

## ЛІТЕРАТУРА

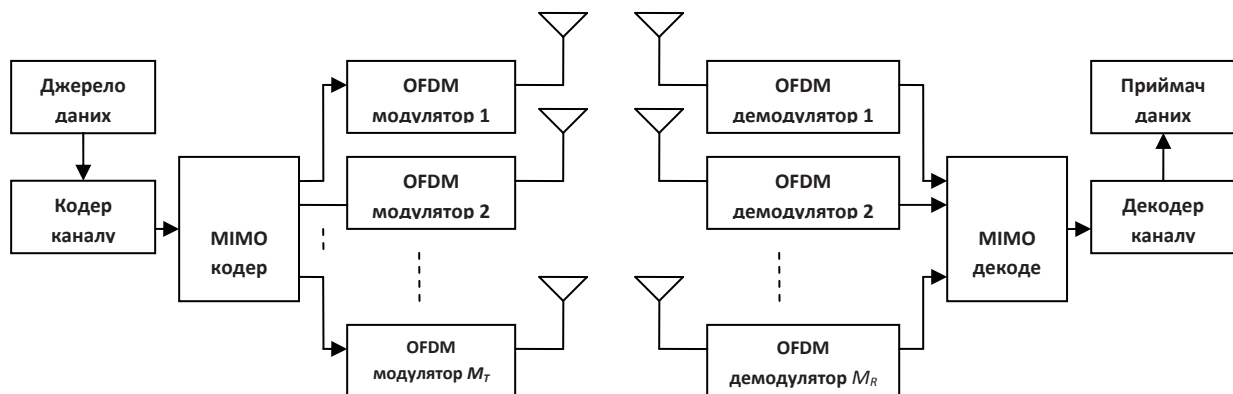
1. Папковская О. Б., Козин А. Б., Камара Д. Изгиб ортотропной упругой полосовой пластины при наличии жесткой промежуточной опоры // Труды Одес. политехн. ун-та. – Одесса, 2005. – Вып. 1. – С. 180–184.
2. Лехницкий С. Г. Анизотропные пластинки / С. Г. Лехницкий. – М., – Л. : Гостехиздат, 1947. – 416 с.
3. Попов Г. Я. Концентрация упругих напряжений возле штампов, разрезов, тонких включений и подкреплений / Г. Я. Попов. – М. : Наука, 1982. – 344 с.

**С. А. Михайлов,**

*доктор технічних наук, професор,  
декан факультету комп'ютерних наук та інноваційних технологій,  
Міжнародний гуманітарний університет*

## МОДЕЛЬ РЕАЛІЗАЦІЇ РАДІОТЕХНОЛОГІЇ МНОЖИННИХ АНТЕН З ОРТОГОНАЛЬНИМ ЧАСТОТНИМ РОЗДІЛЕННЯМ КАНАЛІВ

Будь-яку технологію радіодоступу можливо охарактеризувати такими основними параметрами, як швидкість передавання інформації, розмір зони покриття та надійність зв'язку. При цьому важливо зазначити, що до появи технології множинних антен MIMO (Multiple Input Multiple Output) з ортогональним частотним розділенням каналів (OFDM) підвищення кожного з вказаних параметрів могло бути отримане за рахунок погіршення інших параметрів. І лише поєднання технологій MIMO та OFDM дозволяє покращувати кожен з параметрів одночасно. Загальна схема реалізації технології MIMO-OFDM представлена на мал. 1. Як слідує з мал. 1, з технологією OFDM можуть використовуватись методи MIMO будь-якого класу, що були запропоновані для вузькосмугових систем радіодоступу.



де  $M_T$  – кількість передавальних антен;  
 $M_R$  – кількість приймальних антен

**Мал. 1. Схема реалізації технології MIMO-OFDM**

Схема просторового мультиплексування в MIMO-OFDM функціонує таким чином: після кодування інформаційна послідовність зазнає модуляції, а потім здійснюється її передавання з окремих антенних елементів. Варто зазначити, що передавання здійснюється одночасно з усіх антен. На приймальному боці окре-

мі сигнали проходять через окремі OFDM демодулятори, розділяються, а потім декодуються.

