В.І. Солодовник

Військовий інститут телекомунікацій та інформатизації ім. Героїв Крут, Київ

МЕТОД МУЛЬТИПЛЕКСНОЇ ПРОСТОРОВОЇ ОРТОГОНАЛЬНО-ЧАСТОТНОЇ МОДУЛЯЦІЇ СИГНАЛІВ

Розглянуто технологію сумісного застосування багатоантенних систем МІМО та ортогонального частотного розподілу каналів з мультиплексуванням OFDM для сучасних систем безпроводового зв'язку. Показано ключові варіанти використання МІМО. Проаналізовано переваги та недоліки методу просторової модуляції сигналів (Spatial Modulation, SM). Запропоновано метод мультиплексної просторової модуляції з OFDM для релейського каналу з частотною селективністю. Проведено порівняльну оцінку спектрально-енергетичної ефективності запропонованого методу, а також класичних методів просторового мультиплексування та SM. Вказано обмеження, при яких метод дає енергетичний вииграш та вииграш за показником спектральної ефективності. Отриманий результат може бути ефективно використаний у системах безпроводового зв'язку нового покоління з обмеженими частотно-енергетичними ресурсами.

Ключові слова: МІМО, OFDM, просторова модуляція, мультиплексування, завадостійкість, спектральна ефективність.

Вступ

Постановка проблеми. Однією з основних вимог до сучасних систем безпроводового зв'язку (СБЗ) є забезпечення високих показників завадостійкості та швидкості передачі інформації. Високо-ефективне використання реальних безпроводових каналів зв'язку суттєво ускладнюється через їх частотну селективність та нестационарну поведінку, а також обмеженість просторово-частотно-енергетичних ресурсів. На теперішній час найбільш продуктивним методом забезпечення високої енергетичної (ЕЕ) та спектральної ефективності (СЕ) сучасних СБЗ є технологія сумісного застосування багатоантенних систем (Multiple Input-Multiple Output, MIMO) та ортогонального частотного розподілу каналів з мультиплексуванням (Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM). Технологія МІМО дозволяє істотно покращити показники ЕЕ та СЕ, а також можливості та умови обміну ЕЕ на СЕ [1]. Модуляція за схемою OFDM забезпечує достатньо високий ступінь використання каналу за смугою частот (СЕ) та низький рівень міжсимвольної інтерференції (Inter-Symbol Interference, ISI). Основним недоліком OFDM є міжканальна інтерференція (Inter-Channel Interference, ICI), спричинена порушенням ортогональності піднесівних через фазову нестационарність сигналів внаслідок нестабільності частоти задаючих генераторів, доплерівського зсуву частот та інших випадкових фазових флуктуацій сигналів.

З урахуванням наведених переваг та завдяки можливості ефективного управління частотно-енергетичним ресурсом, технологія MIMO-OFDM

стала невід'ємною частиною сучасних стандартів безпроводового зв'язку (LTE, WiMAX IEEE 802.16, Wi-Fi IEEE 802.11) [2] та базою для СБЗ наступних поколінь [3].

Основними варіантами використання МІМО є просторове рознесення сигналів (Spatial Diversity, SD) [4], просторове мультиплексування (Spatial Multiplexing, SMX) [5], формування діаграми спрямованості (Beamforming, BF) [6] та просторова модуляція (Spatial Modulation, SM) [7]. Технологія МІМО в режимі SD (реалізується ортогональними методами просторово-часового кодування сигналів (Orthogonal Space-Time Block Coding, OSTBC)) та BF дозволяє підвищити завадостійкість (ЕЕ) в умовах низьких співвідношень сигнал/шум $\gamma_{\text{ш}}$ (Signal-to-Noise Ratio, SNR)), причому BF є ефективним у каналах з просторовою кореляцією, а SD – у квазістационарних частотно-селективних каналах. Режим SMX (реалізується неортогональними методами STBC (Non-Orthogonal, NOSTBC)) дозволяє істотно підвищити швидкість передачі інформації (СЕ), проте для надійної роботи таких систем необхідні високо-продуктивні цифрові процесори обробки сигналів (ЦПОС), а також помірно-високі SNR внаслідок поганої обумовленості каналної матриці (KM) через статистичну залежність трас розповсюдження сигналів. Таким чином, на завадостійкість систем SMX критично впливає міжантенна інтерференція (Inter-Antenna Interference, IAI) та просторова кореляція в каналі.

