

## ПОРІВНЯЛЬНИЙ АНАЛІЗ МЕТОДІВ ПРОСТОРОВО-ЧАСОВОЇ ОБРОБКИ СИГНАЛІВ

*Проведено порівняльний аналіз методів просторово-часової обробки сигналів в багатоантенних системах військового радіозв'язку. Визначено переваги та недоліки даних методів.*

*Кувшинов А.В., Жук О.Г., Шишацький А.В., Зібін С.Д. Сравнительный анализ методов пространственно-временной обработки сигналов. Проведен сравнительный анализ методов пространственно-временной обработки сигналов в многоантенных системах военной радиосвязи. Определены преимущества и недостатки данных методов.*

*O. Kuvshynov, O. Zhuk, A. Shyshatskyi, S. Zibin A comparative analysis of the methods of space-time signal processing in multi-antenna military radio communication systems has been carried out. Their advantages and disadvantages are defined.*

*Ключові слова:* швидкість передачі інформації, ймовірність бітової помилки, просторово-часові коди, система МІМО, паралельні канали.

**Постановка проблеми в загальному вигляді та її зв'язок із важливими науковими чи практичними завданнями.**

Технологія МІМО (Multiple Input Multiple Output – багато входів багато виходів) яка знайшла практичне застосування у багатьох сучасних телекомунікаційних системах, використовується в безпроводових локальних мережах стандарту IEEE 802.11n, а також в безпроводових мережах мобільного зв'язку WIMAX і LTE тощо [1 – 5].

Суть технології МІМО подібна до методу рознесеного прийому, коли на приймальному боці створюються декілька некорельованих копій сигналу за рахунок рознесення антен у просторі, за поляризацією, рознесення сигналів за частотою або у часі.

Окремо хотілося б звернути увагу на те, що ключовою відмінністю систем МІМО від усіх інших методів боротьби з завмираннями сигналу (просторове, частотне, поляризаційне рознесення антенних пристроїв) є здійснення саме просторово-часової обробки сигналів, від ефективності якої суттєво залежить завадозахищеність системи радіозв'язку. Відомо що на завадозахищеність багатоантенних систем радіозв'язку впливають навмисні завади та завмирання сигналу, що виникають в наслідок багатопроменевого розповсюдження радіохвиль. Розвиток засобів радіоелектронної боротьби, недосконалість відомих методів (методик) оцінки стану каналів в системах МІМО обумовлює пошук нових наукових підходів для підвищення завадозахищеності систем МІМО до необхідного рівня.

Отже адаптація методів (або їх окремих параметрів) в залежності від стану каналу дозволить підвищити завадозахищеність стану каналу системи МІМО.

### **Аналіз останніх досліджень і публікацій.**

В системах радіозв'язку з МІМО реалізується просторове мультиплексування: потік даних на передачі розбивається на два або більше підпотоків, кожний з яких передається та приймається за допомогою різних антен [1 – 10].

Проведемо аналіз деяких з відомих наукових публікацій.

В роботі [1] проведено загальний опис роботи систем МІМО та наведено переваги використання методів просторово-часової обробки сигналів.

В роботі [2] проведено обґрунтування вибору систем МІМО для використання їх використання у засобах військового радіозв'язку.

В роботах [4 – 16] проведено опис окремих видів методів просторово-часового кодування в багатоантенних системах радіозв'язку.

Метою статті є проведення систематизації та узагальнення відомих наукових досліджень, що присвячені методам просторово-часової обробки сигналів в багатоантенних системах військового радіозв'язку; формування науково обґрунтованих напрямків удосконалення відомих методів просторово-часової обробки сигналів.

**Виклад основного матеріалу дослідження.**

У загальному випадку структура системи МІМО має в своєму складі  $M_t$  передавачів (передавальних антен) і  $M_r$  приймачів (приймальних антен) (рис. 1). Передані сигнали надходять в  $M_r$  приймальних трактів [1, 6, 7, 12].

