

УДК 681.391.1 (045)

Р.С. Одарченко

Національний авіаційний університет, Київ

## ВИКОРИСТАННЯ МОДЕЛІ ХАТА ДЛЯ ОЦІНКИ ШВИДКОСТІ ПЕРЕДАВАННЯ ДАНИХ ПО КАНАЛАХ АНТЕННИХ СИСТЕМ МІМО ВСЕРЕДИНИ ПРИМІЩЕНЬ

У роботі детально проаналізовано один із методів боротьби із міжсимвольною інтерференцією – використання МІМО систем. Також у даній роботі запропонований і обґрунтований підхід до розрахунку пропускної здатності МІМО-системи, заснований на використанні всіх підканалів в залежності від різних параметрів. Наведені результати чисельного моделювання підтверджують високу ефективність методу.

**Ключові слова:** між символна інтерференція, канална матриця, МІМО, бездротові мережі, пропускна здатність, імовірність бітової помилки.

### Вступ

Однією з головних проблем створення та розвитку сучасних бездротових систем зв'язку є збільшення пропускної здатності при високій якості обслуговування користувачів (малої ймовірності бітової помилки) в складних умовах багатопроменевого просторового каналу з глибокими завмираннями (фредінгами) сигналів. Одним з найбільш перспективних шляхів її вирішення є використання антенних решіток як на приймальному, так і на передавальному кінцях лінії зв'язку (так звані МІМО-системи).

Крім пропускної здатності важливою характеристикою системи є ймовірність бітової помилки. Відношення сигнал/шум (ВСШ) у власних підканалах визначається сингулярними числами матриці  $H$ . У найбільш характерному для міських умов у багатопроменевому каналі з релієвськими завмираннями сигналів ці числа є випадковими і можуть значно відрізнятися одне від одного. Тому ймовірність бітової помилки буде також різною для різних підканалів і енергетично більш слабкі підканали вноситимуть основний внесок в імовірність бітової помилки всієї МІМО-системи.

Власні підканали в МІМО-системі є незалежними. Тому в кожному з них можна реалізувати різну швидкість передачі даних, що дасть можливість зменшити ймовірність бітової помилки за рахунок зменшення швидкості передачі в енергетично слабких підканалах. Однак, при реалізації такого підходу необхідно мати різні пристрої кодування/декодування і модуляції/демодуляції в різних підканалах, що може значно ускладнити МІМО-систему.

**Аналіз досліджень та публікацій.** Для зменшення ймовірності бітової помилки в сучасних системах стільникового зв'язку разом з різними способами кодування інформації використовується адаптивне регулювання потужності передавача [1]. Кожна базова станція і кожен користувач оцінюють ВСШ і порівнюють його з деяким заданим порогом. На основі результатів порівняння на інший кінець

лінії передається команда на збільшення або зменшення потужності. Такий підхід є ефективним для боротьби з завмираннями сигналів, проте його використання призводить до збільшення середньої потужності, особливо важливого в умовах глибоких завмирань. Інший спосіб, заснований на використанні адаптивної модуляції та кодування, розглядався в [2]. Ідея адаптивної модуляції і кодування полягає в зміні швидкості передачі даних (бітового завантаження символу) залежно від ВСШ. В [3] показано, що в умовах довільного виду завмирань сигналів адаптивна модуляція і кодування забезпечують більшу шенонівську пропускну здатність, ніж управління потужністю (при однакової середній потужності).

Методи оцінки та підвищення пропускної здатності бездротових каналів МІМО-систем розглядаються в ряді публікацій вітчизняних та іноземних вчених [4, 5]. Проте залишилося не розглянутим питання щодо оцінки пропускної здатності каналів антенних систем МІМО, в залежності від відстані між передавачем та приймачем, кількості та характеру перешкод на шляху розповсюдження радіосигналу тощо.

**Постановка завдання.** Тому в даній роботі пропонується розробити модель оцінки ефективної швидкості передавання інформації при передачі по обох підканалах в конфігурації (2x2), в залежності від вищезгаданих параметрів, при цьому забезпечуючи необхідне співвідношення сигнал/шум на вході приймача для зменшення ймовірності виникнення бітової помилки.

