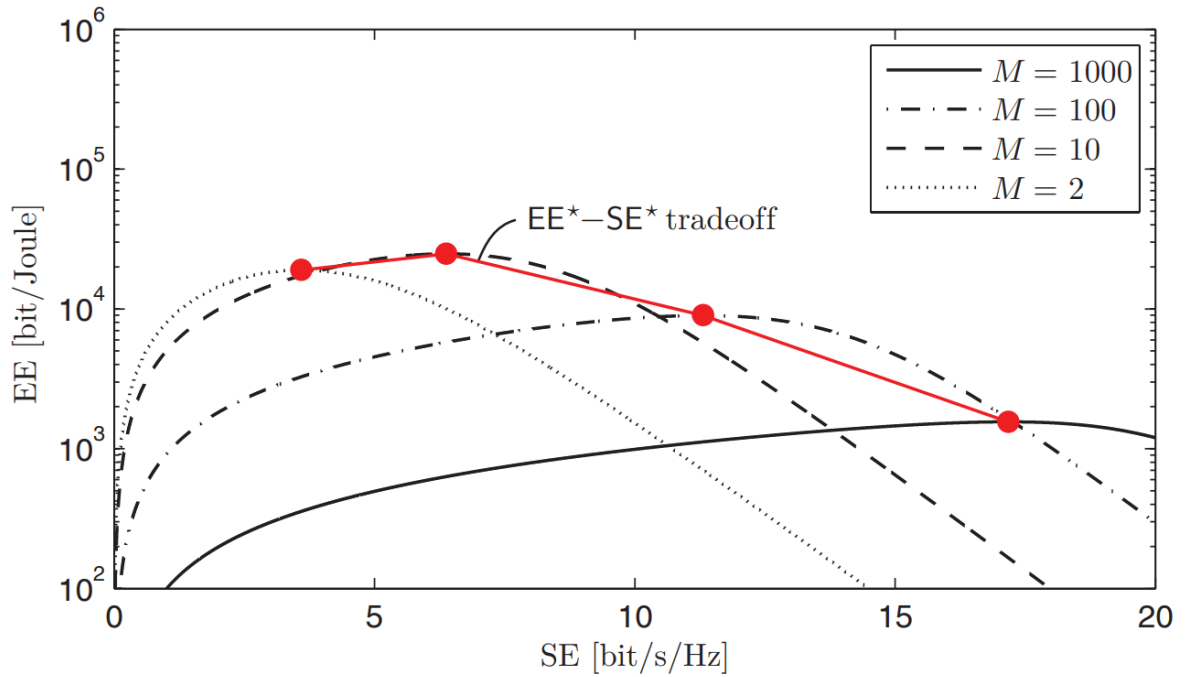


Рисунок 2.3 Відношення SE і EE в (5.23) для різних значень M , коли $P_{\text{FIX}} = 10$ Вт, $B = 100$ кГц, $\sigma^2/\beta_0^0 = -6\text{dBm}$, і $\mu = 0,4$. На відміну від рис. 5.5, $\text{EE}^* - \text{SE}^*$ компенсація (червона крива) не зростає необмежено з кількістю антен. Це відбувається тому, що кожна додаткова антена збільшує СР за допомогою P_{BS} , як це відбувається на практиці. Червоні точки на кожній кривій являють собою точки, в яких EE досягає свого максимуму.

Наслідок 2.2 (Закон масштабування з M , P_{FIX} і/або P_{BS}). Якщо M , P_{FIX} і/або P_{BS} зростає, тоді

$$\text{SE}^* \approx \log_2(M(P_{\text{FIX}} + MP_{\text{BS}})), \quad (2.17)$$

і

$$\text{EE}^* \approx \frac{eB}{(1+e)} \frac{\log_2(M(P_{\text{FIX}} + MP_{\text{BS}}))}{(P_{\text{FIX}} + MP_{\text{BS}})}. \quad (2.18)$$

З (2.17) ми бачимо, що SE^* масштабується логарифмічно з M^2 (а не з M як у (2.13)), оскільки вища SE може бути раніше, ніж потужність передачі почне негативно впливати на EE, що показано у (2.16). На відміну від (2.14), EE^* в (2.18) майже лінійно зменшується функція $M P_{\text{BS}}$. Таким чином, збільшення кількості антен M монотонно покращує SE^* , який навіть зростає без обмеження коли $M \rightarrow \infty$, але позитивний ефект на EE^* швидко зникає, так як збільшення M вимагає більше обладнання і, таким чином, більш високого СР.

2.2.2. Вплив багатьох UE

Як показано в [38, ст. 193 і ст. 204] збільшення кількості одночасно активних UE за допомогою SDMA передачі є найефективнішим спосіб поліпшення SE на комірку. Далі ми досліджуємо потенційні переваги, які SDMA може принести EE при розгляді двокомірної Wyner моделі зображених на рис. 1 з K одноантеними UE в кожній комірці та відносною силою $\bar{\beta} = \beta_1^0/\beta_0^0 = \beta_1^1/\beta_1^1$ інтерференції між сотами. Тоді, якщо використовується MR об'єднання з досконалим знання каналу в БС, UL SE кожного UE дорівнює

$$SE_0 = \log_2 \left(1 + \frac{M-1}{(K+1) + K\bar{\beta} + \frac{\sigma^2}{p\beta_0^0}} \right) \quad (2.19)$$

використовуючи лему наведену в [38, ст. 196]. Задане значення SE_0 , таким чином, досягається

$$p = \left(\frac{M-1}{2^{SE_0} - 1} - K\bar{\beta} + 1 - K \right)^{-1} \frac{\sigma^2}{\beta_0^0}. \quad (2.20)$$

Відповідна EE комірки 0 є

$$EE_0 = \frac{BKSE_0}{K \left(\frac{M-1}{2^{SE_0} - 1} - K\bar{\beta} + 1 - K \right)^{-1} \nu_0 + CP_0} \quad (2.21)$$

де ν_0 визначено в (2.7), і ми взяли до уваги, що загальна SE в комірці 0 становить $K SE_0$ і загальна потужність передачі становить $\frac{1}{\mu} Kp$. Для розрахунку додаткового CP, витраченого всіма активними UE, ми припустимо, що

$$CP_0 = P_{FIX} + MP_{BS} + KP_{UE} \quad (2.22)$$

де P_{UE} визначає потужність, необхідну для всіх компонентів схеми кожної окремої антени UE.

Беручи похідну EE_0 в (2.21) відносно SE_0 і прирівнювання до нуля дає вираз

$$\begin{aligned}
& K \left(\frac{M-1}{2^{SE^*}-1} - K\bar{\beta} + 1 - K \right)^{-1} v_0 + P_{FIX} + MP_{BS} + KP_{UE} = \\
& = KSE^* \left(1 - \left(\frac{2^{SE^*}-1}{M-1} \right) (K\bar{\beta} + 1 - K) \right)^{-2} \frac{v_0 \log_e(2)}{M-1} 2^{SE^*} \quad (2.23)
\end{aligned}$$

з якого отримана SE^* що максимізує EE . Підставлення цього виразу в (2.21) дає

$$EE^* = \frac{B}{\left(1 - \left(\frac{2^{SE^*}-1}{M-1} \right) (K\bar{\beta} - 1 + K) \right)^{-2} \frac{v_0 \log_e(2)}{M-1} 2^{SE^*}} \quad (2.24)$$

або, рівнозначно,

$$\begin{aligned}
& \log_2(EE^*) + SE^* - 2 \log_2 \left(1 - \left(\frac{2^{SE^*}-1}{M-1} \right) (K\bar{\beta} - 1 + K) \right) \\
& = \log_2 \left((M-1) \frac{B}{v_0 \log_e(2)} \right). \quad (2.25)
\end{aligned}$$

Вираження в (2.25) має аналогічну форму як (2.9), за винятком додаткових умов через внутрішньо- та між-сотові перешкоди. На відміну від (2.10), рішення (2.23) не може бути надане в закритому вигляді, завдяки наявності перешкод. Далі ми оцінюємо чисельно, як відносна сила $\bar{\beta}$ перешкод між комірками та кількість UE K впливає на EE - SE компенсацію. На рис. 2.4 показано EE комірки 0 як функції сумарної SE з $K \in \{5, 10, 30\}$ і $\bar{\beta} = -15 \text{ dB}$ або -3 dB . Крім того, ми припускаємо, що $M = 10$, $B = 100 \text{ кГц}$, $\sigma^2/\beta_0^0 = -6 \text{ dBm}$, $\mu = 0,4$, $P_{FIX} = 10 \text{ Вт}$, $P_{BS} = 1 \text{ Вт}$, а $P_{UE} = 0,5 \text{ Вт}$. Збільшення $\bar{\beta}$ має негативний вплив як на EE , так і на SE , зважаючи на перешкоди між перешкодами умова $K\bar{\beta}$ в (2.19) лінійно зростає з $\bar{\beta}$. З іншого боку, EE^* - SE^* компенсаційна крива є унімодальною функцією K (як і для M , див. рис. 2.3). Для розглянутої установки максимальне значення отримується для $K = 10$. Це тому, що сумарна SE є повільно зростаючою функцією від K у випадку $M = 10$,

тоді як кожне додаткове UE збільшує PC на $P_{UE} = 0,5$ Вт. Отже, деградація в EE для заданої сумарної SE збільшується, коли K або $\bar{\beta}$ зростають.

Попередня фігура, здається, вказує на те, що SDMA не може поліпшити EE завдяки збільшенню перешкод і додаткового обладнання. Однак вивчаючи вплив K на сумарну SE в роботі [38], ми помітили, що кілька UE може обслуговуватися одночасно без зменшення SE для кожного користувача, якщо додано пропорційну кількість антен щоб протидіяти збільшенню перешкод. Це призводить до режиму роботи з співвідношенням антена-UE $M/K \geq c$, для деякої переважно великої константи c , де ми можемо забезпечити K -згин приросту сумарної SE за допомогою SDMA.

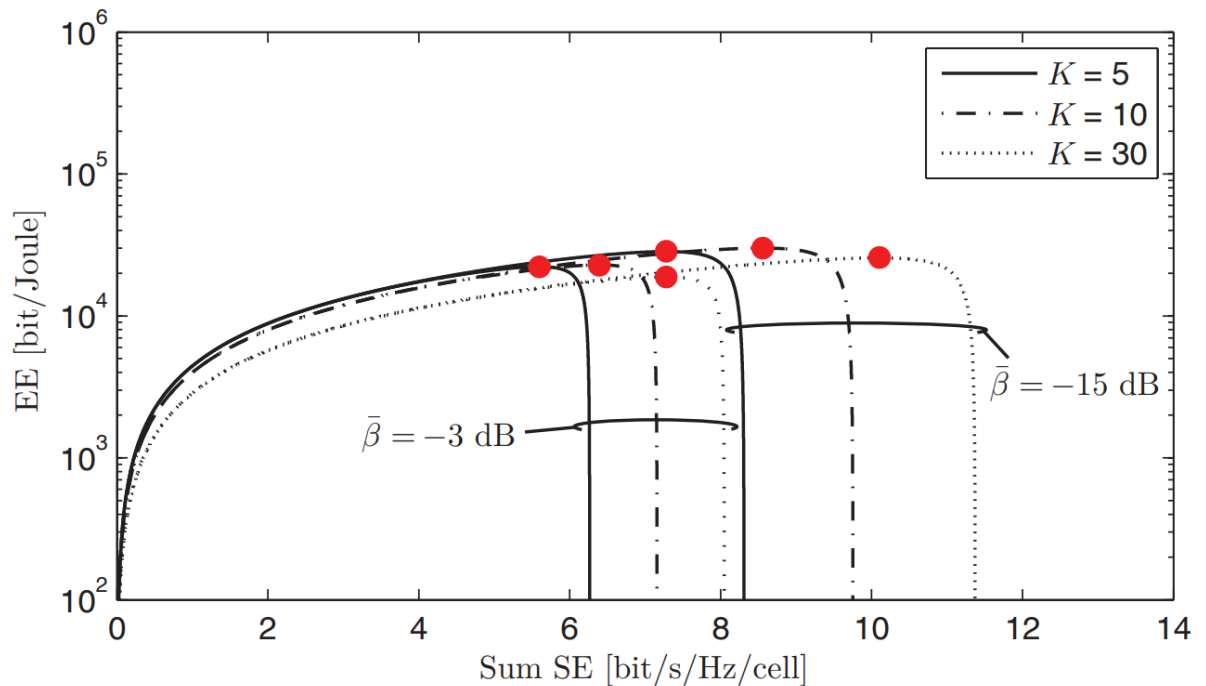


Рисунок 2.4 відношення сумарної SE та EE в (2.25) для різних значень інтерференції між комірками $\bar{\beta}$ і кількості UE K , коли $M = 10$, $B = 100$ кГц, $\sigma^2/\beta_0^0 = -6$ dBm, $\mu = 0,4$, $P_{FIX} = 10$ Вт, $P_{BS} = 1$ Вт, і $P_{UE} = 0,5$ Вт. Збільшення сили $\bar{\beta}$ перешкод між комірками має негативний вплив на EE та SE. Як було відзначено для M , EE-SE компенсація не зростає необмежено з K , оскільки кожен додатковий UE збільшує CP з P_{UE}