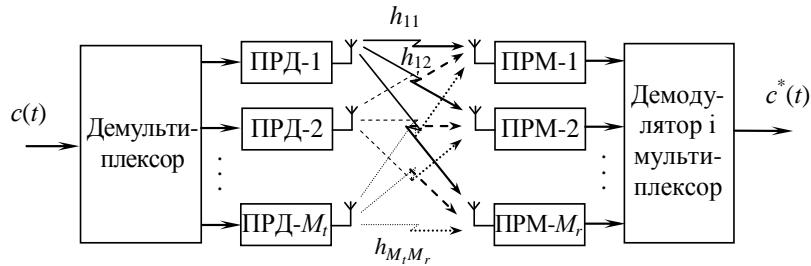


Рис. 1. Структурна схема системи МІМО

Розглянемо систему МІМО  $M_t \times M_r$ , зображену на рис. 1. Високошвидкісний потік даних розбивається на  $M_t$  незалежних послідовностей з швидкістю  $1/M_t$ , які потім передаються одночасно з декількох антен, відповідно використовуючи тільки  $1/M_t$  первинної смуги частот.

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

Перші схеми МІМО для UTMS (Universal Mobile Telecommunications System – універсальна мобільна телекомунікаційна система) були визначені ще в Release 9 3GPP як опціональні. Однак вони не знайшли застосування в мережах UTMS, оскільки не давали виграшу в умовах багатопробного поширення радіохвиль в абонентських станціях [6]. В 3GPP Release 7 була введена схема просторового мультиплексування з зворотнім зв'язком для забезпечення режиму високошвидкісної передачі даних на лінії „вниз” (HSDPA – High Speed Downlink Packet Access – високошвидкісний пакетний доступ по вхідному каналу) для базової станції з двома передавальними станціями (таблиця 1).

З табл. 1 видно, що система МІМО активно використовується в системах зв'язку починаючи з третього покоління (3G).

Подальший розвиток МІМО в системі UTMS отримало шляхом реалізації схеми МІМО з чотирма передавальними антенами і зворотнім зв'язком на лінії „вниз” для базової станції, а також схеми МІМО з двома передавальними антенами для абонентського обладнання та схеми „вгору”.

Розглянемо методи просторово-часового кодування, що використовуються в багатоантенних системах.

На передавальному боці інформаційні символи  $a_i$  розділяються на блоки з  $W$  символів, відповідним чином обробляються і випромінюються через  $S$  передавальних антен за задану кількість часових інтервалів  $K_{\text{зад}}$ . Просторово-часовий код можна подати у вигляді породжувальної матриці, у якій рядки відповідають передавальним антенам, а стовпці – часовим інтервалам передачі символів:

$$\begin{pmatrix} s_{11} & s_{12} & \dots & s_{1K_{\text{зад}}} \\ s_{21} & s_{22} & \dots & s_{2K_{\text{зад}}} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ s_{M_t,1} & s_{M_t,2} & \dots & s_{M_t,K_{\text{зад}}} \end{pmatrix},$$

де  $s_{jk}$ ,  $j = \overline{1, S}$ ,  $k = \overline{1, K_{\text{зад}}}$  – функція від комплексних інформаційних символів  $a_i$ ,  $i = 1, 2, \dots$ , яка випромінюється  $j$ -ю антеною на  $k$ -му часовому інтервалі.

Таблиця 1

## Основні характеристики та етапи розвитку систем зв'язку

Покоління	3G	3,5G	4G	5G
Початок розробок	1990	<2000	2000	2014
Реалізація	2002	2006-2007	2008-2010	планується в 2020
Швидкість передачі	до 3,6 Мбіт/с	до 42 Мбіт/с	100 Мбіт/с - 1 Гбіт/с	10 Гбіт/с - 100 Гбіт/с
Модуляція	BPSK-64QAM	BPSK-64QAM	BPSK-64QAM	BPSK-1024 QAM
Стандарти	WCDMA, CDMA2000, UMTS	HSDPA, HSUPA, HSPA, HSPA+	LTE-Advanced, WiMax Release 2 (IEEE 802.16m), WirelessMAN-Advanced	На базі технологій WiMAX 2, LTE-Advanced і Wi-Fi.
Технології	TDD, FDD WCDMA, EV-DO, OFDM	TDD, FDD, CDMA, MIMO, OFDMA	TDD, FDD, MC-CDMA, SC-FDMA, MIMO-BF, OFDM, MIMO-OFDM	MIMO, OFDM, MIMO-OFDM, SDN
Тип мережі	PSTN, мережа пакетної передачі даних	PSTN, мережа пакетної передачі даних	PSTN, мережа пакетної передачі даних	мережа пакетної передачі даних, взаємодія з інтернетом речей

