

## МЕТОД ПРОСТОРОВО-ЧАСОВОГО БЛОЧНОГО КОДУВАННЯ З ДВОРЕЖИМНОЮ ІНДЕКСНОЮ МОДУЛЯЦІЄЮ ПІДНЕСУЧИХ OFDM ДЛЯ ЧАСТОТНО-СЕЛЕКТИВНИХ КАНАЛІВ БЕЗПРОВОДОВОГО ЗВ'ЯЗКУ

*Запропоновано новий спектрально та енергоефективний метод просторово-часового блочного кодування з ядром Аламоуті та ортогонально-частотно-індексною модуляцією, що забезпечує підвищення достовірності та швидкості передачі інформації. Метод ґрунтується на поєднанні просторово-часового рознесення сигналів та дворежимної індексної модуляції піднесучих OFDM із застосуванням ансамблів сигналів, оптимізованих за показниками ймовірності умовної попарної помилки.*

*Науменко Н.И., Солодовник В.И., Погребняк Л.М. Метод пространственно-временного блочного кодирования с двухрежимной индексной модуляцией поднесущих OFDM для частотно-селективных каналов беспроводной связи. Предложен новый спектрально и энергоэффективный метод пространственно-временного блочного кодирования с ядром Аламоути и ортогонально-частотно-индексной модуляции, который обеспечивает повышение достоверности и скорости передачи информации. Метод основан на сочетании пространственно-временного разнесения сигналов и двухрежимной индексной модуляции поднесущих OFDM с использованием ансамблей сигналов, оптимизированных по показателям условной вероятности попарной ошибки.*

*M. Naumenko, V. Solodovnick, L. Pogrebnyak Method of Space-Time Block Coding with Dual-Mode OFDM Subcarriers Index Modulation for Frequency-Selective Wireless Communication Channels A new spectrally and energy-efficient method of space-time block coding with Alamouti's core and orthogonal-frequency-index modulation is proposed, which provides an increase in the reliability and speed of information transmission. The method is based on a combination of space-time diversity of signals and dual-mode OFDM subcarriers index modulation using constellation sets that are optimized based on the conditional pairwise error probability.*

**Ключові слова:** *індексна модуляція, OFDM, просторово-часове блочне кодування, подвійний режим, завадостійкість, спектральна ефективність.*

**Постановка задачі в загальному вигляді.** Якісна реалізація об'ємних інформаційних додатків та мультимедійних послуг є важливим завданням сучасних безпроводових мереж зв'язку спеціального призначення (БМЗСП). Забезпечення високих швидкостей передачі інформації та достовірності даних ускладнюється через частотно-селективні завмирання в каналах безпроводового зв'язку.

Протягом останнього десятиліття мультиплексування з ортогональним частотним розподілом (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM*) стало практично безальтернативним методом передачі інформації для забезпечення високошвидкісного широкосмугового доступу та мобільного зв'язку в реальних каналах з частотною селективністю. Технологія *OFDM* характеризується підвищеною стійкістю до багатопроменевого поширення сигналу та забезпечує низький рівень міжсимвольної інтерференції (*Inter-Symbol Interference, ISI*) завдяки перетворенню широкосмугового частотно-селективного каналу в множину вузькосмугових підканалів з амплітудними завмираннями. Використання багатопозиційних сигналів фазової (*Phase Shift Keying, M-PSK*) або квадратурно-амплітудної модуляції (*Quadrature Amplitude Modulation, M-QAM*) кожної піднесучої забезпечує високу спектральну ефективність (СЕ) систем з *OFDM* ( $M$  – розмір ансамблю сигналів,  $M = 2, 4, 8, 16, 64, \dots$ ). Такий метод модуляції з багатьма піднесучими розглядається як достатньо конкуруюча альтернатива при розробці мереж мобільного зв'язку нового покоління 5G [1] і вже став невід'ємною частиною практично всіх стандартів безпроводового зв'язку та цифрового телебачення: *LTE, WiMAX IEEE 802.16, WiFi IEEE 802.11 a/g/n* та *DVB* [2 – 5]. У той же час, технологія *OFDM* є чутливою до фазової нестаціонарності сигналу, оскільки через порушення ортогональності піднесучих внаслідок доплерівського зсуву частот та інших випадкових фазових флуктуацій виникає міжканальна інтерференція (*Inter-Channel Interference, ICI*). Недоліком *OFDM* є також високе відношення пікової до середньої потужності радіосигналу (*Peak to Average Power Ratio, PAPR*).

Забезпечуючи достатньо високий ступінь використання каналу за смугою частот (СЕ), *OFDM* потребує удосконалення в частині підвищення енергетичної ефективності (ЕЕ) та подальшого зростання СЕ. Для класу релієвських частотно-селективних каналів найбільш привабливим є метод індексної частотної модуляції піднесучих *OFDM*, що дозволяє одночасно підвищити надійність та швидкість передачі інформації за рахунок введення додаткового частотного виміру.