### Основний матеріал дослідження

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

Для оцінки матриці  $H$  використовуються максимально правдоподібні оцінки або оцінки, заснова-

ні на пошуку мінімуму середньоквадратичної помилки [4]. При цьому матриця  $H$  оцінюється з деякою помилкою через вплив власного шуму приймальних пристроїв та зміни стану каналу між двома послідовними оцінками. Будемо розглядати потенційні характеристики МІМО-системи, відповідні точно відомій матриці  $H$ . Загальна схема МІМО-системи показана на рис. 1 [4].

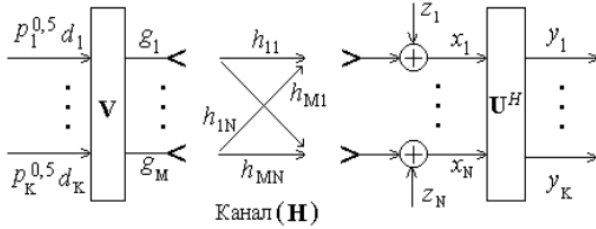


Рис. 1. Формування каналів МІМО-системи

Прийняті сигнали перетворюються в просторовому декодері, який описується  $(N \times K)$ -розмірною матрицею  $U = (U_1, U_2, \dots, U_K)$ . В результаті вектор вихідного сигналу декодера  $Y = U^H X$ . Підставляючи сюди вирази із [1, 2], отримаємо, що

$$Y = U^H N V P^{1/2} D + \tilde{Z},$$

де  $\tilde{Z} = U^H Z$  вектор вихідних шумів.

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

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

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

Для міських умов зв'язку найбільш характерними є некорельовані, релеєвські завмирання сигналів. У цьому випадку матриця  $H$  має повний ранг,

рівний мінімальному числу передавальних або приймальних антен  $K = \min(M, N)$ . Отже, в МІМО-системі може бути сформовано  $\min(M, N)$  незалежних власних підканалів. У загальному випадку ранг  $K$  задовольняє умові  $K \leq \min(M, N)$ .

**Ефективна пропускна здатність системи.** Як критерій ефективності системи зв'язку зручно розглядати її ефективну пропускну здатність, що визначає число правильно переданих інформаційних біт в одиницю часу в одиничному інтервалі частот [6, 7]. Зазначимо, що для боротьби з помилками при передачі інформації в системах зв'язку використовується завадостійке кодування [1]. При цьому ймовірність бітрової помилки і швидкість передачі даних залежить від конкретного виду кодера. Зазвичай в МІМО-системі використовується один кодер, а потім проводиться поділ кодованих даних по власних підканалах.

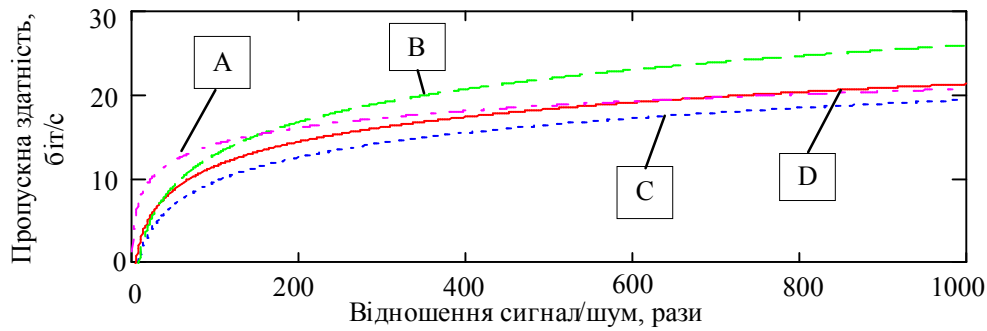
На рис. 2 зображені графіки залежності пропускної здатності антенних систем МІМО з різною кількістю передавальних та приймальних антен від співвідношення сигнал/шум.

На рис. 2 представлений один випадок, проте при моделюванні за допомогою програмного пакету MathCad, задаючи випадкові параметри каналної матриці  $H$  було простежено, що в загальному випадку пропускна здатність каналу антенної системи МІМО залежить від значень каналної матриці, які в реальних умовах зазвичай є невідомими.

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

В даній роботі пропонується обрати МІМО систему з конфігураціями  $(M \times 2)$  і  $(2 \times N)$  окремо. Відзначимо, що дані конфігурації характерні тим, що для них можна сформулювати один або два власних підканали.