Символьна швидкість системи MIMO визначається як відношення довжини блоку інформаційних символів  $W$  до кількості необхідних для передачі цього блоку часових інтервалів  $K_{\text{зад}}$ :  $R_{\text{STC}} = W/K_{\text{зад}}$ . Чим вища символьна швидкість  $R_{\text{STC}}$  просторово-часового коду, тим вища ефективність використання частотних ресурсів радіоканалу.

Просторово-часові коди розділяють на два класи: ортогональні й неортогональні. Серед ортогональних кодів варто виділити код Аламоуті, породжувальна матриця якого має вигляд [2 – 7]:

$$G = \begin{bmatrix} a_1 & -a_2' \\ a_2 & a_1' \end{bmatrix}. \quad (1)$$

У матриці (1) рядки ортогональні один одному, тесаме справедливо й для її стовпців.

Припускаючи, що комплексні коефіцієнти передачі трактів поширення сигналів від першої та другої передавальних антен рівні  $h_1$  та  $h_2$ , відповідно, можна записати систему рівнянь для сигналів, що приймаються за два часових інтервали  $k_1$  та  $k_2$ :

$$\begin{cases} y_1 = h_1 \alpha_1 + h_2 \alpha_2 + \eta_1 \\ y_2 = -h_1 \alpha_2' + h_2 \alpha_1' + \eta_2 \end{cases}, \quad (2)$$

де  $y_i$  – відлік комплексної згинаючої в приймальному тракті на  $i$ -му часовому інтервалі  $i = 1, 2$ ;  $\eta_i$  – відлік комплексного гаусівського шуму в приймальному тракті на  $i$ -му часовому інтервалі.

Вважається, що в системі здійснюється когерентний прийом, тобто комплексні коефіцієнти передачі трактів поширення сигналів між парою передавальних та приймальних антен відомі в приймачі.

Систему (2) можна переписати у вигляді:

$$\begin{cases} h_1' y_1 + h_2' y_2 = (|h_1|^2 + |h_2|^2) a_1 + h_1' \eta_1 + h_2' \eta_2 \\ h_2' y_1 - h_1' y_2 = (|h_1|^2 + |h_2|^2) a_2 + h_1' \eta_2 + h_2' \eta_1 \end{cases}$$

Після серії перетворень отримаємо:

$$\begin{cases} \alpha_1 = \frac{h_1' y_1 + h_2' y_2}{(|h_1|^2 + |h_2|^2)} - \frac{h_1' \eta_1 + h_2' \eta_2}{(|h_1|^2 + |h_2|^2)} \\ \alpha_2 = \frac{(h_2' y_1 - h_1' y_2)}{(|h_1|^2 + |h_2|^2)} - \frac{h_1' \eta_2 - h_2' \eta_1}{(|h_1|^2 + |h_2|^2)} \end{cases}$$

Для отримання оцінок переданих символів в демодуляторі у відповідності до критерію максимальної правдоподібності необхідно мінімізувати квадрати норм векторів нев'язки:

$$\alpha_1 - \frac{h_1' y_1 + h_2' y_2}{(|h_1|^2 + |h_2|^2)} \quad \alpha_2 - \frac{(h_2' y_1 - h_1' y_2)}{(|h_1|^2 + |h_2|^2)}$$

Таким чином, демодуляція на приймальній стороні зводиться до розрахунку м'яких оцінок:

$$\begin{cases} \hat{\alpha}_1 = \frac{h_1' y_1 + h_2' y_2}{(|h_1|^2 + |h_2|^2)} \\ \hat{\alpha}_2 = \frac{(h_2' y_1 - h_1' y_2)}{(|h_1|^2 + |h_2|^2)} \end{cases} \quad (3)$$

Так система (3) складається з двох рівнянь, в кожному з яких є тільки по одній змінній, тобто по одному невідомому інформаційному символу є можливим провести розрахунок оцінок символів, оптимальних по критерію максимальної правдоподібності:

$$\mathbf{G}'\mathbf{G} = (|a_1|^2 + |a_2|^2) \mathbf{I},$$

де  $\mathbf{G}'$  – комплексно спряжене значення породжувальної матриці.