Однією з головних особливостей технології OFDM є те, що вона перетворює широкосмуговий канал з частотно-селективними завмираннями в сукупність частотно-неселективних каналів. При цьому повинна виконуватися умова: довжина циклічного префіксу в OFDM системі повинна бути більша за довжину імпульсного відгуку дискретного у часі низькочастотного каналу. Позначаючи довжину циклічного префіксу як  $L_{CP}$  ця умова може записуватись як:

$$L_{CP} \geq L, \quad (1)$$

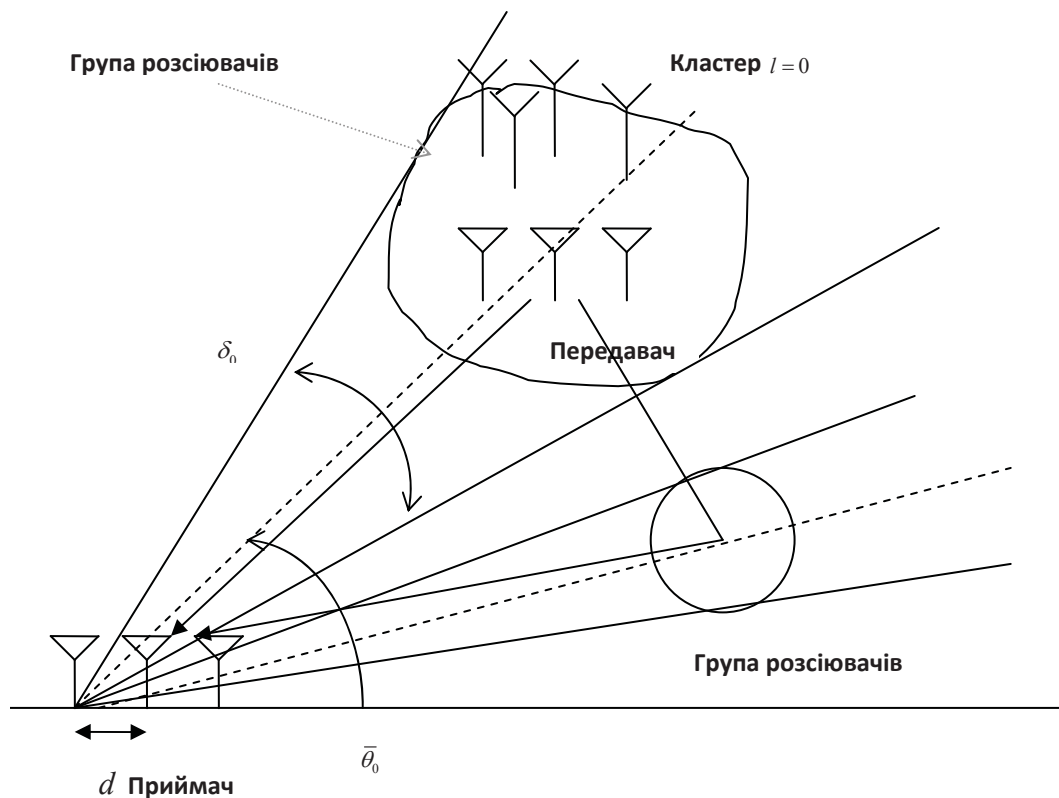
де  $L = B / B_c$  – кількість ступенів свободи;

$B$  – смуга частот, що використовується, Гц;

$B_c$  – смуга когерентності (апроксимується як зворотня величина розширення затримки), Гц.

Підтримка цієї умови дозволяє спростити процедуру багатоканального еквалайзування в MIMO-OFDM, оскільки для кожної несучої OFDM може використовуватись вузькосмуговий приймач. Крім того обчислювальна складність сигнальної обробки під час реалізації технології MIMO-OFDM є помірною за рахунок використання матричної алгебри.