Новий метод просторової модуляції сигналів SM дозволяє позбавитись недоліків, властивих системам SMX: абсолютно уникнути IAI, послабити ICI, зменшити складність приймача, спростити ви-

моги до синхронізації. Сутність методу SM полягає у реструктуризації послідовності вхідних біт на дві частини: класичну (явну, з використанням багатопозиційних ансамблів сигналів фазової (Phase Shift Keying, *M*-PSK) або квадратурно-амплітудної модуляції (Quadrature Amplitude Modulation, *M*-QAM), де M – розмір ансамблю сигналів) та індексну (просторову, неявну, з передачею біт шляхом перемикачання стану активності передавальних антен). На відміну від SMX, де кількість передавальних антен T_x не може перевищувати кількість приймальних R_x , у SM можлива реалізація масивних (Massive) MIMO з $T_x \gg R_x = T_a = 1$, де активно визначається єдина передавальна антена T_a . Недоліками методу SM є низька СЕ при великій кількості T_x , а також складність (іноді – неможливість) узгодження методів передачі інформації на базі SM з частотно-селективними каналами [8].

Ефективність зазначених варіантів використання MIMO є обмеженою та залежить від статистичних параметрів каналу, а тому кожен з варіантів потребує удосконалення.

Аналіз останніх досліджень і публікацій. Останнє десятиліття пов'язане з розробкою методів, що полягають в удосконаленні схем SD у частині підвищення їх СЕ та схем SMX із покращеними показниками ЕЕ. Синтезовані сигнально-кодові конструкції (СКК) на основі базових методів SD або SMX та їх комбінування з методами індексної модуляції (Index Modulation, IM) [9] є у центрі наукових інтересів телекомунікаційної спільноти. Прикладами таких СКК є STBC-SM [10], MIMO-OFDM-IM [11] та інші [12].

У статті [13] показано, що для MIMO 2×2 , що представляє інтерес у релеївському каналі з повільними замираннями, метод OSTBC Аламоуті [14] має перевагу за показниками ЕЕ над NOSTBC типу VBLAST [5] для усіх практично важливих показників СЕ $\eta \leq 8$ біт/с/Гц та $\gamma_{ш} < 35$ дБ при ймовірності бітової помилки $P_b \leq 10^{-5}$. Зазначений аргумент зумовив появу робіт з удосконалення часової [15] та частотної [16] версії коду Аламоуті з використанням концепції індексної модуляції піднесівних OFDM-IM.

Для MIMO 4×4 енергетична ефективність методів SD (OSTBC) є нижчою порівняно з методами SMX [13], тому подальшого удосконалення в частині покращення ЕЕ потребують саме методи типу VBLAST.

Недолік методу SM, пов'язаний із втратою СЕ через активацію єдиної T_a , усунуто в роботах [17–23]. Завадостійка версія розширеної просторової модуляції Generalised SM, GSM [17] передбачає пе-

редачу однієї й тієї ж інформації кількома T_x . Підвищити СЕ дозволяє мультиплексна версія GSM [18], де кілька T_x передають різні інформаційні потоки.

На жаль, більшість удосконалених методів на базі SM [17–23] розроблено для ідеального релеївського каналу. Лише кілька методів з SM в основі [24–26] узгоджено з частотно-селективним релеївським каналом, проте їх СЕ є невисокою. Спектральна ефективність відомого методу VBLAST-OFDM [26] є високою, проте він є критичним до нестационарності та кореляції в каналі. Тому його слід удосконалити шляхом зменшення кількості мультиплексованих потоків без втрати СЕ, а також підвищити показники його ЕЕ.