В загальному випадку якщо матриця, що породжує (1) просторово-часового коду розмірністю  $M \times K$ , задовольняє наступній умові:

$$\mathbf{G}'\mathbf{G} = k\mathbf{I},$$

де  $k$  – деяка константа, то зазначений код є ортогональним. При його використанні буде забезпечуватися демодуляція символів за критерієм максимальної правдоподібності, що прямо пропорційна числу передавальних антен.

На жаль, для систем з числом передавальних антен більше 2 при використанні квадратурної амплітудної модуляції не існує ортогональних кодів з  $R_{\text{STC}} = 1$ . При переході до більшої кількості антен (3 або 4), символна швидкість відповідних ортогональних кодів є не більше 3/4. Підвищити пропускну здатність каналів зв'язку можна за допомогою використання неортогональних просторово-часових кодів. Символьна швидкість при неортогональному кодуванні може досягати величини, що відповідає кількості передавальних антен  $M_t$ , тобто за  $K_t$  часових інтервалів можна передати блок з  $L_b = K_t \cdot M$  інформаційних символів.

Зазначеній умові відповідає схема кодування V-BLAST (Vertical Bell Labs Layered Space Time) [6]. Для V-BLAST використовується наступна утворююча матриця:

$$\begin{bmatrix} \alpha_1 \\ \alpha_1 \\ \vdots \\ \alpha_1 \end{bmatrix}$$

Для систем WiMax з двома передаючими антенами стандарту IEEE 802.16e рекомендовано не ортогональний код, так званий код „С”, символна швидкість якого також співпадає з кількістю передавальних антен:

$$\frac{1}{\sqrt{1+r^2}} \cdot \begin{vmatrix} \alpha_1 + jr\alpha_4 & r\alpha_2 + \alpha_3 \\ \alpha_2 - r\alpha_3 & jr\alpha_1 + \alpha_4 \end{vmatrix},$$

де  $r$  скоректований вектор прийнятого сигналу на ітерації

На рис. 2 наведені характеристики демодуляції по методу максимальної правдоподібності для систем з 4 передавальними та приймальними антенами, що використовують код V-BLAST та код „С” у випадку 16 QAM (Quadrature Amplitude Modulation), тобто 16 позиційної квадратурної амплітудної модуляції.

Код „С” дозволяє отримати кращу заводо захищеність системи у порівнянні з кодом V-BLAST. Ціною підвищення енергетичної ефективності при цьому є ускладнення процедури обробки сигналів на приймальній стороні.

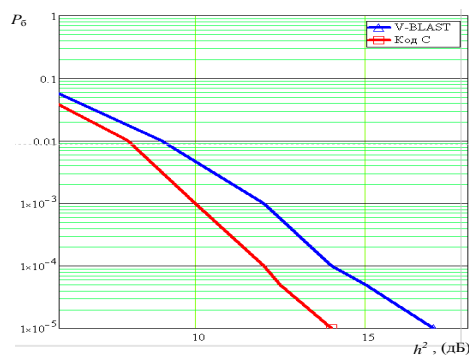


Рис. 2. Залежність ймовірності бітової помилки від відношення сигнал/шум для різних видів просторово-часового кодування

Іншим прикладом не ортогонального коду є подвійний код Аламоуті, породжувальну матрицю якого можна представити у вигляді:

$$\begin{vmatrix} \alpha_1 & -\alpha'_2 \\ \alpha_2 & \alpha'_1 \\ \alpha_3 & -\alpha'_4 \\ \alpha_4 & \alpha_3 \end{vmatrix}.$$