З метою аналізу чинників, що впливають на показники пропускної здатності та спектральної ефективності MIMO-OFDM, розглянемо математичну модель розповсюдження радіосигналів в MIMO, що зображена на мал. 2.



Мал. 2. Схематичне представлення MIMO каналу з декількома кластерами розсіювання

В представленій моделі група розсіювачів являє собою так званий *кластер розсіювання* (загальну кількість кластерів розсіювання позначимо як  $L$ ). В загальному випадку  $L = \text{округлення\_вгору}(B\tau)$ , де  $B$  – смуга частот сигналу,  $\tau$  – розширення затримки сигналу, *округлення\_вгору*  $(\cdot)$  – оператор округлення до найближчого більшого цілого числа. В представленій моделі робиться припущення, що на передавальній стороні присутні розсіювачі, а на приймальній – відсутні.

Кожен кластер розсіювання характеризується середнім кутом прибуття променя  $\theta_p$ , розширенням кута кластера  $\delta_l$  (пропорційно радіусу кластера розсіювання), та підсиленням шляху  $\sigma_p^2$ , що отримується з профілю затримки потужності каналу. В передавачі та приймачі встановлені однорідні антенні решітки з однаковими елементами. Відносне рознесення антен будемо позначати як  $\delta = d/\lambda$ , де  $d$  – абсолютне рознесення антен та  $\lambda = c/f_c$  – довжина хвилі вузькосмугового сигналу з центральною частотою  $f_c$ ;  $c$  – швидкість розповсюдження світла, м/с.

З урахуванням наведеної моделі розповсюдження радіосигналів математична модель радіоканалу MIMO-OFDM буде мати наступний вигляд. Кількість несучих в кожному OFDM модуляторі/демодуляторі позначимо як  $N$ . Тоді вираз для інформаційного символу, що передається з  $M_T$  антен на  $k$ -ій несучій записується як

$$\mathbf{c}_k = \left[ c_k^{(0)} \quad c_k^{(1)} \quad \dots \quad c_k^{(M_T-1)} \right]^T, \quad (2)$$

де  $c_k^{(i)}$  – символ даних, що передається з  $i$ -ої антени на  $k$ -ій несучій ( $k = 0, 1, \dots, N-1$ );

$T$  – оператор транспонування.

На приймальній стороні загальний вектор відновлених інформаційних даних з усіх антен на  $k$ -тій несучій визначається як

$$\hat{\mathbf{c}}_k = \mathbf{H} \left( e^{j2\pi(k/N)} \right) \mathbf{c}_k + \mathbf{n}_k \quad (3)$$

$$\mathbf{H} \left( e^{j2\pi k/N} \right) = \sum_{l=0}^{L-1} \mathbf{H}_l e^{-j2\pi l k/N}, \quad (4)$$

$$\text{vec} \{ \mathbf{H}_l \} = \left[ \mathbf{h}_{l,0}^T \quad \mathbf{h}_{l,1}^T \quad \dots \quad \mathbf{h}_{l,M_T-1}^T \right]^T, \quad (5)$$

$$\mathbf{h}_{l,k} = \left[ h_{l,k}^{(0)} \quad h_{l,k}^{(1)} \quad \dots \quad h_{l,k}^{(M_R-1)} \right]^T, \quad (6)$$

де  $\mathbf{H} \left( e^{j2\pi k/N} \right)$  – дискретний у часі імпульсний відгук MIMO каналу з завмираннями,  $M_R \times M_R$  комплексна випадкова матриця;

$\mathbf{R}_l$  – дискретний у часі імпульсний відгук MIMO каналу з завмираннями від  $\mathbf{F}$ -го кластеру,  $M_R \times M_R$  комплексна випадкова матриця;

$\mathbf{h}_{l,k}$  –  $\mathbf{F}$ -а колонка в матриці  $\mathbf{R}_l$ , що являє собою комплексні гаусові випадкові змінні;

$\mathbf{R}_l$  і  $\mathbf{R}_l$  – кількість передавальних та приймальних антен відповідно;

