

## МОЖЛИВІСТЬ ВИКОРИСТАННЯ ТЕХНОЛОГІЇ МІМО ДЛЯ ПІДВИЩЕННЯ ЕФЕКТИВНОСТІ ПЕРЕДАЧІ ДАНИХ КАНАЛАМИ КОРОТКОХВИЛЬОВОГО РАДІОЗВ'ЯЗКУ

*В статті проведений аналіз задач, які виникають при розробці сучасних систем короткохвильового радіозв'язку з використанням МІМО і запропоновано шляхи їх вирішення.*

*Чумак В.К., Руденко Д.М., Залужний А.В. Возможность использования технологии МІМО для повышения эффективности передачи данных каналами коротковолновой радиосвязи. В статье проведен анализ задач, которые создаются при разработке систем коротковолновой радиосвязи с использованием МІМО и предложены пути их решения.*

*V. Chumak, D. Rudenko, O. Zaluzhnyi Using possibility of MIMO technology for improve data transfer efficiency by HF channel. The article analyzes the problems that are created when developing HF radio systems with the use of MIMO and proposed solutions.*

**Ключові слова:** МІМО, КХ діапазон, рознесена передача.

В умовах ведення бойових дій у віддалених районах, та при відсутності зони прямої видимості із супутником, короткохвильовий (КХ) радіозв'язок є чи не єдиним способом для забезпечення зв'язку. На жаль, в даний час швидкість передачі даних каналами КХ радіозв'язку є непомірно низькою, що робить передачу великих зображень або відео неможливою. Впродовж останнього десятиліття це завдання вирішувалось шляхом розширення смуг частот у поєднанні з використанням сигналів із високою спектральною ефективністю (наприклад, за рахунок використання більш ефективних сигнально кодових конструкцій), але останнє доцільно тільки в умовах високого значення відношення сигнал-шум (ВСП) [1]. Ці умови не є постійними для КХ радіоканалу у зв'язку із його мінливістю та нестабільністю, яка особливо суттєва, коли відбиття іоносферної хвилі відбуваються поруч з передавачем, або майже в умовах zenітного випромінювання. Крім того, збільшення швидкостей за рахунок розширення смуги пропускання стає все важчим у зв'язку з дефіцитом КХ спектра. Єдиним можливим способом вирішення даної проблеми (у випадку можливості практичної реалізації) є використання технології МІМО (Multiple-input multiple-output – МІМО). У комерційних мережах УКХ використання МІМО призводить до збільшення швидкості передачі даних, покращення завадостійкості, підвищення надійності з'єднання та зменшення витрат електроживлення [2].

Один із перспективних підходів для вирішення поставлених завдань та підвищення ефективності використання КХ систем військового радіозв'язку запропоновано в роботі [3], де продемонстровано можливість застосування в цих системах технології МІМО шляхом проведення вимірювань із використанням zenітного випромінювання радіохвиль КХ діапазону. Про таку можливість також свідчать попередні академічні та комерційні дослідження, які показують, що іоносферні хвилі КХ каналів можуть підтримувати МІМО обробку [4]. В роботах [5, 6] спростовується така можливість використання даної технології під час ведення бойових дій, оскільки передбачалось рознесення антен на декілька довжин хвиль (десятьків метрів), що не дає можливості встановлювати такі антени на рухому базу і є доречним тільки в стаціонарних умовах.

З метою усунення цього недоліку в статті [3] було запропоновано використання двох суміщених, крос-поляризованих дипольних антен з горизонтальною орієнтацією на приймальній та передавальній стороні (2×2 МІМО конфігурація). Під час проведення вимірювань продемонстровано можливість практичної реалізації таких КХ МІМО систем. Антени, що рекомендуються для застосування у сучасних військових засобах КХ

радіозв'язку зображені на рис. 1. Така конфігурація також була використана у комерційних УКХ системах радіозв'язку [7].