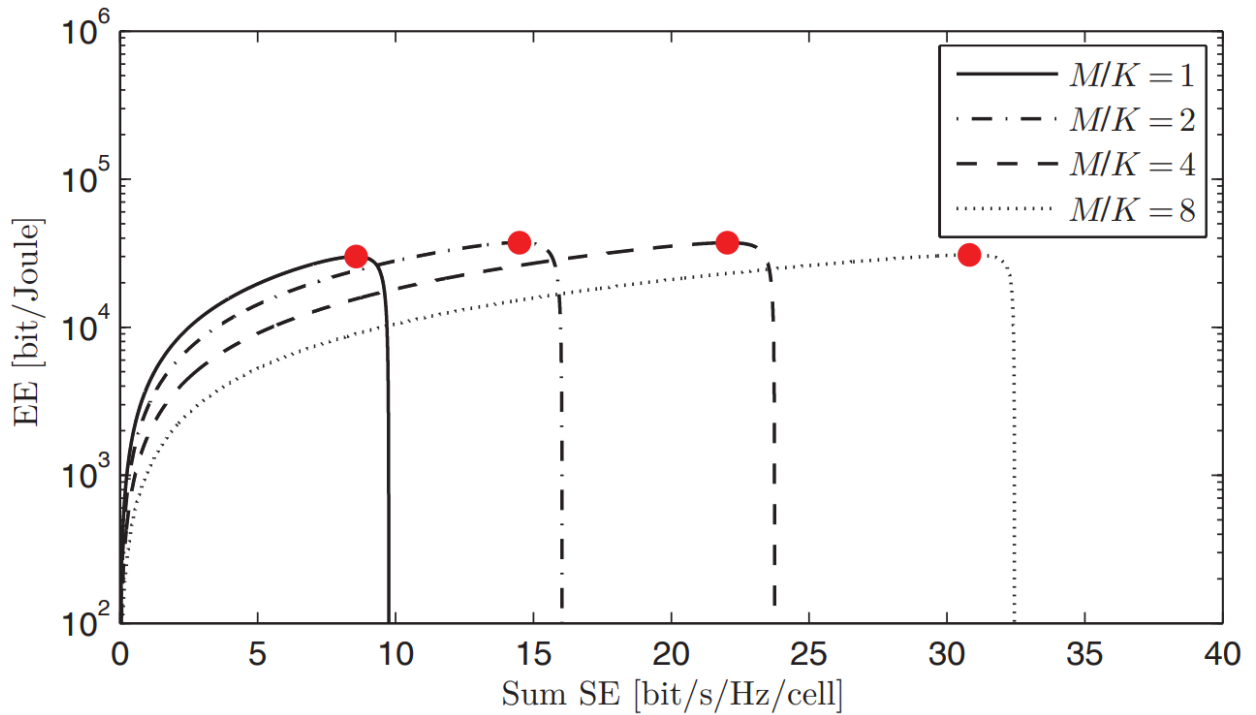


Рисунок 2.5 відношення сумарної SE та EE в (2.25) для різних значень співвідношення антена-UE M/K , коли $K = 10$, $\bar{\beta} = -10$ dB, $B = 100$ кГц,

$$\sigma^2/\beta_0^0 = -6$$
 dBm, $\mu = 0,4$, $P_{\text{FIX}} = 10$ Вт, $P_{\text{BS}} = 1$ Вт, і $P_{\text{UE}} = 0,5$ Вт

Подібний результат не може бути досягнутий для EE, оскільки після додавання більшої кількості антен збільшується не тільки SE, але і PC через MP_{BS} . Інтуїтивно це означає, що існує оптимальна пара значень (M, K) така, що EE досягає свого максимуму. Щоб проілюструвати цей висновок, на рис.5.8 показано EE комірки 0 для різних значень антена-UE, M/K , коли $K = 10$. На відміну від сумарної SE, яка зростає монотонно з відношенням антена-UE M/K , EE* є анімодальною функцією M/K . Для розглянутого прикладу вона збільшується до $M/K = 2$, а потім повільно зменшується, коли M/K зростає. Таким чином, обслуговуючи кілька UE, одночасно збільшуючи кількість антен БС (для компенсації більших перешкод) можна покращити EE мережі лише тоді, коли вигоди та витрати на розгортання більшої кількості апаратних засобів належним чином збалансовані.

2.3. Модель споживання електроенергії в контурі.

У попередньому розділі ми використали просту двокомірну Wyner модель мережі, яка показує, що РС модель, що враховує потужність передачі а також СР, споживану апаратним забезпеченням приймача на БС та UE необхідна, щоб уникнути хибних висновків про ЕЕ. Це не єдиний внесок, який потрібно враховувати щоб правильно оцінити СР UL та DL масивного MIMO. Ми покажемо, що ми також повинні розглянути споживану потужність цифрової обробки сигналу, сигналізації транспортної мережі, кодування та декодування [40]. Побудувавши на основі [40-45], модель СР для загальної форми БС j в мережі масивного MIMO:

$$\begin{aligned}
 CP_j = & \underbrace{P_{FIX,j}}_{\text{Встановлена потужність}} + \underbrace{P_{TC,j}}_{\text{Електричне коло приймача}} + \underbrace{P_{CE,j}}_{\text{Оцінка каналу}} + \underbrace{P_{C/D,j}}_{\text{Кодування/Декодування}} \\
 & + \underbrace{P_{BH,j}}_{\text{Залежна від завантаження транспортна мережа}} + \underbrace{P_{SP,j}}_{\text{Обробка сигналу}}
 \end{aligned} \tag{2.26}$$

де $P_{FIX,j}$ був визначений раніше як постійна величина, що враховує фіксовану потужність, необхідну для керування сигналізацією та незалежною від навантаження потужністю інфраструктурою транспортної мережі та процесори основної смуги частот;

$P_{TC,j}$ – потужність, що споживається схемою приймача;

$P_{CE,j}$ – потужність необхідна для процесу оцінки каналу (виконується один раз за когерентний блок);

$P_{C/D,j}$ – потужність, яка використовується для блоків кодування та декодування каналу;

$P_{BH,j}$ – потужність необхідна для залежної від навантаження сигналізації транспортної мережі;

$P_{SP,j}$ – потужність необхідна для обробки сигналу на БС.

Зауважимо, що знехтування потужністю, що споживається ланцюгами приймача, оцінкою каналів, попереднім кодування та об'єднанням раніше було нормою в багатокористувацькому MIMO. Точніше, для невеликої кількості

антен і UE, перед тим, як було введено масивні MIMO, СР для всіх цих операцій було незначним у порівнянні з фіксованою потужністю. СР, пов'язана з цими операціями, моделюється для системи з однією коміркою в [42, 46, 47], в той час як системи з багатьма комірками розглядалися в [48]. Беручи до уваги вищезгадані матеріали, надаємо наступні чіткі та реалістичні моделі для кожної умови в (2.26), як функцію від основних параметрів системи M_j і K_j . Це досягається, зображуючи апаратну установку за допомогою різноманітних фіксованих апаратних коефіцієнтів, які в аналізі зберігають загальний характер; типові значення будуть надані пізніше і сильно залежить від фактичного апаратного забезпечення та сучасного стану схем реалізації.

2.3.1. Схема приймача

Як описано в [43] та [45], $P_{TC,j}$ комірки j можна кількісно визначити як

$$P_{TC,j} = \underbrace{M_j P_{BS,j} + P_{LO,j}}_{\text{Компоненти схеми БС}} + \underbrace{K_j P_{UE,j}}_{\text{Компоненти схеми UE}} \quad (2.27)$$

де $P_{BS,j}$ – потужність, необхідна для запуску компонентів схеми (наприклад, АЦП, ЦАП, фільтри, OFDM модулятори/демодулятори та ін.) прив'язаних до кожної антени в БС j (який повинен бути помножений на кількість антен M_j);

$P_{LO,j}$ – потужність, споживана LO;

$P_{UE,j}$ – визначає потужність, необхідну для всіх компонентів схеми (таких як АЦП, ЦАП, LO, фільтри, OFDM модулятори/демодулятори та ін.) кожної окремої антени UE.

2.3.2. Кодування та декодування

У DL BS j застосовує кодування каналів і модуляцію до K_j послідовності інформаційних символів та кожен UE застосовує деякий алгоритм фіксованої складності для декодування власної отриманої послідовності даних. Протилежне робиться в UL. Вираження $P_{C/D,j}$, що розраховує ці процеси в

комірці j таким чином, пропорційний кількості переданих інформаційних біт [44] і може бути кількісно розраховано як

$$P_{C/D,j} = (P_{COD} + P_{DEC})TR_j \quad (2.28)$$

де TR_j – це пропускна здатність (в біт/с) комірки j ;

P_{COD} і P_{DEC} – це потужність кодування та декодування (в Вт на біт/с), відповідно.

Для простоти, ми припускаємо, що P_{COD} та P_{DEC} є однаковими в UL і DL для всіх UE в мережі, але просто призначимо їм різні значення. Зауважимо також, що P_{COD} та P_{DEC} дуже залежать від використовуваної технології кодування каналу; наприклад, в [44, 49], автори розглядають код з малою щільністю перевірок на парність та виражають P_{COD} та P_{DEC} як функції параметрів коду. Пропускна спроможність TR_j розраховується для UL і DL всіх UE в комірці j і може бути отримана з використанням виразу SE.

2.3.3. Транспортна мережа зв'язку

Транспортна мережа використовується для передачі даних UL і DL між БС і основною мережею, і може бути або дротова, або бездротова в залежності від того як розгорнута мережа. Потужність, споживана транспортною мережею, звичайно моделюється як сума двох частин [41]: одна незалежна від навантаження та одна залежна від навантаження. Перша частина була включена в $P_{FIX,j}$, і це зазвичай найбільш значна частина потужності споживаної транспортною мережею (близько 80%), а залежна від навантаження частина кожної БС j пропорційна сумі пропускної спроможності обслуговуючих її UE. Спільно розглядаючи UL та DL, залежна від навантаження транспортна мережа $P_{BH,j}$ в комірці j , обчислюється як

$$P_{BH,j} = P_{BT} \cdot TR_j \quad (2.29)$$

де P_{BT} – потужність трафіку транспортної мережі (в Вт на біт/с), яка, для простоти, вважається однаковою для всіх комірок у мережі.

2.3.4. Оцінка каналів

Оцінка UL каналу відіграє велику роль у масивних MIMO для ефективного використання великої кількості антен. Всі процеси для оцінки UL каналу здійснюється локально на БС в кожному блоці послідовності і має обчислювальну вартість, яка переводиться в споживану потужність. Оцінка каналу UL здійснюється використовуючи оцінку MMSE, розглянута в [38, ст. 248] або альтернативні методи, а саме оцінки EW-MMSE та LS, визначені в [38, ст. 265]. Обчислювальні складності вищезгаданих оцінок зведені в таблиці 2.1, з точки зору кількості комплексних множення на кожен UE.

Таблиця 2.1 Обчислювальні складності на блок послідовності для оцінки каналу

Схема	Кореляція з пілот-сигналом	На UE	Перерахунок
MMSE	$M_j \tau_p$	M_j^2	$\frac{4M_j^3 - M_j}{3}$
EW-MMSE	$M_j \tau_p$	M_j	M_j
LS	$M_j \tau_p$	—	—

Щоб перетворити ці вирази в споживану потужність, нехай L_{BS} є обчислювальною ефективністю БС і вимірюється в [флоп/Вт] і нагадаємо, що комплексне множення вимагає трьох дійсних множин з плаваючою точкою. Оскільки існують B/τ с блоки послідовності в секунду, з таблиці 2.1 енергія, споживана розглянутими оцінками

$$P_{CE,j} = \frac{3B}{\tau_c L_{BS}} K_j \cdot \begin{cases} M_j \tau_p + M_j^2 & \text{MMSE} \\ M_j \tau_p + M_j & \text{EW-MMSE} \\ M_j \tau_p & \text{LS} \end{cases} \quad (2.30)$$

де K_j – кількість UE в комірці j ;

τ_p – довжина пілотної послідовності, як правило, вибирається така, що $\tau_p \geq \max_l K_l$. У масивних MIMO ми маємо τ_p в порядку десятків, таким чином оцінки EW-MMSE та LS мають приблизно однакове енергоспоживання.

З (2.30) ми бачимо, що модель потужності, яка є лінійною в M_j дійсна лише для оцінок EW-MMSE та LS. Оцінка MMSE споживає потужність пропорційну M_j^2 . Це ціна покращеної точності оцінки каналу, і цим не можна знехтувати для достовірного порівняння різних схем оцінки з точки зору ЕЕ. Функціональна залежність кількості UE відбувається не тільки за рахунок K_j , а й τ_p , який масштабується лінійно з $\max_l K_l$ (або, іншими словами, з максимальним навантаженням UE). Звідси випливає, що потужність, необхідна для отримання каналу БС j збільшується пропорційно $K_j \max_l K_l$. Отже, також модель споживаної потужності, яка є лінійною в K_j , не може вважатися достатньо точною, особливо в масивних MIMO, де K_j великий.

2.3.5. Об'єднання прийому та попереднє кодування передачі

Ми можемо використовувати аналіз складності обчислень з [38, ст. 284, ст. 320], відповідно, для обчислення потужності $P_{SP,j}$ споживаною БС j для об'єднання прийому та попереднього кодування передачі. Це можна кількісно визначити як

$$P_{SP,j} = \underbrace{P_{SP-R/T,j}}_{\text{Прийом/передача}} + \underbrace{P_{SP-C,j}^{UL}}_{\text{Обчислення об'єднання}} + \underbrace{P_{SP-C,j}^{DL}}_{\text{Обчислення попереднього кодування}} \quad (2.31)$$

де $P_{SP-R/T,j}$ – загальна потужність, споживана UL прийомом та DL передачею сигналів даних (для заданого вектору об'єднання і попереднього кодування);

$P_{SP-C,j}^{UL}$ та $P_{SP-C,j}^{DL}$ – це потужність, необхідна для обчислення векторів об'єднання та попереднього кодування на БС j , відповідно.

2.3.5.1. UL прийом та DL передача

У UL із заданим $\mathbf{v}_{jk}$, складність обчислення $\mathbf{v}_{jk}^H \mathbf{y}_j$, для τ_u прийнятих UL сигналів $\mathbf{y}_j$, а кожен UE в комірці, є $\tau_u M_i K_j$ комплексних множень на блок послідовності. У DL із заданим $\mathbf{w}_{jk}$, обчислення $x_j = \sum_{k=1}^{K_j} \mathbf{w}_{jk} \zeta_{jk}$ вимагає в

цілому $\tau_d M_i K_j$ комплексних множень на блок послідовності.. Тому ми отримуємо

$$P_{SP-R/T,j} = \frac{3B}{\tau_c L_{BS}} M_j K_j (\tau_u + \tau_d). \quad (2.32)$$

Зверніть увагу, що CP для прийому та передачі однаковий незалежно від вибору схем об'єднання та попереднього кодування.

2.3.5.2. Обчислення векторів об'єднання/попереднього кодування

Завдяки подвійності UL-DL, це природним вибором векторів попереднього кодування є $\mathbf{w}_{jk} = \mathbf{v}_{jk} / \|\mathbf{v}_{jk}\|$ (окрім випадків коли UL і DL розроблені дуже по-різному). Якщо задано $\mathbf{v}_{jk}$, то складність обчислення $\mathbf{w}_{jk}$ зменшується, щоб спочатку оцінити $\mathbf{v}_{jk}$ і потім $\mathbf{v}_{jk} / \|\mathbf{v}_{jk}\|$. На це витрачається

$$P_{SP-C,j}^{DL} = \frac{4B}{\tau_c L_{BS}} M_j K_j. \quad (2.33)$$

Як показано в [38, ст. 287], складність обчислень $\mathbf{v}_{jk}$ в значній мірі залежить від схеми об'єднання прийому. Якщо використовується MR, $\mathbf{v}_{jk}$ отримується безпосередньо з оцінок каналу, і немає додаткової складності за винятком нормалізації, що вимагається блоком декодування. Ця являє собою K_j поділів на BS, що в цілому дає

$$P_{SP-C,j}^{UL} = \frac{7B}{\tau_c L_{BS}} K_j \quad (2.34)$$

де ми взяли до уваги, що для складного ділення потрібно сім реальних операції множення/ділення.