$\mathbf{R}_l$  – адитивний білий гаусівський шум (АБГШ), що задовольняє умові:

$$E \{ \mathbf{n}_k \mathbf{n}_l^H \} = \sigma_n^2 \mathbf{I}_{M_R} \delta [k - l], \quad (7)$$

де  $E \{ \cdot \}$  – оператор математичного сподівання;

$^H$  – індекс, що позначає комплексно-сполучене транспонування матриці;

$\mathbf{I}_{M_R}$  – одинична матриця розміром  $\mathbf{R}_l$ ;

$\sigma_n^2$  – дисперсія шуму;

$\delta[\cdot]$  – функція Дірака.

В моделі припускається, що  $\mathbf{h}_{l,k}$  мають нульове середнє значення, тобто, в радіоканалі діють лише завмирання Релея.

Таким чином, вектор відновлених на приймальній стороні даних з усіх антен та з усіх несучих можна записати як

$$\hat{\mathbf{c}} = \mathbf{H}\mathbf{c} + \mathbf{n}, \quad (8)$$

$$\hat{\mathbf{c}} = \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{c}}_0^T & \hat{\mathbf{c}}_1^T & \cdots & \hat{\mathbf{c}}_{N-1}^T \end{bmatrix}^T, \quad (9)$$

$$\mathbf{n} = \begin{bmatrix} \mathbf{n}_0^T & \mathbf{n}_1^T & \cdots & \mathbf{n}_{N-1}^T \end{bmatrix}^T, \quad (10)$$

$$\mathbf{H} = \text{diag} \left\{ \mathbf{H} \left( e^{j2\pi(k/N)} \right) \right\}_{k=0}^{N-1}, \quad (11)$$

$$\mathbf{n} = \begin{bmatrix} \mathbf{n}_0^T & \mathbf{n}_1^T & \cdots & \mathbf{n}_{N-1}^T \end{bmatrix}^T, \quad (12)$$

де  $\hat{\mathbf{c}}$  – повний вектор відновлених на приймальній стороні даних з усіх антен та усіх несучих розміром  $M_T N \times 1$ ;

$\mathbf{r}$  – повний вектор переданих даних з усіх антен та усіх несучих розміром  $M_T N \times 1$ ;

$\mathbf{R}$  – повний дискретний у часі імпульсний відгук MIMO каналу з завмираннями, що являє собою блок-діагональну матрицю розміром  $M_R N \times M_R N$ ;

$\mathbf{n}$  – вектор адитивного білого гаусівського шуму, що відповідає умові

$$E \{ \mathbf{n}\mathbf{n}^H \} = \sigma_n^2 \mathbf{I}_{M_R N}. \quad (13)$$

де  $\mathbf{I}_{M_R N}$  – одинична матриця розміром  $M_R N \times M_R N$ .

В системах просторового мультиплексування, що базуються на технології OFDM, з різних антен та різних несучих передаються статистично незалежні символи даних та повна доступна потужність розподіляється рівномірно між усіма просторово-частотними субканалами. Питома пропускна здатність MIMO-OFDM системи при значному відношенні сигнал/шум визначається як

$$C = E \left\{ \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \log \left[ \det \left( \mathbf{I}_{M_R} + \rho \mathbf{H} \left( e^{j2\pi(k/N)} \right) \mathbf{H}^H \left( e^{j2\pi(k/N)} \right) \right) \right] \right\} = \sum_{i=0}^{M_R-1} \log (1 + \bar{\rho} \lambda_i(\mathbf{R})) \quad (14)$$

де  $\mathbf{R}$  – питома пропускна здатність MIMO-OFDM системи, біт/с/Гц;

$\mathbf{I}_{M_R}$  – одинична матриця розміром  $M_R \times M_R$ ;

$\rho$  та  $\bar{\rho}$  – умовне позначення виразів  $\rho = P / (M_T N \sigma_n^2)$  та  $\bar{\rho} = P / (N \sigma_n^2)$ ;

$\mathbf{R}$  – максимальна повна потужність передавання, Вт;

$\sigma_n^2$  – дисперсія шуму;

