

УДК 621.396

СИГНАЛЬНО-КODOVІ КОНСТРУКЦІЇ З ІНДЕКСНОЮ МОДУЛЯЦІЄЮ ПІДНЕСНИХ OFDM ТА ПРОСТОРОВО-ЧАСОВИМ БЛОЧНИМ КОДУВАННЯМ ДЛЯ ЧАСТОТНО-СЕЛЕКТИВНИХ ТА НЕСТАЦІОНАРНИХ КАНАЛІВ БЕЗПРОВОДОВОГО ЗВ'ЯЗКУ



[М.І. НАУМЕНКО](#), [В.І. СОЛОДОВНИК](#)

Військовий інститут телекомунікацій та інформатизації ім. Героїв Крут

Abstract – New spectrally and energy-efficient signal-code construction (SCC) based on Index Modulation aided OFDM and Space-Time Block Coding, and also its noise-immune version in phase instability conditions with Inter-Channel Interference compensation operator, built into Alamouti's coder structure, and increasing signals frequency diversity operator (Walsh-Hadamard) are proposed. In a complicated interference environment, first of all, under the influence of electronic suppression means, such methods increase simultaneously the data rate and reliability of digital information transmission. The SCCs enhance the noise immunity of the new generation wireless systems, as well as modern wireless communication networks of special purpose, which require high-quality implementation of bulky multimedia applications with high energy efficiency, in conditions of limited energy resources with spectral efficiency up to 4 bits/s/Hz. Using two transmit and no more than a pair of receive antennas guarantees the minimum weight-dimensional characteristics of mobile stations while providing the necessary level of antenna space decorrelation. The highest informational efficiency of such methods is achieved by applying reference look-up tables for short subblocks and small signal constellations, which allows the practical implementation of an optimal Maximum Likelihood Detector based on modern digital signal processors.

Анотація – Запропоновано нову спектрально та енергоефективну сигнально-кодovu конструкцію (СКК) з об'єднаною ортогонально-частотно-індексною модуляцією та просторово-часовим блочним кодуванням, а також її завадостійку версію в умовах фазової нестаціонарності з оператором компенсації міжканальних завад, вкладеним у структуру кодера Аламоуті, та оператором (Уолша-Адамара) посиленого частотного рознесення сигналів. У складній завадовій обстановці, насамперед, під час роботи засобів радіоелектронного подавлення, такі методи дозволяють одночасно підвищити достовірність та швидкість передачі цифрової інформації. Найбільша інформаційна ефективність таких СКК досягається при використанні коротких субблоків та ансамблів сигналів невеликого об'єму.

Аннотация – Предложена новая спектрально и энергоэффективная сигнально-кодovая конструкция (СКК) с объединенной ортогонально-частотно-индексной модуляцией и пространственно-временным блочным кодированием, а также ее помехоустойчивая версия в условиях фазовой нестационарности с оператором компенсации межканальных помех, вложенным в структуру кодера Аламоуті, и оператором (Уолша-Адамара) усиленного частотного разнесения сигналов. В сложной помеховой обстановке, прежде всего, при работе средств радиоэлектронного подавления, такие методы позволяют одновременно повысить достоверность и скорость передачи цифровой информации. Наибольшая информационная эффективность таких СКК достигается при использовании коротких субблоков и ансамблей сигналов небольшого объема.

Вступ

Сучасні безпроводові мережі зв'язку спеціального призначення (БМЗСП) повинні забезпечувати високі показники завадостійкості, швидкості передачі інформації та якісну реалізацію об'ємних інформаційних мультимедійних додатків з урахуванням можливості їх автоматичного засекречування. В умовах складної завадової обстановки це вимагає підвищення інформаційної ефективності БМЗСП шляхом наближення пропускнуої спроможності каналів практично до теоретичних меж. При обмежених частотно-енергетичних та просторових ресурсах високоефективно вико-

ристання реальних безпроводових каналів зв'язку суттєво ускладнюється через частотно-селективні завмирання (Frequency-Selective Fading) та фазову нестаціонарність сигналів, спричинену мобільністю абонентських пристроїв, а також динамічним переміщенням пунктів та органів управління. На теперішній час найбільш продуктивним методом для забезпечення високої інформаційної, енергетичної (ЕЕ) та спектральної (СЕ) ефективності БМЗСП є технологія сумісного застосування багатоелементних антен (Multiple Input-Multiple Output, MIMO) та ортогонального частотного мультиплексування (Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM). Технологія MIMO базується на методах ортогонального, квазіортогонального та неортогонального просторово-часового кодування сигналів і суттєво підвищує ЕЕ та/або СЕ. Технологія OFDM характеризується підвищеною стійкістю до багатопробеневого поширення сигналів та забезпечує низький рівень міжсимвольної інтерференції (Inter-Symbol Interference, ISI). Недоліком OFDM є міжканальна інтерференція (Inter-Channel Interference, ICI) через порушення ортогональності піднесних внаслідок доплерівського зсуву частот (ДЗЧ) та інших випадкових фазових флуктуацій сигналу. Крім того, OFDM має високе відношення пікової до середньої потужності радіосигналу (Peak to Average Power Ratio, PAPR).

Враховуючи наведені переваги та можливість ефективного управління частотно-енергетичним ресурсом, технологія MIMO-OFDM є невід'ємною частиною практично всіх стандартів безпроводового зв'язку: Long-Term Evolution (LTE) і LTE-Advanced (LTE-A), IEEE 802.16 WiMAX та IEEE 802.11 a/g/n Wi-Fi [1 – 5]. Найбільш широке застосування знайшов метод ортогонального просторово-часового блочного кодування (Orthogonal Space-Time Block Coding, OSTBC) для двох передавальних антен T_x , відомий як схема Аламоуті [6]. Вона забезпечує повне рознесення сигналів ($2 \cdot R_x$, де R_x – кількість приймальних антен), максимальну швидкість просторового коду, що дорівнює одиниці, та лінійну складність декодера максимальної правдоподібності (Maximum Likelihood, ML).

Багатоантенна система STBC-OFDM [7] є стійкою до частотної селективності каналу, однак у нестаціонарних умовах її ефективність суттєво знижується через порушення умови квазістаціонарності каналу на довжині слова просторового коду. Навіть при використанні схеми Аламоуті в якості ядра STBC-OFDM, коли має місце мінімальна довжина просторово-часового кодового слова, що складається з двох сигнальних елементів, забезпечення надійної передачі інформації є проблемним.

Ефективним способом зменшення негативного впливу фазових флуктуацій сигналів є алгоритм їх комплексної спряженої компенсації (Complex Conjugate, CC) [8, 9]. У [10] метод STBC-CC-OFDM отримав подальше удосконалення шляхом оптимального обмеження кількості піднесних та одночасного посилення рознесення інформаційної послідовності сигналів за рахунок ортонормованого перетворення Уолша-Адамара (Walsh-Hadamard, WH). Результуючий метод WHSTBC-CC-OFDM має значний енергетичний виграш (ЕВ) від рознесення в нестаціонарному частотно-селективному каналі зв'язку. Однак цей метод, як і класичний STBC-OFDM, потребує удосконалення як в частині підвищення СЕ, так і ЕЕ, насамперед, при низь-

ких співвідношеннях сигнал/шум (Signal-to-Noise Ratio, SNR), що мають місце при роботі засобів постановки навмисних завад. Навмисні завмирання призводять до підвищення значень ймовірності бітової помилки ($P_{ном} > 10^{-2}$), при яких завадостійке кодування втрачає ефективність, а надійна робота систем автоматичного засекречування не гарантується внаслідок порушення синхронізації шифраторів.