Подібним чином споживана потужність з RZF є

$$P_{SP-C,j}^{UL} = \frac{3B}{\tau_c L_{BS}} \left(\frac{3K_i^2 M_j}{2} + \frac{3K_j M_j}{2} + \frac{K_j^3 - K_j}{3} + \frac{7}{3} K_j \right). \quad (2.35)$$

В таблиці 2.2 наведено потужність, споживану схемами об'єднання та попереднього кодування, розглянутими в [38].

Таблиця 2.2 Спроживана потужність схемами об'єднання та попереднього кодування

Схема	$P_{SP-R/T,j}$	$P_{SP-C,j}^{DL}$	$P_{SP-C,j}^{UL}$
M-MMSE (MMSE оцінка)	$\frac{3B}{\tau_c L_{BS}} M_j K_j (\tau_u + \tau_d)$	$\frac{3B}{\tau_c L_{BS}} \left(\sum_{l=1}^L \frac{(3M_l^2 + M_j) K_l}{2} + \frac{M_j^3}{3} + 2M_j \right) + M_j \tau_p (\tau_p - K_j)$	$\frac{3B}{\tau_c L_{BS}} M_j K_j$
M-MMSE (EW-MMSE оцінка)	$\frac{3B}{\tau_c L_{BS}} M_j K_j (\tau_u + \tau_d)$	$\frac{3B}{\tau_c L_{BS}} \left(\sum_{l=1}^L \frac{(3M_l^2 + M_j) K_l}{2} + (M_j^2 - M_j) K_j \right) + \frac{M_j^3}{3} + 2M_j + M_j \tau_p (\tau_p - K_j)$	$\frac{3B}{\tau_c L_{BS}} M_j K_j$
S-MMSE	$\frac{3B}{\tau_c L_{BS}} M_j K_j (\tau_u + \tau_d)$	$\frac{3B}{\tau_c L_{BS}} \left(\frac{3M_l^2 K_j}{2} + \frac{3M_j K}{2} + \frac{M_j^3 - M_j}{3} + \frac{7}{3} M_j \right)$	$\frac{3B}{\tau_c L_{BS}} M_j K_j$
RZF	$\frac{3B}{\tau_c L_{BS}} M_j K_j (\tau_u + \tau_d)$	$\frac{3B}{\tau_c L_{BS}} \left(\frac{3K_l^2 M_j}{2} + \frac{3K_j M_j}{2} + \frac{K_j^3 - K_j}{3} + \frac{7}{3} K_j \right)$	$\frac{3B}{\tau_c L_{BS}} M_j K_j$
ZF	$\frac{3B}{\tau_c L_{BS}} M_j K_j (\tau_u + \tau_d)$	$\frac{3B}{\tau_c L_{BS}} \left(\frac{3K_l^2 M_j}{2} + \frac{3K_j M_j}{2} + \frac{K_j^3 - K_j}{3} + \frac{7}{3} K_j \right)$	$\frac{3B}{\tau_c L_{BS}} M_j K_j$
MR	$\frac{3B}{\tau_c L_{BS}} M_j K_j (\tau_u + \tau_d)$	$\frac{7B}{\tau_c L_{BS}} K_j$	$\frac{3B}{\tau_c L_{BS}} M_j K_j$

2.3.5.3. Порівняння СР з різними схемами обробки

Ми будемо порівнювати СР, споживану різними схемами об'єднання/попереднього кодування, продовжуючи приклад роботи, який був визначений в [38, ст. 288]. У кожній БС є M антен і K UE в кожній комірці. Значення M та K будуть змінені та конкретизовані на кожному рисунку. Коефіцієнт повторного використання пілот-сигнала $f = 1$, такий, що кожна пілотна послідовність має $\tau_p = K$ зразків. Кількість зразків за блок послідовності, що використовується для даних $\tau_c - \tau_p = 190 - K$, з яких $1/3$ використовується для UL і $2/3$ для DL. Це дає $\tau_u = \frac{1}{3}(\tau_c - \tau_p)$ і $\tau_d = \frac{2}{3}(\tau_c - \tau_p)$. Ми розглядаємо UL і DL потужності передачі 20 дБм на UE (тобто, $p_{jk} = \rho_{jk} = 100$ мВт). Як модель каналу використовується гаусове локальне розсіювання з ASD $\sigma_\varphi = 10^\circ$. Пропускна спроможність комірки j для обчислення споживаної потужності транспортної мережі зв'язку, кодування та декодування отримано з використанням UL і DL SE виразів в [38]. Для кожної схеми та кількості антен, ми використовуємо обмеження ємності теореми [38, ст. 276] для UL та один, що дає найбільший SE між тими, що містяться в теоремі [38, ст. 317] та теоремі [38, ст. 326] для DL:

$$TR_j = B \sum_{k=1}^{K_j} \left(SE_{jk}^{UL} + \max(\underline{SE}_{jk}^{DL}, SE_{jk}^{DL}) \right). \quad (2.36)$$

Два набори параметрів СР наведені в Таблиці 2.3.

Таблиця 2.3 Набори параметрів СР

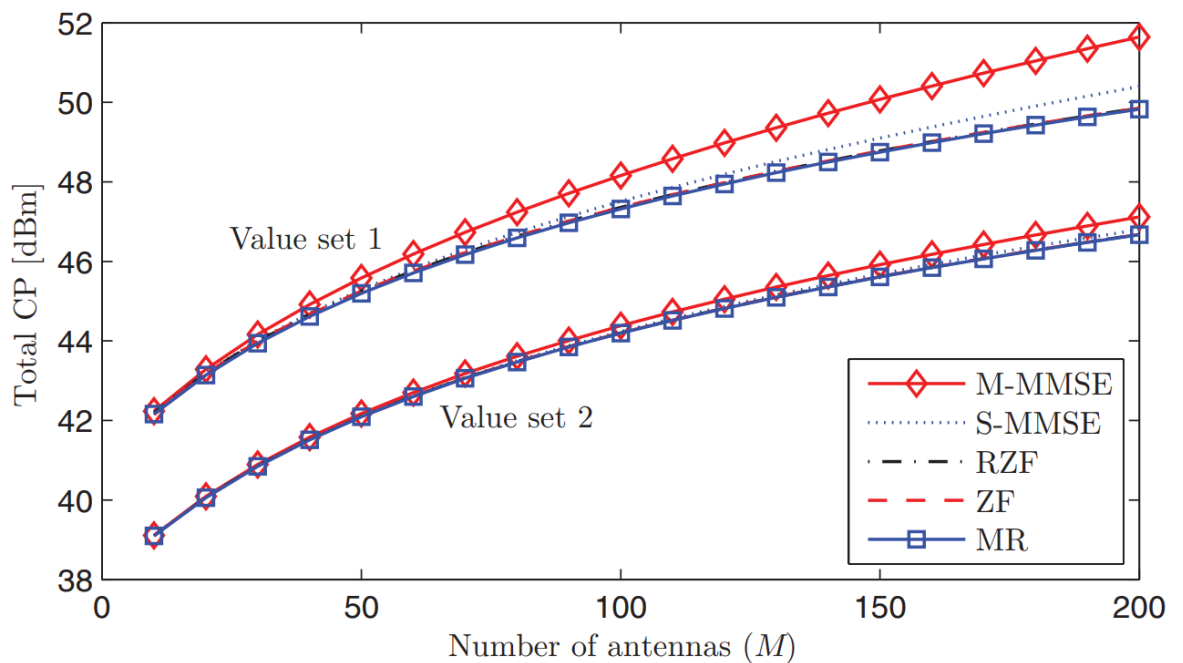
Параметр	Набір значень 1	Набір значень 2
P_{FIX}	10 Вт	5 Вт
P_{LO}	0,2 Вт	0,1 Вт
P_{BS}	0,4 Вт	0,2 Вт
P_{UE}	0,2 Вт	0,1 Вт
P_{COD}	0,1 Вт/(Гбіт/с)	0,01 Вт/(Гбіт/с)
P_{DEC}	0,8 Вт/(Гбіт/с)	0,08 Вт/(Гбіт/с)

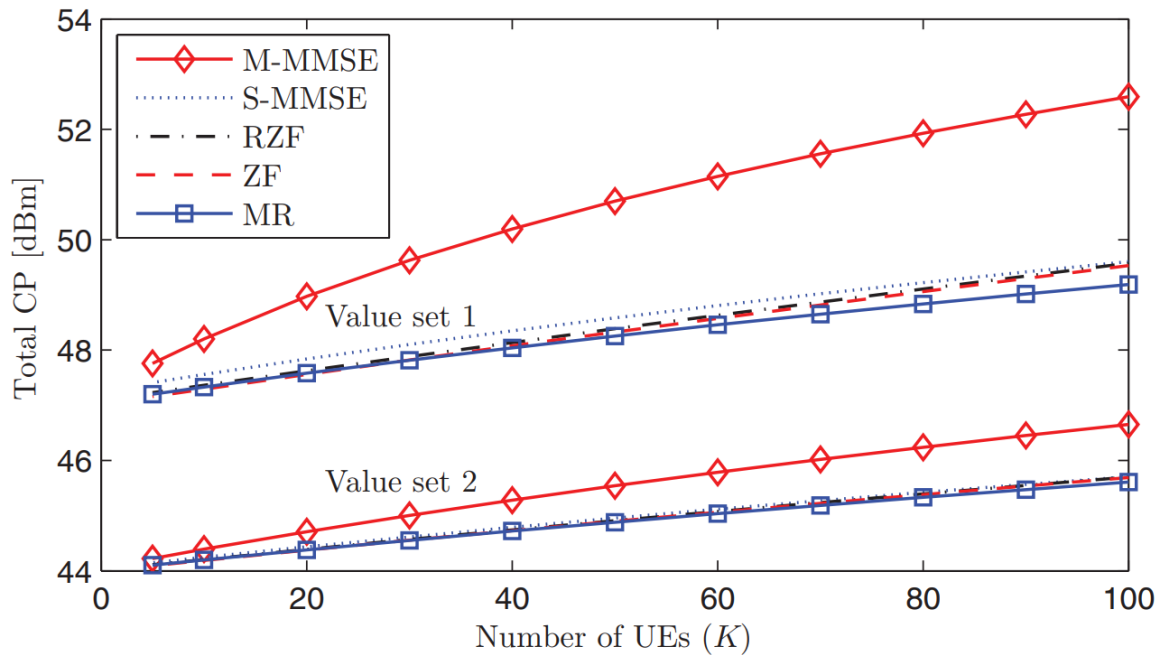
Таблиця 2.3 Продовження

L_{BS}	75 Гфлоп/Вт	75 Гфлоп/Вт
P_{BT}	0,25 Вт/(Гбіт/с)	0,025 Вт/(Гбіт/с)

Перший набір – це значення взяті з [42, 45, 50, 51]. Для аналізу, в подальшому ми також розглянемо установку, в якій РС апаратного забезпечення трансивера зменшується у два рази, в той час як обчислювальна ефективність збільшується в десять разів. Це призводить до другого набору значень в таблиці 2.3 . Ми наголошуємо, що ці параметри, як правило, надзвичайно важливі апаратно-специфічні і, отже, можуть мати істотно різні значення.

На рис. 2.6 проілюстровано загальний СР за комірку для об'єднаних UL і DL випадків з різними схемами об'єднання/попереднього кодування. Оцінка MMSE використовується для оцінки каналів, щоб повністю використати просторову кореляція каналу.

а) загальне СР при $K = 10$ і змінному M



б) загальне CP при $M = 100$ і змінному K

Рисунок 2.6 Загальне CP на комірку для UL і DL

Зауважимо, що вертикальна вісь вимірюється в дБм. На малюнку 2.6 а) ми розглядаємо $K = 10$, а M варіюється від 10 до 200. CP зростає з M для всіх схем і для обох значень. Найвищого CP вимагає M-MMSE, а потім S-MMSE. Для набору значень 1, S-MMSE зменшує CP на 0,5%-25%, оскільки між комірками оцінка каналу не обчислюються. Зауважте, однак, що M-MMSE забезпечує вищу SE ніж S-MMSE. Кількісно кажучи, CP якого вимагає M-MMSE для $M = 100$ і $K = 10$ становить 48,16 дБм (65,48 Вт), тоді як S-MMSE потребує 47,5 дБм (56,35 Вт), що приблизно менше на 14%. Для набору значень 2, CP, необхідний M-MMSE, становить лише на 0,1% - 7% вище, ніж S-MMSE. Це пов'язано, головним чином, із збільшенням обчислювальної ефективності. RZF і ZF споживають менше CP, оскільки обидві інверсні матриці розмірів $K \times K$, а не $M \times M$. У порівнянні з M-MMSE коли $M = 100$, це знижує CP на 17% для набору значень 1 і на 4% для набору значень 2. MR характеризується найнижчим CP, оскільки немає необхідності в інверсії матриці. Проте зниження CP порівняно з RZF і ZF є незначним для обох наборів значень; MR лише забезпечує суттєве зменшення складності в порівнянні з RZF і ZF, коли число UE дуже велике. На рис. 2.6 б) ми

розглядаємо $M = 100$ і нехай K змінюється від 10 до 100. СР збільшується з кількістю UE, але з меншим нахилом, ніж при зміні M (особливо для набору значень 2). Хоча загальні тенденції для двох наборів значень однакові (наприклад, M-MMSE вимагає найвищого СР, а MR – найнижчого); ми бачимо, що для набору значень 1 значення СР, необхідного для M-MMSE, на 8% - 100% вище, ніж за допомогою S-MMSE. Це підвищення СР знижується до 2% - 25% СР для набору значень 2.