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



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

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

Рис. 2. Пропускна здатність антенних систем МІМО для різних канальних матриць

Щільності ймовірності ранжированих власних чисел  $\lambda_1$  і  $\lambda_2$  ( $\lambda_1 \geq \lambda_2$ ) матриці  $HH^H$  отримані в [8]. У випадку МІМО-системи з конфігурацією  $(M \times 2)$  маємо наступні вирази для обчислення інтегральних функцій розподілу ранжированих власних чисел  $\lambda_1$  і  $\lambda_2$  ( $\lambda_1 > \lambda_2$ ):

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

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

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

На рис. 3 зображено інтегральну функцію розподілу для двох власних підканалів з конфігурацією  $(2 \times 2)$ .

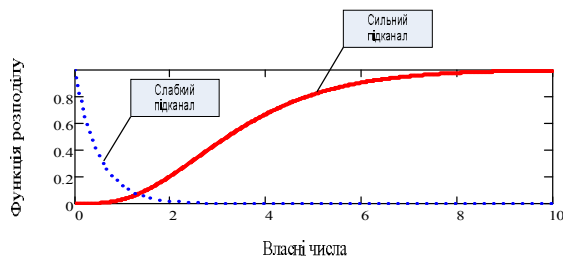


Рис. 3. Інтегральна функція розподілу власних підканалів антенної системи МІМО з конфігурацією  $(2 \times 2)$

Знайдемо щільності ймовірності  $f_{\lambda_1}(\lambda)$  і  $f_{\lambda_2}(\lambda)$  власних чисел  $\lambda_1$  і  $\lambda_2$  шляхом диференціювання функцій розподілу (1) і (2).

В результаті диференціювання та спрощення було отримано такі вирази (рис. 4):

$$f_{\lambda_1}(\lambda) = \frac{\lambda^{M-2}e^{-\lambda}}{(M-1)!} \left[ \lambda^2 - 2(M-1)\lambda + M(M-1) - \sum_{m=0}^{M-2} \frac{m(m-2M+1) + M(M-1)}{m!} \lambda^m \right]; \quad (3)$$

$$f_{\lambda_2}(\lambda) = \frac{\lambda^{M-2}e^{-2\lambda}}{(M-1)!} \sum_{m=0}^{M-2} \frac{m(m-2M+1) + M(M-1)}{m!} \lambda^m, \quad (4)$$

Вирази (3) і (4) при  $M = 2, 3, 4$  співпадають з відомими результатами, приведеними в [2, 3].

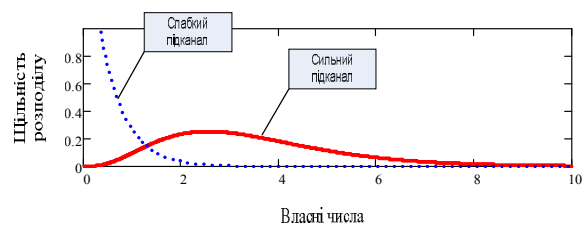


Рис. 4. Щільність розподілу власних чисел по слабкому та сильному власних підканалах

Далі проведемо моделювання для ймовірності бітової помилки в обох підканалах для різних типів модуляції, які найбільш широко використовуються в сучасних бездротових системах.

Вірогідність бітової помилки  $BER_0$  в гаусовому шумовому каналі дорівнює [9]:

$$BER_0(\eta) = 0,5[1 - \Phi(\sqrt{\alpha\eta})];$$

$$\Phi(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^x \exp(-t^2)dt, \quad (5)$$

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

ВСШ в  $i$ -му власному підканалі  $\eta_i = \beta_i \rho_0 \lambda_i$ . Враховуючи нормування щільності імовірності  $i$ , вводячи параметр  $\rho_i = \beta_i \alpha \rho_0$ , формулу для імовірності бітової помилки представляємо у вигляді:

$$\text{BER}_i = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \int_0^\infty f_i(\lambda) \Phi(\sqrt{\rho_i \lambda}) d\lambda. \quad (6)$$

Враховуємо, що вірогідність бітової помилки  $P_b$  для BPSK та QPSK визначається виразом [9]

$$P_b = Q(\sqrt{2\gamma_b}), \quad (7)$$

де таблична функція, значення котрої надане у [10]:

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2 \cdot \pi}} \int_x^\infty \exp\left(-\frac{u^2}{2}\right) du, \quad (8)$$

де  $\gamma_b$  – відношення енергії біта  $E_b$  до спектральної щільності шуму  $N_0$ .

