

УДОСКОНАЛЕНИЙ МЕТОД ПРОСТОРОВО-ЧАСОВОГО БЛОЧНОГО КОДУВАННЯ ДЛЯ ЧАСТОТНО-СЕЛЕКТИВНИХ НЕСТАЦІОНАРНИХ КАНАЛІВ СИСТЕМ ВІЙСЬКОВОГО РАДІОЗВ'ЯЗКУ

Запропоновано удосконалений метод просторово-часового блочного кодування для систем військового радіозв'язку та широкополосного доступу з MIMO-OFDM, що забезпечує підвищену завадостійкість до впливу міжканальних та міжсимвольних завад. Метод ґрунтується на оптимальному обмеженні кількості піднесучих та одночасному підсиленні рознесення сигналів шляхом попереднього кодування Уолша-Адамара у сумісній структурі просторово-часового блочного кодування та комплексно-спряженої компенсації міжканальної інтерференції.

Науменко Н.И., Погребняк Л.М. Пространственно-временное блочное кодирование для частотно-селективных нестационарных каналов систем военной радиосвязи. Предложен усовершенствованный метод пространственно-временного блочного кодирования для систем военной радиосвязи и широкополосного доступа с MIMO-OFDM, что обеспечивает повышенную помехоустойчивость к воздействию межканальных и межсимвольных помех. Метод основан на оптимальном ограничении количества поднесущих и одновременном усилении разнесения сигналов путем предварительного кодирования Уолша-Адамара в совместной структуре пространственно-временного блочного кодирования и комплексно-сопряженной компенсации межканальной интерференции.

N. Naumenko, L. Pogrebnyak Space-time block coding for frequency-selective time varying channels of military radio communication system. An improved method of space-time block coding for military radio communications system and broadband access with MIMO-OFDM which provides increased immunity to interchannel and intersymbol interferences are assessed. The method is based on the optimal limited number of subcarriers and the simultaneous increasing signal diversity by coding Walsh-Hadamard in the joint structure of space-time block coding and complex-conjugate compensation interchannel interference.

Ключові слова: просторово-часове блочне кодування, MIMO-OFDM, завадостійкість, військові системи радіозв'язку.

Постановка завдання. Досвід проведення АТО показав, що оперативне володіння динамічноплинною обстановкою та якісна реалізація сучасних мультимедійних послуг вимагають забезпечення високих швидкостей передачі інформації. В умовах обмеженості частотно-енергетичного ресурсу реальних каналів зв'язку, ефективність їх використання повинна наближатись до теоретичних меж. Внаслідок особливостей дислокації та динамічного переміщення органів та пунктів військового управління канали характеризуються високим рівнем селективності та нестационарності. Це суттєво ускладнює досягнення ними високої інформаційної ефективності, реалізація якої на сучасному етапі є важливою практичною та актуальною науковою задачею.

Метод *OFDM* характеризується високою спектральною ефективністю і низьким рівнем міжсимвольної інтерференції (*intersymbol interference, ISI*). Технологія *MIMO* забезпечує підвищення завадостійкості та пропускної спроможності системи передачі інформації шляхом ортогонального просторового рознесення та мультиплексування. Тому сумісна система *MIMO-OFDM* є найбільш перспективним рішенням для засобів бездротового зв'язку нового покоління. Вона успішно реалізована в стандартах *LTE, IEEE 802.11* та *802.16* [1 – 3].

Аналіз останніх публікацій. Аналіз основних методів просторового кодування [4 – 6] показує, що просторово-часове блочне кодування (*space-time block codes, STBC*) має високу завадостійкість в частотно-селективних каналах. Однак в умовах нестационарності каналу його ефективність суттєво знижується. Метод просторово-частотного блочного кодування (*space-frequency block codes, SFBC*) є більш стійким до нестационарної поведінки каналу за рахунок доплерівського зсуву та випадкових фазових зрушень, але залишається достатньо чутливим до його частотної селективності.

Таким чином в загальній структурі *MIMO-OFDM* відомі методи *STBC* та *SFBC* потребують удосконалення: *STBC* – в частині підвищення стійкості до міжканальної інтерференції (*interchannel interference, ICI*), а *SFBC* – до міжсимвольної інтерференції.