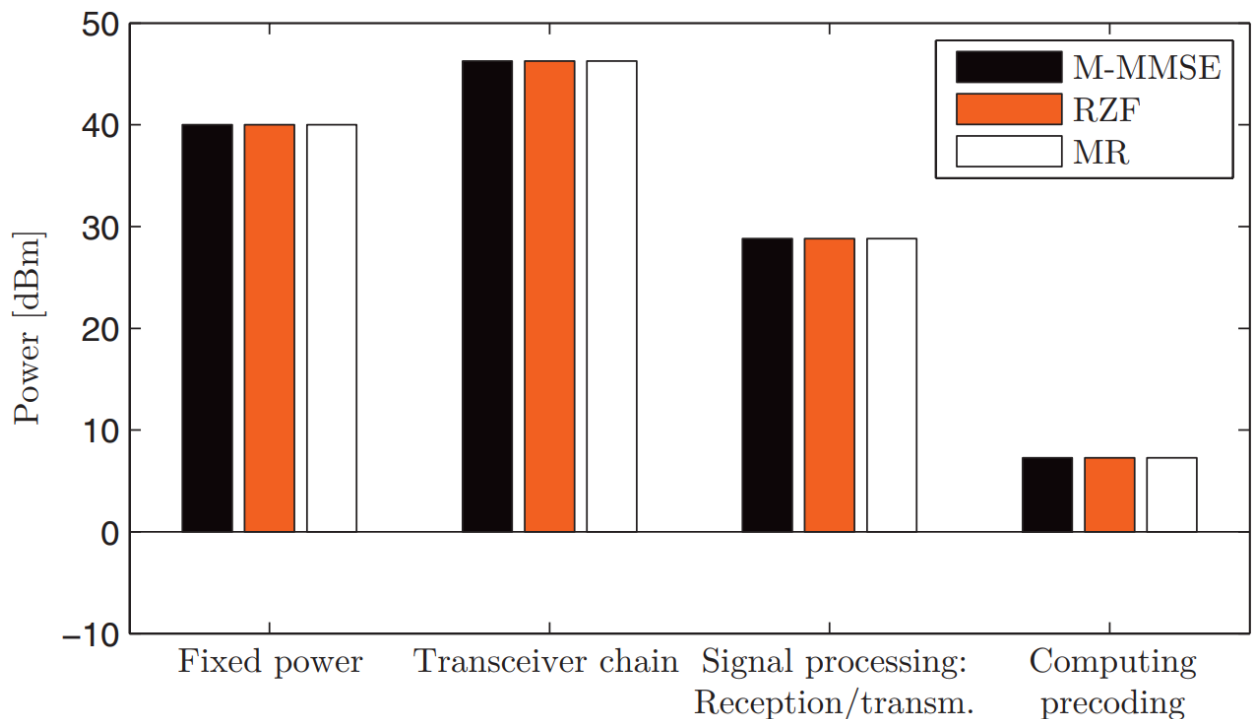
СР всіх схем, для двох різних наборів значень параметрів, $M = 100$ і $K = 10$, підсумовані в таблиці 2.4. Як ми бачимо, в цій розглянутій установці СР, що вимагається різними схемами, має незначні відмінності. Це відбувається через те, що СР апаратного забезпечення трансивера домінує над обробкою сигналу.

Таблиця 2.4 СР всіх схем для різних наборів значень параметрів

Схема	Набір значень 1	Набір значень 2
M-MMSE	65,48 Вт	27,42 Вт
S-MMSE	56,35 Вт	26,51 Вт
RZF	54,43 Вт	26,32 Вт
ZF	54,43 Вт	26,32 Вт
MR	53,96 Вт	26,27 Вт

На рисунку 2.7 показана стовпчаста діаграма, яка показує, як різні частини впливають на СР для $M = 100$ і $K = 10$ з набором значень 1 в Таблиці 2.3. Розглянуто тільки M-MMSE, RZF та MR, оскільки СР S-MMSE та ZF подібні до RZF. СР споживана фіксованою потужністю, ланцюгом приймача, обробкою сигналів для прийому UL, передачі DL, і обчислення попереднього кодування є однаковими для всіх схем. Ці чотири умови як показано на рис. 2.7 а) вимагають в загальному 47,23 дБм, що є найбільшою частиною від загальної СР. Найбільший СР вимагається ланцюгами передавача, за яким слідує фіксована потужність. Обробка сигналів, необхідна для прийому UL та передачі DL споживає близько 28,8 дБм, а найменше споживає – обчислення

векторів попереднього кодування, приблизно 7 дБм. Аналіз СР якого вимагають різні схеми оцінки каналів, обчислення отриманих векторів об'єднання, транспортна мережа зв'язку, а також кодування/декодування зображено на рис. 2.7 б). СР, споживана на оцінку каналу між комірками, становить приблизно 26 дБм (440 мВт) і не залежить від схем обробки. СР для обчислення отриманих векторів об'єднання залежить від схеми, і найвищий СР вимагає М-MMSE, для якого це приблизно 40 дБм (10,96 Вт). Разом із споживаною потужністю оцінки каналу становить 91% СР необхідну для М-MMSE для виконання операцій, що розглядаються на рис. 5.10 б). Значно менше СР буде потрібно М-MMSE з оцінкою EW-MMSE, що зменшує обчислювальні складності на 45-90%, не використовуючи кореляцію між елементами антени. Хоча це впливає на точність оцінки для розглянутої моделі каналу. Якщо використовується RZF, то СР, необхідний для обчислення векторів об'єднання, становить близько 18,28 дБм (67 мВт), що відповідає зниженню на 99% у порівнянні з М-MMSE. З MR він також зменшується до 0,09 мВт, що в порівнянні з іншими є незначним.



a)

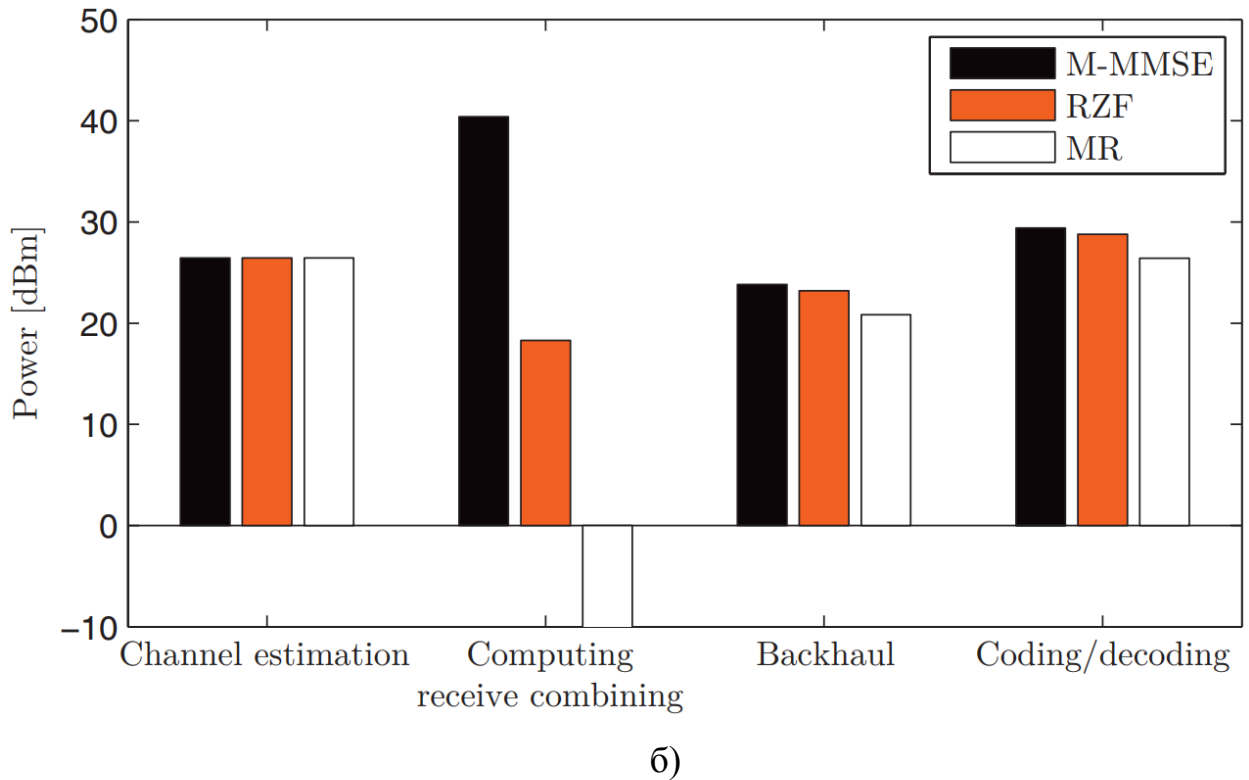
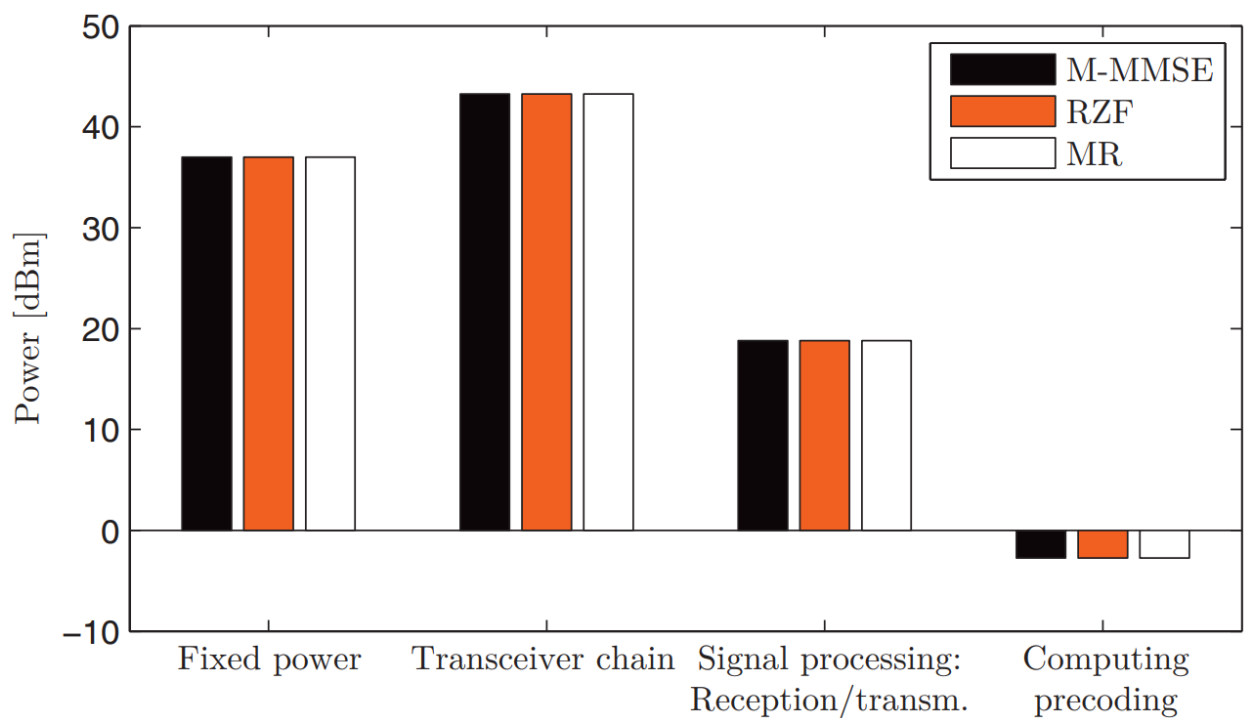


Рисунок 2.7 Аналіз СР на комірку при використанні першого набору значень у Таблиці 2.3 за допомогою M-MMSE, RZF або MR. Розглядається установка з $K = 10$ UE та $M = 100$ антен БС для кожної комірки

На рис. 2.8 представлені умови СР із набором значень 2 у таблиці 2.3. Порівняно з рис. 2.7 а), загальний СР для всіх схем зменшується на 50%. Обчислення векторів об'єднання прийому з M-MMSE як і раніше являє собою найбільш енергоємну операцію на рис. 2.8 а), хоча в цьому випадку він вимагає лише 30 дБм, а не 40 дБм, що відповідає зменшенню на 90%. Кількісно кажучи, необхідне СР для всіх операцій на рис. 2.8 б) становить приблизно 31 дБм з M-MMSE, 21,6 дБм з RZF, та 20 дБм з MR.

Даний аналіз показує, що розроблена модель СР в цьому розділі сильно залежить від апаратного налаштування (тобто числа антен БС та UE) та вибору параметрів моделі в Таблиці 2.3. Однак деякі загальні спостереження можна зробити незалежно від конкретних значень параметрів. СР зростає швидше з M , ніж з K для всіх схем обробки. Найвищого СР вимагає M-MMSE через додаткові витрати для оцінки каналу між комірками далі слідує S-MMSE. RZF

і ZF вимагають меншого CP, ніж S-MMSE, оскільки обидві інверсні матриці мають розміри $K \times K$, а не $M \times M$. MR вимагає найнижчого CP, тому що не потребує інверсної матриці. Однак оскільки обчислювальна ефективність обробки сигналів дуже висока в сучасних системах ці відмінності мають незначний вплив на загальний CP, який приблизно однаковий для всіх схем (див. Таблицю 2.4). Схема трансивера споживає найбільшу частину загальної кількості CP, потім слідує фіксована потужність, а потім – оцінка каналу (крім випадків використання M-MMSE, для якого обчислення векторів об'єднання вище) - ці частини однакові для всіх схем обробки. Більше того, потужність, споживана транспортною мережею зв'язку, кодуванням та декодування споживає лише невелику частку загального CP в масивних MIMO, де кількість антен БС відносно велика.



a)

