

УДК 004.73 (045)

Нагорнюк О.С.

АНАЛІЗ ПРОДУКТИВНОСТІ WIMAX НА КАНАЛЬНОМУ РІВНІ

Національний авіаційний університет

Розглянуто методологію симулювання каналного рівня WIMAX для оцінки поведінки з'єднання при різних умовах. Результати оцінки можуть бути використані для визначення потенційної переваги різноманітних PHY характеристик, таких як схем перестановки несучої допоміжної, структури приймача і багатоантенних методів при різних умовах. Одержано і проаналізовано результати продуктивності WIMAX в затухаючих каналах

Вступ

Ціль будь-якої системи комунікації – надійно доставляти інформаційні біти від передавача до приймача, використовуючи надану кількість ресурсів. Оскільки спектр і енергія – це важливі ресурси в бездротовій мережі, тому ефективність визначається максимальною швидкістю, при якій інформація може бути передана, використовуючи найменшу кількість спектра і енергії. Кожен інформаційний біт повинен досягти приймача з певною кількістю енергії. В залежності від рівня перешкод, кількість енергії та ефективність полоси пропускання не можуть бути максимізовані одночасно. Повинен бути компроміс. Тому кожна бездротова мережа обирає відповідний компроміс між ефективністю полоси пропускання і кількістю енергії. Бездротові мережі, призначені для низькошвидкісної передачі даних, зазвичай мають більшу кількість енергії, тоді як бездротові мережі з високою швидкістю передачі даних – більшу ефективність полоси пропускання.

Постановка задачі

Більшість сучасних бездротових стандартів, в тому числі WIMAX (*Worldwide interoperability for microwave access*) (IEEE 802.16e-2005), забезпечують широкий діапазон методів модуляції і кодування, які дозволяють системі безперервно адаптуватися від енергетично ефективної до ефективної полоси пропускання, в залежності від природи додатку [1]. Кількість доступного спектру для ліцензійних дій, зазвичай, обмежується розподіленням спектра частот

розпорядчими органами влади. Таким чином, більшість мобільних систем зв'язку намагаються максимізувати ємність, використовують найменшу кількість енергії.

Через нелінійну природу більшості бездротових систем і каналів, фактично нереально визначити точну продуктивність і ємність бездротової мережі, що ґрунтується на аналітичних методах. Аналітичні методи можуть часто бути використані для того, щоб одержати границі системної ємності в каналах з чітко визначеними статистичними властивостями, наприклад, повільно затухаючі канали Релея чи AWGN (*Additive white Gaussian noise*) канали. Комп'ютерне симулювання, з іншої сторони, не лише дає більш точні результати, але також може моделювати більш комплексні канали.

Повне симулювання PHY (*Physical layer protocol*) і MAC (*Media access protocol layer*) рівней всієї бездротової мережі, що складається з багатьох станцій бездротового доступу (*BS – Base station*) і багатьох мобільних станцій (*MS – Mobile station*), заборонено через труднощі в математичних розрахунках. Таким чином, симулювання розділяють на два рівні: симулювання каналного рівня і симулювання системного рівня. Імітаційна модель каналного рівня працює як єдине з'єднання через короткі часові інтервали і, зазвичай, включає моделювання всіх аспектів PHY рівня і деякі важливі аспекти MAC рівня. Потім ці симулювання використовуються для того, щоб досягти

моделей абстракції, які захоплюють єдине з'єднання при даних радіо умовах. Часто ці моделі абстракції представлені у вигляді частоти появи помилкових бітів (*BER* – *Bit error rate*), частоти появи помилкових блоків (*BLER* – *Block error rate*) і функції співвідношення шуму до сигналу (*SNR* – *Sound to noise ratio*). Абстрактна модель єдиного з'єднання може використовуватися в симуляторі системного рівня, що моделює всю мережу, яка складається з багатьох *BS* і *MS*. Оскільки в симульованні системного рівня кожне з'єднання статистично абстраговане, тому достатньо моделювати об'єкти лише вищих рівнів, наприклад *MAC*, управління радіо ресурсами та управління мобільності.