В більшості випадків канали систем військового радіозв'язку є нестационарними з переважаючою частотною селективністю. В таких умовах для забезпечення надійної передачі інформації актуальною задачею є розробка ефективного методу *STBC* з підвищеною стійкістю до нестационарності каналу. Серед основних способів її розв'язання, що полягають в придушенні *ICI* найбільш ефективним є алгоритм спряженої компенсації [7, 8]. Однак його завадостійкість суттєво зменшується в каналах зі зростаючою нестационарністю та енергетикою. Тому високоефективне використання технології *MIMO-OFDM* з *STBC-CC* потребує структурної та параметричної оптимізації. Нижче запропоновано удосконалений метод *STBC-CC*, що реалізується шляхом оптимального обмеження кількості піднесучих в *OFDM* та одночасному посиленні рознесення кодером Уолша-Адамара (*Walsh-Hadamard, WH*).

Основна частина. Структурна схема технології сумісного просторово-часового блочного кодування за алгоритмом Аламоуті і спряженої компенсації *ICI* з посиленням рознесенням сигналів в *MIMO-OFDM* 2×1 представлено на рис. 1.

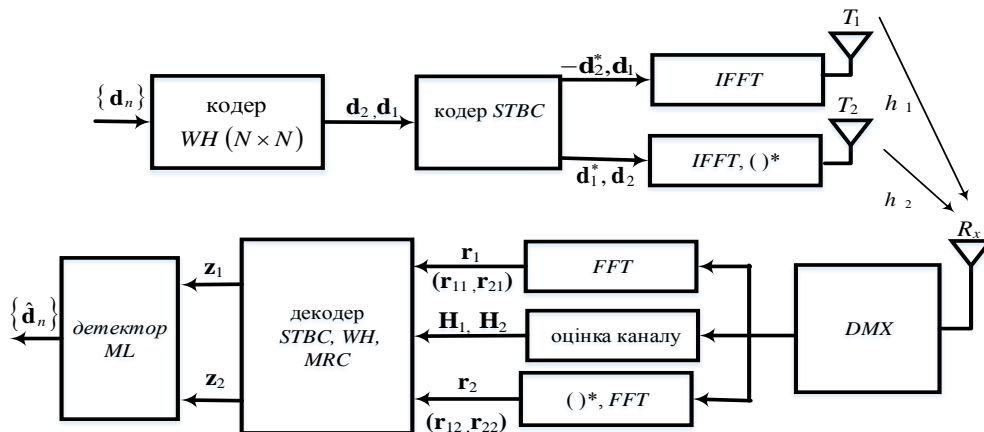


Рис. 1. Структурна схема *MIMO-OFDM* 2×1 з *STBC-CC* та посиленням рознесенням сигналів

При реалізації *STBC* вхідна послідовність попарно некорельованих елементів ансамблю модульованих сигналів $\{\mathbf{d}_n\} = \{d_0, d_1, \dots, d_{N-1}, d_N, d_{N+1}, \dots, d_{2N-1}\}$ представляється у вигляді двох векторів

$$\mathbf{d}_1 = [d_0 \ d_1 \ \dots \ d_{N-2} \ d_{N-1}]^T,$$

$$\mathbf{d}_2 = [d_N \ d_{N+1} \ \dots \ d_{2N-2} \ d_{2N-1}]^T,$$

де N – кількість піднесучих *OFDM*; $d_i \in \{BPSK, QPSK, QAM - M\}$, $i = 0, 1, \dots, N-1$.

Відповідно до алгоритму Аламоуті у момент часу t антенами T_1 та T_2 передаються вектори сигналів \mathbf{d}_1 та \mathbf{d}_2 , а в момент часу $t + T$ – відповідні їм комплексно спряжені копії $-\mathbf{d}_2^*$ і \mathbf{d}_1^* . Канали між передавальними $T_i, i \in \{1, 2\}$ і приймальною R_x антенами є незалежними та характеризуються імпульсними характеристиками h_1 та h_2 .