Слід зазначити, що поєднання частотного (frequency diversity) та просторового (spacial diversity) рознесення сигналів дає більший вигравш порівняно з використанням будь-якого з них окремо. Перетворення Уолша-Адамара дозволяє зменшити пік-фактор у системах з OFDM [11], а спільне застосування кодера WH з часовою (WH-STBC-OFDM) та частотною (WH-SFBC-OFDM) версією схеми Аламоуті додатково дозволяє істотно підвищити завадостійкість передачі інформації [12, 13].

Традиційні шляхи підвищення СЕ та ЕЕ вичерпали себе через частотно-енергетичну та просторову обмеженість безпроводового каналу зв'язку. Збільшити швидкість передачі інформації можливо завдяки введенню додаткових сигнальних вимірів, що забезпечують формування та передачу певної частини інформаційних біт, шляхом реалізації неявного інформаційно-керованого механізму перемикання стану активності допоміжних блоків передачі. Для класу релеївських частотно-селективних нестаціонарних каналів найбільш привабливими є індексні методи просторової (Spatial Modulation, SM) [14 – 27] та частотної модуляції (OFDM-IM) [28 – 36], що дозволяють одночасно підвищити надійність та швидкість передачі інформації за рахунок додаткового введення просторового та частотного вимірів сигналів.

I. Аналіз останніх публікацій

Методи SM-MIMO та OFDM-IM належать до широкого класу схем з ІМ (Index Modulation) [37 – 40], в яких інформаційні біти можуть приєднуватись до різних фізичних або віртуальних блоків трансляції. Індексна модуляція – це методи передачі інформації, що полягають у поділі інформаційних біт на індексні та біти символів ансамблів сигналів з подальшою активацією складових блоків, що передають ці символи. Метод індексної модуляції ІМ в схемах STBC-SM, SM-MIMO, SM-OFDM та MIMO-OFDM-IM дозволяє отримати ЕВ та/або вигравш за СЕ з використанням меншої кількості ресурсів (активних радіочастотних РЧ-ланцюгів та частотних піднесних) порівняно з класичною MIMO-OFDM.

У методах неортогонального просторово-часового кодування сигналів з індексною модуляцією піднесних MIMO-OFDM-IM, відомих також як V-BLAST-OFDM-IM (Vertical Bell Laboratories Layered Space-Time), активація наборів піднесних реалізується незалежно для кожної передавальної антени [41 – 43]. Такі схеми забезпечують високу СЕ у частотно-селективних каналах, проте потребують забезпечення значної декореляції приймальних та передавальних антен, високих значень SNR, а також характеризуються складним детектуванням. Крім того, схеми типу V-BLAST-OFDM-IM ефективно працюють лише за умови високої точності оцінки коефіцієнтів каналної матриці (КМ) на прийомі, якісного планування трас розповсю-

дження сигналів із великою кількістю відбиваючих поверхонь та високим рівнем багатопроменевості в каналі (випадок щільної міської забудови), що забезпечує незалежність просторових мультиплексованих потоків та невиродженість КМ. Визначник невироджених канальних матриць не дорівнює нулю, а число обумовленості добре обумовлених КМ наближається до одиниці, що забезпечує низький рівень похибки визначення її елементів [44].

У методі SM-OFDM [45 – 47] використовуються усі піднесні, проте їх активність змінюється в залежності від вхідного потоку біт за принципом SM, завдяки чому міжканальна інтерференція ICI відсутня. Метод SM-OFDM не потребує синхронізації передавальних антен, однак неспроможний забезпечити високі показники швидкості передачі інформації.

Одночасне застосування просторового і частотного вимірів для кодування інформаційних біт шляхом індексування використовується у схемі узагальненої просторово-частотної індексної модуляції (Generalized Space-Frequency Index Modulation, GSFIM), запропонованої у [48]. Метод GSFIM є узагальненням SM-OFDM і MIMO-OFDM-IM. Він забезпечує високу CE, проте характеризується складними процесами кодування та детектування індексних біт.

Оскільки методи V-BLAST-OFDM-IM, SM-OFDM та GSFIM є варіантами схем неортогонального просторово-часового кодування, всі вони мають недоліки, пов'язані з кореляцією приймально-передавальних антен, низькою обумовленістю КМ, відсутністю можливості застосування оптимальних ML-декодерів та ефективної роботи у складній завадовій обстановці.

Для каналів з низькими значеннями SNR переважно застосовуються методи ортогонального STBC. Схема OSTBC-SM з ядром Аламоуті [49] та її удосконалені варіанти [50 – 55] дозволяють отримати EB від просторово-часового рознесення сигналів порівняно зі схемою SM та вираш за CE – у порівнянні з класичним STBC. Технологія STBC-SM забезпечує високу завадостійкість у релієвських каналах при SNR < 10 дБ та значеннях CE до 6 біт/с/Гц.

Оскільки реальні канали безпроводового зв'язку є частотно-селективними, актуальною задачею є розробка методу передачі інформації на основі сумісного застосування OSTBC, OFDM та IM у рамках єдиної сигнально-кової конструкції (СКК). Метод OSTBC-SM-OFDM не дозволяє істотно підвищити показники CE та EE. Тому доцільно розглянути можливість сумісного застосування OSTBC та OFDM-IM. Методи STBC стійкі до частотної селективності, проте, як і технологія OFDM, є критичними до нестационарності каналу та фазових флуктуацій сигналу.

Метою даної статті є підвищення енергетичної та спектральної ефективності методу STBC-OFDM у частотно-селективному нестационарному каналі. Для цього розроблено нову СКК із об'єднанням індексної модуляції піднесних OFDM та просторово-часового блочного кодування STBC-OFDM-IM з ядром Аламоуті, а також її завадостійку версію для нестационарних каналів WHSTBC-CC-OFDM-IM з операторами комплексної спряженої компенсації міжканальної інтерференції ICI та Уолша-Адамара (WH) для посилення частотного рознесення модуляційних символів.

II. Виклад основного матеріалу

Узагальнена структурна схема технології WHSTBC-CC-OFDM-IM представлена на рис. 1. Побудова запропонованої схеми базується на спільному застосуванні компонентів блок-схем у [13] та [40] за умови їх узгодженого функціонування та аналогічного тлумачення їх призначення. Робота системи синхронізації та оцінка каналу вважаються ідеальними. Для простоти викладення змісту досліджень розглядається прийом сигналів на одну антену ($R_x = 1$). Отримані результати легко узагальнюються для випадку, коли $R_x > 1$.