**Аналіз останніх публікацій.** Метод індексної частотної модуляції піднесучих *OFDM-IM* [6] належить до широкого класу схем з індексною модуляцією (*Index Modulation, IM*) [7; 8], в яких реалізація неявного інформаційно-керованого механізму перемикання стану активності допоміжних блоків передачі дозволяє до них приєднувати певну частину загального потоку біт. Принцип роботи схеми модуляції з додатковим частотним виміром полягає в передачі інформації не тільки за рахунок комплексних *M-PSK/QAM*-символів, а й індексами піднесучих, які активуються в залежності від вхідного потоку інформаційних біт [9]. Основна відмінність схеми *OFDM-IM* порівняно з класичною *OFDM* полягає в тому, що у символах *OFDM* присутні нульові елементи, позиції яких також несуть інформацію. Завдяки деактивації частини піднесучих індексний варіант *OFDM* є більш стійким до міжканальних завад *ICI* в умовах нестаціонарності каналу, дозволяє незначно зменшити *PAPR* та показує кращі показники завадостійкості для значень спектральної ефективності 1 – 4 біт/с/Гц [6; 10]. Таке обмеження за СЕ пов'язане з тим, що виключення з передачі частини піднесучих не завжди компенсується індексними бітами, що призводить до зниження загальної швидкості передачі інформації.

Слід зазначити, що дослідження [6; 9; 10] (цей перелік не обмежується зазначеними) пов'язані з моделюванням релієвського частотно-селективного каналу, де співвідношення сигнал/шум (*Signal-to-Noise Ratio, SNR*) досягає 50 дБ для значень ймовірності бітової помилки  $P_{ном} = 10^{-5}$ , а БМЗСП переважно працюють у складній завадовій обстановці з  $SNR < 25$  дБ. У [11; 12] запропоновано метод просторово-часового блочного кодування (*Space-Time Block Coding, STBC*) з ядром Аламоуті та ортогонально-частотно-індексною модуляцією *OFDM-IM*, що дозволяє підвищити СЕ та ЕЕ класичного методу *STBC-OFDM* [13; 14] з можливістю роботи зі СЕ до 4 біт/с/Гц при  $SNR < 25$  дБ. Однак при необхідності забезпечити високі показники СЕ ефективність методу *STBC-OFDM-IM*, так само як і *OFDM-IM*, втрачається при використанні ансамблів сигналів великого розміру  $M > 16$  [6; 11; 12]. Таким чином, метод *STBC-OFDM-IM* потребує подальшого удосконалення в частині підвищення СЕ та ЕЕ.

Одночасно підвищити показники спектральної та енергетичної ефективності методу *OFDM-IM* дозволяє схема дворежимної індексної модуляції піднесучих (*Dual-Mode OFDM-IM, DM-OFDM-IM*). У системах із *DM-OFDM-IM* використовуються усі піднесучі, що діляться на субблоки по два піднабори у кожному, з подальшою модуляцією піднесучих у піднаборах парою різних (модифікованих) ансамблів сигналів з постійною [15; 17] чи змінною [16; 18] кількістю активованих піднесучих, при однакових [15] або різних розмірах ансамблів сигналів  $M$  [16 – 18]. Таким чином, інформаційні біти передаються не тільки модульованими піднесучими *OFDM*, а й їх індексами, що визначають режим ансамблю сигналів для кожного піднабору. У [19] показано, що використання запропонованих у [15 – 17] модифікованих пар ансамблів сигналів надмірно збільшує потужність випромінювання, а невірно визначений приймачем набір активації піднесучих призводить до пакетування помилок при детектуванні модуляційних символів. Також у [19] запропоновано два нових види ансамблів сигналів *QPSK (Quadrature PSK)* та *16-QAM*, оптимізованих за показниками ймовірності умовної попарної помилки, застосування яких забезпечує підвищення СЕ та ЕЕ методу *DM-OFDM-IM*.

**Метою даної статті** є підвищення спектральної та енергетичної ефективності методу *STBC-OFDM-IM* у частотно-селективному каналі. Для цього розроблено нову сигнально-кодову конструкцію (СКК) із об'єднанням дворежимної індексної модуляції піднесучих

OFDM та ортогонального просторово-часового блочного кодування *STBC-DM-OFDM-IM*.

**Виклад основного матеріалу.** Узагальнена структурна схема технології *STBC-DM-OFDM-IM* представлена на рис. 1. Для простоти викладення змісту досліджень розглядається прийом сигналів на одну антену ( $R_x = 1$ ). Отримані результати легко узагальнюються для випадку, коли  $R_x > 1$ .