Зазначена пара складається з двох блоків, кожний з яких є матрицею Аламоуті для двох пар інформаційних символів  $\alpha_1, \alpha_2$  та  $\alpha_3, \alpha_4$ . Зазначений код використовується в системах з 4 передаючими антенами. На рис. 3 наведені характеристики демодуляції по методу максимальної правдоподібності для систем з 4 передавальними та 4 приймальними антенами, що використовують V-BLAST та подвійний код Аламоуті при використанні 16 QAM. З зазначеного графіку видно, що для демодуляції коду V-BLAST з символною швидкістю 4 необхідно відношення сигнал/шум більш ніж на 5 дБ, ніж при демодуляції подвійного коду Аламоуті. Тобто підвищення спектральної ефективності в системі MIMO досягається за рахунок використання просторово-часових кодів з більш високою символною швидкістю при заданій кількості передавальних та приймальних антен, що призводить до зменшення енергетичної ефективності системи. У випадку ортогональних просторово-часових кодів на приймальній стороні реалізується процедура розрахунку переданих символів, що оптимальні про критерію максимальної правдоподібності з лінійною обчислювальною складністю, тобто кількість арифметичних операцій прямо пропорційна кількості передавальних антен. При не ортогональному кодуванні алгоритм максимальної правдоподібності ускладнюється.

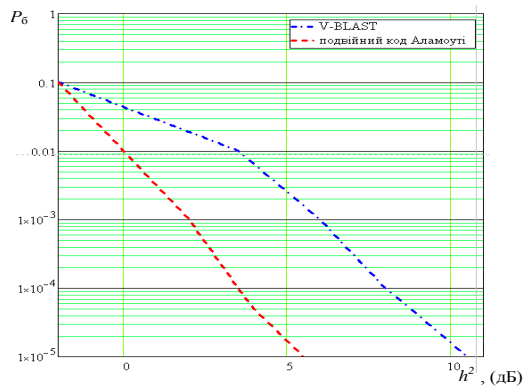


Рис. 3. Залежності ймовірності помилкового приймання від відношення сигнал/шум для подвійного коду Аламоуті та V-BLAST

У загальному випадку процес демодуляції в системах з просторово-часовим кодуванням математично зводиться до рішення рівняння

$$\mathbf{Z} = \mathbf{H}\mathbf{A} + \mathbf{B}, \quad (4)$$

де  $\mathbf{Z}$  – вектор, кожний компонент якого  $z_i$ ,  $i = \overline{1, V}$ , являє собою відлік комплексної обвідної на  $i$ -му вході демодулятора STC;  $\mathbf{A}$  – вектор, кожний компонент якого  $a_j$ , – переданий комплексний інформаційний символ, що належить множині  $\{a^{(1)}, \dots, a^{(K)}\}$   $j = \overline{1, S}$ ,  $K$  – кратність квадратурної амплітудної модуляції;  $\mathbf{H}$  – матриця, кожний елемент якої  $h_{ij}$  – комплексний коефіцієнт передачі тракту поширення сигналу, який випромінюється  $j$ -ю антеною і приймається  $i$ -ю антеною;  $\mathbf{B}$  – вектор, кожний компонент якого  $b_i$  – відлік комплексного гаусівського шуму на  $i$ -му вході демодулятора STC, що має нульове середнє та дисперсію  $2\sigma^2$ . Проте, якщо у виразі (4) наявна випадкова компонента у вигляді гаусівського шуму, то традиційні методи рішення системи лінійних рівнянь в даному випадку можуть призвести до помилок. В табл. 2 – 3 наведені основні коди просторово-часової обробки сигналів для систем широкосмугового радіо доступу.

Таблиця 2

Просторово-часові коди стандарту IEEE 802.11

Клас коду	Утворююча матриця	Кількість антен	Кодова швидкість
Ортогональний	$\begin{vmatrix} \alpha_1 & \alpha_2 \\ -\alpha'_2 & \alpha'_1 \end{vmatrix}$	2	1
Неортогональний	$\begin{vmatrix} \alpha_1 & \alpha_2 \\ -\alpha'_2 & \alpha'_1 \\ \alpha_3 & \alpha_4 \end{vmatrix}$	3	2
Неортогональний	$\begin{vmatrix} \alpha_1 & \alpha_2 \\ -\alpha'_2 & \alpha'_1 \\ \alpha_3 & \alpha_4 \\ -\alpha'_4 & \alpha'_3 \end{vmatrix}$	4	2
Неортогональний	$\begin{vmatrix} \alpha_1 & \alpha_2 \\ -\alpha'_2 & \alpha'_1 \\ \alpha_3 & \alpha_4 \\ \alpha_5 & \alpha_6 \end{vmatrix}$	4	3