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 вибору K активних піднесних у кожному субблоці OFDM-IM довжиною $N = N_F / G$; N_F – загальна кількість піднесних OFDM – розмір вікна зворотного швидкого перетворення Фур'є ЗШПФ (Inverse Fast Fourier Transform, IFFT); $\lfloor x \rfloor = \max \{ a \in \mathbb{Z} \mid a \leq x \}$, \mathbb{Z} – множина цілих чисел; $C \binom{N}{K}$ – кількість комбінацій із N по K . Решта $p_2 = K \log_2 M$ біт в (1) визна-

чають модуляційні символи комплексного ансамблю сигналів $\mathbf{D}(M)$ розміром M , що передаються на K активних піднесних. Практичний інтерес представляють сигнали з фазовою (Phase Shift Keying, PSK) та квадратурно-амплітудною (Quadrature Amplitude Modulation, QAM) модуляцією, тобто $\mathbf{D}(M) \in \{M - \text{PSK}, M - \text{QAM}\}$.

Процедура вибору K активних піднесних у субблоці здійснюється на основі таблиць відповідності (Look-up Tables, LUT), що дозволяє реалізацію оптимального ML-декодера при $K < N \leq 8$ [28].

На виході блоків вибору індексів піднесних (БВІП) формуються набори

$$J_i^g = \{j_i^g(1), \dots, j_i^g(K)\}; j_i^g(k) \in \{1, \dots, N\}; k = 1, \dots, K; g = 1, \dots, G; i = \{1, 2\}. \quad (2)$$

Кожний набір у (2) має $C = 2^{p_1}$ можливих реалізацій, із яких $\bar{C} = C \binom{n}{k} - 2^{p_1}$ – не використовується для передачі.

Блоки вибору модуляційних символів (БВМС) ансамблю $\mathbf{D}(M)$ із урахуванням (2) визначають послідовність із K комплексних модуляційних символів $\{d_i^g(n)\}_{n \in J_i^g}$, $n = 1, \dots, N$; $d_i^g \in \mathbf{D}(M)$, за допомогою якої кожний субблок OFDM-IM

формує вектор $\mathbf{d}_i^g = [d_i^g(1) \ d_i^g(2) \ \dots \ d_i^g(N)]^T$, де $d_i^g(n) = \begin{cases} d_i^g(n), & n \in J_i^g, \\ 0, & n \notin J_i^g. \end{cases}$

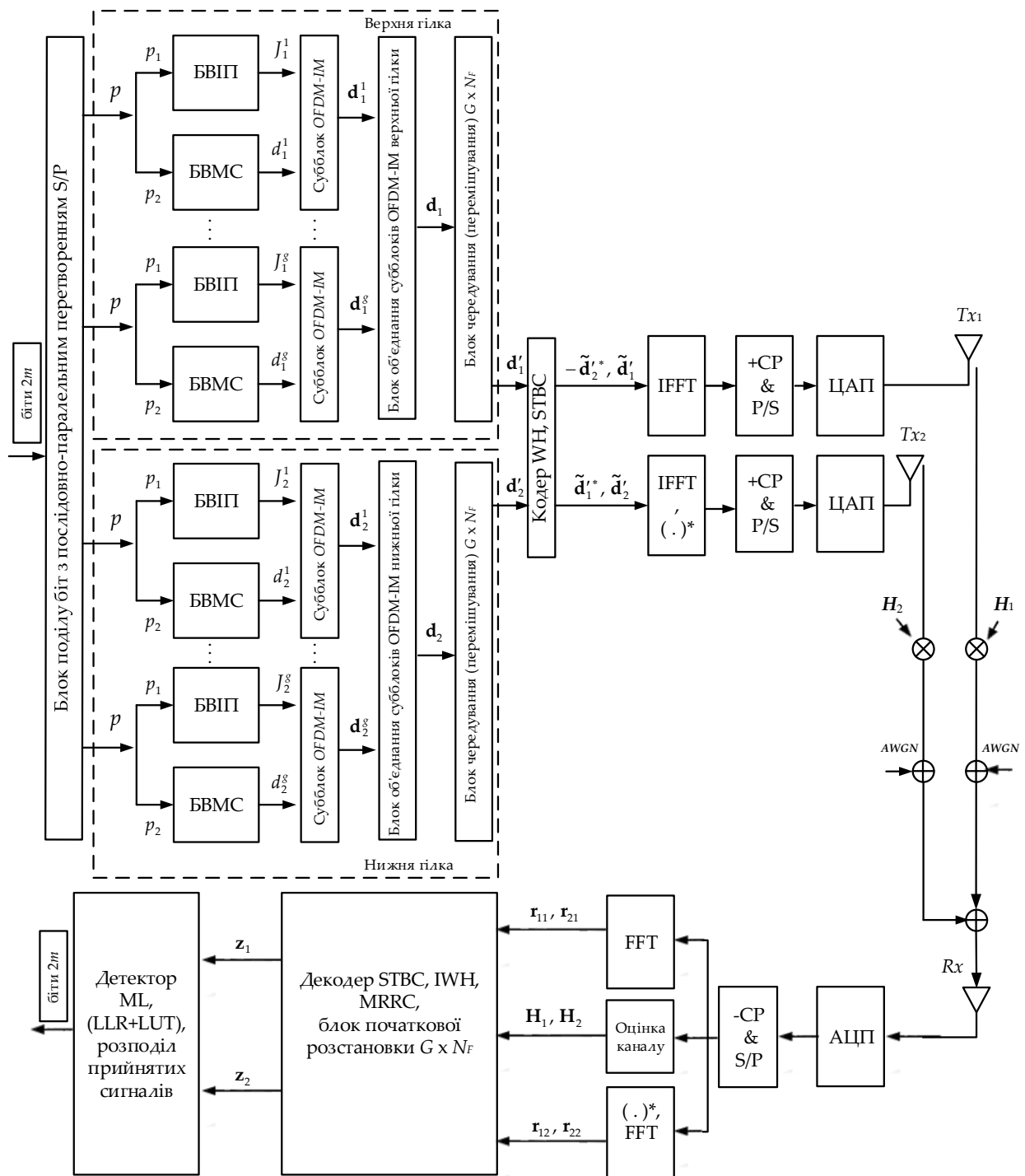


Рис. 1. Структурна схема WHSTBC-CC-OFDM-IM 2×1

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

$$\mathbf{d}_i \left(J_i^g, d_i^g(n) \right) = \left[\left(\mathbf{d}_i^1 \right)^T \left(\mathbf{d}_i^2 \right)^T \dots \left(\mathbf{d}_i^G \right)^T \right]^T = \left[d_i(1) d_i(2) \dots d_i(N_F) \right]^T. \quad (3)$$

З метою максимізації спектральної та енергетичної ефективності OFDM-IM [29] блоки чередування $G \times N_F$ перемішують субблоки піднесних у гілках схеми, що забезпечує статистичну незалежність коефіцієнтів КМ.

У нестационарних частотно-селективних каналах кількість піднесних OFDM необхідно мінімізувати. При цьому можливі втрати завадостійкості через зростання міжсимвольної інтерференції доцільно компенсувати за рахунок використання кодера Уолша-Адамара, що забезпечує посилення частотного рознесення інформаційної послідовності сигналів: $\tilde{\mathbf{d}}'_i = \mathbf{W}_{N_F} \mathbf{d}'_i, i = \{1, 2\}$, де \mathbf{W}_{N_F} – ортонормована матриця розміру $N_F \times N_F$.