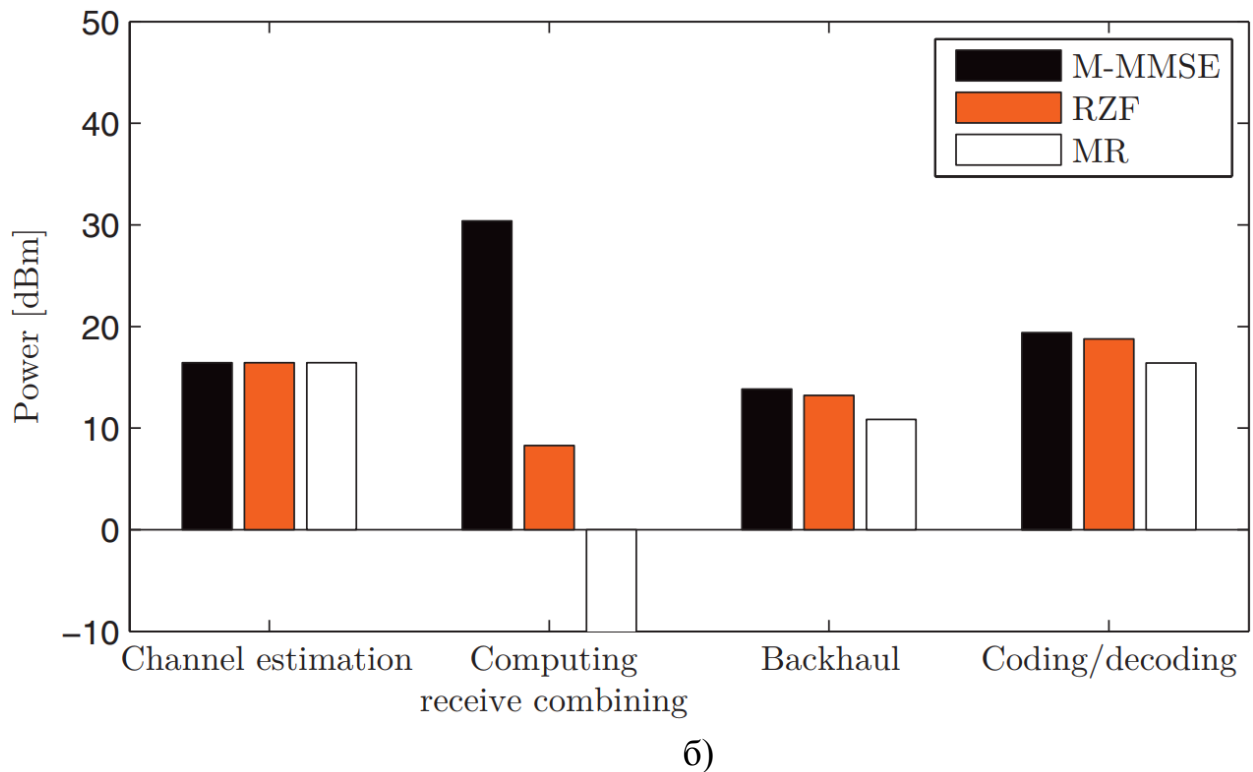


Рисунок 2.8 Аналіз СР на комірку при використанні другого набору значень у Таблиці 2.3 за допомогою M-MMSE, RZF або MR. Розглядається установка з $K = 10$ UE та $M = 100$ антен БС для кожної комірки

2.4. Компенсація енергоефективності та пропускної спроможності

Тепер ми розглянемо компенсацію між ЕЕ та пропускною спроможністю, використовуючи модель СР, представлену в попередньому розділі та двох наборів значень СР, наведених у таблиці 5.3. На відміну від аналізу в якому було розглянуто ЕЕ-СЕ компенсацію, ми концентруємося на пропускній здатності мережі масивного МІМО, щоб підкреслити що неможливо провести аналіз ЕЕ без зазначення пропускної здатності. Ми використовуємо приклад роботи, визначений у [38, ст. 288]. У кожній БС є M і K UE в кожній комірці. Значення M та K будуть змінені та вказуються в кожному рисунку. Коефіцієнт повторного використання пілот-сигнала $f = 1$, такий, що кожна пілотна послідовність складається з $\tau_p = K$ зразків. Кількість зразків за блок послідовності, який використовується для UL і DL, $\tau_u = \frac{1}{3}(\tau_c - \tau_p)$ і $\tau_d =$

$\frac{2}{3}(\tau_c - \tau_p)$, відповідно. Ми розглядаємо потужності передачі UL і DL в 20 дБм на UE (тобто, $p_{jk} = \rho_{jk} = 100$ мВт). Гауссовське локальне розсіювання з АСД $\sigma_\varphi = 10^\circ$ використовується як модель каналу. Пропускна здатність отримується як в (2.36).

ЕЕ комірки j обчислюється як

$$EE_j = \frac{TR_j}{ETP_j + CP_j} \quad (2.37)$$

де ETP_j – це ЕТР комірки j .

Ця умова відповідає потужності, споживаній передачею пілотних

$$ETP_j = \underbrace{\frac{\tau_p}{\tau_c} \sum_{k=1}^{K_j} \frac{1}{\mu_{UE,jk}} p_{jk}}_{\text{ЕТР для пілот-сигнала}} + \underbrace{\frac{\tau_u}{\tau_c} \sum_{k=1}^{K_j} \frac{1}{\mu_{UE,jk}} p_{jk}}_{\text{ЕТР в UL}} + \underbrace{\frac{1}{\mu_{BS,j}} \frac{\tau_d}{\tau_c} \sum_{k=1}^{K_j} \frac{1}{\mu_{UE,jk}} \rho_{jk}}_{\text{ЕТР в DL}} \quad (2.38)$$

де $\mu_{UE,jk}$ ($0 < \mu_{UE,jk} \leq 1$) – ефективність ПП на UE k в комірці j ;

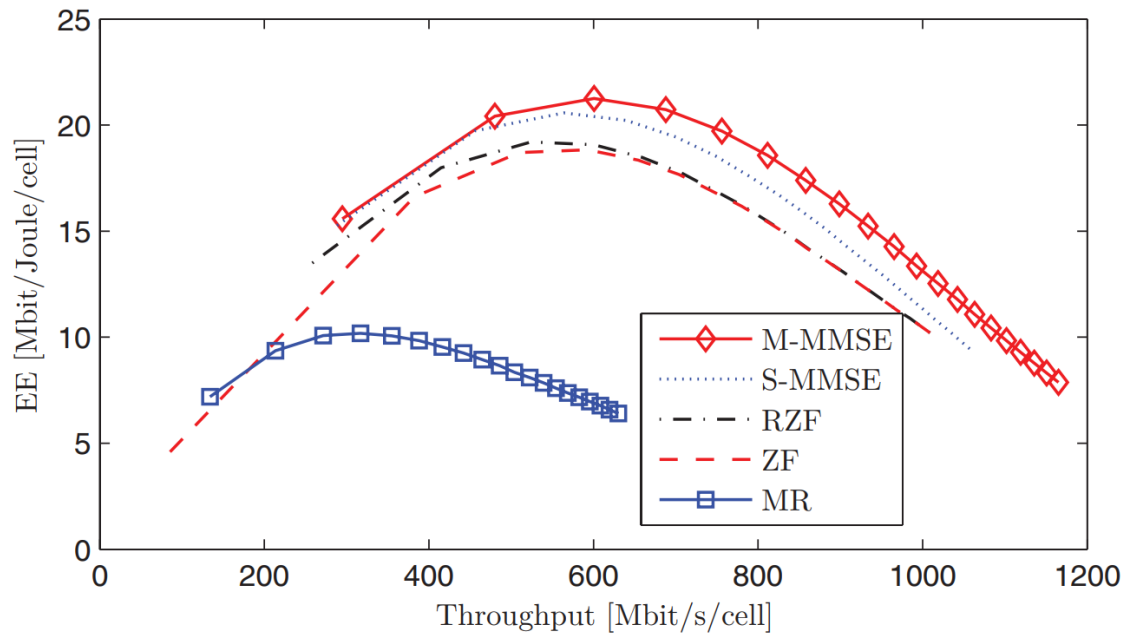
$\mu_{BS,j}$ ($0 < \mu_{BS,j} \leq 1$) - ефективність ПП БС j .

Порівнювати компенсацію ЕЕ та пропускної спроможності різних схем будемо, продовжуючи попередній приклад на рис. 2.6 з додатковим припущенням, що $\mu_{UE,jk} = 0,4$ і $\mu_{BS,j} = 0,5$. Зауважимо, що ми вибрали ефективність ПП вище, ніж 25% (тобто вище, ніж у сучасних ПП). Це пояснюється тим, що в масивних МІМО через низький рівень потужності на антену, дозволяє використовувати ефективніші ПП.

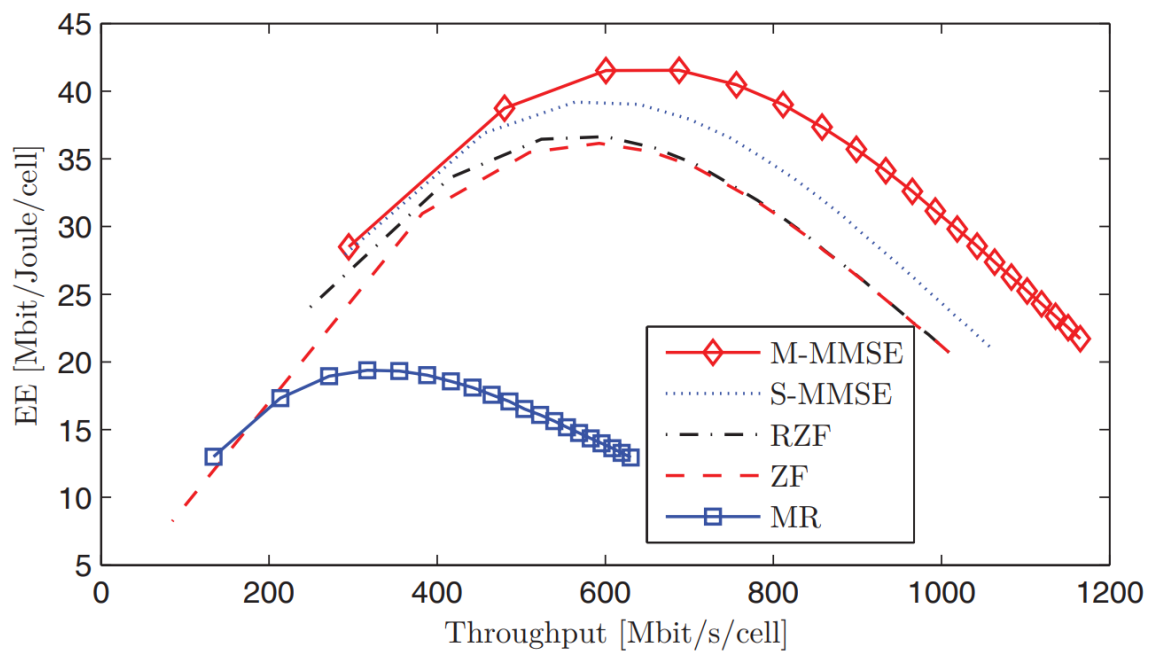
Рис. 2.9 ілюструє ЕЕ як функцію середньої пропускної спроможності на комірку з усіма схемами обробки. Різні значення пропускної здатності досягаються за допомогою $K = 10$ UE і дозволяючи кількості антен БС змінюватись в межах від $M = 10$ до $M = 200$ кроком в 10. Розглядаються два набори значень з таблиці 2.3. Було помічено, що ЕЕ є унімодальною функцією пропускної спроможності для всіх схем і обох наборів значень СР. Це означає що ми можемо максимально збільшити пропускну спроможність та ЕЕ до максимального значення ЕЕ, але подальше збільшення пропускної здатності може призвести лише до втрати ЕЕ. Криві досить плавні відносно

максимальної точки ЕЕ, таким чином, існує безліч значень пропускної спроможності чи, рівнозначно, чисел кількості антен БС, що забезпечують майже максимальну ЕЕ. М-MMSE забезпечує найвищу ЕЕ для будь-якого значення пропускної спроможності, далі слідує S-MMSE. MR має найменшу ефективність. Це показує, що в розглянутому прикладі, додаткова обчислювальна складність обробки М-MMSE компенсується як з точки зору SE, так і ЕЕ.

З рис. 2.9 а) бачимо, що максимальне значення ЕЕ з М-MMSE – 21,26 Мбіт/Джоуль і досягається при $M = 30$ для пропускної здатності – 600 Мбіт/с/комірку, що відповідає пропускній здатності області 9,6 Гбіт/с/км². Для $M = 40$ ЕЕ майже однакова і дорівнює 20,73 Мбіт/Джоуль, тоді як пропускна здатність області збільшується до 11 Гбіт/с/км². З S-MMSE, максимальна ЕЕ також отримується з $M = 30$, але менша на 3,2% і досягнуто на 6% нижчій пропускній здатності, ніж у М-MMSE. RZF і ZF забезпечують подібну ефективність і досягають максимальної ЕЕ приблизно 19 Мбіт/Джоуль з $M = 30$ і відповідна пропускна здатність області 8,38 Гбіт/с/км². Цікаво, що RZF і ZF можуть поводитись як М-MMSE та S-MMSE, коли пропускна здатність збільшується. Це відбувається, оскільки чим вище пропускна спроможність, тим також вище СР через більшу кількість антен. Оскільки СР зростає швидше за допомогою М-MMSE та S-MMSE, ніж з RZF і ZF, це протидіє приросту SE використання М-MMSE та S-MMSE.