Метою статті є розробка СКК на базі мультиплексної версії розширеної просторової модуляції SMX-SM та OFDM для частотно-селективних каналів безпроводового зв'язку в MIMO обмеженої розмірності та складності.

Виклад основного матеріалу

Розглядається когерентна MIMO система з T_x передавальними та R_x приймальними антеннами у квазістатичному релеївському каналі з частотно-селективними замираннями (рис. 1). Вхідна послідовність з $p = p_1 + p_2$ біт після послідовно-паралельного перетворення (Serial-to-Parallel, S/P) надходить у модулятор SMX-SM-OFDM. У блоці вибору активних антен (ББАА) індексні (просторові) біти $p_1 = \left\lfloor \log_2 \left(C_{T_a}^{T_x} \right) \right\rfloor$ використовуються для вибору T_a активних антен з T_x доступних, причому $C_{T_a}^{T_x}$ – біноміальний коефіцієнт – кількість комбінацій з T_x по T_a , $\lfloor x \rfloor = \max \{ b \in \mathbf{Z} \mid b \leq x \}$, $\mathbf{Z}$ – множина цілих чисел. На виході ББАА формуються набори T_a на кожній піднесівній OFDM: $\mathbf{L} = \{ l(1), \dots, l(T_a) \}, l(n) \in \{ 1, \dots, T_x \}, n = 1, 2, \dots, T_a$.

У блоці вибору модуляційних символів (БВМС) біти $p_2 = T_a \log_2 M$ визначають T_a модуляційних символів комплексного ансамблю сигналів $\mathbf{D}(M)$ розміром M , що передаються активними антенами T_a . У сформованій матриці $\mathbf{p}$ розміром $[p \times N_{\text{IFFT}}]$, де N_{IFFT} – загальна кількість піднесівних OFDM – розмір вікна зворотного швидкого перетворення Фур'є (Inverse Fast Fourier Transform, IFFT), кожен вектор-стовпець з p біт відповідає бітам для передачі в субканалі $f \in [1 : N_{\text{IFFT}}]$. У блоці узгодження з векторів-стовпців матриці $\mathbf{p}$

формується нова матриця $\mathbf{d}$ розміром $[T_x \times N_{IFFT}]$ на основі таблиць асоціативності (Look-Up-Tables, LUT). Кожен вектор-стовпець матриці $\mathbf{d}$ містить T_a ненульових елементів

$$d_n \in \mathbf{D}(M), n=1,2,\dots,T_a, \mathbf{D}(M) \in$$

$\{M-PSK, M-QAM\}$, що передаються на кожній піднесівній T_a антенами, та $(T_x - T_a)$ нульових елементів, призначених для передачі рештою $(T_x - T_a)$ антен.

Варіант випадкової матриці $\mathbf{d}$ при $T_x = 4$, $T_a = 2$, QPSK, $N_{IFFT} = 8$ ($j = \sqrt{-1}$ – уявна одиниця):

$$\begin{bmatrix} 1-j & 1+j & 0 & 0 & 1+j & 1+j & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1+j & -1+j & 0 & 0 & 1+j & -1-j \\ 0 & -1-j & 0 & -1-j & -1+j & 0 & 0 & -1-j \\ 1+j & 0 & -1-j & 0 & 0 & -1-j & 1-j & 0 \end{bmatrix}. \quad (1)$$

Рис. 1. Структурна схема методу SMX-SM-OFDM

Джерело: розроблено автором за даними [8, С. 849; 17, С. 1499; 18, С. 1607; 25, С. 53; 29, С. 2].

Для довільного ансамблю сигналів $\mathbf{D}(M) \in \{M-PSK, M-QAM\}$ вектори-стовпці матриці $\mathbf{d}$ методу SMX-SM-OFDM $(T_x, T_a) = (4, 2)$ можуть формуватись за зразком у табл. 1 ($[\cdot]^T$ – операція транспонування).