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

Підвищити завадостійкість методу STBC-OFDM-IM в умовах доплерівського зсуву частот та інших випадкових фазових флуктуацій сигналу дозволяє алгоритм спряженої компенсації ICI, вкладений в оператор ортогонального просторово-часового кодера Аламоуті [9]. Для нормованих доплерівських зсувів $F_{\Delta} = f_{\Delta} T \leq 0,05$ такий підхід є найбільш ефективним [8, 10].

Після 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 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:

$$\begin{cases} \mathbf{r}_{11} = & \mathbf{H}_1 \tilde{\mathbf{d}}'_1 + \mathbf{w}_1, \\ \mathbf{r}_{21} = & \mathbf{H}_2^* \tilde{\mathbf{d}}'_2 + \mathbf{w}_2, \\ \mathbf{r}_{12} = & -\mathbf{H}_1 \tilde{\mathbf{d}}'^*_2 + \mathbf{w}_1, \\ \mathbf{r}_{22} = & \mathbf{H}_2^* \tilde{\mathbf{d}}'^*_1 + \mathbf{w}_2, \end{cases} \quad (4)$$

де $\mathbf{r}_{i\zeta}$ – сигнальні вектори, що приймаються від i -ої антени в момент часу $\zeta = \{1, 2\}$, $\mathbf{H}_i = \text{diag}[|H_{1i}|^2 \ |H_{2i}|^2 \ \dots \ |H_{N_F i}|^2]$, $i = \{1, 2\}$ – діагональна матриця з елементами, що визначають частотну характеристику кожного з N_F підканалів i -ї 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 зворотного перетворення Уолша-Адамара (Inverse WH, IWH) та обробки блоком початкової розстановки вихідні сигнали декодера STBC

$$\begin{cases} \mathbf{z}_1 \left(J_1^g \right) = \mathbf{W}_{N_F}^{-1} \left(\mathbf{H}_1^* \mathbf{r}_{11} + \mathbf{H}_2^* \mathbf{r}_{22} + \mathbf{w}_1 \right) = (\mathbf{H}_1 + \mathbf{H}_2) \mathbf{d}_1; \\ \mathbf{z}_2 \left(J_2^g \right) = \mathbf{W}_{N_F}^{-1} \left(-\mathbf{H}_1^* \mathbf{r}_{12} + (\mathbf{H}_2^*)^* \mathbf{r}_{21} + \mathbf{w}_2 \right) = (\mathbf{H}_1 + \mathbf{H}_2) \mathbf{d}_2 \end{cases} \quad (5)$$

надходять до детектора максимальної правдоподібності ML, який за допомогою метрики

$$\hat{\mathbf{d}}_i^g(\hat{j}_i^g, \hat{d}_i^g(n)) = \arg \min_{J_i^g, d_i^g} \sum_{k=1}^K \left| \mathbf{z}_{i,k}^g(J_i^g) - \mathbf{H}_i^g(J_i^g) \mathbf{d}_{i,k}^g \right|^2 \quad (6)$$

формує оцінки комплексних символів $d_i^g \in \mathbf{D}(M)$ та активованого набору піднесних $j_i^g(k)$ для кожного субблоку. У (5) $\mathbf{z}_{i,k}^g(J_i^g)$ – оцінки отриманих сигналів у кожному субблоці g ; $\mathbf{H}_i^g(J_i^g)$ – частотна характеристика підканалів g -го субблоку; $\mathbf{d}_{i,k}^g$ – вектор переданого сигналу.

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

Експоненційну складність детектування класичного ML-детектора можна подолати завдяки використанню спеціального детектора відношення логарифмічної правдоподібності LLR (Log-Likelihood Ratio), який працює в поєднанні з таблицями відповідності LUT. За допомогою такого спрощеного ML-детектора (LLR + LUT) спочатку обчислюється логарифм коефіцієнта апостеріорної ймовірності активного стану індексних символів [28]:

$$\lambda(\beta) = \ln(K) - \ln(N - K) + \frac{|\mathbf{z}_i(\beta)|^2}{N_0} + \ln \left(\sum_{\alpha=1}^M \exp \left(-\frac{|\mathbf{z}_i(\beta) - \mathbf{H}_i \mathbf{d}_i^\alpha|^2}{N_0} \right) \right), \quad (7)$$

де $\beta = 1, \dots, N_F$; N_0 – дисперсія AWGN. Після обчислення за формулою (7) всіх значень $\lambda(\beta)$ для кожного субблоку g підраховується C сум LLR для всіх можливих наборів активності піднесних

$$\Omega = \{ J_i^g(1), \dots, J_i^g(C) \}, j_\psi^g \in \Omega \forall J_\psi^g = \{ j_\psi^g(1), \dots, j_\psi^g(K) \}, \psi = 1, \dots, C$$

з використанням таблиць відповідності LUT:

$$q_\psi^g = \sum_{k=1}^K \lambda(N(g-1) + j_\psi^g(k)). \quad (8)$$

Оцінка щодо задіяного для передачі інформації набору активності піднесних відповідає умові $\hat{\psi} = \mathop{\text{argmax}}_{\psi} q_\psi^g$. Після цього детектуються символи комплексного ансамблю сигналів. Незважаючи на те, що спрощений ML-детектор належить до

класу субоптимальних, його ефективність близька до ефективності детектування за принципом максимальної правдоподібності [28].

У [56] обґрунтовано вибір оптимальних значень K та N , що максимізують CE та EE методу ортогонально-частотно-індексної модуляції OFDM-IM для $\mathbf{D}(M) \in \{BPSK, QPSK\}$ та дозволяють реалізацію детектора ML на базі сучасних цифрових процесорів обробки сигналів. Такі структури OFDM-IM (N, K) та їх вигоди за показниками CE та/або отриманого EB від індексної модуляції (EB_{IM}) наведено у табл. 1.

Таблиця 1. Оптимальні структури OFDM-IM (N, K) з отриманим енергетичним вигодом та/або вигодом за показниками спектральної ефективності для різних ансамблів сигналів

Ансамбль сигналів	Структури OFDM-IM (N, K)	Виграш за CE , порівняно з класичною OFDM, біт/с/Гц	EB_{IM} , порівняно з класичною OFDM, дБ
BPSK	$N = 4, K = 2$	0	6
	$N = 4, K = 3$	0,25	4,9
QPSK	$N = 4, K = 3$	0	2
	$N = 8, K = 7$	0,125	1,7

Без урахування CP запропонований метод WHSTBC-CC-OFDM-IM з ядром Аламоуті забезпечує CE [біт/с/Гц]

$$\eta = \frac{\left\lfloor \log_2 \left(C \binom{N}{K} \right) \right\rfloor + K \log_2 M}{N} \quad (9)$$

Якість роботи системи передачі інформації у безпроводових багатопроблемних каналах зв'язку залежить від рівня частотної та часової селективності. Спрощена класифікація нестаціонарних частотно-селективних каналів зв'язку з урахуванням значень величини нормованого ДЗЧ F_D та середньоквадратичного значення затримки τ в каналі наведено в табл. 2.