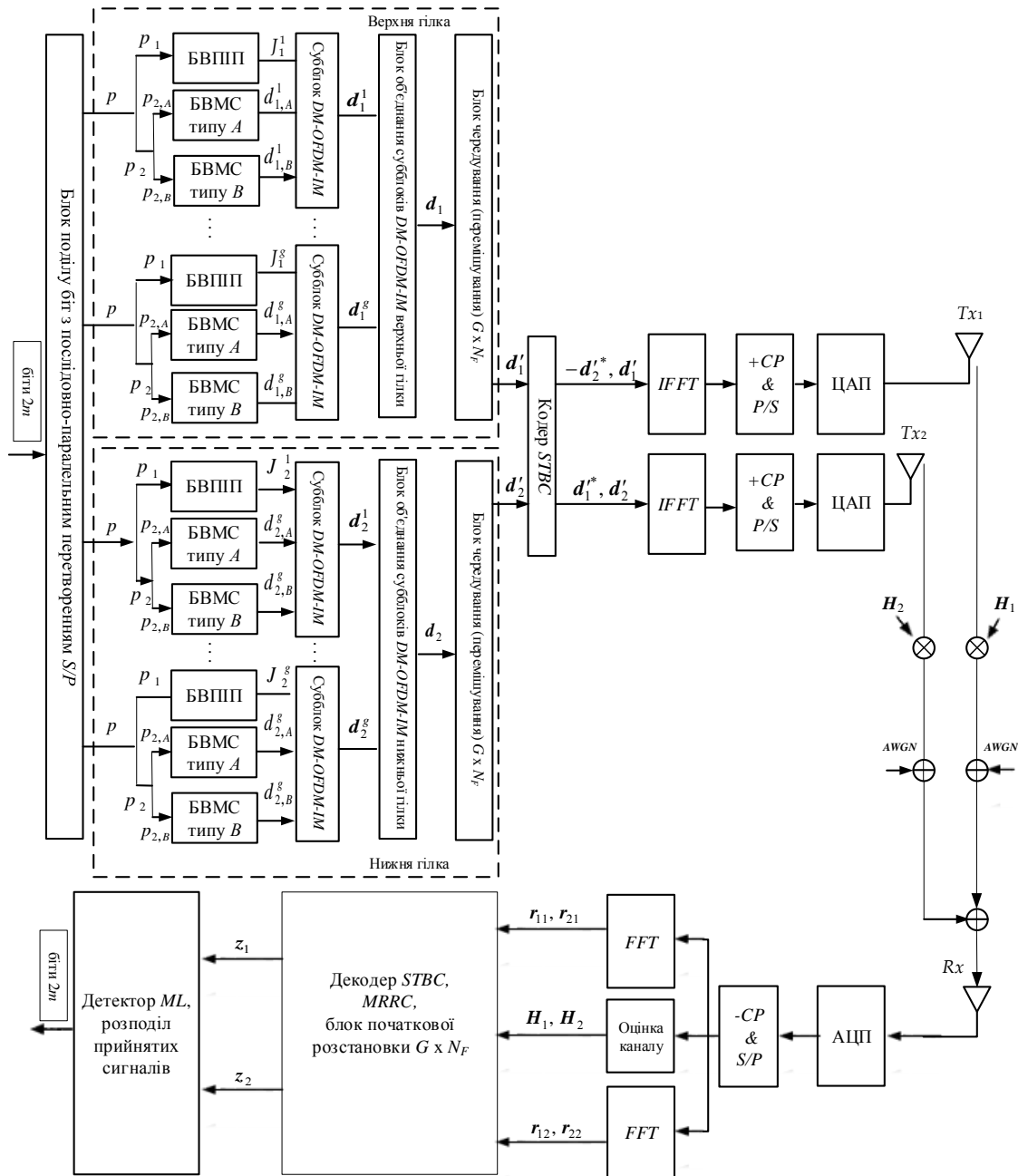


Рис. 1. Структурна схема *STBC-DM-OFDM-IM 2x1*

Загальна вхідна послідовність із  $2m$  інформаційних біт після послідовно-паралельного перетворення (*Serial-to-Parallel, S/P*) розподіляється симетрично на дві гілки по  $m$  біт, кожна з яких містить  $G$  груп по  $p = p_1 + p_2$  біт, тобто

$$m = pG = (p_1 + p_2)G, \quad (1)$$

де  $p_1 = \left\lfloor \log_2 \left( C \binom{N}{K} \right) \right\rfloor$  – біти, що використовуються для визначення  $K$  піднесучих, які модулюються символами ансамблю сигналів  $D(M_A)$  типу  $A$  розміром  $M_A$  у кожному

субблоці *DM-OFDM-IM* довжиною  $N = N_F / G$ ;  $N_F$  – загальна кількість піднесучих OFDM – розмір вікна зворотного швидкого перетворення Фур’є ЗШПФ (*Inverse Fast Fourier Transform, IFFT*);  $\lfloor x \rfloor = \max \{ a \in \mathbf{Z} \mid a \leq x \}$ ,  $\mathbf{Z}$  – множина цілих чисел;  $C \binom{N}{K}$  – кількість комбінацій із  $N$  по  $K$ . Решта  $(N - K)$  піднесучих модулюються символами ансамблю сигналів  $\mathbf{D}(M_B)$  типу  $B$  розміром  $M_B$ . Таким чином,  $p_2 = p_{2,A} + p_{2,B} = K \log_2 M_A + (N - K) \log_2 M_B$ . Слід зазначити, що для надійного детектування індексних біт при обмеженні на однаковий розмір ансамблів сигналів ( $M_A = M_B = M$ ), необхідно забезпечити можливість їх розрізнити:  $M_A \cap M_B = \emptyset$  [15].