Рис. 1. Крос-поляризовані горизонтальні антени зенітного випромінювання (ліворуч); антена зенітного випромінювання на транспортному засобі (праворуч)

Дослідження, які представлені в статті [3] показують, що використання такого підходу (з урахуванням можливостей сучасної елементної бази та технологій обробки сигналів) в КХ радіозв'язку в 2,27 разів збільшує швидкість передачі даних, в 9 разів зменшує необхідну потужність передачі, і більше ніж в 3 рази зменшує кількість відмов з'єднання.

На рис. 2 приведено графіки залежності пропускної здатності КХ каналу від ВСШ із використанням та без використання технології МІМО. Ці графіки було отримано під час здійснення розрахунків у статті [3]. З них видно, що впровадження вказаної технології призводить до значного підвищення швидкості передачі навіть при критичній шумовій обстановці.

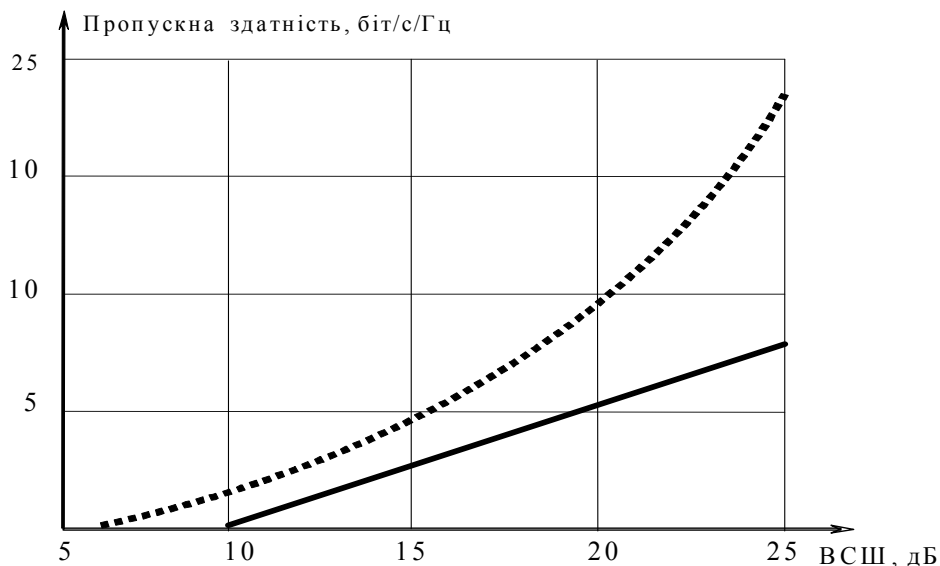


Рис. 2. Залежність пропускної здатності КХ каналу від ВСШ із використанням та без використання технології МІМО

При побудові перспективних засобів КХ радіозв'язку з використанням технології МІМО виникає ряд традиційних задач, які потрібно вирішувати.

Тому метою роботи є аналіз таких задач та шляхів їх вирішення.

**Перехресні завади.** В системах МІМО перехресні завади призводять до зменшення пропускної здатності. Вплив перехресних завад на пропускну спроможність МІМО систем вивчено недостатньо. В зв'язку з цим, дослідження залежності пропускної здатності МІМО систем від ступеня подавлення перехресних завад, є актуальним завданням [8].

Розглянемо МІМО систему  $M \times N$ , зображену на рис. 3, де ППД – перетворювач потоку даних, П<sub>д<sub>i</sub></sub> – передавач  $i$ -ого каналу, П<sub>р<sub>i</sub></sub> – приймач  $i$ -ого каналу.

Високошвидкісний потік даних зі швидкістю  $R$ , розбивається на  $M$  незалежних підпотоків з швидкостями  $R/M$ , які потім передаються одночасно з декількох антен, відповідно використовуючи тільки  $R/M$  їх первинної смуги частот.