Таблиця 2. Спрощена класифікація нестаціонарних частотно-селективних каналів зв'язку

Канали зв'язку			
Канали з помірними частотною селективністю та нестаціонарністю	Канали з помірною частотною селективністю та переважуючою нестаціонарністю	Канали з переважуючою частотною селективністю та помірною нестаціонарністю	Канали з високими значеннями частотної селективності та нестаціонарності
$\tau < 10$ мкс $0,01 < f_D T < 0,1$	$\tau < 10$ мкс $f_D T > 0,1$	$\tau > 10$ мкс $0,01 < f_D T < 0,1$	$\tau > 10$ мкс $f_D T > 0,1$

Результати моделювання. Оцінку адекватності та ефективності запропонованих методів проведено з використанням пакету Simulink у середовищі моделювання MATLAB та частково описано у [57]. Узагальнені параметри безпроводових систем передачі інформації, що моделюються, наведено в табл. 3. Зазначені характеристики каналів є найбільш типовими для сучасних БМЗСП і близькі до моделей, що розглядаються в [58, 59] та рекомендаціях [60, 61].

Таблиця 3. Узагальнені параметри систем передачі інформації, що моделюються

Кількість піднесних OFDM, N_F	256, 512
Циклічний префікс, CP	64
Частотний інтервал між піднесними, Δf	10,9375 кГц
Тривалість OFDM символу, T_{symb}	102,86 мкс
Частота дискретизації, f_s	2,8; 5,6 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 τ в каналі, мкс	3,48
Доплерівський зсув частот, f_D	50 ... 250 Гц
Види модуляції	BPSK, QPSK, 16 / 64 / 256-QAM
Ортонормована матриця WH (\mathbf{W}_{N_F}), $N_F \times N_F$	256×256, 512×512
Схеми MIMO $T_x \times R_x$	2×1, 2×2

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 $P_{ном} = 10^{-5}$ у порівнянні з класичним STBC-OFDM. Структура OFDM-IM (4, 3) в цих же умовах одночасно забезпечує і виграв за СЕ на 20% при незначному зменшенні ЕВ до 5,1 дБ.

На рис. 3 та рис. 4 продемонстровано поступове зменшення ЕВ методу STBC-OFDM-IM у порівнянні з STBC-OFDM зі збільшенням розміру ансамблю сигналів та втрату ЕЕ при $M > 16$ (рис. 5). Структура (8, 7), QPSK у схемі STBC-OFDM-IM (рис. 4) програє за ЕЕ структурі (4, 3), QPSK на 1,7 дБ, проте перша дає додатковий виграв за СЕ на 6%.

Аналіз кривих рис. 3 – рис. 5 показує, що спектрально-ефективну V-BLAST-OFDM-IM 2×2 доцільно застосовувати для досягнення високих показників СЕ при великих SNR > 20 дБ. Для забезпечення $\eta < 8$ біт/с/Гц в багатоантенних системах MIMO 2×2 методи із просторовим рознесенням сигналів (ортогональне STBC) є більш завадостійкими порівняно з неортогональними методами типу V-BLAST при SNR > 7 дБ. Важливо підкреслити, що для $\eta \geq 8$ біт/с/Гц обидві схеми V-BLAST (рис. 5) є енергетично ефективнішими порівняно зі схемами STBC через необхідність використання останніми значно більшого розміру ансамблю сигналів. Отримані результати не суперечать даним, наведеним у табл. 1. Слід зауважити, що жодна схема

на рис. 5 не забезпечує високу достовірність передачі ($P_{ном} < 10^{-4}$) для значень SNR < 25 дБ, які представляють інтерес в сучасних БМЗСП.

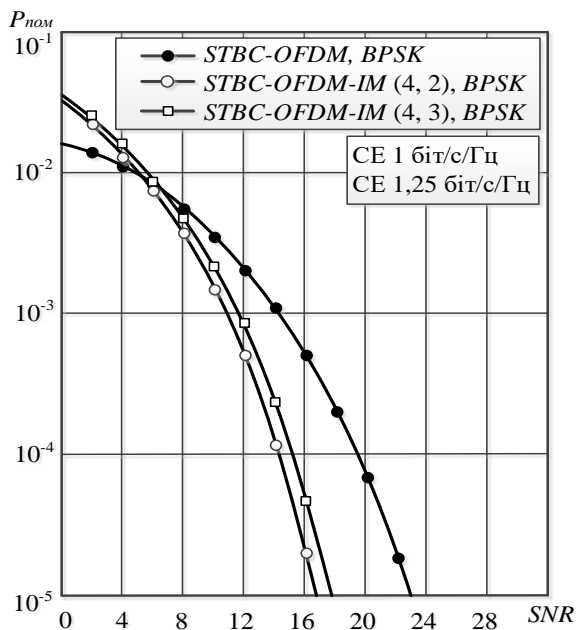


Рис. 2. Завадостійкість STBC-OFDM, STBC-OFDM-IM (4, 2) та STBC-OFDM-IM (4, 3), BPSK 2×1, ML

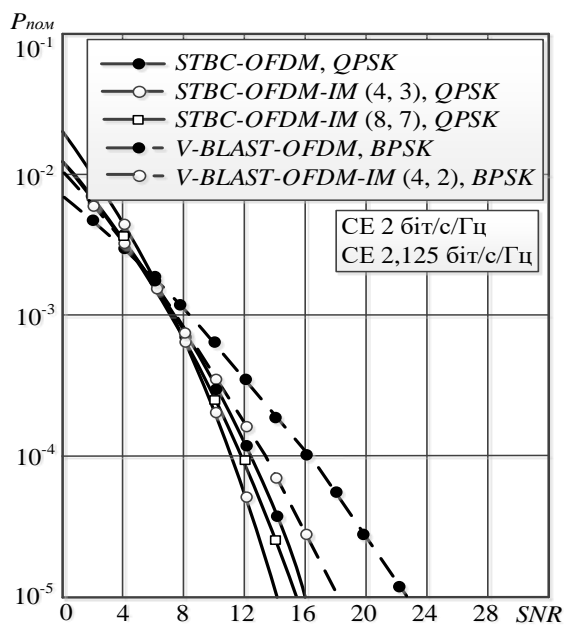


Рис. 3. Завадостійкість STBC-OFDM, STBC-OFDM-IM (4, 3) та (8, 7), QPSK, V-BLAST-OFDM, V-BLAST-OFDM-IM (4, 2), BPSK 2×2, ML