Методологія для симулювання каналного рівня

Симулювання каналного рівня використовується для вивчення поведінки одного з'єднання при різних умовах. Ці результати можуть бути використані для того, щоб оцінити потенційну перевагу різноманітних *PHY* характеристик, таких, як схем перестановки несучої допоміжної, структури приймача і багатоантенних методів при різних умовах. Результати каналного рівня виражені у вигляді *BER* і *BLER* [2].

Симулятор каналного рівня складається з передавача і приймача. Передавач відповідає за всю цифрову і аналогову область обробки сигналу перед тим, як він посиляється через бездротовий канал. Коли використовується замкнута система з багатьма входами і виходами (*MIMO* – *Multiinput multioutput system*), передавач використовує лінійну матрицю попереднього кодування і/чи матрицю вибору антени. Щоб створити сигнал в частотній області, передавач розподіляє дані і контрольні сигнали кожного підканалу на *OFDM* (*Orthogonal frequency division multiplexing*) несучі допоміжні, які основані на схемі перестановки несучих допоміжних і індексі підканалу. Потім сигнал часової області створюється за рахунок оберненого дискретного

перетворення Фур'є сигналу частотної області, який пізніше передається через фільтр формування імпульсів, щоб створити аналогову область представлення сигналу. Передавач також обирає різноманітні параметри передачі, наприклад комбінацію моделювання, кодову швидкість, число паралельних потоків, розряд матриці попереднього кодування, індекс підканалу.

Приймач має дві головні функції – оцінка переданого сигналу і забезпечення зворотнім зв'язком. В приймачі сигнал аналогової області спочатку перетворюється в його цифрове представлення, використовуючи фільтр формування імпульсів. Приймач використовує фільтр, який відповідає фільтру формування імпульсів передавача. Потім сигнал часової області перетворюється в сигнал частотної області, використовуючи дискретне перетворення Фур'є. Після цього, сигнал розподіляється на різноманітні підканали, основані на схемі перестановки несучої допоміжної. Для того, щоб інвертувати вплив каналу, приймач спочатку формує оцінку матриці *MIMO* каналу. Заголовок кадру при пересилці даних на земну станцію використовується для частотної синхронізації і для формування початкової оцінки каналу. Спеціалізовані контрольні сигнали використовуються для відслідковування/оновлення *MIMO* каналу. Потім оцінений *MIMO* канал і прийнятий сигнал передаються *MIMO* приймачу, який визначає малоймовірні оцінки каналу. Малоймовірні оцінки використовуються декодером каналу, щоб підрахувати точні оцінки переданого сигналу. Отримані результати порівнюються з переданими бітами з метою одержання *BER* і *BLER* статистик. Приймач також вираховує ефективне *SNR* кожного підканалу і забезпечує інформацією передавача, використовуючи 6-розрядний *CQICH* (*Channel-quality indicator channel*) [3].

Дуже важливим компонентом симулювання каналного рівня для *WIMAX* є багатошляховий затухаючий *MIMO* канал. Для одержання результатів симулювання каналного рівня канал моделює вплив

багатоканального затування і додає вплив іншого елемента або сектора.

Багатошляхове затування між кожною парою антен, які передають і приймають сигнал, моделюється як відвід від лінії затримки. Тому прийнятий сигнал в i -й антені, яка приймає сигнал, може бути описаний як:

$$r_i(t) = \sum_{k=1}^{N_t} \sum_{l=1}^{L_k} h_{i,k}(t) x_k(t - \tau_{l,k}) + z_i(t),$$

де k – символ антени; N_t – загальне число антен; $x_k(t)$ – переданий сигнал від k -ї антени в час t ; $z_i(t)$ – вплив інших елементів; l – багатошляховий індекс; $\tau_{l,k}$ – затримка l -го шляху від k -ї антени; L_k – загальна кількість багатошляхових компонентів.

Продуктивність WiMAX в AWGN каналі

Ємність Шенона системи зв'язку – це теоретична границя, при якій ніяка реальна система комунікації не може перевищити обмеження SNR і обмеження полоси пропускання [1, 4].