Процедура визначення  $K$  піднесучих, які модулюються символами ансамблю сигналів типу  $A$ , та  $(N - K)$  піднесучих – типу  $B$ , здійснюється на основі таблиць відповідності (*Lookup Tables, LUT*), що дозволяє реалізацію оптимального *ML*-декодера при  $K < N \leq 8$  [15].

На виході блоків визначення піднаборів індексів піднесучих (БВПІ) формуються послідовності

$$\begin{aligned} J_{i,A}^g &= \{ j_{i,A}^g(1), \dots, j_{i,A}^g(K) \}; j_{i,A}^g(k) \in \{1, \dots, N\}; k = 1, \dots, K; g = 1, \dots, G; i = \{1, 2\}, \\ J_{i,B}^g &= \{ j_{i,B}^g(1), \dots, j_{i,B}^g(N - K) \}; j_{i,B}^g(l) \in \{1, \dots, N - K\}; l = 1, \dots, N - K. \end{aligned} \quad (2)$$

Слід зауважити, що  $J_{i,B}^g$  формується після та на основі визначення  $J_{i,A}^g$ .

Блоки вибору модуляційних символів (БВМС) ансамблів  $\mathbf{D}(M_{A,B})$  із урахуванням (2) визначають послідовності з  $K$  та  $(N - K)$  модуляційних символів

$$\begin{aligned} \{ d_{i,A}^g(n) \}_{n \in J_{i,A}^g}, n = 1, \dots, N, d_{i,A}^g \in \mathbf{D}(M_A), \\ \{ d_{i,B}^g(l) \}_{l \in J_{i,B}^g}, l = 1, \dots, N - K, d_{i,B}^g \in \mathbf{D}(M_B), \end{aligned} \quad (3)$$

за допомогою яких кожний субблок *DM-OFDM-IM* формує вектор

$$\mathbf{d}_i^g = [ d_i^g(1) \ d_i^g(2) \ \dots \ d_i^g(N) ]^T, \text{ де}$$

$$\begin{aligned} d_i^g(n) &= d_{i,A}^g(n), n \in J_{i,A}^g, \\ d_i^g(l) &= d_{i,B}^g(l), l \in J_{i,B}^g. \end{aligned} \quad (4)$$

Після об’єднання субблоків формується загальний вектор сигналів *DM-OFDM-IM* для всіх передавальних антен:

$$\mathbf{d}_i \left( J_i^g, d_i^g(n), d_i^g(l) \right) = [ d_i(1) \ d_i(2) \ \dots \ d_i(N_F) ]^T. \quad (5)$$

З метою максимізації спектральної та енергетичної ефективності *DM-OFDM-IM* блоки чередування  $G \times N_F$  перемішують субблоки піднесучих у гілках схеми, що забезпечує статистичну незалежність коефіцієнтів каналної матриці.

Згідно алгоритму Аламоуті у момент часу  $t$  верхньою та нижньою гілками передаються вектори сигналів  $\mathbf{d}'_1$  та  $\mathbf{d}'_2$  відповідно, а у момент часу  $t + T$  – їх комплексно спряжені копії  $-\mathbf{d}'_2^*$  та  $\mathbf{d}'_1^*$ .

Після виконання процесу *IFFT*, формування пілот-сигналів, додавання циклічного префіксу *CP* (*Cyclic Prefix*), паралельно-послідовного (*Parallel-to-Serial, P/S*) та цифро-аналогового перетворення (ЦАП) здійснюється передача *DM-OFDM-IM* сигналів за допомогою антен  $Tx_i, i = \{1, 2\}$ .

На приймальній стороні на вході декодера Аламоуті вектори сигналів у моменти часу  $t$  та  $t + T$  визначаються системою рівнянь:

$$\begin{cases} \mathbf{r}_{11} = \mathbf{H}_1 \mathbf{d}'_1 + \mathbf{w}_1, \\ \mathbf{r}_{21} = \mathbf{H}_2 \mathbf{d}'_2 + \mathbf{w}_2, \\ \mathbf{r}_{12} = -\mathbf{H}_1 \mathbf{d}'_2 + \mathbf{w}_1, \\ \mathbf{r}_{22} = \mathbf{H}_2 \mathbf{d}'_1 + \mathbf{w}_2, \end{cases} \quad (6)$$

де  $\mathbf{r}_{i\zeta}$  – сигнальні вектори, що приймаються від  $i$ -ої антени в момент часу  $\zeta = \{1, 2\}$ ,  $\mathbf{H}_i = \text{diag} \left[ |H_{1i}|^2 \ |H_{2i}|^2 \ \dots \ |H_{N_F i}|^2 \right]$ ,  $i = \{1, 2\}$  – діагональна матриця з елементами, що визначають частотну характеристику кожного з  $N_F$  підканалів  $i$ -ої антени,  $\mathbf{w}_i = [w_{i1} \ w_{i2} \ \dots \ w_{iN_F}]^T$  – вектор значень адитивного білого гаусівського шуму (*Additive White Gaussian Noise, AWGN*).