а) $K = 10$ з першим набором значень в таблиці 2.3



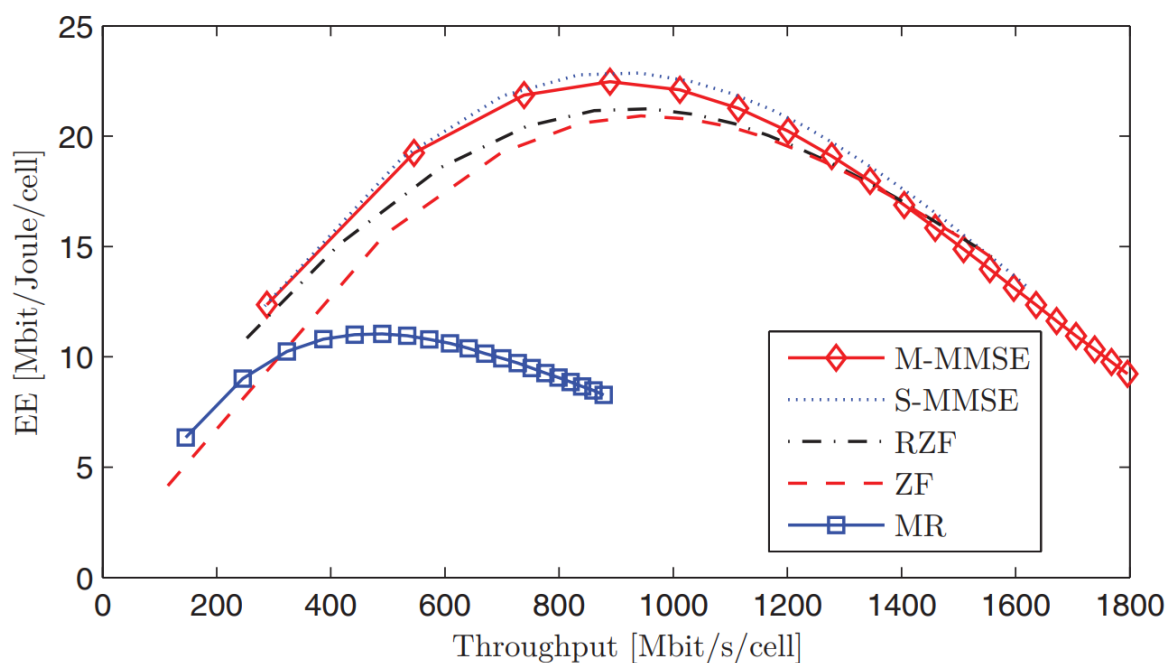
б) $K = 10$ з другим набором значень в таблиці 2.3

Рисунок 2.9 EE як функція середньої пропускної спроможності на комірку з усіма схемами обробки

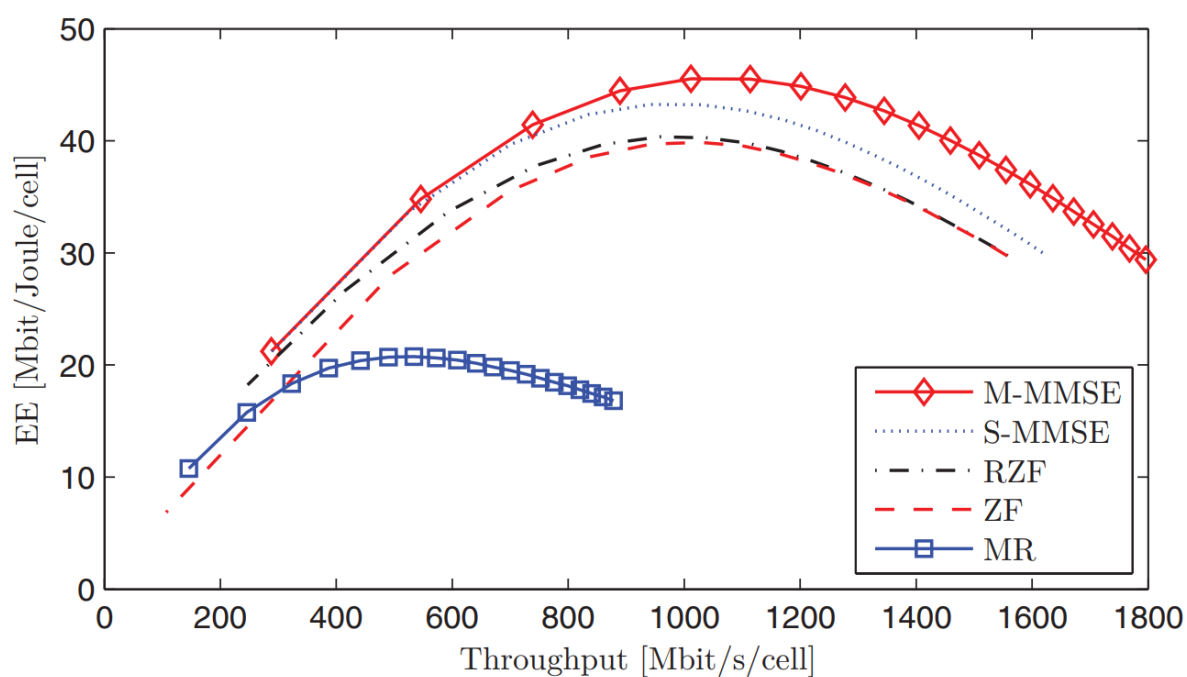
Зауважимо, що EE ZF швидко погіршується, для значень пропускної здатності менших ніж 380 Мбіт/с/комірка, які досягаються за $M \approx K$, де відомо ZF працює погано. MR забезпечує максимальну EE 10,18 Мбіт/Джоуль з $M = 40$ і пропускною спроможністю області 5,07 Гбіт/с/км².

Рис. 2.9 б) отриманий з другим набором значень у таблиці 2.3. У порівнянні з рис. 2.9 а), ЕЕ всіх схем приблизно подвоєно (оскільки більшість коефіцієнтів СР зменшується вдвічі), але загальні тенденції однакові. З М-MMSE та S-MMSE, ЕЕ сягає 41,52 Мбіт/ Джоуль та 39,2 Мбіт/Джоуль, відповідно, використовуючи $M = 30$. Таблиця 2.5 показує ЕЕ та пропускну здатність області М-MMSE, RZF і MR з $K = 10$ і $M = 40$. Коротко кажучи, аналіз вище показує, що різні схеми надають дещо іншу ЕЕ. Однак з усіма ними ЕЕ є унімодальною функцією пропускну спроможності і, за розглянутим випадком, досягає максимуму приблизно коли $M = 30$ або 40 , незалежно від значень параметрів СР. Зауважмо, що ці значення для M далекі від того, що передбачено для масивного МІМО, але співвідношення антена-UE, досягає максимального значення ЕЕ, на порядок $M/K = 3$ або 4 як очікувалося. Далі буде показано, що велике значення для M отримується, якщо K збільшується, особливо з більш енергоефективною установкою обладнання.

На рис. 2.10 розглядається однакова установка, але з $K = 20$. Значення пропускну спроможності отримані для всіх схем, за винятком ZF, змінюючи M від 10 до 200 з кроком в 10. З ZF, M починається з 20 до 200 оскільки M повинен бути більшим, ніж K . У порівнянні з рис. 2.9, можемо побачити, що збільшення кількості UE на клітинку може мати чи не мати позитивного ефекту на ЕЕ. На відміну від рис. 2.9 а), на рис. 2.10 а) показано, що при $K = 20$ і першим набором значень СР, найвища ЕЕ не досягнеться з М-MMSE, але досягається з S-MMSE. Кількісно кажучи, S-MMSE забезпечує максимальну ЕЕ – 22,86 Мбіт/Джоуль при $M = 50$ для пропускну спроможності 15,05 Гбіт/с/км². З іншого боку, з М-MMSE максимальна ЕЕ отримується при $M = 40$ і на 1.75% менша, ніж у S-MMSE. Цікаво, що при першому наборі значень СР М-MMSE працює навіть гірше, ніж RZF і RZF, коли пропускну спроможність збільшується. Це відбувається тому що СР М-MMSE набагато вище (див. рис. 2.6 б)), ніж S-MMSE, RZF і ZF, і, таким чином, протидіє приросту SE М-MMSE.



а) $K = 20$ з першим набором значень в таблиці 2.3



б) $K = 20$ з другим набором значень в таблиці 2.3

Рисунок 2.10 ЕЕ як функція середньої пропускної спроможності на комірку з усіма схемами обробки

Таблиця 2.5 Максимальна ЕЕ на комірку з двома наборами значень СР з таблиці 2.3 для М-MMSE, RZF і MR.

Схема	ЕЕ, набір 1	ЕЕ, набір 2	Пропускна здатність області
М-MMSE	23,73 Мбіт/Джоуль	41,53 Мбіт/Джоуль	11 Гбіт/с/км ²
RZF	19,07 Мбіт/Джоуль	36,63 Мбіт/Джоуль	9,6 Гбіт/с/км ²
MR	10,18 Мбіт/Джоуль	19,38 Мбіт/Джоуль	5,07 Гбіт/с/км ²

а) $K = 10$, $M = 40$ (результати підсумовані з рис. 5.12)

Схема	ЕЕ, набір 1	ЕЕ, набір 2	Пропускна здатність області
М-MMSE	23,73 Мбіт/Джоуль	41,53 Мбіт/Джоуль	11 Гбіт/с/км ²
RZF	19,07 Мбіт/Джоуль	36,63 Мбіт/Джоуль	9,6 Гбіт/с/км ²
MR	10,18 Мбіт/Джоуль	19,38 Мбіт/Джоуль	5,07 Гбіт/с/км ²

б) $K = 20$, $M = 60$ (результати підсумовані з рис. 5.13)

Різні спостереження можна зробити для другого набору значень СР, як ми бачимо з рисунка 2.10 б). У цьому випадку загальні тенденції співпадають з рисунком 2.9, де М-MMSE забезпечує найвищий рівень ЕЕ та пропускну здатності. Крім того, збільшення кількості UE на клітину позитивно впливає на ЕЕ всіх схем, що є більшим для будь-якого значення пропускну здатності. На відміну від $K = 10$ на малюнку 2.9 б), де максимальна ЕЕ була досягнута при $M = 30$ або 40 , при $K = 20$ бачимо, що $M = 50$ або 60 забезпечує найвищу ЕЕ. Таблиця 2.5 б) підводить підсумки результатів рис. 2.10 для М-MMSE, RZF та MR з $M = 60$.

2.5. Висновки

1. Енергоефективність стільникової мережі - це кількість бітів, які можна надійно передавати на одиницю енергії, вимірюється в біт/Джоуль і може розглядатися як відношення вигода-вартість, де якість обслуговування

(пропускна здатність) порівнюється з пов'язаними витратами (споживання енергії). Отже, це є показником ефективності мережевої передачі даних.

2. В той час як збільшення кількості антен завжди позитивно впливає на SE, EE спочатку збільшується з M за рахунок покращення SE, а потім зменшується з M , через додаткову кількість обладнання, яке збільшує CP.

3. Обслуговуючи велику кількість UE, одночасно збільшуючи кількість антен БС (для компенсації більших перешкод) можна покращити EE мережі лише тоді, коли вигоди та витрати на розгортання більшої кількості апаратних засобів належним чином збалансовані.

4. Розроблена модель CP в цьому розділі сильно залежить від апаратного налаштування (тобто числа антен БС та UE) та вибору параметрів моделі в Таблиці 5.3.

5. CP зростає швидше з M , ніж з K для всіх схем обробки.

6. Найвищого CP вимагає M-MMSE через додаткові витрати для оцінки каналу між комірками далі слідує S-MMSE. RZF і ZF вимагають меншого CP, ніж S-MMSE, оскільки обидві інверсні матриці мають розміри $K \times K$, а не $M \times M$. MR вимагає найнижчого CP, тому що не потребує інверсної матриці. Однак оскільки обчислювальна ефективність обробки сигналів дуже висока в сучасних системах ці відмінності мають незначний вплив на загальний CP, який приблизно однаковий для всіх схем (див. Таблицю 5.4).

7. Схема трансивера споживає найбільшу частину загальної кількості CP, потім слідує фіксована потужність, а потім – оцінка каналу – ці частини однакові для всіх схем обробки. Більше того, потужність, споживана транспортною мережею зв'язку, кодуванням та декодуванням споживає лише невелику частку загального CP в масивних MIMO, де кількість антен БС відносно велика.

8. Збільшення кількості UE на клітину позитивно впливає на EE всіх схем.

РОЗДІЛ 3

ОПТИМАЛЬНА МОДЕЛЬ МЕРЕЖІ ДЛЯ ДОСЯГНЕННЯ МАКСИМАЛЬНОЇ ЕНЕРГОЕФЕКТИВНОСТІ

3.1. Модель мережі

У попередньому розділі ми розглянули ЕЕ масивних мереж МІМО для певної кількості UE та різної кількості антен БС (або еквівалентно, для заданої пропускної спроможності для однієї комірки). У цьому, ми дивимося на ЕЕ з іншої точки зору: ми розробляємо мережу з нуля, щоб досягти максимальної ЕЕ, без апіорних припущень кількості антен або UE. Зважаючи на це, задаємо наступні запитання:

1. Яка оптимальна кількість антен БС?
2. Скільки повинно обслуговуватися UE?
3. Коли слід використовувати різні схеми обробки?

Щоб відповісти на ці питання, ми розглянемо приклад той, що й у пункті 2.3, з M антени на кожній БС і K UE на комірку.

На рис. 3.1 показаний набір отриманих значень ЕЕ за допомогою М-MMSE, RZF, MR для різних комбінацій M і K . Розглянемо $K \in \{10, 20, \dots, 100\}$ і $M \in \{20, 30, \dots, 200\}$. Виберемо перший набір значень СР в таблиці 2.3. Було помічено, що ЕЕ-поверхні увігнені і для кожної схеми існує глобальний ЕЕ-оптимум. За допомогою М-MMSE, максимальна ЕЕ 20,73 Мбіт/Джоуль досягається при $(M, K) = (40, 20)$, що забезпечує пропускну спроможність 13,71 Гбіт/с/км² і загальну СР 41,35 Вт на комірку. З RZF поверхня ЕЕ є більш гладкою, ніж з М-MMSE; таким чином, існує безліч пар (M, K) , що забезпечує майже оптимальну ЕЕ. Глобальний максимум ЕЕ – 20,25 Мбіт/Джоуль, тільки на 2,3% вище, ніж у М-MMSE. Це досягається при $(M, K) = (90, 30)$ в результаті чого пропускна здатність області становить 20,97 Гбіт/с/км², що на 53% вище ніж з М-MMSE. Це досягається за допомогою використання 64,76 Вт СР на комірку, яка також на 56% вище. З цих результатів можемо бачити, що, хоча

М- MMSE є найкращим з точки зору пропускної спроможності для будь-якого заданого (M, K) , СР зростає швидше з M і K в М-MMSE порівняно з RZF внаслідок вищої обчислювальної складності. Це перешкоджає використанню М-MMSE з великими значеннями M і K , де трохи вища пропускна спроможність, ніж при використанні RZF, має непропорційно більший СР, що погіршує ЕЕ. Отже, М-MMSE досягає свого ЕЕ-оптимуму при меншій пропускній спроможності. Ціна яку прийдеться заплатити з RZF – більше РС на комірку, таким чином, наявність енергоефективної мережі не означає, що потужність низька. ЕЕ-оптимум з MR забезпечує ЕЕ 10,63 Мбіт/Джоуль, що приблизно на 47% менше, ніж у М-MMSE і RZF, і досягається при $(M, K) = (60, 20)$ для пропускної здатності області 7,64 Гбіт/с/км² і РС 44,9 Вт на комірку. Вищезазначені результати узагальнено в таблиці 3.1 а).

На рис. 3.2 розглядається другий набір значень СР у таблиці 5.3. ЕЕ-поверхні з RZF і MR показують подібну поведінку, як на рис. 3.1.