Оскільки в AWGN каналі приймачеві не потрібно зменшувати впливи каналу, продуктивність обмежується тільки використанням модулювання і кодування каналу. Тому продуктивність в AWGN каналі відносно ємності Шенона може бути використана як еталон для того, щоб зрозуміти типові обмеження системи зв'язку, такої як, наприклад, WiMAX. Продуктивність AWGN каналу може також використовуватися для визначення порогу для адаптивного модулювання і кодування.

Система може використовувати ці пороги, щоб визначити необхідний вибір форматів модулювання і кодування для даного SNR в затухаючому каналі.

На основі ємності Шенона існує фундаментальне припущення, що передавач має великий набір алфавітів модуляції, які безперервно змінюються і прямих виправлень помилок кодових слів (FEC – Forward error correction), що можуть бути використані для передачі інформації.

Проте, реальна система комунікації повинна працювати в межах обмежених комбінацій доступних алфавітів модуляції і субоптимальних кодів. Наприклад, у випадку WiMAX єдині доступні алфавіти модуляції – це QPSK, 16 QAM, 64 QAM.

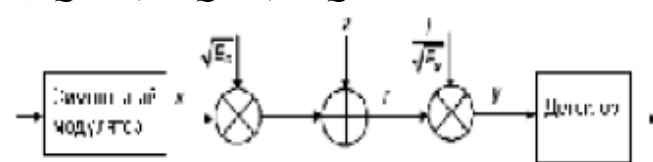


Рис. 1. Система зв'язку

Розглянемо систему зв'язку, що складається з джерела інформації, каналу і детектора (рис. 1). Інформаційний сигнал x , який попадає в канал – це послідовність підсилених сигналів, які належать даному алфавіту модуляції. Ці символи підсилюються таким чином, що загальна енергія за символ дорівнює E_s .

Шум z додається каналом до сигналу. Перед виконанням операції з символного виявлення, приймач знижує прийнятий сигнал таким чином, що загальна енергія за символ дорівнює одиниці.

Прийнятий сигнал може бути записаний як:

$$r = x\sqrt{E_s} + z$$

$$y = De[r],$$

де $De[r]$ – критерій для прийняття рішення. Ємність такої системи, що нормалізувалась до полоси пропускання каналу чи до спектральної ефективності є різницею між внутрішньою ентропією переданої послідовності і умовної ентропії прийнятої послідовності до переданої послідовності

$$H(x) - H_y(x) = \iint p(x,y) \log_2 \left(\frac{p(x,y)}{p(y)} \right) dx dy - \quad (1)$$

$$- \int p(x) \log_2(p(x)),$$

де $H(x)$ – внутрішня ентропія переданої послідовності; $H_y(x)$ – умовна ентропія прийнятої послідовності до переданої послідовності; $p(x)$ і $p(y)$ – густина розподілення ймовірностей x і y ; $p(x, y)$ – сумісна густина ймовірностей x і y .

Оскільки передані і виявлені інформаційні символи належать до дискретної комбінації модуляції, наприклад *QPSK*, *16 QAM* чи *64 QAM*, інтегрування у виразі (1) можуть бути замінені підсумовуванням всіх можливих переданих і виявлених символів. Тому ємність системи можна представити як:

$$C = \sum_{m=1}^M p_m \log_2 p_m + \frac{1}{2\pi} \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^M \int_{r \in S_n} (p_m \exp(-\gamma(r-x_m)^2) \times \log_2 \left[\frac{\exp(-\gamma(r-x_m)^2)}{\sum_{k=1}^M \exp(-\gamma(r-x_k)^2)} \right]) dr,$$

де M – загальне число символів модуляції; p_m – ймовірність появи m -го символу; σ^2 – дисперсія шуму; γ – SNR (E_s/σ^2); S_n – область рішень символу y_n .