На приймальній стороні після прямого швидкого перетворення Фур'є (*Fast Fourier Transform, FFT*) отримані вектори сигналів в моменти часу t та $t + T$ описуються виразами:

$$\mathbf{r}_1 = \mathbf{H}_1 \mathbf{d}_1 + \mathbf{H}_2 \mathbf{d}_2 + \xi_1,$$

$$\mathbf{r}_2 = -\mathbf{H}_1 \mathbf{d}_2^* + \mathbf{H}_2 \mathbf{d}_1^* + \xi_2,$$

де $\bar{\mathbf{H}}_i = \text{diag} [|H_{0|_i}|^2 \ |H_{1|_i}|^2 \ \dots \ |H_{j|_i}|^2 \ \dots \ |H_{N-1|_i}|^2]$, $i \in \{1, 2\}$ – діагональна матриця з елементами, що визначають частотну характеристику j -го підканалу i -ї антени;

$\xi_i = [\xi_0 \ \xi_1 \ \dots \ \xi_{N-1}]^T$ – вектор значень адитивного білого гаусівського шуму.

Вихідні сигнали декодера *STBC* в результаті додавання диференційно зважених сигналів кожного каналу (*maximal ratio combining, MRC*) [9]

$$\begin{aligned} \mathbf{z}_1 &= \mathbf{r}_1 \mathbf{H}_1^* + \mathbf{r}_2^* \mathbf{H}_2 = (\overline{\mathbf{H}}_1 + \overline{\mathbf{H}}_2) \mathbf{d}_1, \\ \mathbf{z}_2 &= \mathbf{r}_1 \mathbf{H}_2^* - \mathbf{r}_2^* \mathbf{H}_1 = (\overline{\mathbf{H}}_1 + \overline{\mathbf{H}}_2) \mathbf{d}_2, \end{aligned}$$

надходять до детектора максимальної правдоподібності (*maximum likelihood, ML*), який формує оцінки переданих символів на кожній піднесучій

$$\hat{\mathbf{d}}_n = [d_n \ d_{n+N}]^T = \arg \min \left[\|\mathbf{z}_n - \mathbf{d}_n\|^2 \right], \quad (1)$$

$$\forall \mathbf{d}_n \in \mathbf{D}$$

де \mathbf{D} – ансамбль сигналів; $\mathbf{z}_n = [z_n^{(1)} \ z_n^{(2)}]^T$, $n = 0, 1, \dots, N-1$.

Однак оптимальність детектора *ML STBC* суттєво знижується внаслідок порушення ортогональності піднесучих *OFDM* і виникнення *ICI* [8]. Найбільш ефективним способом підвищення завадостійкості методу *STBC* в нестационарних каналах є спряжена компенсація міжканальних завад. Особливість реалізації алгоритму *CC* сумісно з *STBC* (*STBC-CC*) полягає в:

– додатковому введенні в нижню гілку схеми рис.1 оператора комплексного спряження $(-)^*$;

– незалежній передачі сигналів антенами T_i протягом кожного тактового інтервалу;

– когерентному додаванні їх на прийомі.

Відповідно до цього алгоритму сигнали на виході *FFT* в момент часу t та $t+T$ мають вигляд:

$$\begin{cases} \mathbf{r}_{11} = \mathbf{H}_1 \mathbf{d}_1, \\ \mathbf{r}_{21} = FFT \left\{ \left[h_2 \otimes (IFFT(\mathbf{d}_2))^* \right]^* \right\} = \mathbf{H}_2^* \mathbf{d}_2; \end{cases}$$

$$\begin{cases} \mathbf{r}_{12} = -\mathbf{H}_1 \mathbf{d}_2^*, \\ \mathbf{r}_{22} = FFT \left\{ \left[h_2 \otimes (IFFT(\mathbf{d}_1))^* \right]^* \right\} = \mathbf{H}_2^* \mathbf{d}_1^*, \end{cases}$$

де \mathbf{r}_{ik} – вектор сигналів, що приймаються від i -ї антени в k -й момент часу; \otimes – кругова згортка.