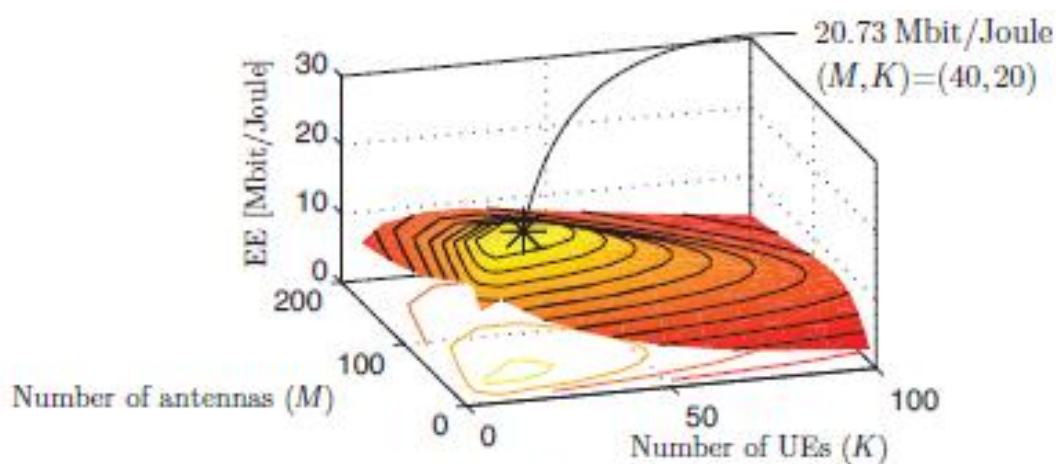
Таблиця 3.1 Максимальна ЕЕ на комірку з двома наборами значень СР

Схема	(M, K)	Максимальна ЕЕ	Пропускна здатність області	РС
М-MMSE	(40, 20)	20,73 Мбіт/Джоуль	13,71 Гбіт/с/км ²	41,35 Вт
RZF	(90, 30)	20,25 Мбіт/Джоуль	20,97 Гбіт/с/км ²	64,76 Вт
MR	(60, 20)	10,63 Мбіт/Джоуль	7,64 Гбіт/с/км ²	44,9 Вт

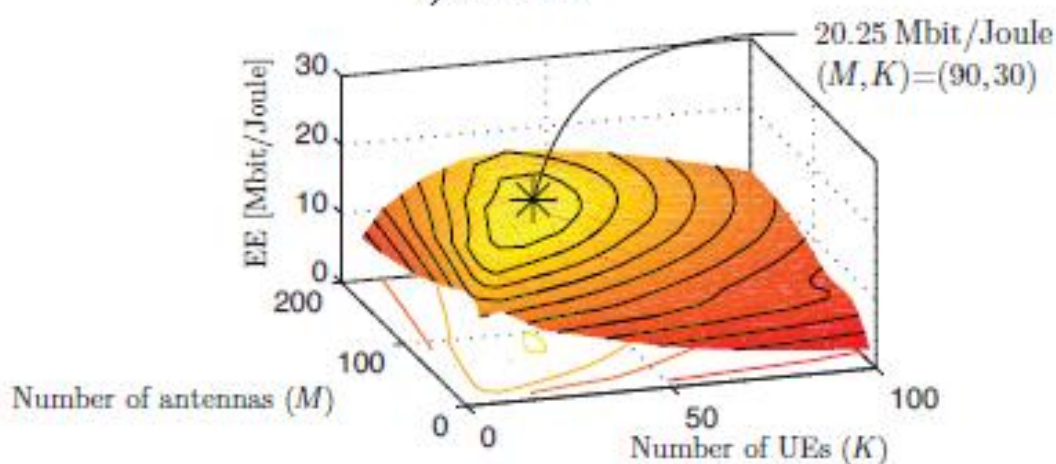
а) Перший набір значень таблиці 2.3 результати отримані з рис. 3.1

Схема	(M, K)	Максимальна ЕЕ	Пропускна здатність області	РС
М-MMSE	(60, 20)	44,00 Мбіт/Джоуль	17,33 Гбіт/с/км ²	24,62 Вт
RZF	(90, 30)	39,33 Мбіт/Джоуль	20,97 Гбіт/с/км ²	33,34 Вт
MR	(70, 20)	20,14 Мбіт/Джоуль	8,3 Гбіт/с/км ²	25,75 Вт

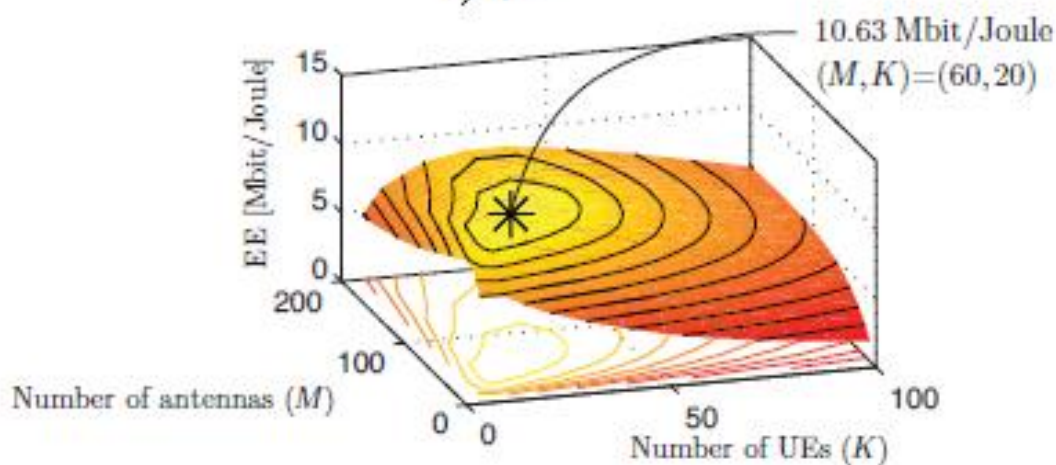
б) Другий набір значень таблиці 2.3 результати отримані з рис. 3.2



a) M-MMSE



б) RZF



в) MR

Рисунок 3.1 ЕЕ на клітину як функцію M і K з M-MMSE, RZF і MR.

Використовується перший набір значень з Таблиці 2.3.

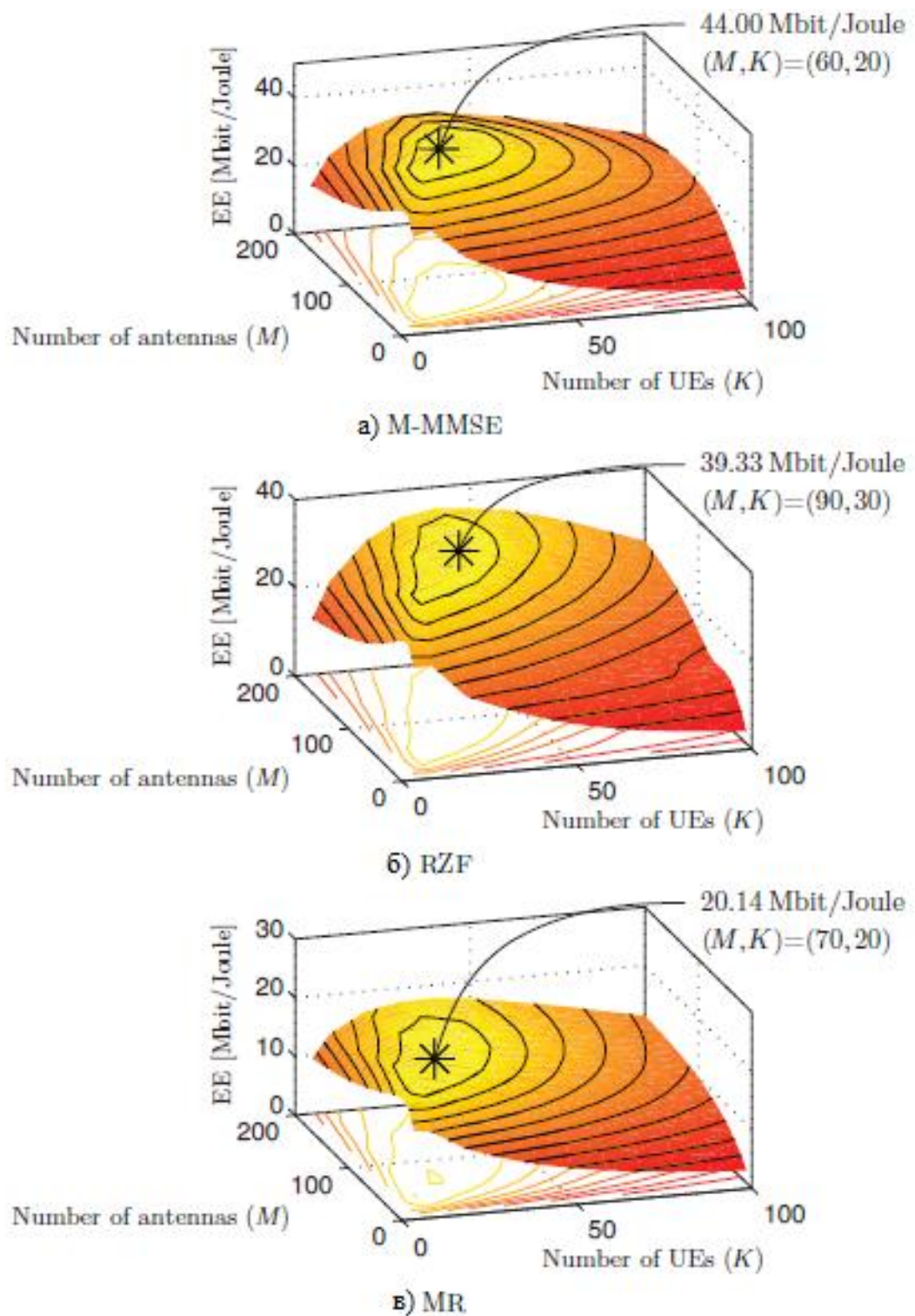


Рисунок 3.1 EE на клітину як функцію M і K з M-MMSE, RZF і MR.

Використовується другий набір значень з Таблиці 2.3.

Хоча поверхня з M-MMSE є істотно гладкішою, ніж на малюнку 3.1. EE, пропускна здатність області та значення РС для оптимальних робочих точок EE для всіх схем підсумовані в таблиці 3.1 б). Значення M та K у точках EE-оптимуму збільшуються через зменшення параметрів СР. Зокрема, вища

обчислювальна ефективність сприяє використанню більшої кількості мережевої інфраструктури та просторове мультиплексування більшої кількості UE. Було помічено, що M-MMSE все ще забезпечує на 17% нижчу пропускну здатність, ніж RZF, при досягненні на 12% вищої EE та 26%-го заощадження PC на комірку. У порівнянні з результатами на рис. 3.1, виходить, що M-MMSE є потенційним рішенням для збільшення EE і зменшення PC, коли використовується більш енергоефективне обладнання.

Можна побачити, що всі конфігурації EE-оптимуму (M , K) потрапляють до класу мереж масивних MIMO, з числом антен в діапазоні десятків та відношенням антена-UE M/K , що коливається від 2 до 3.5 для різних EE-оптимумів. Це помітно, оскільки це результати числового пошуку, в якому ми не обмежували системні параметри. Зауважимо також, що PC знаходиться в межах реалістичного діапазону при використанні будь-якої схеми.

3.2. Висновки

1. M-MMSE є найкращим з точки зору пропускнуєї спроможності для будь-якого заданого (M , K).
2. CP зростає швидше з M і K в M-MMSE порівняно з RZF внаслідок вищої обчислювальної складності. Це перешкоджає використанню M-MMSE з великими значеннями M і K , де трохи вища пропускну спроможність, ніж при використанні RZF, має непропорційно більший CP, що погіршує EE.
3. M-MMSE є потенційним рішенням для збільшення EE і зменшення PC, коли використовується більш енергоефективне обладнання.

ВИСНОВОК

В даній роботі проаналізовано технологію масивних МІМО, як одну із складових майбутнього стандарту для систем енергоефективного та швидкісного зв'язку наступного покоління, висвітлено сутність поняття енергоефективності, досліджено вплив БС і великої кількості UE на ЕЕ, споживання електроенергії в контурі, зроблено порівняння СР з різними схемами обробки сигналів, розроблено оптимальну модель мережі для досягнення максимальної енергоефективності.

В роботі зазначається, що з моменту свого заснування, близько десяти років тому, концепція масивних МІМО розвинулася від дикої «академічної» ідеї до однієї з найгарячіших тем для дослідження у співтоваристві бездротового зв'язку. Завдяки істотному виграшу у швидкості передачі інформації технологія МІМО розглядається як одна зі складових майбутнього стандарту для систем. Крім того, перехід до діапазону міліметрових хвиль дозволить вирішити сучасну проблему зайнятості спектра, відведеного для систем зв'язку. Показано, що масивна система МІМО буде побудована на використанні економічних та енергоефективних компонентів з низьким енергоспоживанням. Відмічено, що енергоефективність є важливою конструктивною задачею, спрямованою на зниження експлуатаційних витрат для операторів мобільного зв'язку, а також на мінімізацію впливу на навколишнє середовище бездротового домену. Впевненість у виключній цінності технології швидко поширилася, оскільки реальні прототипи продемонстрували рекордну спектральну ефективність, а також була доведена надійна робота з низькорівневими радіочастотними і смуговими схемами.

Масивні МІМО системи мають дві найбажаніші переваги:

1) Відмінна спектральна ефективність, що досягається за рахунок просторового мультиплексування багатьох терміналів в одному і тому ж частотно-часовому ресурсі.

2) Чудова енергоефективність завдяки коефіцієнту підсилення матриці, який дозволяє зменшити випромінювану потужність.

Висока пропускна спроможність, з одного боку, і менше споживаної потужності, з іншого, є, здавалося б, двома суперечливими вимогами для майбутніх мереж, однак дослідження проекту показують, що масивні MIMO можуть потенційно досягти більшої пропускної спроможності, ніж поточні мережі, при цьому забезпечуючи істотну економію АТР. Потужність передачі може бути поступово зменшена з кількістю антен під час наближення до ненульової асимптотичної SE. Тому масивні мережі MIMO зменшують потужність передачі, необхідну для досягнення заданого значення SE.

В роботі зазначено, що EE стільникової мережі, яка визначається як кількість бітів, які можна надійно передати за одиницю енергії (вимірюється в біт/Джоуль), є хорошим показником ефективності, щоб збалансувати пропускну здатність та споживану потужність. В той час як збільшення кількості антен завжди позитивно впливає на SE, EE спочатку збільшується з M за рахунок покращення SE, а потім зменшується з M , через додаткову кількість обладнання, яке збільшує CP. Значний приріст SE досягається мультиплексуванням K UE на кожну комірку, якщо використовується пропорційна кількість антен M для протидії збільшенню перешкод. Подібний результат для EE не може бути досягнутий, оскільки додавання більшої кількості антен збільшує SE, а також CP мережі. Це означає, що EE досягає максимуму при кінцевому значенні відношення антени-UE M/K .