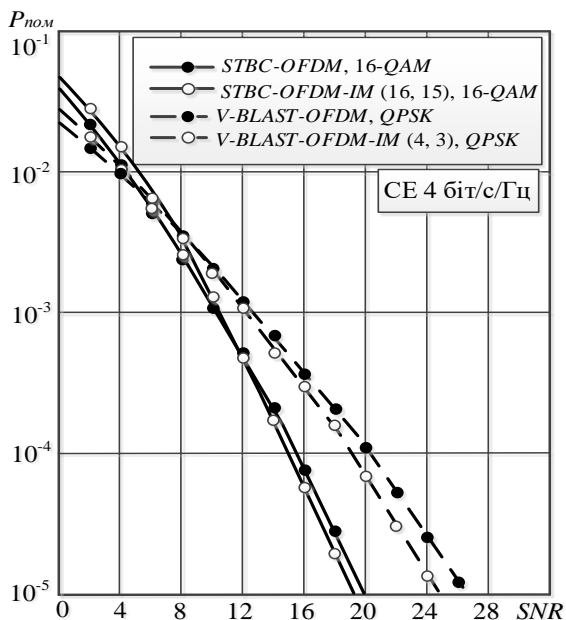


Рис. 4. Завадостійкість STBC-OFDM, STBC-OFDM-IM (16, 15), 16-QAM та V-BLAST-OFDM, V-BLAST-OFDM-IM (4, 3), QPSK 2×2, LLR+LUT

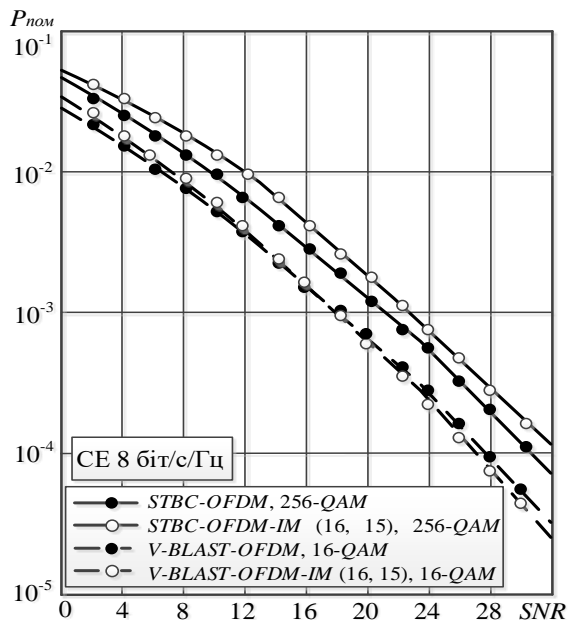


Рис. 5. Завадостійкість STBC-OFDM, STBC-OFDM-IM (16, 15), 256-QAM та V-BLAST-OFDM, V-BLAST-OFDM-IM (16, 15), 16-QAM 2×2, LLR+LUT

У нестационарних каналах EB_{IM} втрачається зі збільшенням значень нормованого ДЗЧ F_{Δ} (рис. 6). Це співпадає з результатами в [28], і пояснюється тим, що при великих значеннях ДЗЧ значно зростає можливість помилкового детектування активних наборів піднесних. Причиною цьому є міжканальна інтерференція ІСІ, що також призводить і до збільшення ймовірності помилки декодування модуляційних символів. Для зменшення чутливості методу STBC-OFDM-IM до нестационарної поведінки каналу слід застосовувати його завадостійку версію з компенсацією міжканальних завад та одночасним використанням кодера WH. Енергетичний вигравш такого запропонованого методу WHSTBC-CC-OFDM-IM із QPSK дає 6 дБ порівняно з класичним STBC-OFDM при $P_{\text{ном}} = 10^{-3}$ (рис. 7). Параметрична оптимізація методу полягає у зменшенні кількості піднесних (від $N_F = 512$ до $N_F = 256$) у структурі WHSTBC-CC-OFDM-IM та дає EB 7,8 дБ при $P_{\text{ном}} = 10^{-5}$ порівняно з методом STBC-OFDM. Подальше зменшення N_F є неприпустимим для каналу із зазначеним рівнем селективності, оскільки це призведе до збільшення рівня ISI.

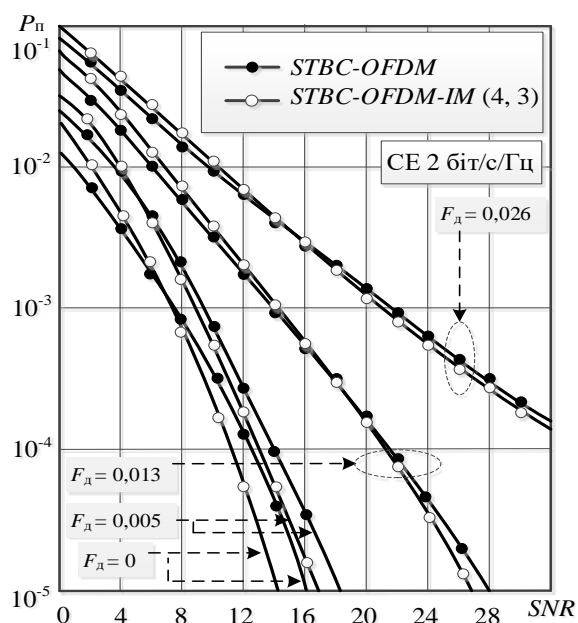


Рис. 6. Завадостійкість STBC-OFDM та STBC-OFDM-IM (4, 3), QPSK 2×2, ML з різним рівнем нестационарності

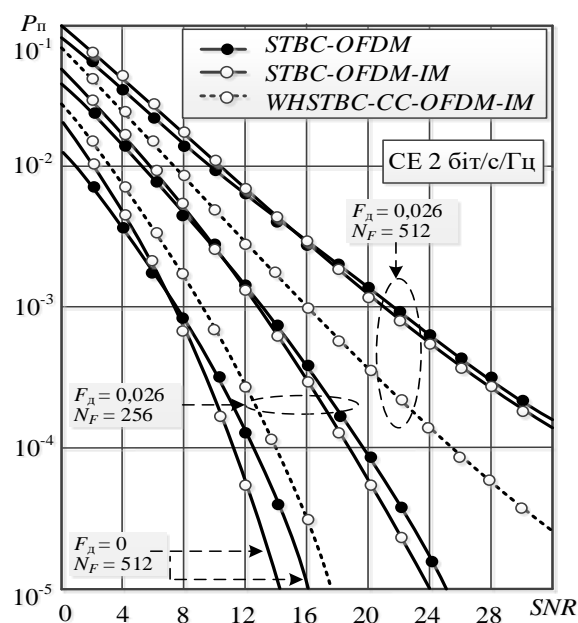


Рис. 7. Завадостійкість STBC-OFDM, STBC-OFDM-IM (4, 3), WHSTBC-CC-OFDM-IM (4, 3), QPSK 2×2, ML, $F_{\Delta} = 0; 0,026$ з $N_F = 256; 512$

Зауважимо, що значення $F_{\Delta} = 0,005 \dots 0,026$ відповідають швидкості руху мобільної станції (МС) $V = 30 \dots 320$ км/год при роботі в діапазоні частот до 512 МГц. Слід також підкреслити, що виключення з передачі частини піднесних в OFDM-IM, а також одночасне застосування кодера Уолша-Адамара дозволяє зменшити пік-фактор PAPR [11, 40].