Для гаусового каналу і прийому за допомогою узгоджених фільтрів імовірність бітової помилки при модуляції K-QAM, де  $K=2^k$  і  $k$  – парне, визначається таким чином [9]:

$$\text{BER} = \frac{2 \cdot (1 - L^{-1})}{\log_2(L)} \cdot Q\left[\sqrt{\frac{3 \cdot \log_2(L)}{L^2 - 1} \cdot \frac{2 \cdot E_b}{N_0}}\right], \quad (9)$$

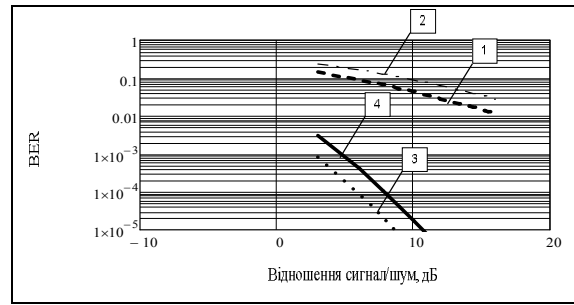
де  $L = \sqrt{K}$  представляє кількість рівнів амплітуди в одному вимірі.

Підставляючи сюди вирази (7), (8) і проводячи необхідні обчислення в результаті для імовірності бітової помилки в сильному (першому) і слабкому (другому) власних каналах MIMO-системи з довільним числом  $M$  передавальних антен будемо мати графічні залежності, наведені на рис. 5, 6.

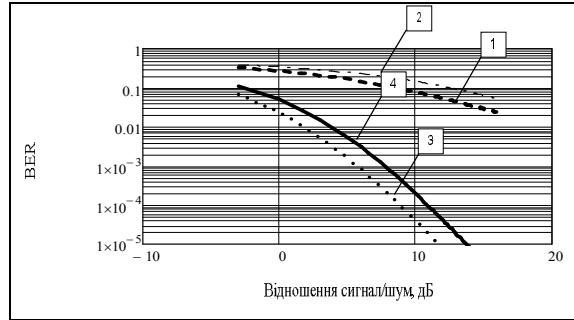
На рис. 7 та 8 зображено графічну залежність відношення імовірності бітової помилки від відношення сигнал/шум для модуляцій QPSK та QAM-64 відповідно. При цьому слід відзначити, що розподіл потужності передавача на підканали є рівним.

Беручи до уваги останні отримані графічні залежності (рис. 7), можна стверджувати, що для модуляції QPSK імовірності бітової помилки значно відрізняються для слабкого та сильного підканалів (для ВСШ=40 імовірність бітової помилки відрізняється в 125000 разів). Для модуляції QAM-64 ця залежність є менш вираженою (для ВСШ=40 імовірність помилки відрізняється всього в 100 разів). Таким чином, можна зробити висновок, що в деяких випадках для модуляцій QPSK та BPSK є більш доцільним жертвувати слабким підканалом, тим самим зменшуючи швидкість передавання даних, проте підвищуючи відношення сигнал/шум.

Відштовхуючись від можливості розрахувати імовірність бітової помилки для різних схем модуляції, та беручи до уваги математичний апарат з роботи [11], переробимо математичну модель для розрахунку швидкості передавання даних з використанням антенних систем MIMO.

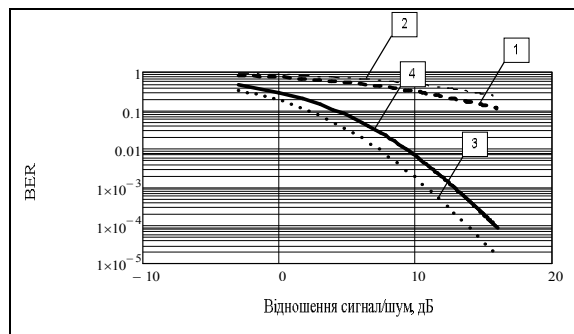


а

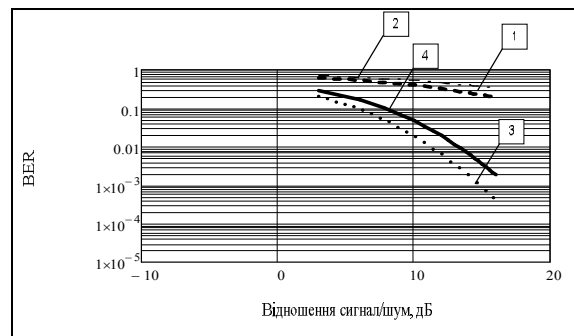


б

Рис. 5. Логарифмічна залежність імовірності бітової помилки від відношення сигнал/шум в слабкому та сильному власних підканалах для модуляції BPSK (а) та QPSK(б)