Після обробки блоком початкової розстановки вихідні сигнали декодера *STBC*

$$\begin{aligned} \mathbf{z}_1 &= (\mathbf{H}_1^* \mathbf{r}_{11} + \mathbf{H}_2^* \mathbf{r}_{22} + \mathbf{w}_1) = (\mathbf{H}_1 + \mathbf{H}_2) \mathbf{d}_1, \\ \mathbf{z}_2 &= (-\mathbf{H}_1^* \mathbf{r}_{12} + (\mathbf{H}_2^*)^* \mathbf{r}_{21} + \mathbf{w}_2) = (\mathbf{H}_1 + \mathbf{H}_2) \mathbf{d}_2 \end{aligned} \quad (7)$$

надходять до детектора максимальної правдоподібності ML, який за допомогою метрики

$$\hat{\mathbf{d}}_i^g(\hat{j}_{i,A}^g, \hat{d}_i^g(n)) = \arg \min_{J_{i,A}^g, d_{i,A}^g} \sum_{k=1}^N \left| \mathbf{z}_{i,k}^g(J_{i,A}^g) - \mathbf{H}_{i,k}^g d_{i,k}^g \right|^2 \quad (8)$$

формує оцінки комплексних символів  $d_{i,A}^g \in \mathbf{D}(M_A)$  та активованого набору піднесучих  $j_{i,A}^g(k)$  для кожного субблоку. У (8)  $\mathbf{z}_{i,k}^g(J_{i,A}^g)$  – оцінки отриманих сигналів у кожному субблоці  $g$ ;  $\mathbf{H}_{i,k}^g$  – частотна характеристика підканалів  $g$ -го субблоку;  $\mathbf{d}_{i,k}^g$  – вектор переданого сигналу. Після детектування піднаборів  $J_{i,A}^g$  та відповідних їм модуляційних символів  $\mathbf{D}(M_A)$  на основі *LUT* визначаються піднабори  $J_{i,B}^g$  та символи  $\mathbf{D}(M_B)$ .

Порядок складності реалізації *ML*-детектора –  $O\left(C \binom{N}{K} M^N\right)$  для кожного субблоку – зростає експоненційно, тому його практичне застосування стає неможливим при великих значеннях  $M$  та  $N$ . У таких випадках часто використовуються субоптимальні алгоритми детектування, що окремо визначають індексні та модуляційні біти, через що втрачається ЕЕ.

Для параметрів  $N = 4$ ,  $K = \{2, 3\}$ ,  $\mathbf{D}(M_{A,B}) \in \{BPSK, QPSK\}$ , що представляють практичний інтерес, можлива реалізація оптимального *ML*-детектора на базі сучасних цифрових процесорів обробки сигналів.

Без урахування *CP* запропонований метод *STBC-DM-OFDM-IM* з ядром Аламоуті забезпечує СЕ [біт/с/Гц]

$$\eta^{STBC-DM-OFDM-IM} = \frac{\left\lfloor \log_2 \left( C \binom{N}{K} \right) \right\rfloor + K \log_2 M_A + (N - K) \log_2 M_B}{N}. \quad (9)$$

Метод *STBC-OFDM-IM* з ядром Аламоуті забезпечує менші показники СЕ:

$$\eta^{STBC-OFDM-IM} = \frac{\left\lfloor \log_2 \left( C \binom{N}{K} \right) \right\rfloor + K \log_2 M}{N}. \quad (10)$$

**Результати моделювання.** Оцінку адекватності та ефективності запропонованого методу проведено з використанням пакету *Simulink* у середовищі моделювання *MATLAB*. Узагальнені параметри безпроводових систем передачі інформації, що моделюються, наведено в таблиці 1. Зазначені характеристики каналів є найбільш типовими для сучасних

БМЗСП і близькі до моделей, що розглядаються в [20; 21] та рекомендаціях [22; 23; 24].