Вибір конфігурацій MIMO 2×1 та 2×2 гарантує мінімальні масо-габаритні показники МС при забезпеченні високого рівня декореляції антен (їх просторового рознесення для забезпечення незалежності сигналів на приймальній та передавальній стороні), що важливо для оперативного та ефективного виконання завдань у сучасних БМЗСП. Збільшення кількості передавальних антен у схемах з просторовим рознесенням призведе до підвищення вимог щодо квазістаціонарності каналу, а кількості приймальних антен – до складності алгоритмічної та технологічної реалізації компактних МС.

Висновки

Таким чином, запропонована сигнально-кодова конструкція з індексною модуляцією піднесних OFDM та просторово-часовим блочним кодуванням STBC-OFDM-IM з ядром Аламоуті, а також її завадостійка версія для нестаціонарних каналів WHSTBC-CC-OFDM-IM є ефективними для роботи в умовах обмеженості енергетичного ресурсу з середньою СЕ ($1 - 4$ біт/с/Гц). Для забезпечення максимального виграшу за СЕ, ЕЕ та з метою забезпечення можливості реалізації компактних радіостанцій спеціального призначення при використанні запропонованих методів STBC-OFDM-IM та WHSTBC-CC-OFDM-IM доцільно обмежитись такими параметрами: $K < N \leq 4$, $R \leq T = 2$, $M = \{\text{BPSK}, \text{QPSK}\}$. Зазначені ансамблі сигналів є базовими та основними для БМЗСП, в яких показники SNR не перевищують 25 дБ в умовах впливу навмисних завад.

Отриманий ЕВ (до 8 дБ при $P_{\text{ном}} = 10^{-5}$) від застосування таких СКК дає можливість покращити достовірність передачі цифрової інформації при фіксованій енергетиці (без підвищення СЕ), що важливо для надійного функціонування систем автоматичного засекречування. Також є можливість одночасно отримати незначно зменшений ЕВ та виграш за СЕ до 20%. Зазначені результати ЕЕ можуть бути покращені на 5 дБ при BPSK, 2 дБ – при QPSK і на 1 дБ – при 16-QAM з одночасним додатковим підвищенням показників СЕ на 20%, 17,6% і 12,5% для BPSK, QPSK та 16-QAM відповідно, завдяки застосуванню методу дворежимного (Dual Mode) OFDM-IM (DM-OFDM-IM) з удосконаленими структурами комплексного ансамблю сигналів та способу упаковки біт, запропонованого у [62].

Нові методи STBC-OFDM-IM та WHSTBC-CC-OFDM-IM можуть бути застосовані для сучасних безпроводових мереж зв'язку спеціального призначення, що працюють переважно у складній завадовій обстановці та потребують якісної реалізації об'ємних мультимедійних додатків з високою енергетичною ефективністю, а також для підвищення завадостійкості безпроводових систем зв'язку нового покоління.

Перспективним напрямком подальших досліджень є застосування аналогічних підходів для розробки ефективних методів просторово-частотного (Space-Frequency, SF) блочного кодування з індексною модуляцією піднесних OFDM (SFBC-OFDM-IM) для каналів з більш високим рівнем нестаціонарності ($f_d T > 0,1$) при організації зв'язку з високодинамічними об'єктами.

Список літератури:

1. Hanzo L., Akhtman Y., 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.
2. Bhandare T. LTE and WiMAX Comparison. 2008. 58 p. URL: <https://pdfs.semanticscholar.org/666c/8a82672e23ccf1248f08c787ac413b09daaa.pdf>.
3. Wi-Fi: Overview of the 802.11 Physical Layer and Transmitter Measurements. Tektronix. 2013. 44 p. URL: <https://www.tek.com/document/primer/wi-fi-overview-80211-physical-layer-and-transmitter-measurements>.
4. A. van Zelst, Schenk T. Implementation of a MIMO OFDM-based wireless LAN system. IEEE Signal Processing Society. 2004. Vol. 52. P. 483 – 494.
5. Yong S., Jaekwon K., Won Y., Chung-Gu K. MIMO-OFDM wireless communications with MATLAB. Wiley-IEEE Press. 2010. 457 p.
6. Alamouti S. A simple transmit diversity technique for wireless communications. IEEE Journal on Select Areas in Communications. 1998. Vol. 16, No. 8. P. 1451 – 1458.
7. 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.
8. Yeh H., Chang Y., Hassibi B. A scheme for canceling intercarrier interference through conjugate transmission for multicarrier communication systems. IEEE Transactions on Wireless Communications. 2007. Vol. 6. P. 3 – 7.
9. Yeh H. Architectures for MIMO-OFDM system in frequency selective mobile fading channels. IEEE Transactions on circuits and systems. 2015. Vol. 62, No. 12. P. 1189 – 1193.
10. Науменко М., Погребняк Л. Удосконалений метод просторово-часового блочного кодування для частотно-селективних нестационарних каналів систем військового радіозв'язку. Збірник наукових праць ВІПІ. 2017. Вип. №1. С. 81 – 86.
11. Navneet K., Lavish K. Reducing the Peak to Average Power Ratio of OFDM Signals through Walsh Hadamard Transform. Global Journal of Researches in Engineering Electrical and Electronics Engineering. 2013. Vol. 13, No. 1, Version 1.0. P. 17 – 23.
12. Chung Y., Phoong S. Unitary precoders for ST-OFDM systems using Alamouti STBC. IEEE Transactions on Circuits and Systems I. 2008. Vol. 55. P. 2860- 2869.
13. 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.
14. Renzo M., Haas H., Ghayeb A., Sugiura S., Hanzo L. Spatial modulation for generalized MIMO: challenges, opportunities and implementation. Proceedings of the IEEE. 2014. Vol. 102, No. 1. P. 56 – 103.
15. Jeganathan J., Ghayeb A., Szczecinski L. Spatial modulation: Optimum detection and performance analysis // IEEE Communications Letters. 2008. Vol. 12, No. 8. P. 545 – 547.
16. Yang P., Xiao Y., Yu Y., Li S. Adaptive spatial modulation for wireless MIMO transmission systems. IEEE Communications Letters. 2011. Vol. 15, No. 6. P. 602 – 604.
17. Renzo M., Haas H. Bit error probability of SM-MIMO over generalized fading channels // IEEE Transactions on Vehicular Technology. 2012. Vol. 61, No. 3. P. 1124 – 1144.
18. Mesleh R., Ikki S., Aggoune H. Quadrature spatial modulation // IEEE Transactions on Vehicular Technology. 2015. Vol. 64, No. 6. P. 2738–2742.
19. Maksymyuk T., Han L., Ge X., Chen H., Jo M. Quasi-quadrature modulation method for

power-efficient video transmission over LTE networks. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*. 2014. Vol. 63, No. 5. P. 2083 – 2092.

20. *Mohaisen M., Lee S.* Complex Quadrature Spatial Modulation. *Etri Journal*. 2017. Vol. 9, No. 4. P. 514 – 524.

21. *Bian Y., Cheng X., Wen M., Yang L., Poor V., Jiao B.* Differential spatial modulation. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*. 2015. Vol. 64, No. 7. P. 3262 – 3268.

22. *Cheng C., Sari H., Sezginer S., Su Y.* Enhanced spatial modulation with multiple signal constellations. *IEEE Transactions on Communications*. 2015. Vol. 63, No. 6. P. 2237 – 2248.