Так як області рішення символів не пересікаються і разом займають повний $2D$ комплексний простір, сумування окремих інтервалів над областю рішення кожного символу y_n може бути замінена одним інтегралом у всьому $2D$ комплексному просторі. Також припустимо, що кожний із символів модуляції однаково ймовірний, ємність системи може бути записана як:

$$C = \log_2 M + \frac{1}{2\pi} \sum_{m=1}^M \int \left(\frac{1}{M} \exp(-\gamma(r-x_m)^2) \times \log_2 \left[\frac{\exp(-\gamma(r-x_m)^2)}{\sum_{k=1}^M \exp(-\gamma(r-x_k)^2)} \right] \right) dr.$$

Оскільки *WiMAX* може використовувати лише обмежений набір алфавітів модуляції (так визначає стандарт), модуляційно-обмежена ємність є більш відповідним еталоном для ємності *WiMAX* системи. Графіки порівняння ємності Шенона з ємністю системи з обмеженнями до *QPSK*, *16 QAM* і *64 QAM* модуляції надані на рис. 2.

Результати симулювання каналного рівня можуть використовуватися для порівняння продуктивності *WiMAX* системи в статичному каналі з

модуляційнообмеженою ємністю. В даному випадку спектральна ефективність визначається як пропускна здатність, що розділена на загальний спектр і виражається в одиницях біт/Гц за секунду. Спектральна ефективність для кожної модуляції і кодова швидкість обчислюється, використовуючи наступний вираз:

$$C = C_{\max} (1 - BLER),$$

де C_{\max} – максимально нормалізована ємність модуляції і кодова швидкість, якщо одержаний символ не має ніяких помилок, $BLER$ – частота появи помилкових блоків FEC кода [5].

Частота появи помилкових блоків і спектральна ефективність для кожної модуляції і кодової швидкості відображена на рис. 3, 4. Криві спектральної продуктивності можуть використовуватися для оцінки продуктивності *WiMAX* відносно ємності Шенона і для визначення порогів адаптації зв'язку. Ємність зі зсувом в 3 дБ відображена на рис. 4.

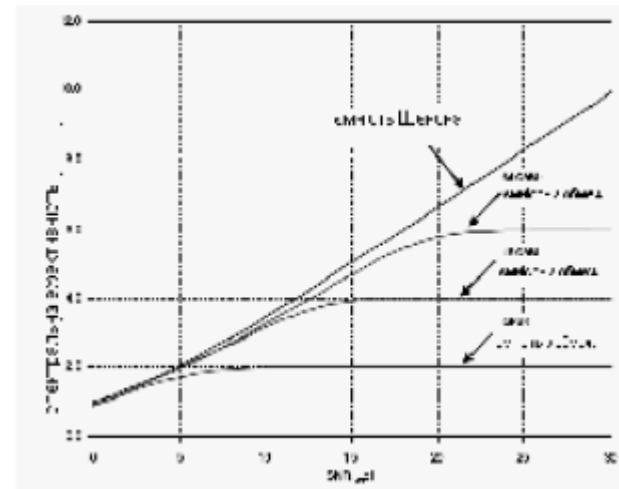


Рис. 2. Графіки порівняння ємності Шенона з ємністю з обмеженнями модуляції

Продуктивність *WiMAX*

в затухоючих каналах

Результати $AWGN$ каналу забезпечують SNR пороги для адаптивної модуляції і кодування, що може використовуватися для оптимізації продуктивності системи *WiMAX*. Проте реальний бездротовий канал рідко використовується в $AWGN$ [6].

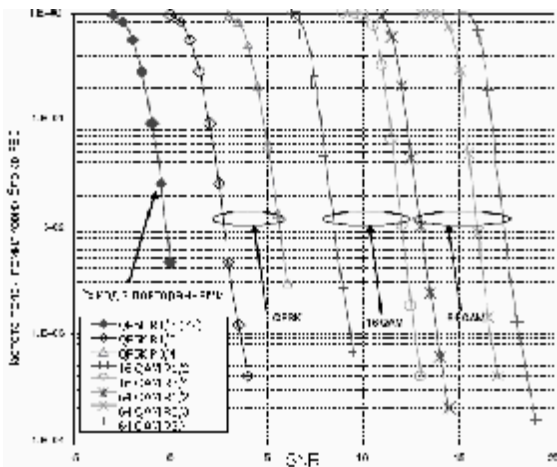


Рис. 3. Графіки частоти появи помилкових блоків FEC турбо кодів в статичному каналі (AWGN канал)