Таблиця 1

Кількість піднесучих OFDM, $N_F$	256
Частотний інтервал між піднесучими, $\Delta f$	10,9375 кГц
Тривалість OFDM символу, $T_{\text{ymb}}$	102,86 мкс
Частота дискретизації, $f_s$	2,8 МГц
Кількість променів, $L$	6
Коефіцієнти підсилення променів, дБ	[-2.5, 0, -3, -5, -2, -4]
Затримки променів, мкс	[0, 0.3, 1.0, 1.6, 5.0, 6.6]
Середньоквадратичне значення затримки $\tau$ в каналі, мкс	3,48
Види модуляції	<i>BPSK, QPSK</i>
Схеми MIMO $T_x \times R_x$	$2 \times 1$

Аналіз кривих рис. 2 показує, що застосування методу *STBC-OFDM-IM* (4, 2) ( $N = 4, K = 2$ ) із *BPSK* ( $\eta = 1$  біт/с/Гц) дає ЕВ близько 6,2 дБ при  $P_{\text{ном}} = 10^{-5}$  у порівнянні з класичним *STBC-OFDM*. Структура *OFDM-IM* (4, 3) в цих же умовах одночасно забезпечує і вигреш за СЕ на 20% при незначному зменшенні ЕВ до 5,1 дБ. Метод *STBC-DM-OFDM-IM* (4, 2) дає вигреш за СЕ додатково на 20% порівняно з показниками СЕ однорежимного *STBC-OFDM-IM* (4, 3) з підвищеним ЕВ на 4,7 дБ. Енергетичний вигреш методу *STBC-DM-OFDM-IM* (4, 2) порівняно з *STBC-OFDM-IM* (4, 2), що не дає вигрешу за СЕ, складає 3,5 дБ. У якості режимів ансамблю сигналів *BPSK* використовуються запропоновані у [15]  $\mathbf{D}(M_A) = \{1, -1\}$  та  $\mathbf{D}(M_B) = \{j, -j\}$ .

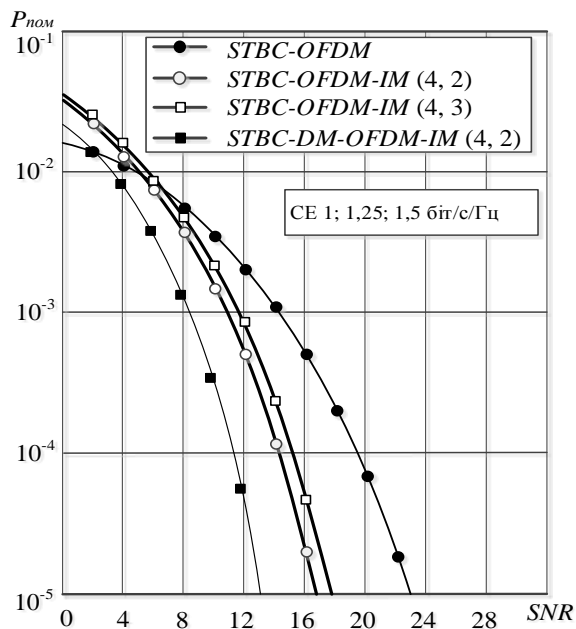


Рис. 2. Завадостійкість *STBC-OFDM*, *STBC-OFDM-IM* (4, 2); (4, 3) та *STBC-DM-OFDM-IM* (4, 2), *BPSK*  $2 \times 1$ , *ML*

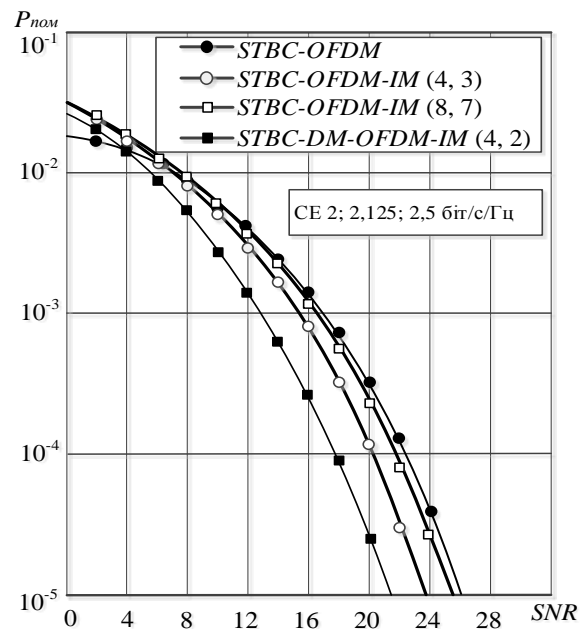


Рис. 3. Завадостійкість *STBC-OFDM*, *STBC-OFDM-IM* (4, 3); (8, 7) та *STBC-DM-OFDM-IM* (4, 2), *QPSK*  $2 \times 1$ , *ML*

На рис. 3 продемонстровано ЕВ методу *STBC-OFDM-IM* (4, 3) порівняно з класичним *STBC-OFDM* із *QPSK*, що складає 2,1 дБ за умови однакових значень  $\eta = 2$  біт/с/Гц. Структура (8, 7) у схемі *STBC-OFDM-IM* програє за ЕЕ структурі (4, 3) на 1,8 дБ, проте перша дає додатковий вигреш за СЕ на 6%. Дворежимний *STBC-DM-OFDM-IM* (4, 2)