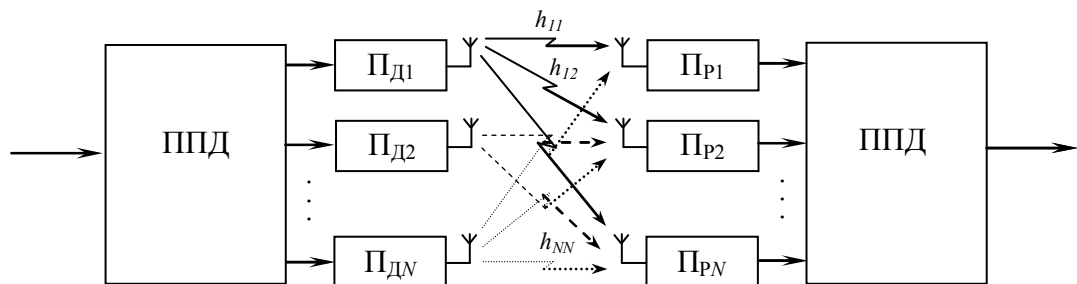


Рис. 3. Структура системи МІМО

Перетворювач потоку даних на передавальному кінці лінії зв'язку перетворює послідовний потік у паралельний, а на приймальному – виконує зворотнє перетворення.

Матрицю стовпців  $\mathbf{U}_t$  сигналів передавального пристрою із  $M$  каналних передавачів та матрицю стовпців  $\mathbf{U}_r$  приймального пристрою із  $N$  каналних приймачів можливо записати у вигляді:

$$\mathbf{U}_t = \begin{bmatrix} U_{t1} \\ U_{t2} \\ \dots \\ U_{tM} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{U}_r = \begin{bmatrix} U_{r1} \\ U_{r2} \\ \dots \\ U_{rN} \end{bmatrix}.$$

Передаточна функція багатопробеневого каналу описується матрицею [4]:

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & \dots & h_{1N} \\ h_{21} & h_{22} & \dots & h_{2N} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ h_{M1} & h_{M2} & \dots & h_{MN} \end{bmatrix},$$

де  $h_{ij}$  – передаточна функція між  $i$ -ою передавальною та  $j$ -ою приймальною антенами.

Сигнали, що прийняті антенами на приймальному кінці лінії зв'язку, пов'язані із сигналами на передавальному кінці матричним співвідношенням:

$$\mathbf{U}_r = \mathbf{H} \times \mathbf{U}_t.$$

Коефіцієнти впливу  $h_{ij}$  матриці  $\mathbf{H}$  в МІМО системі залежать від цілого ряду факторів:

– діаграми спрямованості антенних елементів;

– відносної відстані між антенними елементами  $d/\lambda$  ( $d$  – відстань між сусідніми антенами,  $\lambda$  – довжина хвилі);

– відстані між передавальними та приймальними антенами  $L$ .

Зменшення відносної відстані між антенними елементами  $d/\lambda$  призводить до збільшення коефіцієнтів впливу  $h_{ij}$ . Причому

$$\lim_{\frac{d}{\lambda} \rightarrow 0} h_{ij} = h_{ii}.$$

У цьому випадку, вирішити задачу розрізнення переданих сигналів на прийомі неможливо. Вже при малих різницях між коефіцієнтами  $h_{ij}$  та  $h_{ii}$  задачу можливо вирішити, однак із-за наявності в системі зв'язку шумів та завад, можуть виникати помилки. Тому для підвищення надійності системи необхідно підвищувати різницю між коефіцієнтами  $h_{ij}$  та  $h_{ii}$ .

Якщо задати прийнятні значення  $h_{ij}$ , тоді зменшення відносної відстані між антенними елементами  $d/\lambda$ , та, відповідно, загальних розмірів антенної системи, можливо досягти за рахунок використання високоспрямованих антенних елементів.

**Вибір методу просторово-часового кодування.** При реалізації системи МІМО важливим є правильний вибір схеми просторово-часового кодування [10]. Тут необхідно встановити оптимальний баланс між енергетичним вирашем кодування (ЕВК), відносною швидкістю кодування та складністю реалізації вибраної схеми. При виборі того або іншого коду проводиться оцінка ЕВК. Теоретична оцінка максимального ЕВК запропонована у [11], де використовуються схеми з видами просторово-часового кодування STC (space time coding) та блочного коду Аламоуті, однак це не виключає можливості використання інших схем кодування, пошук яких є особливо актуальним для КХ каналів, що пов'язано із обмеженістю спектра та особливостями розповсюдження радіохвиль [12].