Результатом їх когерентного додавання є сигнальні вектори:

$$\begin{aligned} \mathbf{z}_1 &= (\mathbf{H}_1^* \mathbf{r}_{11} + \mathbf{H}_2^* \mathbf{r}_{22}) = (\overline{\mathbf{H}}_1 + \overline{\mathbf{H}}_2) \mathbf{d}_1, \\ \mathbf{z}_2 &= (-\mathbf{H}_1^* \mathbf{r}_{12} + (\mathbf{H}_2^*)^* \mathbf{r}_{21}) = (\overline{\mathbf{H}}_1 + \overline{\mathbf{H}}_2) \mathbf{d}_2, \end{aligned}$$

на основі яких детектор *ML* відповідно до алгоритму (1) здійснює оцінку послідовності переданих інформаційних символів.

Якість роботи алгоритму *CC*, як і структури *STBC-CC* в цілому залежить від значень нормованого доплерівського зсуву $f_d T$. Найбільша ефективність і необхідний рівень завадостійкості *STBC-CC* має місце при $f_d T \leq 0,05$ [7]. Діапазон практично важливих значень $f_d T = 0,01 \dots 0,1$. Він відповідає руху об'єктів зі швидкістю 60 ... 300 км/год та роботі радіозасобів в діапазоні 0,5 ... 1,0 ГГц, що є актуальним для перспективних систем радіозв'язку з наземними та повітряними об'єктами. Доплерівський зсув приводить до нестационарності каналу, яка порушує ортогональність піднесучих *OFDM*, викликаючи *ICI*. В таких умовах детектор *ML STBC* втрачає оптимальність, що суттєво знижує його завадостійкість.

З метою зменшення величини $f_d T$ пропонується параметрична оптимізація *MIMO-OFDM* шляхом зменшення кількості піднесучих з урахуванням обмеження на допустимий рівень частотної селективності каналу. При цьому втрати завадостійкості за рахунок можливого збільшення *ISI* доцільно компенсувати посиленням рознесення інформаційної

послідовності сигналів $\{\mathbf{d}_n\}$ за допомогою її перетворення кодером Уолша-Адамара

$$\mathbf{d}_i = \mathbf{W}_N \mathbf{d}_n,$$

де \mathbf{W}_N – одинична ортогональна матриця $N \times N$ Уолша-Адамара.

На прийомній стороні відбувається зворотне перетворення Уолша-Адамара вихідних сигналів блоку *FFT*, тобто

$$\mathbf{z}_1 = \mathbf{W}_N^{-1} (\mathbf{H}_1^* \mathbf{r}_{11} + \mathbf{H}_2^* \mathbf{r}_{22}) = (\bar{\mathbf{H}}_1 + \bar{\mathbf{H}}_2) \mathbf{d}_1,$$

$$\mathbf{z}_2 = \mathbf{W}_N^{-1} (\mathbf{H}_1^* \mathbf{r}_{12} + (\mathbf{H}_2^*)^* \mathbf{r}_{21}) = (\bar{\mathbf{H}}_1 + \bar{\mathbf{H}}_2) \mathbf{d}_2.$$

Враховуючи складність аналітичного розв'язання задачі та широкі можливості *Matlab*, визначення діапазону мінімально допустимої кількості піднесучих N (розміру вікна *FFT*, *IFFT*) здійснено чисельним методом за допомогою імітаційного моделювання.

Результати моделювання. Проведено імітаційне моделювання двох багатопроменевих каналів з помірною (ПС) та високою селективністю (ВС). Кожен з каналів має 4 промені, які поширюються з нормованими затримками (0, 4, 8, 12). Середньоквадратичне значення затримки для каналу з ПС дорівнює $7,5 \cdot 10^{-6}$ с, а для каналів ВС – $13,5 \cdot 10^{-6}$ с. В якості базової структури використовується: *MIMO-OFDM* 2×1 з $N = 256$; циклічний префікс – 64; тривалість *OFDM* символу $T = 9,8 \cdot 10^{-8}$ с; частотний інтервалом між піднесучими $\Delta f = 1,04$ кГц; вид модуляції – *QPSK*; доплерівський зсув частот $f_d = 10 \dots 100$ Гц. Зазначені характеристики каналів є найбільш типовими для систем військового радіозв'язку і близькі до моделей каналів, що розглядаються в [5].