забезпечує  $\eta = 2,5$  біт/с/Гц, що на 18% більше порівняно з *STBC-OFDM-IM* (8, 7) та дає додатковий ЕВ близько 4 дБ. Енергетичний виграш *STBC-DM-OFDM-IM* (4, 2) порівняно з методом *STBC-OFDM-IM* (4, 3) (що не дає виграшу за СЕ) складає 2,4 дБ. Оптимізовані за показниками ймовірності умовної попарної помилки (*Conditional Pairwise Error Probability, CPEP*) модифіковані ансамблі сигналів *QPSK*, які застосовуються при моделюванні в методі *STBC-DM-OFDM-IM*, запропоновані у [19] та мають вигляд

$$D(M_A) = \{0,7 + 0,7j; -1,3 + 0,7j; -1,3 - 1,3j; 0,7 - 1,3j\},$$

$$D(M_B) = \{1,3 + 1,3j; -0,7 + 1,3j; -0,7 - 0,7j; 1,3 - 0,7j\}.$$

Слід зазначити, що застосування модифікованих варіантів ансамблю сигналів 16-QAM [19] у методі *STBC-DM-OFDM-IM* також дає виграш за СЕ до 12,5% порівняно однорежимним *STBC-OFDM-IM* (з однаковими структурами субблоків) за рахунок зменшеного ЕВ, проте кількість обчислень у такому випадку не дасть можливості реалізації оптимального *ML*-детектора. Вибір конфігурацій *MIMO*  $2 \times 1$  гарантує мінімальні масогабаритні показники мобільних станцій при забезпеченні необхідного рівня декореляції антен, що важливо для оперативного та ефективного виконання завдань у сучасних БМЗСП.

**Висновки.** Таким чином, запропонована сигнально-кодова конструкція із об'єднанням дворезимної індексної модуляції піднесучих *OFDM* та ортогонального просторово-часового блочного кодування *STBC-DM-OFDM-IM* з ядром Аламоуті дає можливість підвищити спектральну та енергетичну ефективність методу однорежимного методу *STBC-OFDM-IM*, Отриманий ЕВ (до 4,7 дБ при  $P_{ном} = 10^{-5}$ ) від застосування такої СКК у порівнянні з методом *STBC-OFDM-IM* дає можливість покращити достовірність передачі цифрової інформації при фіксованій енергетиці з одночасним підвищенням СЕ на значення, що не перевищують 20% для ансамблів сигналів невеликого розміру ( $M_{max} = 16$ ). Метод може бути застосований для підвищення завадостійкості безпроводових систем зв'язку нового покоління, а також в сучасних безпроводових мережах зв'язку спеціального призначення, що потребують якісної реалізації об'ємних мультимедійних додатків з високою енергетичною ефективністю, в умовах обмеженості енергетичного ресурсу ( $SNR < 25$  дБ) та у складній завадовій обстановці зі СЕ до 4,5 біт/с/Гц. Для забезпечення максимального виграшу за СЕ, ЕЕ та з метою забезпечення можливості реалізації компактних радіостанцій при використанні запропонованого методу *STBC-DM-OFDM-IM* доцільно обмежитись такими параметрами

$$K < N \leq 4, R \leq T = 2, D(M) = \{BPSK, QPSK\}.$$

**Перспективним напрямком подальших досліджень** є дослідження завадостійкості запропонованого методу *STBC-DM-OFDM-IM* для каналів з різним рівнем нестационарності для організації зв'язку з високодинамічними об'єктами.

#### ЛІТЕРАТУРА

1. Panwar N., Sharma S., Singh A. A Survey on 5G: The Next Generation of Mobile Communication // Physical Communication. – 2016. – Vol. 18. – P. 64 – 84.
2. Hanzo L., Akhtman Y.(J.), Wang L., Jiang M. MIMO-OFDM for LTE, WiFi and WiMax. Coherent versus Non-coherent and Cooperative Turbo-transceivers. – UK: J.W.S. – 2011. – 658 p.
3. Digital Video Broadcasting (DVB); Framing structure, channel coding and modulation for digital terrestrial television // ETSI EN 300 744 V1.5.1 (2004-06).
4. Andrews J., Ghosh A., Rias M. Fundamentals of WiMAX: Understanding Broadband Wireless Networking (Prentice Hall Communications Engineering and Emerging Technologies Series) // Pearson Education. Prentice Hall, USA. – 2007. – 449 p.
5. Dahlman E., Parkvall S., Skold J. 4G: LTE/LTE-advanced for mobile broadband // Academic press. – 2013. – 431 p.
6. Basar E., Aygolu U., Erdal P., Poor V. Orthogonal Frequency Division Multiplexing with Index Modulation // IEEE Trans. on Signal Processing. – 2013. – Vol. 16, No. 22. – P.5536 – 5549.
7. Basar E., Wen M., Mesleh R., Renzo M., Xiao Y., Haas H. Index Modulation Techniques

for Next-Generation Wireless Networks // Special section on index modulation techniques for next-generation wireless networks. *IEEE Access*. – 2017. – Vol. 5, P. 16693 – 16746.