Реалістичні моделі CP необхідні для оцінки PC для різного числа антен та UE. Через рівень складності моделювання неможливо уникнути певного рівня ідеалізації, але в даній роботі була розроблена досить точна багатокomпонентна модель CP для обліку розсіювання в аналоговому апаратному забезпеченні, обробці цифрових сигналів, сигналізації транспортної мережі зв'язку та оцінки каналів. Модель залежить від різноманітних фіксованих параметрів, які в аналізі зберігалися як загальні. Типові значення наведені в таблиці 2.3. Схема MR має найнижчий CP, тоді як схеми придушення перешкод, такі як RZF та M-MMSE, вимагають більш високого рівня CP.

Проведені дослідження дають можливість зробити висновок, що Масивні MIMO дозволяють спільно збільшити ЕЕ і пропускну спроможність, порівняно з системою з декількома антенами. У розглянутому прикладі M-MMSE забезпечує найвищу ЕЕ для будь-якого значення пропускну спроможності лише тоді, коли використовується більш енергоефективне обладнання. MR досягає найнижчої ЕЕ. RZF забезпечує хороший компроміс між ЕЕ та пропускну спроможністю.

Числовий приклад був використаний для демонстрації того, як стільникова мережа повинна бути спроектована для максимальної ЕЕ. Результати показують, що установка масивних MIMO, в якій велика кількість антен (близько сотні) використовується для обслуговування декількох десятків UE, є оптимальним рішенням для ЕЕ, навіть за допомогою сучасних технологій.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Кац Майкл Л. Сетевые внешние эффекты, конкуренция и совместимость / М.Л. Кац, К. Шапиро. - Т. 5 : Теория отраслевых рынков: сборник / Ред. А. Г. Слуцкого. - СПб.: Экономическая школа, 2003. - С.500 – 535.
2. Qualcomm. 2012. “Rising to meet the 1000x mobile data challenge”. Tech. rep. Qualcomm Incorporated.
3. Auer, G., V. Giannini, C. Desset, I. Godor, P. Skillermark, M. Olsson, M. A. Imran, D. Sabella, M. J. Gonzalez, O. Blume, and A. Fehske. 2011. “How much energy is needed to run a wireless network?” IEEE Wireless Commun. 18(5): 40–49.
4. Han, C., T. Harrold, S. Armour, I. Krikidis, S. Videv, P. M. Grant, H. Haas, J. S. Thompson, I. Ku, C. X. Wang, T. A. Le, M. R. Nakhai, J. Zhang, and L. Hanzo. 2011. “Green radio: Radio techniques to enable energy-efficient wireless networks”. IEEE Commun. Mag. 49(6): 46–54.
5. Hasan, Z., H. Boostanimehr, and V. K. Bhargava. 2011. “Green cellular networks: a survey, some research issues and challenges”. IEEE Commun. Surveys Tuts. 13(4): 524–540.
6. Foschini G. Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multi-element antennas // Bell labs Technical Journal. – 1996. – Vol. 1, No 2. – P. 41-59.
7. Telatar E., Capacity of Multi-antenna Gaussian Channels // European Transactions on Telecommunications. – 1999. – Vol. 10, No 6. – P. 585-595.
8. Слюсар В. Системы ММО: Принципы построения и обработка сигналов // Электро-ника: наука, технология, бизнес. – 2005. – Вып. 8. – С. 52-58.
9. Банкет В. Л., Токарь М.С. ММО – новая технология многоантенной радиосвязи для систем беспроводного доступа // Зв'язок. – 2010. – Вып. 3. – С. 6-12.

10. Gesbert D. From Theory to Practice: An Overview of MIMO Space–Time Coded Wireless Systems // IEEE Journal on Selected Areas in Communications. – 2003. - Vol. 21, No 3. – P. 281-302.
11. Larsson E. G., Tufvesson F., Edfors O., Marzetta T. L. Massive MIMO for Next Generation Wireless Systems // IEEE Communications Magazine. – 2013. – Vol. 52, No 2. – P. 186–195.
12. Lindmark B. Capacity of a 2x2 MIMO antenna system with mutual coupling losses // Proceedings of IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium. – 2004. – P. 1720–1723.
13. Marzetta T. Noncooperative Cellular Wireless with Infinite Number of Base Stations // IEEE Transactions on Wireless Communications. – 2010. – Vol. 9, No 11. – P. 3590-3600.
14. Hoydis J., Hoek C., Wild T., ten Brink S. Channel Measurements for Large Antenna Arrays // Proceedings of International Symposium on Wireless Communication Systems, – Paris, France, 2012. – P. 811-815.
15. Sheldon C., Torkildson E., Seo M., Yue C. P., Madhow U., Rodwell M. A 60GHz line-of-sight 2x2 MIMO link operating at 1.2 Gbps // Proceedings of IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, San Diego, U.S.A., 2008. – P. 1–4.
16. Buzzi, S., D’Andrea, C., “Are mmWave Low-Complexity Beamforming Structures Energy-Efficient? Analysis of the Downlink MU-MIMO.”, IEEE Globecom workshops 2016, Washington D.C. USA, December 2016.
17. G. J. Foschini and M. J. Gans, “On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas,” Wireless Pers.Comm., vol. 6, no. 3, pp. 311–335, Mar. 1998.
18. D. Gesbert, M. Kountouris, R. W. Heath, Jr., C. B. Chae, and T. Salzer, “From Single user to Multiuser Communications: Shifting the MIMO paradigm,” IEEE Signal Processing Magazine, Vol. 24, No. 5, pp. 36-46, Oct., 2007.

19. E. G. Larsson, F. Tufvesson, O. Edfors, and T. L. Marzetta, "Massive MIMO for next generation wireless systems," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 52, no. 2, pp. 186–195, Feb. 2014.
20. J. Hoydis, S. ten Brink, and M. Debbah, "Massive MIMO in the UL/DL of Cellular Networks: How Many Antennas Do We Need?" *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 31, no. 2, pp. 160–171, Feb. 2013. Electronic Publication: Digital Object Identifiers (DOIs): Article in a journal.
21. H. Q. Ngo, E. G. Larsson, and T. L. Marzetta, "Energy and spectral efficiency of very large multiuser MIMO systems," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 61, no. 4, pp. 1436–1449, Apr. 2013.
22. S. Biswas; C. Masouros; T. Ratnarajah, "Performance Analysis of Large Multi-User MIMO Systems with Space-Constrained 2D Antenna Arrays," in *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. PP, no. 99, pp. 1-1.
23. C. Shepard, H. Yu, N. Anand, E. Li, T. Marzetta, R. Yang, and L. Zhong, "Argos: practical many-antenna base stations," in *Proc. ACM Int. Conf. Mobile Computing and Networking (Mobicom)*. Istanbul, Turkey: ACM, 2012.
24. H. Suzuki, R. Kendall, K. Anderson, A. Grancea, D. Humphrey, J. Pathikulangara, K. Bengston, J. Matthews, and C. Russel, "Highly spectrally efficient Ngaru Rural Wireless Broadband Access Demonstrator," in *Communications and Information Technologies (ISCIT), 2012 International Symposium on*. Austin, TX, USA: IEEE, 2012.
25. A. Alkhateeb, G. Leus, and R. Heath, "Limited feedback hybrid precoding for multi-user millimeter wave systems," *IEEE Trans. on Wireless Commun.*, vol. 14, no. 11, pp. 6481–6494, Nov. 2015.
26. A. Alkhateeb; Y. H. Nam; J. Zhang; R. Heath, "Massive MIMO Combining with Switches," in *IEEE Wireless Communications Letters*, vol. PP, no. 99, pp. 1-1.
27. A. Puglielli et al., "A scalable massive MIMO array architecture based on common modules," *Communication Workshop (ICCW), 2015 IEEE International Conference on*, London, 2015, pp. 1310-1315.

28. Y. Zeng, R. Zhang, and Z. N. Chen, "Electromagnetic lensfocusing antenna enabled massive MIMO: Performance improvement and cost reduction," *IEEE Jour. on Select. Areas in Commun.*, vol. 32, no. 6, pp. 1194–1206, June 2014.
29. T. Arai, A. Ohta, S. Kurosaki, K. Maruta, T. Iwakuni and M. Iizuka, "A new antenna arrangement design of Massive MIMO in LOS environment for further capacity enhancement," 2015 9th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), Lisbon, 2015, pp. 1-5.
30. I. Tzanidis, B. Loong Ng, Y. Li, Y.-H. Nam, G. Xu, J. Zhang, Y. Kim and J. Lee, "Patch Antenna Array Configuration for Application in FD-MIMO Systems," *IEEE Antennas and Propag. Society International Symp.*, Orlando, FL, USA, pp. 2241-2242, 2013.
31. R. Ma, Y. Gao, L. Cuthbert, and Q. Zeng, "Antipodal Linearly Tapered Slot Antenna Array for Millimeter-wave Base Station in Massive MIMO Systems," *IEEE Antennas and Propag. Society International Symp.*, Memphis, TN, USA, pp. 1121-1122, 2014.
32. R. Ma, Y. Gao, C. Parini and L. Cuthbert, "Dual-polarized turning torso antenna array for massive MIMO systems," 2015 9th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), Lisbon, 2015, pp. 1-2.
33. J. Vieira et al., "A flexible 100-antenna testbed for Massive MIMO," *Globecom Workshops (GC Wkshps)*, 2014, Austin, TX, 2014, pp. 287-293.
34. E. Björnson, J. Hoydis, M. Kountouris, and M. Debbah, "Massive MIMO systems with non-ideal hardware: Energy efficiency, estimation, and capacity limits," *IEEE Trans. Inf. Theory*, 2013, submitted for publication.
35. Analysis Mason Inc. (Forecast Report), Machine-to-machine device connections: Worldwide forecast 2010–2020, 2010. Available from: http://www.analysismason.com/Research/Custom/Reports/RRE02_M2M_devices_forecast/.

36. Zappone, A. and E. Jorswieck. 2015. "Energy Efficiency in Wireless Networks via Fractional Programming Theory". *Foundations and Trends in Communications and Information Theory*. 11(3-4): 185–396.
37. Isheden, C., Z. Chong, E. Jorswieck, and G. Fettweis. 2012. "Framework for link-level energy efficiency optimization with informed transmitter". *IEEE Trans. Wireless Commun.* 11(8): 2946–2957. doi: 10.1109/TWC.2012.060412.111829.
38. Emil Björnson, Jakob Hoydis and Luca Sanguinetti (2017), "Massive MIMO Networks: Spectral, Energy, and Hardware Efficiency", *Foundations and Trends® in Signal Processing: Vol. 11, No. 3-4*, pp 154–655. DOI: 10.1561/20000000093.
39. Verdú, S. 1990. "On channel capacity per unit cost". *IEEE Trans. Inf. Theory*. 36(5): 1019–1030.
40. Auer, G., O. Blume, V. Giannini, I. Godor, M. Imran, Y. Jading, E. Katranaras, M. Olsson, D. Sabella, P. Skillermark, and W. Wajda. 2012. D2.3: Energy efficiency analysis of the reference systems, areas of improvements and target breakdown. INFSOICT-247733 EARTH, ver. 2.0.
41. Tombaz, S., A. Västberg, and J. Zander. 2011. "Energy- and cost-efficient ultra-high-capacity wireless access". *IEEE Wireless Commun.* 18(5): 18–24.
42. Yang, H. and T. L. Marzetta. 2013b. "Total energy efficiency of cellular large scale antenna system multiple access mobile networks". In: *Proc. IEEE Online GreenComm*. 27–32.
43. Cui, S., A. Goldsmith, and A. Bahai. 2004. "Energy-efficiency of MIMO and cooperative MIMO techniques in sensor networks". *IEEE J. Sel. Areas Commun.* 22(6): 1089–1098.
44. Mezghani, A. and J. A. Nossek. 2011. "Power efficiency in communication systems from a circuit perspective". In: *Proc. IEEE ISCAS*. 1896–1899.

45. Kumar, R. and J. Gurugubelli. 2011. "How green the LTE technology can be?" In: Proc. Wireless VITAE.
46. Björnson, E., L. Sanguinetti, J. Hoydis, and M. Debbah. 2014d. "Designing multi-user MIMO for energy efficiency: When is massive MIMO the answer?" In: Proc. IEEE WCNC. 242–247.
47. Björnson, E., L. Sanguinetti, J. Hoydis, and M. Debbah. 2015c. "Optimal design of energy-efficient multi-user MIMO systems: Is massive MIMO the answer?" IEEE Trans. Wireless Commun. 14(6): 3059–3075.
48. Björnson, E., L. Sanguinetti, and M. Kountouris. 2016d. "Deploying dense networks for maximal energy efficiency: Small cells meet massive MIMO". IEEE J. Sel. Areas Commun. 34(4): 832–847.
49. Korb, M. and T. G. Noll. 2010. "LDPC decoder area, timing, and energy models for early quantitative hardware cost estimates". In: Proc. IEEE SOCC. 169–172.
50. Kang, D., D. Kim, Y. Cho, J. Kim, B. Park, C. Zhao, and B. Kim. 2011. "1.6 - 2.1 GHz broadband Doherty power amplifiers for LTE handset applications". In: Proc. IEEE MTT-S. 1–4.
51. Tombaz, S., K. W. Sung, and J. Zander. 2012. "Impact of densification on energy efficiency in wireless access networks". In: Proc. IEEE GLOBECOM Workshop. 57–62.

ДОДАТКИ

ДОДАТОК А

А.1

Щоб отримати (5.18), почнемо з того що перепишемо вираз (5.17) як

$$2^{SE^*} (SE^* \log_e(2) - 1) = \frac{M - 1}{v_0} P_{FIX} \quad (A.1)$$

який може бути перетворений за допомогою заміни $x = SE^* \log_e(2) - 1$

на

$$xe^x = \frac{(M - 1)P_{FIX}}{v_0 e} - \frac{1}{e}. \quad (A.2)$$

Рішення попереднього рівняння приймає форму

$$x^* = W\left(\frac{(M - 1)P_{FIX}}{v_0 e} - \frac{1}{e}\right). \quad (A.3)$$

з якого легко випливає (5.18) оскільки $x^* = SE^* \log_e(2) - 1$.