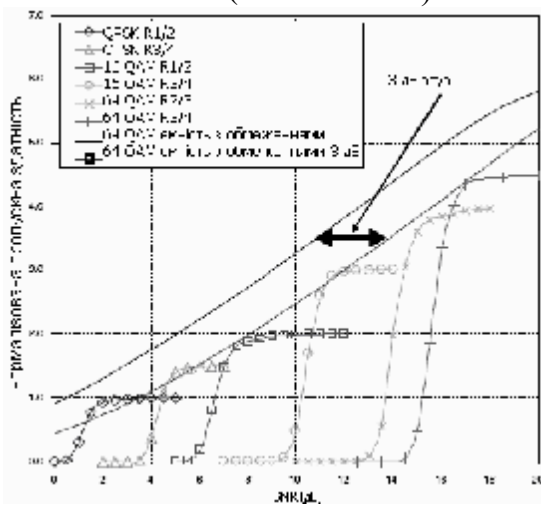


Рис. 4. Графіки спектральної ефективності WIMAX

Для зменшення впливу каналу в багатошляхових затухаючих каналах приймач повинен оцінити відклик каналу. В контексті системи MIMO мається на увазі оцінка залежної від часу амплітуди і фази кожного багатошляхового відводу між кожною парою передавача і приймача. В більшості бездротових систем, які використовують когерентні схеми модуляції, це досягається використанням контрольного сигналу *priori* в приймачі. Цей сигнал протягом деякого часу може бути мультиплексним, кодово-мультиплексним, частотно-мультиплексним. У всіх цих випадках певна кількість часу, енергії і частоти повина бути розподілена для контрольних сигналів для надійної оцінки сигналу в приймачі. Очевидно, що наявність великої частини системних ресурсів, призначених для контрольного сигналу, дозволить більш надійну оцінку каналу в приймачі, але зменшить кількість ресурсів,

необхідних для перенесення корисного навантаження даних.

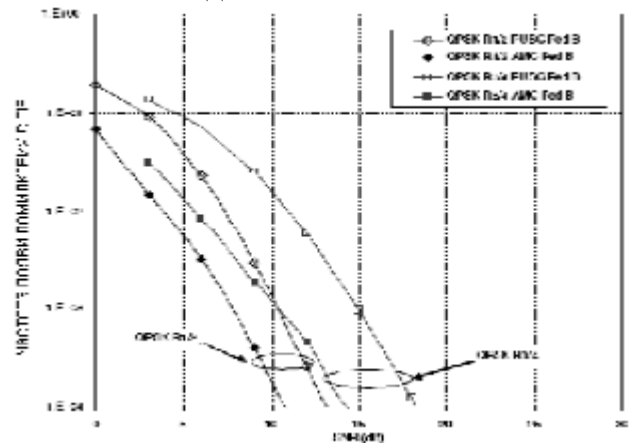


Рис. 5. Графіки порівняння BER з SNR для AMC полоси і PUSC режимів в Ped A і B каналах для QPSK модуляції з турбо-кодами

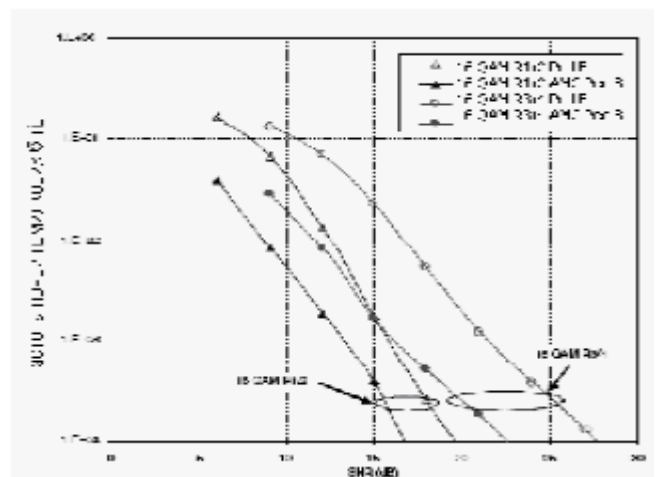


Рис. 6. Графіки порівняння BER з SNR для AMC полоси і PUSC режимів в Ped B каналі для 16 QAM модуляції з турбо-кодами