Як видно з таблиць 2 та 3 можна зробити висновок, що більшість просторово-часових кодів в багатоантенних системах радіозв'язку є не ортогональні. Проте, зважаючи на те, що в умовах дефіциту радіочастотного ресурсу, збільшенні потреби кінцевих користувачів до послуг зв'язку, ускладненні електромагнітної обстановки постає актуальна наукова проблема

щодо створення нових методів просторово-часового кодування для підвищення ефективності використання радіочастотного ресурсу.

Таблиця 3

Просторово-часові коди стандарту IEEE 802.16

Клас коду	Утворююча матриця	Кількість антен	Кодова швидкість
Ортогональний	$\begin{vmatrix} \alpha_1 & -\alpha'_2 \\ \alpha_2 & \alpha'_1 \end{vmatrix}$	2	1
Неортогональний	$\begin{vmatrix} \alpha_1 \\ \alpha_2 \end{vmatrix}$	2	2
Неортогональний	$\begin{vmatrix} \alpha_1 \\ \alpha_2 \\ \alpha_3 \end{vmatrix}$	3	3
Ортогональний	$\begin{vmatrix} \alpha_1 & -\alpha'_2 & 0 & 0 \\ \alpha_2 & \alpha'_1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \alpha_3 & -\alpha'_4 \\ 0 & 0 & \alpha_4 & \alpha'_3 \end{vmatrix}$	4	1
Неортогональний	$\begin{vmatrix} \alpha_1 & -\alpha'_2 & \alpha_5 & -\alpha'_7 \\ \alpha_2 & \alpha'_1 & \alpha_6 & -\alpha'_8 \\ \alpha_3 & -\alpha'_4 & \alpha_7 & \alpha'_5 \\ \alpha_4 & \alpha'_3 & \alpha_8 & \alpha'_6 \end{vmatrix}$	4	2
Неортогональний	$\begin{vmatrix} \alpha_1 \\ \alpha_2 \\ \alpha_3 \\ \alpha_4 \end{vmatrix}$	4	4

Для обчислення оцінок переданих символів можуть використовуватися різні методи: метод форсування нуля (ZF – Zero Forcing), метод мінімуму середньоквадратичного відхилення (МСКВ), метод послідовного виключення демодульованих компонент (SIC – Successive Interference Cancellation), метод максимальної правдоподібності та метод сферичного декодування тощо.

**Висновки.** В ході проведеного дослідження встановлено, що одним з напрямків підвищення завадозахищеності багатоантенних систем військового радіозв'язку є використання методів просторо-часової обробки сигналів, як базового механізму боротьби з завадами та замираннями сигналів. Проаналізовано властивості ортогональних та неортогональних просторово-часових кодів, що використовуються для обробки сигналів в системах МІМО. Встановлено, що обчислювальна складність ортогональних кодів, які використовуються в системах МІМО, прямо пропорційна кількості передавальних антен у системі, що призводить до лінійного збільшення кількості обчислювальних операцій в обробці сигналів з використанням згаданих просторово-часових кодів. Однак цей тип просторово-часових кодів має високу енергоефективність в системах МІМО з невеликою кількістю антен. Ціною підвищення спектральної ефективності в системах з неортогональним просторово-часовим кодуванням є ускладнення процедур обробки на приймальній стороні, так як при цьому не існує алгоритму, що оптимальний про критерію максимальної правдоподібності та з лінійною обчислювальною складністю.

Проведений аналіз методів просторово-часової обробки сигналів в системах МІМО дозволяє стверджувати про те, що на даний час не існує універсального методу просторово-часової обробки сигналів. Підвищення завадозахищеності з використанням методів просторово-часової обробки сигналів можна досягти за рахунок розробки нових гібридних

методів просторово-часової обробки сигналів або за рахунок вибору найбільш оптимального методу просторово-часової обробки сигналів за критерієм максимальної завадозахищеності в залежності від стану каналу. Отже напрямом подальших наукових досліджень є розробка методів просторово-часового кодування з помірною обчислювальною складністю та високими спектральними та енергетичними показниками.