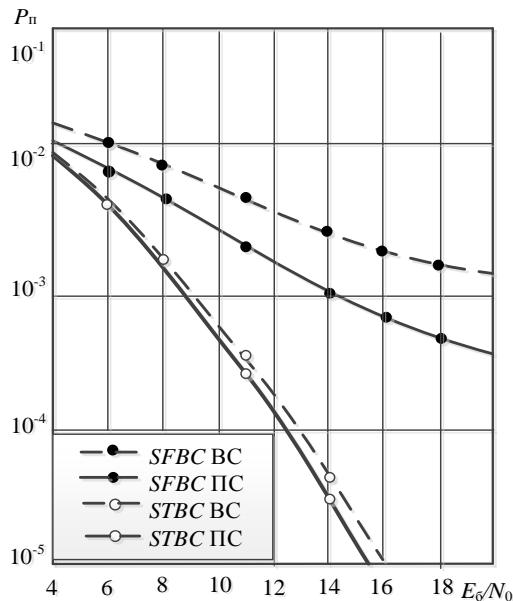


Рис. 2. Завадостійкість *STBC*, *SFBC* в стаціонарному каналі ($f_d T = 0$) з різним рівнем селективності

Аналіз кривих рис. 2 показує критичність *SFBC* до рівня частотної селективності, в умовах якої полоса когерентності каналу $\Delta F_k \leq 2\Delta f$. В результаті нерівномірності амплітудно-частотної характеристики в межах суміжних підканалів детектор *ML SFBC* не є оптимальним, що приводить до втрати його завадостійкості. Так при $P_n = 2 \cdot 10^{-3}$ енергетична ефективність *SFBC* в порівнянні із *STBC* в каналах з ПС та ВС зменшується на 5 дБ та 12 дБ відповідно. Слід зазначити, що завадостійкість системи передачі з *STBC* в обох каналах залишається високою і практично однаковою. Це є наслідком стаціонарності каналу

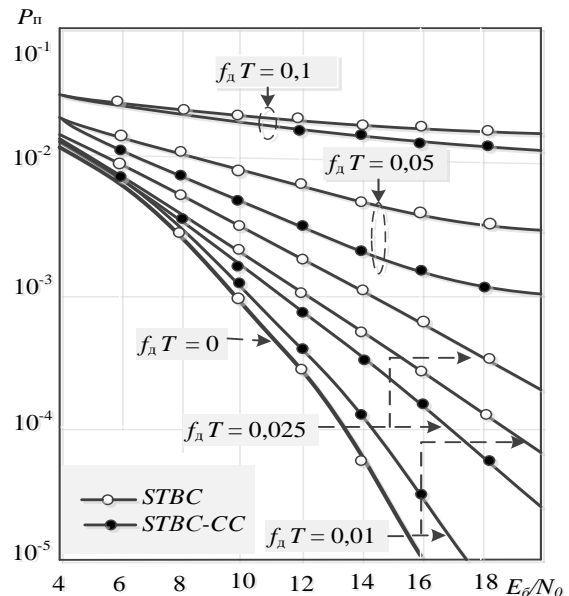


Рис. 3. Завадостійкість *STBC*, *STBC-CC* в каналі з ПС та різним рівнем нестационарності

(оптимальності детектора *ML STBC*) і достатньої кількості піднесучих, що гарантують низький рівень *ISI* в каналах з ПС та ВС. Ефективність запропонованого удосконаленого методу *WHSTBC-CC* для ПС та ВС, що базується на зменшенні кількості піднесучих та одночасному застосуванні перетворення Уолша-Адамара ілюструється кривими на рис. 4 та рис. 5.