а



б

Рис. 6. Логарифмічна залежність імовірності бітової помилки від відношення сигнал/шум в слабкому та сильному власних підканалах для модуляції QAM-16 (а) та QAM-64 (б)

На рис. 5, 6 прийняті такі позначення:

- 1 – сильний підканал (80% енергії передавача);
- 2 – сильний підканал (50% енергії передавача);
- 3 – слабкий підканал (50% енергії передавача);
- 4 – слабкий підканал (20% енергії передавача).

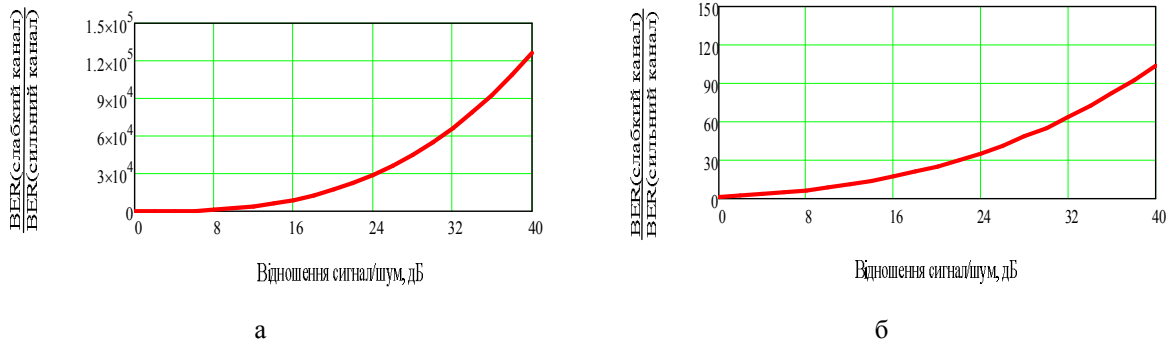


Рис. 7. Графічна залежність відношення імовірності бітової помилки від відношення сигнал/шум для модуляцій QPSK (а) та QAM-64 (б)



Рис. 8. Залежність швидкості передавання MIMO системи в стандарті IEEE 802.11n (потужність передавача складає 17 дБм) від відстані

За моделлю Хата для внутрішньо-внутрішнього сценарію поширення радіохвиль втрати обчислюються за наступною формулою:

$$L = L_{fc} + L_c + \sum h \cdot L_{oi} + k_f \frac{k_f + 2 - b \cdot (k_f + 1)}{k_f + 1} \cdot L_f,$$

де  $L_{fc}$  – втрати у вільному просторі;  $L_c$  – постійні втрати;  $k_f$  – кількість подоланих поверхів;  $h$  – кількість подоланих стін на шляху розповсюдження;  $L_{oi}$  – втрати у стіні типу  $i$ ;  $L_f$  – втрати між суміжними поверхнями;  $b$  – емпіричний параметр.

При цьому потужність радіосигналу сигналу:

$$S = P_{c/ш} \cdot kTR,$$

або в децибелах:

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

З іншого боку, потужність сигналу на вході приймача визначається як

$$S_{дб} = P_{прд} - L; \quad (11)$$

$$S_{дб\min} = P_{прд\min}, \quad (12)$$

де  $P_{прд\min}$  – чутливість приймача.

В результаті виконання простих алгебраїчних перетворень маємо:

$$S_{дб} = P_{прд} - \left[ 32,4 + 20 \cdot \lg\left(\frac{d}{1000}\right) + 20 \cdot \lg(f) + L_c + \sum_{i=1}^n \frac{h_i \cdot k_i}{\cos(\alpha_i)} + k_f \frac{k_f + 2 - b \cdot (k_f + 1)}{k_f + 1} \cdot L_f \right]. \quad (13)$$

Враховавши (10), маємо:

$$10 \cdot \lg(P_{c/ш} \cdot k \cdot T \cdot R) = P_{прд} - \left[ 32,4 + 20 \cdot \lg\left(\frac{d}{1000}\right) + 20 \cdot \lg(f) + L_c + \sum_{i=1}^n \frac{h_i \cdot k_i}{\cos(\alpha_i)} + k_f \frac{k_f + 2 - b \cdot (k_f + 1)}{k_f + 1} \cdot L_f \right]. \quad (14)$$