$\mathbf{R}$  – сумарна матриця кореляції розміром  $M_R \times M_R$ , яка визначається як

$$\mathbf{R} = \sum_{l=0}^{L-1} \mathbf{R}_l, \quad (15)$$

де  $\mathbf{R}_l = E\{\mathbf{h}_{l,k}\mathbf{h}_{l,k}^H\}$  – матриця кореляції розміром  $M_R \times M_R$  між  $\mathbf{h}_{l,k}$  комплексними імпульсними відгуками дискретного у часі MIMO каналу з завмираннями на несучій  $k$ .  $\mathbf{R}_l$  не залежить від номеру несучої  $k$ , тобто статистичні данні однакові для усіх передавальних антен;

$\lambda_i(\mathbf{R})$  –  $i$ -е власне число сумарної матриці кореляції  $\mathbf{R}$ .

Питома пропускна здатність, що визначається за виразом (14) передбачає, що процес завмирань є ергодичним, над OFDM символами проводиться кодування та перемеження. Кількість блоків з завмираннями, що займаються кодовим словом стримиться до нескінченності, тоді як розмір блоку (що дорівнює числу субнесучих в OFDM системі помноженому на кількість OFDM символів, що передаються в одній реалізації каналу) залишається постійним (та скінченним). Ця питома пропускна здатність досягається передачею кодового слова в дуже великій кількості блоків з незалежними завмираннями. З формули (13) видно, що питома пропускна здатність MIMO-OFDM системи залежить від кореляції завмирань сигналів, що передаються на однакових частотах з окремих антенних елементів.

## ЛІТЕРАТУРА

1. Гармонов А. В. и др. Технология OFDM и варианты множественного доступа на ее основе // Мобильные системы. – 2005. – № 10. – С. 12–18.
2. Невдяев Л. М. Телекоммуникационные технологии. Англо-русский умный словарь-справочник / [под редакцией Ю. М. Горностаева]. – М. : МЦНТИ – международный центр научной и технической информации, ООО «Мобильные коммуникации», 2002. – 592 с. – (серия изданий «Связь и бизнес»)
3. Nee R., Prasad R. OFDM for Wireless Multimedia Communications, Artech House Publishers, Boston, London, 2000.
4. Coleri S., Ergen M., Puri A., Bahai A. A study of channel estimation in OFDM systems, IEEE vehicular technology conference, Vancouver, Canada, September, 2002.
5. Gesbert D., Shafi M., Shan Shiu D., Smith P. J., Naguib A. From theory to practice: an overview of MIMO space-time coded wireless systems, IEEE J. Selected Areas Comm., vol. 21, 2003. – pp. 281–302.
6. Paulraj A. J., Gore D. A., Nabar R. U., Bolcskei H. An overview of MIMO communications – A key to Gigabit wireless, Proceedings of the IEEE, Vol. 92, No. 2, Feb. 2004. – pp. 198–218.
7. Gordon L. Broadband MIMO-OFDM Wireless Communications. Proceedings of the IEEE, Vol. 92, No. 4, Apr. 2004. – pp. 314–325.

**А. В. Сергиенко,**

*кандидат технических наук, доцент,  
доцент кафедры компьютерной инженерии  
факультета компьютерных наук и инновационных технологий,  
Международный гуманитарный университет*

## ЭФФЕКТИВНОСТЬ МНОГОКАНАЛЬНЫХ СИСТЕМ ПОМЕХОЗАЩИТЫ С НЕЛИНЕЙНЫМИ ОГРАНИЧИТЕЛЯМИ В ПРИЁМНЫХ КАНАЛАХ

Приведён сравнительный анализ множественных корреляционных и дисперсионных статистических связей сигналов после их нелинейных преобразований. Сделан вывод о целесообразности оценивания дисперсионных связей при разработке алгоритмов адаптации многоканальных систем помехозащиты.

Постановка проблемы.

В настоящее время имеет место существенный (почти экспоненциальный) рост количества радиоэлектронных средств различного назначения (наземная и