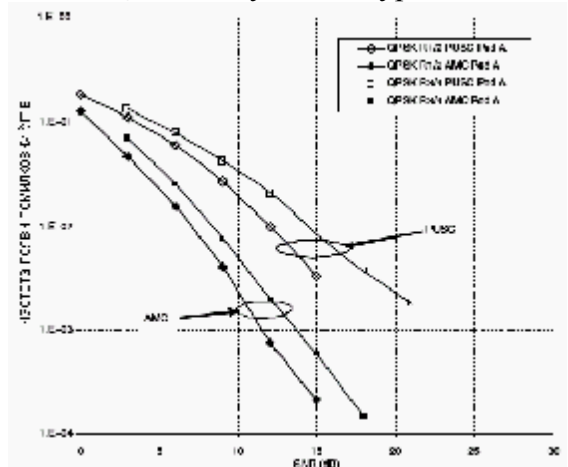


Рис. 7. Графіки порівняння BER з SNR для AMC полоси і PUSC режимів в Ped A каналі для QPSK модуляції з турбо-кодами

Оцінка каналу – важлива частина роботи приймача і має великий вплив на продуктивність.

Розглянемо BER , як функцію SNR в приймачі для $Ped A$ і B каналів (рис. 5 – 8). Канал $Ped B$ має більшу затримку поширення і, таким чином, меншу когерентну полосу пропускання, ніж $Ped A$ канал. BER домінує в затухаючому каналі через появу глибоких затухань. Мала когерентність полоси пропускання означає, що коли сигнал затухає в одній частині спектра, то велика ймовірність того, що він може бути відновлений іншою частиною спектра. Порівняння BER для будь-якої заданої модуляції і схеми кодування (MCS – Modulation and coding scheme) показує, що частотне різноманіття каналу $Ped B$ призводить до помітно нижчої частоти появи помилок.

Переваги несучих допоміжних полоси AMC (Adaptive modulation and coding) відображені на рис. 5 – 8. У випадку дії AMC полоси припускаємо, що приймач забезпечує якісний для каналу зворотній зв'язок, використовуючи $SQICH$ канал один раз кожних 5мс циклу сигналу.

Оскільки найкращий підканал може бути розташований на MS , оснований на зворотному зв'язку, то продуктивність AMC значно краща ніж у $PUSC$ (Partial usage of subcarriers), особливо в $Ped A$ каналі, де перестановка $PUSC$ несучих допоміжних неможлива через велику когерентність полоси пропускання. Також перевага AMC полоси залежить від швидкості коду, оскільки вищі кодові швидкості є більш чутливими до появи глибоких затухань. Ця чуттєвість може бути в деякій мірі згладжена при використанні AMC полоси.

В каналі $Ped B$ полоса AMC забезпечує підсилення зв'язку на 2дБ – 2.5дБ для $R1/2$ кодових швидкостей і 4дБ – 5дБ для $R3/4$ кодових швидкостей. З іншої сторони, в $Ped A$ каналі AMC полоса забезпечує підсилення зв'язку на 5дБ – 7дБ як для $R1/2$, так і для $R3/4$ кодових швидкостей.