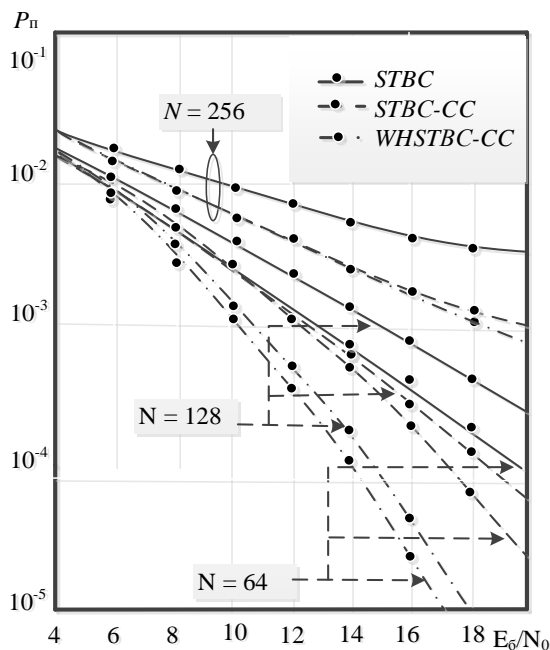


Рис. 4. Порівняння методів *STBC*, *STBC-CC*, *WHSTBC-CC* в каналі з ПС, $f_d = 50$ Гц

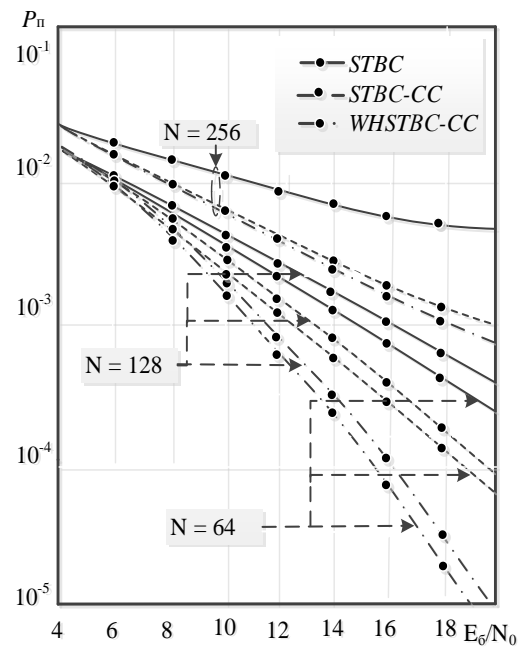


Рис. 5. Порівняння методів *STBC*, *STBC-CC*, *WHSTBC-CC* в каналі з ВС, $f_d = 50$ Гц

Однак, канали систем військового радіозв'язку є нестационарними з переважаючою частотною селективністю. Так аналіз залежності завадостійкості *STBC* та *STBC-CC* від нормованого значення доплерівського зсуву $f_d T = 0,01 \dots 0,1$ (рис. 3) показує, що при $P_n = 10^{-3}$ та $f_d T = 0,01$ втрата енергетичної ефективності для *STBC* складає 2 дБ, а при $f_d T = 0,05$ – перевищує 15 дБ.

Зменшення кількості піднесучих від $N = 256$ до $N = 128$ та $N = 64$ в структурі *WHSTBC-CC* надає при $P_n = 10^{-3}$ енергетичний вигравш в межах 7,0 – 7,5 дБ для обох каналів. Подальше зменшення N є недопустимим в каналах із зазначеними рівнями селективності так, як приводить до погіршення завадостійкості за рахунок високого рівня *ISI*. Тому структура *WHSTBC-CC* з $N = 64$ є оптимальною для типових нестационарних частотно-селективних каналів систем військового радіозв'язку.

Висновки. Таким чином, запропонований удосконалений метод просторово-часового блочного кодування, що ґрунтується на сумісній реалізації процедури *STBC-CC*, оптимальному обмеженні кількості піднесучих $N = 64$ та одночасному посиленні рознесення сигналів кодером Уолша-Адамара (\mathbf{W}_{64}), дозволяє в типових нестационарних частотно-селективних каналах суттєво підвищити надійність, швидкість передачі інформації та енергетичну ефективність систем військового радіозв'язку. Загальний енергетичний вигравш в порівнянні із класичним методом *STBC* ($2 \times 1, N = 256$) при $P_n = 10^{-2} - 5 \cdot 10^{-3}$ складає 5 – 12 дБ. Метод може бути успішно використано при розробці перспективних засобів військового радіозв'язку та широкополосного доступу.