З виразу (14) шляхом елементарних алгебраїчних перетворень отримуємо:

$$R_i = 10 \frac{P_{прд} - \left[ 32,4 + 20 \cdot \lg\left(\frac{d}{1000}\right) + 20 \cdot \lg(f) + L_c + \sum_{i=1}^n \frac{h_i \cdot k_i}{\cos(\alpha_i)} + k_f \frac{k_f + 2 - b \cdot (k_f + 1)}{k_f + 1} \cdot L_f \right] + 30}{10} \times (P_{c/ш} \cdot k \cdot T)^{-1}. \quad (15)$$

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

$$R_{\max} = \sum_{i=1}^k R_i, \quad (16)$$

де  $k$  – кількість каналів антенної системи MIMO.

У виразах (14) та (15) прийняті такі позначення:  $P_{прд}$  – потужність передавача точки доступу, яка надходить в  $i$ -й власний підканал MIMO системи;  $L_c = 35 - 37$  дБм – постійні втрати;  $f$  – номінальна частота робочого діапазону для конкретної системи;  $P_{c/ш}$  – необхідне відношення сигнал-шум на вході приймача в  $i$ -тому власному підканалі MIMO системи;  $k = 1,38 \times 10^{-23}$  Дж/к – стала Больцмана;  $n$  – кількість перешкод на шляху розповсюдження радіосигналу;  $h_i$  – товщина  $i$ -тої перешкоди;  $k_i$  – коефіцієнт затухання  $i$ -тої перешкоди;  $\alpha_i$  – кут між проме-

нем падіння радіохвилі до  $i$ -тої перешкоди і нормально, проведеною до даної перешкоди;  $k_f$  – кількість подоланих радіохвилею суміжних поверхонь;  $L_f$  – втрати на подолання суміжних поверхонь для заданого частотного діапазону;  $T$  – абсолютна температура в Кельвінах (середня температура в приміщеннях за нормальних умов  $T = 20^\circ\text{C} = 293\text{K}$ );  $d$  – максимально можлива дальність передавання даних в конкретному випадку.

Відношення сигнал-шум вибирається із виразів (графіків), що отримані для ймовірностей помилок в залежності від типу модуляції та кодування інформації [9].

Максимально допустима ймовірність помилок зазвичай відображена в документації для конкретної бездротової технології передавання даних.

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

Для заданого алгоритму відношення сигнал/шум обчислюється з урахуванням задіяного виду модуляції згідно формули (6).

Алгоритм визначається наступною послідовністю дій:

- 1) Визначення потужності передавача БС або точки доступу;
- 2) Визначення температури приміщення (зовнішнього середовища);
- 3) Визначення кількості абонентів мережі, що припадають на одну БС або точку доступу;
- 4) Визначення максимальної дальності передавання даних;
- 5) Визначення габаритів, характеру та матеріалу перешкод, кут розповсюдження радіохвиль відносно перешкод;
- 6) Визначення типу використовуваної модуляції;
- 7) Розрахунок потрібного відношення сигнал/шум на вході приймачів, що забезпечує нормальне функціонування системи;
- 8) Безпосередньо розрахунок швидкості передавання (15).

Таким чином, на базі отриманої моделі були побудовані графічні залежності швидкості передавання даних по мережі із використанням антенних систем МІМО від дальності зв'язку.

## Висновки

У даній роботі розглянуті методи боротьби з міжсимвольною інтерференцією в каналах з багатопроблемним поширенням радіосигналів. Зокрема, було розглянуто МІМО-системи радіозв'язку, в яких передача даних здійснюється по паралельним власним підканалам. Запропоновано модель визначення ефективної пропускної здатності, яка заснована на використанні обох підканалів за використання різних схем модуляції. Отримано точний вираз для розрахунку

пропускної здатності системи з конфігураціями  $(M \times 2)$  та  $(2 \times N)$  в умовах некорельованих релеєвських завмирань сигналів. Наведені результати розрахунків і моделювання підтверджують високу ефективність методу. Розроблено алгоритм розрахунку швидкості передавання даних з використанням антенних систем МІМО. Було одержано, що на відстані порядку 70 м від передавача швидкість передавання даних може складати близько 1 Мбіт/с при забезпеченні необхідної ймовірності бітової помилки.