Продуктивність $PUSC$ і режимів несучих допоміжних AMC у $Veh A$ каналі для 30 км/год і 120 км/год MS швидкостей

відображена на рис. 9, 10. На відміну від випадку з пішохідними каналами, $PUSC$ забезпечує деяку перевагу над AMC полосою в мобільних каналах. В залежності від швидкості, модуляції і кодової швидкості, $PUSC$ забезпечує підсилення зв'язку на 1дБ – 2.5дБ відносно AMC полоси. У випадку перестановки несучої допоміжної AMC полоси розміщення підканалу базується на $SQICH$ зворотному зв'язку, який являється індикатором стану кадру в попередньому кадрі. При мобільних швидкостях зворотній зв'язок, що базується на попередньому кадрі – це не точне вимірювання стану каналу в поточному кадрі.

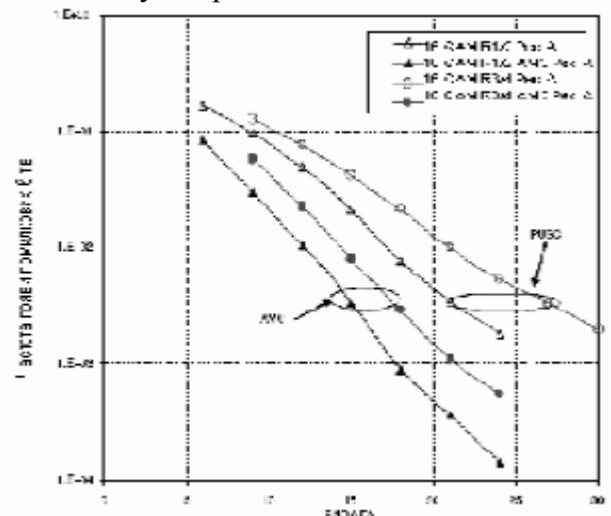


Рис. 8. Графіки порівняння BER з SNR для AMC полоси і $PUSC$ режимів в $Ped A$ каналі для 16 QAM модуляції з турбо-кодами

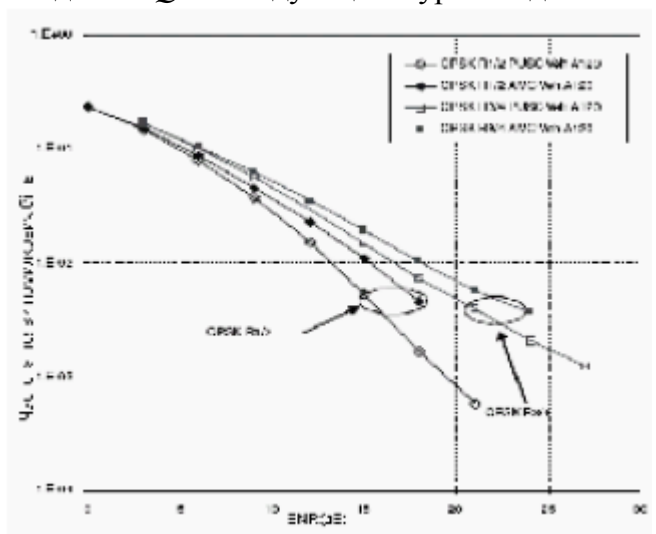


Рис. 9. Графіки порівняння BER з SNR для AMC полоси і $PUSC$ режимів в $Veh A$ каналі з швидкістю 30км/год для $QPSK$ модуляції

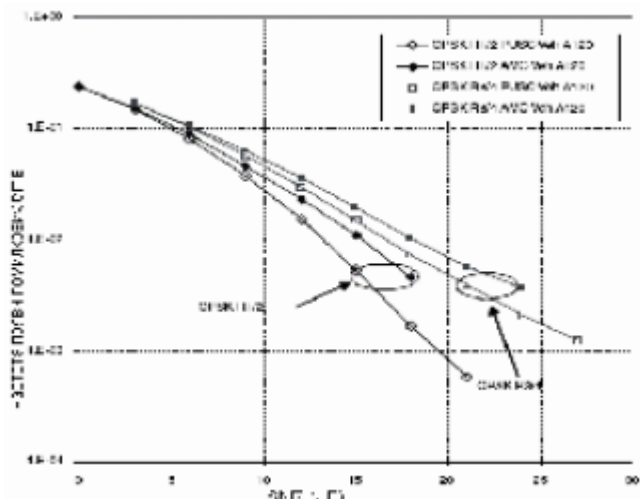


Рис. 10. Графіки порівняння BER з SNR для AMC полоси і PUSC режимів в Veh A каналі зі швидкістю 120 км/год для QPSK модуляції