Процес кодування за схемою Аламоуті [13] представляє собою перерозподіл символів у відповідності до матриці:

$$\begin{bmatrix} x_1 & x_2 \\ -x_2^* & x_1^* \end{bmatrix}.$$

Таким чином, неважко переконатися, що інформація, яка передається у двох трактах, фактично дублюється у різні проміжки часу. Ця схема в силу своєї простоти, має широке розповсюдження, однак характеризується невисоким ЕВК, порівняно з каскадними кодами (в даному випадку – тандем із блочного та решітчастого кодування) та кодами STC.

В схемі кодування STC основними елементами є решітчастий код Вітербі та модулятор з багатопозиційною квадратурною амплітудною маніпуляцією ( $m$ -QAM), або багатопозиційною фазовою маніпуляцією ( $m$ -PSK). Аналіз ефективності використання різних видів модуляції для КХ каналів приведено в [14]. Схема кодування STC характеризується відносно високим ЕВК, який може бути додатково збільшений при використанні у її складі каскадної схеми кодування [15].

**Врахування впливу просторової кореляції сигналів.** Для спрощення, розподіли кутів приходу променів на приймальній стороні та кутів випромінювання на передавальній стороні виражений одною загальною моделлю, в основу якої покладений розподіл Гауса.

Кореляційні матриці на прийомі та передачі виглядають наступним чином:

$$\mathbf{P} = \begin{bmatrix} v_{1,1} & \dots & v_{1,N} \\ \dots & \dots & \dots \\ v_{M,1} & \dots & v_{M,N} \end{bmatrix},$$

де  $v\left(\frac{d}{L}\right) = \int_{-p}^p e^{-j2p\frac{d}{L}\sin(\mu)} N\left(\frac{\mu}{\sigma}, m, \mu\right) d\mu$ ,  $v_{i,j} = v\left(\left|i-j\right|\frac{d}{L}\right)$ ,  $\mu = \arctg\left(\frac{d}{L}\right)$ ,  $L$  – відстань між

передавальною та приймальною антенами,  $\mu$  – коефіцієнт, що враховує ступінь завмирань сигналу в каналі,  $\sigma$  – відхилення діаграми спрямованості антени.

В рамках моделі, що подана [16], задача мінімізації просторової кореляції сходиться до мінімуму для сусідніх антен. Рішення задачі може бути спрощено шляхом визначення оптимальних  $\frac{d}{\lambda}$  та  $\sigma$ , при яких рівень просторової кореляції не перевищує визначеного значення. Таким чином, наперед, визначивши оцінку просторової взаємної кореляції сигналів, можливо визначити вимоги до конфігурації антенного тракту – до вибору антенних елементів та варіантів їх розташування один відносно одного.

**Вибір кількості приймальних та передавальних антен.** Застосування технології МІМО дозволяє значно збільшити пропускну здатність при незмінній смузі частот, що виділена для роботи системи. Пропускна здатність системи МІМО суттєво залежить від кількості передавальних і приймальних антен.

Для системи МІМО без рознесення, з урахуванням формули Шеннона для визначення пропускну здатності неперервного каналу зв'язку [17], питома пропускна здатність розраховується:

$$v_F = \log_2 \left( 1 + \frac{P_c}{P_{\text{ш}}} |h^2| \right) = \log_2 \left( 1 + Q^2 |h^2| \right),$$

де  $Q^2 = P_c/P_{\text{ш}}$  – відношення потужності сигналу до потужності завади (шуму);  $h$  – коефіцієнт передачі.

Для системи з однією передавальною антеною та  $N$  приймальними, пропускна здатність збільшиться:

$$v_F = \log_2 \left( 1 + Q^2 \sum_{j=1}^N |h_j^2| \right),$$

де  $h_j$  – коефіцієнт передачі на  $j$ -й приймальній антені.