Таблиця 1

Таблиця асоціативності SMX-SM-OFDM (4,2)

Індексні (просторові) біти p_1	Комбінації активних антен $\mathbf{L}$	Вектори-стовпці матриці $\mathbf{d}$
00	(1, 3)	$[d_1 \ 0 \ d_2 \ 0]^T e^{j\theta_1}$
11	(2, 4)	$[0 \ d_1 \ 0 \ d_2]^T e^{j\theta_2}$
01	(1, 4)	$[d_1 \ 0 \ 0 \ d_2]^T e^{j\theta_3}$
10	(2, 3)	$[0 \ d_1 \ d_2 \ 0]^T e^{j\theta_4}$

Джерело: розроблено автором за даними [18, С. 1607; 28, С. 4].

Слід зауважити, що виключення неоптимальних комбінацій сусідніх пар антен (1, 2) та (3, 4) з табл. 1 сприяє просторовій декореляції. До того ж, найменш схожим парам антен T_a призначено комбінації просторових біт з найбільшою відстанню Хемінга.

З метою зменшення IAI та забезпечення лінійної незалежності векторів-стовпців, що відповідають піднесівним OFDM, їх максимально розносять

шляхом повороту елементів d_n ансамблю сигналів $\mathbf{D}(M)$ на кут $\theta_i, i=1,2,\dots,k$, де k – кількість комбінацій активних антен, $k=2^{p_1}$ [10; 18]. Такий прийом підвищує завадостійкість завдяки покращеним дистанційним властивостям матриці $\mathbf{d}$. Для ансамблів сигналів BPSK (Binary PSK, $M=2$) та QPSK (Quadrature PSK, $M=4$) такі кути отримані аналітично [10, 18]:

$$\theta_i = \begin{cases} (i-1)\pi/k, & \text{BPSK;} \\ (i-1)\pi/2k, & \text{QPSK.} \end{cases} \quad (2)$$

Для M -QAM, $M > 4$ формула (2) для пошуку оптимальних θ_i не застосовується (замість цього використовується комп'ютерне моделювання). Результати [10] показують, що для 16-QAM кути θ_i співпадають з QPSK. Для запропонованого методу SMX-SM-OFDM з параметрами $(T_x, T_a) = (4, 2)$,

$d_1, d_2 \in \mathbf{D}(M), \mathbf{D}(M) \in \{QPSK, 16-QAM\}$, та $\theta_1 = 0, \theta_2 = \pi/8, \theta_3 = \pi/4, \theta_4 = 3\pi/8$.

У подальшому кожен вектор-рядок матриці $\mathbf{d}$ зазнає класичних перетворень OFDM: IFFT, формування пілот-сигналів, додавання циклічного префіксу (Cyclic Prefix, CP), паралельно-последовне (Parallel-to-Serial, P/S), цифро-аналогове перетворення, та передаються T_x антенами. Для спрощення викладення матеріалу статті, зменшення СЕ запро-

понованого методу SMX-SM-OFDM через службову інформацію (пілот-сигнали, CP) не враховано.

На приймальній стороні отримані вектори підлягають зворотнім перетворенням R_x OFDM-демодуляторами, внаслідок чого формується матриця $\mathbf{y}$ розміром $[R_x \times N_{IFFT}]$, причому кожен її вектор-стовпець $\mathbf{y}(f)$, $f \in [1: N_{IFFT}]$ відповідає прийнятій інформації на відповідній піднесівній f символу OFDM кожною прийнятною антеною R_x . Зазначені процеси пов'язані таким співвідношенням:

$$\mathbf{y}(f) = \sqrt{\frac{\gamma_{uu}}{T_a}} \mathbf{H}(f) \mathbf{d}(f) + \xi(f), \quad (3)$$

де $\mathbf{H}(f)$ – матриця MIMO-каналу у f -ому субканалі OFDM, $\xi(f)$ – матриця адитивного білого гаусівського шуму (Additive white Gaussian noise, AWGN); елементи $\mathbf{H}(f)$ та $\xi(f)$ є комплексними незалежно та ідентично розподіленими гаусівськими випадковими змінними з нульовим середнім та одиничною дисперсією: $CN(0,1)$.