У випадку з пішохідним каналом тривалість зворотного зв'язку значно менша, ніж період когерентності каналу (~150мс). Проте у випадку з мобільним каналом при швидкості 120 км/год, ця тривалість зворотного зв'язку більша, ніж період когерентності каналу (~3мс) і, таким чином, зворотній зв'язок є ненадійним. Для QPSK модуляції з'являються втрати зв'язку 1дБ – 1.5дБ під час передачі від пішохідного до мобільного каналу при швидкості 120 км/год. Ці втрати схожі для 16 QAM модуляції, приблизно 2дБ – 2.5дБ. Таким чином, при вищих швидкостях дуже важко відслідковувати втрати, оскільки канал змінюється. Так як високопорядкова модуляція є більш чуттєва до помилок оцінки каналу, ніж низькопорядкова модуляція, втрати зв'язку будуть при вищих швидкостях у випадку з 64 QAM і 16 QAM, ніж в QPSK модуляції.

Таблиця 1. Переваги AMC полоси над перестановкою несучої допоміжної PUSC

| Скорість | QPSK | | | | 16QAM | | | |
|----------|------|-----|-----|-----|-------|-----|-----|-----|
| | 100 | 150 | 200 | 250 | 100 | 150 | 200 | 250 |
| 100 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 |
| 150 | 2.5 | 5.0 | 2.5 | 5.0 | 5.0 | 5.0 | 2.5 | 5.0 |
| 200 | 1.0 | 2.5 | 2.0 | 4.0 | 4.0 | 4.0 | 4.0 | 4.0 |
| 250 | 2.0 | 4.0 | 2.0 | 4.0 | 5.0 | 5.0 | 5.0 | 5.0 |

В табл. 1 відображено переваги перестановки несучої допоміжної AMC полоси над перестановкою PUSC несучої допоміжної в різноманітних затухаючих

каналах. Для мобільних каналів режим AMC призводить до нижчої продуктивності, ніж PUSC режим через ненадійну природу CQICH в каналі, що швидко змінюється. Також 16 QAM має більшу продуктивну деградацію при мобільних швидкостях, ніж QPSK.

Висновки

Отримані оцінки продуктивності WIMAX на каналному рівні і його залежність від різноманітних параметрів фізичного рівня. Основуючись на цих результатах, можна зробити наступні висновки про поведінку WIMAX системи:

- крива продуктивності WIMAX зв'язку знаходиться в межах 3дБ ємнісної кривої Шенона. При високому SNR ємність WIMAX зв'язку обмежена дозволеною комбінацією модуляції;

- в затухаючих каналах перестановка несучих допоміжних AMC полоси забезпечує значну перевагу в продуктивності над PUSC перестановкою при низьких швидкостях (< 10км/год). Проте, при більших швидкостях PUSC перестановка має переваги над AMC полоєю.

Список літератури

1. Shannon C.E. A mathematical theory of communication. Bell Systems Technical Journal, 27, July and October 1948. – P. 34–64.
2. Dudin A.N., Klimenok V.I. Optimal admission control in a queueing system with heterogeneous traffic // Oper. Res. Lett. 2003.– V.28. – №4. – P. 108–118.
3. Chen T.M., Stephen S.L. ATM switching systems. Boston, London: Artech House, 1995. – 529 p.
4. Бочаров П.П., Печінкін А.В. Теорія масового обслуговування. – М.: Вид-во РУДН, 1995. – 423 с.
5. Жуков І.А., Віноградов М.А., Дровозов В.І., Халімон Н.Ф., Основи теорії мереж передавання та розподілу даних // Навч. посіб. – К.: Книжкове видво НАУ, 2006. –272 с.
6. Kim, J. Yue. Joint channel estimation and data detection algorithms for MIMO-OFDM, 1996. – P. 18–75.