Для системи, яка має в своєму складі  $M$  передавальних антен і одну приймальну, одержимо:

$$\beta_F = \log_2 \left( 1 + \frac{Q^2}{M_t} \sum_{j=1}^M |h_j^2| \right), \quad (1)$$

де нормоване за  $M$  значення показує, що ми маємо постійне значення загальної потужності. З виразу (1) видно, що в порівнянні з попереднім випадком тут відсутній вигреш при збільшенні кількості антен.

Для системи з  $N$  приймальних і  $M$  передавальних антен:

$$\beta_F = \sum_{j=1}^m \log_2 \left( 1 + \frac{Q^2}{M} \cdot h_j \right),$$

де  $h_j$  – власні числа матриці  $\mathbf{H}$  розмірності  $M \times N$ ;  $m = \min(M, N)$ .

**Вибір методів формування сигналів у системах з МІМО.** Ефективність рознесеної передачі (РП) значною мірою залежить від того, є чи відсутня на передавальній стороні інформація про стан каналу (про вектор  $\mathbf{H}$  вагових коефіцієнтів). За наявності такої інформації можлива реалізація адаптивної передачі, узгодженої з каналом.

Припустимо, що передача сигналів ведеться з  $M$  антен, тобто в системі є  $M$  гілок рознесення. Властивості просторового каналу визначаються вектором-стовпцем  $\mathbf{H} = (h_1, h_2, \dots, h_M)^T$  коефіцієнтів передачі.

Розглянемо релеєвський канал. Якщо передається символ  $d(t)$  одиничної амплітуди, то прийнятий сигнал  $x(t)$  можна представити у вигляді:

$$x(t) = k_0 \sqrt{P_0} h d(t) + z(t), \quad (2)$$

де  $k_0$  – коефіцієнт, що визначає загасання і втрати в каналі;  $P_0$  – середня потужність;  $z(t)$  – шумова завада;  $h$  – коефіцієнт передачі.

Вважатимемо шумову заваду випадковим процесом Гауса з нульовим середнім і дисперсією  $\langle z(t)z^*(t) \rangle = \sigma_0^2$ ,  $\langle \dots \rangle$  – знак статистичного усереднювання. Коефіцієнт  $k_0$  у виразі (2) можна вважати рівним одиниці ( $k_0=1$ ), дисперсію флуктуацій канального коефіцієнта  $\langle |h|^2 \rangle = 1$ .

З виразу (2) отримаємо, що миттєве значення ВСШ дорівнює:

$$Q^2 = Q_0^2 |h|^2, \quad (3)$$

де  $Q_0^2 = \frac{P_0}{y_0^2}$  – середнє ВСШ.

Якщо стан каналу невідомий передавачу, то потужність розподіляється рівномірно між  $M$  передавальними антенами, і прийнятий сигнал  $x(t)$  буде дорівнювати:

$$x(t) = \sqrt{\frac{P_0}{M} \left( \sum_{p=1}^M h_p \right)} d(t) + z(t).$$

Звідси отримаємо, що ВСШ дорівнює

$$Q^2 = Q_0^2 \left| \frac{1}{\sqrt{M}} \sum_{p=1}^M h_p \right|^2. \quad (4)$$

Порівняємо вирази (3) і (4), вважаючи завмирання сигналів у різних антенах некорельованими між собою. Видно, що статистичні властивості ВСШ у цих виразах є однаковими.

Таким чином, якщо передавачу невідомий стан каналу, то використання РП шляхом простого розділення потужності між передавальними антенами не змінює ймовірності бітової помилки. Тому на практиці використовуються різні методи формування сигналів у передавальних антенах, яким відповідають різні види РП.