8. Cheng X., Zhang M., Wen M., Yang L. Index Modulation for 5G: Striving to Do More with Less // *IEEE Wireless Communications*. – 2018. – Vol. 25, No. 2, P. 126 – 132.

9. Wen M., Cheng X., Ma M., Jiao B., Poor V. On the achievable rate of OFDM with index modulation // *IEEE Transactions on Signal Processing*. – 2016. Vol. 64, No. 8. – P. 1919 – 1932.

10. Basar E., Aygolu U., Panayirci E. Orthogonal frequency division multiplexing with index modulation in the presence of high mobility // *IEEE International Black Sea Conference on Communications and Networking*. – 2012. – P. 147 – 151.

11. Солодовник В.І. Методи просторово-часового блочного кодування з індексною модуляцією піднесучих OFDM для частотно-селективних та нестационарних каналів безпроводового зв'язку // XIII Міжнародна науково-технічна конференція «Перспективи телекомунікацій» ПТ-2019: Збірник матеріалів конференції. – К.: КПІ ім. Ігоря Сікорського. – 2019. – С. 153 – 155.

12. Науменко М.І., Солодовник В.І. Сигнально-кодові конструкції з індексною модуляцією піднесучих OFDM та просторово-часовим блочним кодуванням для частотно-селективних та нестационарних каналів безпроводового зв'язку // *Електронне наукове фахове видання “Проблеми телекомунікацій”*, Харківський Національний Університет Радіоелектроніки, [схвалено рецензентами; Збірник №2 (25), 2019 готується до видання].

13. Li C., Li G., Liu H. Performance Comparison of the STBC-OFDM Decoders in a Fast Fading Channel // *Journal of Marine Sc. and Technology*. – 2012. – Vol. 20, No. 5. – P. 534 – 540.

14. Youssefi M., Bounouader N., Guennoun Z., Abbadi J. Adaptive Switching between Space-Time and Space-Frequency Block Coded OFDM Systems in Rayleigh Fading Channel // *Int. Journal of Communications, Network and System Sciences*. – 2013. – Vol. 6. – P. 316 – 323.

15. Mao T., Wang Z., Wang Q., Chen S., Hanzo L. Dual-mode index modulation aided OFDM // *IEEE Access*. – 2017. – Vol. 5, P. 50 – 60.

16. Mao T., Wang Q., Wang Z. Generalized dual-mode index modulation aided OFDM // *IEEE Communications Letters*. – 2017. – Vol. 21, No. 4. – P. 761 – 764.

17. Zhang X., Bie H., Ye Q., Lei C., Tang X. Dual-mode index modulation aided OFDM with constellation power allocation and low-complexity detector design // *IEEE Access*. – 2017. – Vol. 5. – P. 23871 – 23880.

18. Mao T., Wang Q., Quan J., Wang Z. Zero-padded orthogonal frequency division multiplexing with index modulation using multiple constellation alphabets // *IEEE Access*. – 2017. – Vol. 5. – P. 21168 – 21178.

19. Kim K.-H., Hosung P. New Design of Constellation and Bit Mapping for Dual Mode OFDM-IM // *IEEE Access*. – 2019. – Vol. 7. – P. 52573 – 52580.

20. Fazel K., Kaiser S. Multi-carrier and spread spectrum systems: Second Edition // WILEY. – 2008. – 360 p.

21. Kalbat F., Al-Dweik A., Sharif B., Karagiannidis G. Robust Precoded MIMO-OFDM for Mobile Frequency-Selective Wireless Channels // *IEEE Wireless Conference and Networking Conference (WCNC). Track 1: PHY and Fundamentals* – 2016. – 6 p.

22. Physical layer aspects for evolved Universal Terrestrial Radio Access (UTRA) (Rel. 7). Third-Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; Technical Report 3GPP TR 25.814 V7.1.0 (2006-09). Режим доступу: <http://www.qtc.jp/3GPP/Specs/25814-710.pdf>.

23. LTE; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Base Station (BS) radio transmission and reception (3GPP TS 36.104 version 8.2.0 Release 8). Technical Specification // ETSI TS 136 104 V8.2.0 (2008-11). Режим доступу: [https://www.etsi.org/deliver/etsi\\_ts/136100\\_136199/136104/08.02.00\\_60/ts\\_136104v080200p.pdf](https://www.etsi.org/deliver/etsi_ts/136100_136199/136104/08.02.00_60/ts_136104v080200p.pdf).

24. ETSI TS 136 104 V8.2.0 (2008-11).