23. *Liu C., Yang L., Wang W., Wang F.* Joint Transmitter-Receiver Spatial Modulation. *IEEE Access*. 2018. Vol. 6. P. 6411 – 6423.

24. *Jeganathan J., Ghrayeb A., Szczecinski L., Ceron A.* Space shift keying modulation for MIMO channels. *IEEE Tr. on Wireless Communications*. 2009. Vol. 8, No. 7. P. 3692 – 3703.

25. *Renzo M., Haas H.* A general framework for performance analysis of space shift keying (SSK) modulation for MISO correlated Nakagami-m fading channels. *IEEE Transactions on Communications*. 2010. Vol. 58, No. 9. P. 2590 – 2603.

26. *Chau Y., Yu S.* Space modulation on wireless fading channel. *Proceedings of the IEEE 54th Vehicular Technology Conference (VTC)*. 2001. P. 1668 – 1671.

27. *Renzo M., Haas H.* Improving the performance of space shift keying modulation via opportunistic power allocation. *IEEE Commun. Letters*. 2010. Vol. 14, No. 6. P. 500 – 502.

28. *Basar E., Aygolu U., Panayirci E., Poor V.* Orthogonal frequency division multiplexing with indexing. *Proceedings of IEEE Global Telecommunications*. 2012. P. 4741 – 4746.

29. *Basar E., Aygolu U., Panayirci E., Poor V.* Orthogonal frequency division multiplexing with index modulation. *IEEE Tr. on Signal Processing*. 2013. Vol. 61, No. 22. P. 5536 – 5549.

30. *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.

31. *Wen M., Cheng X., Yang L.* Optimizing the energy efficiency of OFDM with index modulation. *Proceedings of IEEE Int Conference on Communication Systems*. 2014. P. 31 – 35.

32. *Fan R., Guan Y.* Generalization of orthogonal frequency division multiplexing with index modulation. *IEEE Tr. on Wireless Communications*. 2015. Vol. 14, No. 10. P. 5350 – 5359.

33. *Abu-alhiga R., Haas H.* Subcarrier index modulation OFDM. *Proceedings of the IEEE Int. Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*. 2009. P. 177 – 181.

34. *Tsonev D., Sinanovic S., Haas H.* Enhanced subcarrier index modulation (SIM) OFDM. *Proceedings of IEEE Global Telecommunications (GLOBECOM)*. 2011. P. 728 – 732.

35. *Xiao Y., Wang S., Dan L., Lei X., Yang P., Xiang W.* OFDM with interleaved subcarrier-index modulation. *IEEE Communications Letters*. 2014. Vol. 8, No. 8. P. 1447 – 1450.

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

37. *Basar E.* Index modulation techniques for 5G wireless networks. *IEEE Communications Magazine*. 2016. Vol. 54, No. 7. P. 168 – 175.

38. *Wen M., Cheng X., Yang L.* Index Modulation for 5G Wireless Communications. Springer International Publishing. 2017. 154 p.

39. *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.

40. *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.

41. *Basar E.* Multiple-input multiple-output OFDM with index modulation. IEEE Signal Processing Letters. 2015. Vol. 22, No. 12. P. 2259 – 2263.

42. *Basar E.* On multiple-input multiple-output OFDM with index modulation for next generation wireless networks. IEEE Trans. Signal Process. 2016. Vol. 64, No. 15. P. 3868 – 3878.

43. *Zheng B., Wen M., Basar E., Chen F.* Multiple-input multiple-output OFDM with index modulation: Low-complexity detector design. IEEE Transactions on Signal Processing. 2017. Vol. 65, No. 11. P. 2758 – 2772.

44. *Мухин И.* Исследование влияния погрешности оценки канальной матрицы на эффективность многоантенных систем с пространственным мультиплексированием. T-Comm. 2012. №9. С. 107 – 111.

45. *Mesleh R., Haas H., Ahn C., Yun S.* Spatial modulation-OFDM. Proceedings of the 11th International OFDM-Workshop (InOWo). 2006. P. 288 – 292.

46. *Ganesan S., Mesleh R., Haas H., Ahn C., Yun S.* On the performance of spatial modulation OFDM. Proc. of Asilomar Conference on Signals, Systems, Computers. 2006. P. 1825 – 1829.

47. *Mesleh R., Ganesan S., Haas H.* Impact of channel imperfections on spatial modulation OFDM. Proceedings of IEEE 18th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC). 2007. P. 1 – 5.

48. *Datta T., Eshwaraiah H., Chockalingam A.* Generalized space-frequency index modulation. IEEE Transactions on Vehicular Technology. 2016. Vol. 65, No. 7. P. 4911 – 4924.

49. *Basar E., Aygolu U., Panayirci E., Poor V.* Space-time block coded spatial modulation. IEEE Transactions on Communications. 2011. Vol. 59, No. 3. P. 823 – 832.

50. *Le M., Ngo V., Mai H., Tran X.* High-rate space-time block coded spatial modulation. Proceedings of IEEE Advanced Technologies for Communications. 2012. P. 278 – 282.

51. *Rajashekar R., Hari K.* Modulation diversity for spatial modulation using complex interleaved orthogonal design. Proceedings of IEEE Region 10 Conference. 2012. P. 1 – 6.

52. *Li X., Wang L.* High rate space-time block coded spatial modulation with cyclic structure. IEEE Commun Letters. 2014. Vol. 18. P. 532 – 535.

53. *Binh T., Ha H., Nguyen Q.* High-Rate Space-Time Block Coded Spatial Modulation. International Conference on Advanced Technologies for Communications (ATC). 2015. P. 1 – 5.

54. *Wang L., Chen Z., Wang X.* A space-time block coded spatial modulation from (n, k) error correcting code. IEEE Wireless Communications Letters. 2014. Vol. 3. P. 54 – 57.

55. *Faruk A.* Space-time block coded spatial modulation scheme enhanced by employing an intersymbol phase and power allocation. Turkish Journal of Electrical Engineering and Computer Sciences. 2017. Vol. 25. P. 3713 – 3724.

56. *Солодовник В.* Структурно-параметрична оптимізація методу індексної модуляції піднесучих OFDM для частотно-селективних каналів систем безпроводового зв'язку. Збірник наукових праць ВІКНУ. 2019. №63. С. 37 – 63.

57. *Солодовник В.* 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.

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

59. *Al-Dweik A., Kalbat F., Muhaidat S., Filio O., Ali S.* Robust MIMO-OFDM system for frequency-selective mobile wireless channels. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*. 2015. Vol. 64, No. 5. P. 1739 – 1749.

60. Physical layer aspects for evolved Universal Terrestrial Radio Access (UTRA) (Release 7). Third-Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; Technical Report 3GPP TR 25.814 V7.1.0 (2006-09). URL: <http://www.3gpp.org/Specs/25814-710.pdf>.

61. 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). URL: https://www.etsi.org/deliver/etsi_ts/136100_136199/136104/08.02.00_60/ts_136104v080200p.pdf.

62. *Kim K.* New Constellation Design and Bit Mapping for Dual Mode OFDM-IM. *IEEE Access*. 2019. Vol. 7. P. 52573 – 52580.