Підсумовуючи все вищесказане, варто відзначити, що при розробці сучасних систем КХ радіозв'язку з використанням МІМО виникає ряд класичних задач, які характерні для цієї технології, а саме: боротьба із перехресними завадами, вибір методу просторово-часового кодування, врахування впливу просторової кореляції сигналів, вибір типу та кількості приймальних та передавальних антен. В іноземних дослідженнях існує позитивний досвід ефективного вирішення цих задач, що свідчить про перспективність і необхідність проведення подальших досліджень в цьому напрямку. Зокрема результати, які отримані в

роботі [3] свідчать про можливість практичної реалізації технології MIMO при розробці новітніх військових засобів радіозв'язку КХ діапазону і навіть із можливістю розташування антен на рухомій базі, що до цього вважалося неможливим.

#### ЛІТЕРАТУРА

1. Jorgenson M. Implementation and on-air testing of a 64 kbps wideband HF data waveform, Johnson, R. Blocksome, R. and others / in IEEE MILCOM, 2010.
2. Gesbert D. Breaking the barriers of Shannons capacity: An overview of MIMO wireless systems, J. Akhtar / Signal Processing, vol. 1, no. B2, p. B3, 2002.
3. Daniels R. HF MIMO NVIS measurements with colocated dipoles for future tactical communications, Peters S. // Heath in IEEE MILCOM, 2013.
4. Gunashekar S. Investigations into the feasibility of MIMO techniques within the HF band: Preliminary results //, Radio Science, vol. 44, no. 1, 2009.
5. Ndao P. Capacity estimation of MIMO ionospheric channels, D. Lemur, Y. Erhel, and C. Brousseau//, in Ionospheric Radio Systems and Techniques, 2009.
6. Forenza A. System and method for distributed input distributed output wireless communications, Heath R., Perlman S., and others //, US Patent Application 20080080631, 2008.
7. Baum D. Measurement and characterization of broadband MIMO fixed wireless channels at 2.5 GHz, Gore D., Nabar R., and others / in IEEE Conference on Personal Wireless Communications, 2000, pp. 203 – 206.
8. Марчук А.В. Влияние перекрёстных помех на пропускную способность MIMO систем радиодоступа // Радиотехника. – 2007. – Вып. 151. – С. 198 – 203.
9. Кувшинов О.В. Аналіз характеристик систем радіодоступу з технологією MIMO. Міночкін Д.А. // Збірник наукових праць Військового інституту Київського національного університету імені Тараса Шевченка. – Вип. № 3 – К.: ВІКНУ, 2006. – С. 51 – 56.
10. Бакунин М.Г. Повышение скорости передачи информации и спектральной эффективности беспроводных систем связи. Крейнделин В.Б., Шумов А.П. / Цифровая обработка сигналов. – 2003. – № 1.
11. Chen Z. Improved space-time coded modulation scheme on Rayleigh fading channels., Yuan J., Vucetic B. // Electronics Letters. – 2001. – V. 37. – № 7.
12. Library of Congress Catalog Card Number: 96-94476 Harris Corporation, RF Communications Division Radio Communications in the Digital Age Volume One: HF Technology, Edition 2. Harris Corporation 2005. P. – 94.
13. Alamouti S. Space-time block coding. – IEEE Journal on Selected Areas in Communications, Oct. 1998, vol. 16, p. 1451 – 1458.
14. Norhashimah Binti Mohd Saad, Performance analysis of differential phase modulation for hf communication. A project report submitted in fulfillment of requirements for the award of the degree of Master of Engineering (Electrical-Electronics & Telecommunications), Faculty of Electrical Engineering Universiti Teknologi Malaysia. 2004. P. – 83.
15. Кувшинов О.В. Основи теорії завадостійкого кодування: Навчальний посібник. Лежнюк О.П., Лівенцев С.П. – К.: ВІТІ НТУУ “ КПІ ”, 2001.
16. Спиранский В.С. Основные характеристики беспроводных систем связи MIMO Евдокимов И.Л. // Электросвязь – 2008. – № 3. – С.28 – 31.
17. Dai H., Downlink capacity of interference-limited MIMO systems with joint detection, Molisch A., and Poor H., // IEEE Trans. on Wireless Communications, vol. 3, no. 2, pp. 442 – 453, Mar. 2004.