## [1] ЛІТЕРАТУРА

1. Слюсар В. Системы МІМО: принципы построения и обработка сигналов. //Электроника: Наука, Технология, Бизнес. 2005. № 8. С. 52 – 58.
2. Кувшинов О. В. Адаптивне управління засобами завадозахисту військових систем радіозв'язку. Збірник наукових праць ВІКНУ. 2009. № 17. С.125 – 130.
3. Khana, D. Singh. Efficient compressive sensing based sparse channel estimation for 5G massive MIMO systems. International Journal of Electronics and Communications. 2018. Vol. 89. pp. 181–190. DOI: 10.1016/j.aeeu.2018.03.038.
4. Вовченко В.В. Статистическая оценка потерь в каналах связи стандарта LTE и LTE-Advanced на базе технологии МІМО. Системы обробки інформації. 2015. № 7 (132). С. 159 – 163.
5. Z. Ling, Z. Xianda. MIMO Channel Estimation and Equalization Using Three-Layer Neural Networks with Feedback. Tsinghua Science & Technology. Vol. 12, Iss. 6, December 2007, pp. 658 – 662.
6. P. Gogoi, K. K. Sarma. Channel Estimation Technique for STBC Coded MIMO System with Multiple ANN Blocks. International Journal of Computer Applications. Vol. 50, No.13, July 2012, pp. 10 – 14.
7. H. He, C.-K. Wen, S. Jin, G. Y. Li. Deep Learning-based Channel Estimation for BeamSpace mmWave Massive MIMO Systems. Submitted to IEEE Wireless Communications Letters 5 Feb 2018. Cite as: arXiv:1802.01290 [cs.IT] (or arXiv:1802.01290v1 [cs.IT]).
8. N. Nayal, K. Sharma. Channel Estimation in Long Term Evolution. // International Journal of Computer Science And Technology, Vol. 6, Iss. 3, July - Sept 2015, pp. 230 – 234.
9. J. Cai, Y. Li, Y. Hu. Deep convolutional neural network based antenna selection in multiple-input multiple-output system. Young Scientists Forum 2017, pp. 130 – 136, DOI: 10.1117/12.2317603.
10. D. L. Kumari, M. N. Prasa. A review paper on performance analysis of mimo based ofdma system under fading channel. International Journal of Electronics and Communication Engineering and Technology (IJCET). Vol. 8, Iss. 1, January - February 2017, pp. 32 – 42, DOI: IJCET\_08\_01\_004.
11. Ермолаев В.Т., Флакман А.Г. Адаптивная пространственная обработка сигналов в системах беспроводной связи. Учебно-методический материал по программе повышения квалификации „Современные системы мобильной цифровой связи, проблемы помехозащищенности и защиты информации”. – Нижний Новгород, 2006. – 99с.
12. MIMO and Smart Antennas for 3G and 4G Wireless System: Practical Aspects and Deployment Considerations 3G Americas. May 2010. [Електрон. ресурс]. – Режим доступу до ресурсу: [http://www.4gamericas.org/en/mimo\\_and\\_smart\\_antennas\\_for\\_3g\\_and\\_4g\\_wireless\\_systems\\_May%202010%20Finalx.pdf](http://www.4gamericas.org/en/mimo_and_smart_antennas_for_3g_and_4g_wireless_systems_May%202010%20Finalx.pdf).
13. Zhou S. Optimal transmitter eigen-beamforming and space-time block coding based on channel mean feedback. IEEE Trans. Signal Processing. 2002. – V. 50. – No. 10. – P. 2599 – 2613.
14. Tarokh V. Space-time block codes from orthogonal designs. IEEE Trans. Inform. Theory. – July 2005. – V. 45. – P. 1456 – 1467.
15. Gamal H.E. On the robustness of space-time coding. IEEE Trans. Signal Processing. – 2002. – V. 50. – No. 10. – P. 2417 – 2428.
16. Biglieri E. Decoding space-time codes with BLAST architectures. IEEE Trans. Signal Processing. – 2007. – V. 50. – No. 10. – P. 2547 – 2552.