## Список літератури

1. Garg V.K. IS-95 CDMA and CDMA2000: Cellular/PCS systems implementation. Prentice-Hall, Inc., 2000.
2. Мальцев А.А. Метод адаптивного распределения бит и мощности по поднесущим в OFDM-системах радиосвязи / А.А. Мальцев, А.В. Пудеев, А.Е. Рубцов // Известия вузов. Радиофизика. – 2006. – Т. 49, № 2. – С. 174-184.
3. Сравнительная эффективность сотовых систем связи, использующих адаптивную модуляцию и кодирование или управление мощностью / Д.Н. Беван, В.Т. Ермолаев, Е.А. Маврычев, А.Г. Флакман // Изв. вузов. Радиофизика. – 2001. – Т. 44, № 12. – С. 1050-1061.
4. Увеличение пропускной способности. МІМО-системы радиосвязи с параллельной передачей данных по собственным подканалам / В.Т. Ермолаев, А.Г. Флакман, Д.Н. Лысяков // Вестник ННГУ им. Н.И. Лобачевского – 2010. – №3(1). – С. 79-86.
5. Коляденко Ю.Ю. Исследование пропускной способности МІМО системы / Ю.Ю. Коляденко, А.Д. Муслим // Электронное научное специализированное издание – журнал «Проблемы телекоммуникаций». – 2010. – №1(1). – С. 76-82.
6. Shen D., Pan Z., Wong K.-K., Li V.O.K. Effective throughput: a unified benchmark for pilot-aided OFDM/SDMA wireless communication systems // Proc. INFOCOM'2003. V.3. P. 1603-1613.
7. Ермолаев В.Т. Эффективность пространственного разделения пользователей в CDMA-системах связи в релееском федингуемом канале с частотной дисперсией / В.Т. Ермолаев, А.Г. Флакман, Д.Н. Лысяков // Актуальные проблемы статистической физики (Малаховский сборник). – Нижний Новгород, 2006. – Т. 5. – С. 136-148.
8. Вероятность битовой ошибки в МІМО-системах с двумя собственными подканалами / В.Т. Ермолаев, А.Г. Флакман, А.М. Зуев, Д.Н. Лысяков // Вестник ННГУ им. Н.И. Лобачевского. – 2009. – № 2. – С. 55-61.
9. Скляр Б. «Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение». Изд. 2-е испр.: пер. с англ. / Б. Скляр. – М.: Издательский дом «Вильямс», 2003 – 1104 с.
10. Градштейн И.С. Таблицы интегралов, сумм, рядов и произведений / И.С. Градштейн, И.М. Рыжик. – М.: Наука, 1971. – 540 с.
11. Одарченко Р.С. Методика визначення радіусу зони обслуговування точки доступу стандарту IEEE 802.11g / Р.С. Одарченко, Г.Ф. Конахович, М.Г. Луцький // Защита информации: сборник научных трудов. – К.: НАУ, 2010. – С. 107-117.

Надійшла до редколегії 18.04.2013

**Рецензент:** д-р техн. наук, проф. Г.Ф. Конахович, Національний авіаційний університет, Київ.

**ИСПОЛЬЗОВАНИЕ МОДЕЛИ ХАТА ДЛЯ ОЦЕНКИ СКОРОСТИ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ  
ПО КАНАЛАМ АНТЕННЫХ СИСТЕМ МИМО ВНУТРИ ПОМЕЩЕНИЙ**

Р.С. Одарченко

*В данной работе предложен и обоснован подхода к расчету пропускной способности МИМО-системы, основанный на использовании всех подканалов в зависимости от разных параметров. Приведенные результаты численного моделирования подтверждают высокую эффективность метода.*

**Ключевые слова:** *между символьная интерференция, канальная матрица, мимомо, беспроводные сети, пропускная способность, вероятность битовой ошибки.*

**HATA'S MODEL USING FOR OVER DATA SYSTEMS  
IN CHANNEL OF MIMO SYSTEMS PAST INSIDE THE PREMISES ASSESSMENT VELOCITY**

R.S. Odarchenko

*In this paper the approach for antennas MIMO system channels capacity calculation, which based on using of all channels with different parameters, is proposed and justified. Given results of numerical modeling confirm the high efficiency of the method.*

**Keywords:** *between symbolic interference, channel matrix, past, wireless networks, the bandwidth, bit error rate.*