Перспективним напрямком подальших досліджень є розробка ефективних методів просторового кодування для каналів з більш високим рівнем нестационарності ($f_d T > 0,1$) та обмеженим енергетичним ресурсом. Така обстановка має місце при організації зв'язку з високодинамічними наземними об'єктами, безпілотними та іншими літальними апаратами в

умовах інтенсивної постановки противником широкополосних завад.

Підвищення ефективності технології *MIMO-OFDM* в зазначених каналах може бути досягнуто шляхом:

використання просторово-частотного блочного кодування як базового методу рознесення сигналів, що вимагає інваріантності каналу лише в межах одного *OFDM*-символу;

розробки способів підвищення завадостійкості *SFBC* до впливу частотно-селективних завад, що не приводить до посилення шуму в каналі;

сумісної оптимізації структури *SFBC* та системи фазової синхронізації несучої в режимі придушення доплерівського зсуву до нормованих значень $f_d T = 0,05 \dots 0,1$ при використанні ансамбля сигналів $M \leq 4$.

ЛІТЕРАТУРА

1. A. van Zelst Implementation of a MIMO OFDM-based wireless LAN system / A. van Zelst, T.C.W. Schenk // *IEEE Signal Processing Society* – 2004. – vol. 52. – pp. 483 – 494.
2. MIMO-OFDM wireless communications with MATLAB / Yong Soo Cho, Jaekwon Kim, Won Young Yang, Chung G. Kang. – Wiley-IEEE Press, 2010. – 457 с.
3. MIMO-OFDM for LTE, WiFi and WiMAX: Coherent versus Non-coherent and Cooperative Turbo Transceivers / Lajos Hanzo, Yosef Akhtman, Li Wang, Ming Jiang. – Wiley-IEEE Press, 2010. – 692 с.
4. Банкет В.Л. Методы пространственно-временного кодирования для систем радиосвязи / Банкет В.Л., Негазинская Н.В., Токарь М.С. // *Цифрові технології* – 2009. – №6. – С. 5 – 16.
5. Shawbow Abdulkarim Nizamaldeen A comparison between STBC-OFDM and SFBC-OFDM / Shawbow Abdulkarim Nizamaldeen, Thuraya Mahmood Al-Qaradaghi // *International Journal of Arts and Sciences* – 2012. – №5. – С. 157 – 166.
6. K.Lee A novel orthogonal space-time-frequency block code for OFDM systems / K. Lee, Y. Kim and J. Kang // *IEEE Commun. Lett.* – 2009. – vol. 13. – pp. 652 – 654.
7. H.G. Yeh A scheme for canceling intercarrier interference through conjugate transmission for multicarrier communication systems / H. G. Yeh, Y. K. Chang, and B. Hassibi // *IEEE Trans. Wireless Commun.* – 2007. – vol. 6. – pp. 3 – 7.
8. A. Yiwleak and C. Pirak Intercarrier interference cancellation using complex conjugate technique for Alamouti-coded MIMO-OFDM Systems / A. Yiwleak, C. Pirak // *Proc. Int. Conf. ECTI-CON.* – 2010, pp. 1168 – 1172.
9. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение / Бернард Скляр – М.: Издательский дом „Вильямс”, 2003. – 1004 с.
10. Современные беспроводные сети: состояние и перспективы развития / И.А. Гепко, В.Ф. Олейник, Ю.Д. Чайка, А.В. Бондаренко. – К.: „ЕКМО”, 2009. – 671 с.
11. A. Al-Dweik Carrier frequency offset estimation for OFDM systems over mobile Radio channels / A. Al-Dweik, A. Hazmi, S. Younis, B. Sharif, C. Tsimenidis // *IEEE Trans. Veh. Technol.*, – 2010. – vol. 59. – pp. 974 – 979.
12. X. Zeng A blind carrier frequency offset estimation scheme for OFDM systems with constant modulus signaling / X. Zeng, A. Ghayeb // *IEEE Trans. Commun.*, – 2008. – vol. 56. – pp. 1032 – 1037.