У блоці детектування антен та символів у f -ому субканалі символу OFDM відбувається спільне одночасне детектування активних антен та модуляційних символів за алгоритмом максимальної правдоподібності (Maximum Likelihood Detection, MLD):

$$[\hat{\mathbf{L}}, \hat{\mathbf{d}}] = \arg \min_{\mathbf{L}, \mathbf{d}} \left\| \mathbf{y}(f) - \sqrt{\frac{\gamma_{uu}}{T_a}} \mathbf{H}(f) \mathbf{d}(f) \right\|^2, \quad (4)$$

де $\hat{\mathbf{L}}, \hat{\mathbf{d}}$ – оцінки комбінацій активних антен та модуляційних символів, відповідно.

Після цього у блоці просторової та символної демодуляції відбувається розпаковка біт p_1 та p_2 на основі правильних оцінок $\hat{\mathbf{L}}$ та $\hat{\mathbf{d}}$, точного знання приймачем LUT, що застосовувалась на передавальній стороні, а також інформації про стан каналу (Channel State Information, CSI).

Складність ML-детектування методу SMX-SM-OFDM експоненційно зростає зі збільшенням розмі-

ру MIMO та ансамблю сигналів: $O\left(\left(C_{T_a}^{T_x}\right) M^{T_a} R_x\right)$.

Субоптимальні алгоритми дозволяють зменшити порядок складності шляхом окремого детектування $\hat{\mathbf{L}}$ та $\hat{\mathbf{d}}$, проте їх застосування призводить до значної втрати ЕЕ. Субоптимальне детектування не є предметом даної статті, тому ми обмежимося розміром MIMO 4×4 , що широко застосовується у сучасних СБЗ [27].

Загальна P_n у методі SMX-SM-OFDM залежить від помилкового детектування комбінацій активних антен P_{ant} та від помилки детектування модуляційних біт P_{mod} :

$$P_n = 1 - (1 - P_{ant})(1 - P_{mod}). \quad (5)$$

Верхню межу P_n , що враховує погіршення завадостійкості методу через IAI та ICI, наведено у [18]:

$$P_n < \frac{1}{\log_2 p} \left\{ \frac{T_a (T_x - T_a)}{2} \left(\frac{1}{1 + \gamma_{uu} / T_a} \right)^{R_x - T_a} + \left(\frac{2R_x - 1}{R_x} \right) \left(\frac{1}{4 \gamma_{uu}} \right)^{R_x - T_a + 1} \right\}. \quad (6)$$

Крайніми випадками запропонованого методу SMX-SM-OFDM є відомий метод VBLAST-OFDM [26], що передбачає передачу незалежних потоків біт антенами $T_x = T_a$ на кожній піднесівній OFDM, та метод SM-OFDM з $T_a = 1$, у якому на кожній піднесівній OFDM активується єдина T_a [24]. Гнучкість методу SMX-SM-OFDM полягає в тому, що кількість T_a можливо змінювати в залежності від статистичних параметрів каналу. Наприклад, у MIMO 4×4 метод SMX-SM-OFDM можливий у двох реалізаціях: $(T_x, T_a) = (4, 2)$ та $(4, 3)$.

У табл. 2 наведено формули для розрахунку СЕ згаданих методів та показники СЕ для різних розмірів M ансамблю сигналів. Тут та далі у назвах методів частина “-OFDM” не вживається з метою скорочення записів.

Таблиця 2

Формули для розрахунку СЕ та показники СЕ методів передачі SM, SMX-SM та VBLAST у MIMO 4×4 для різних розмірів M ансамблю сигналів

Метод	SM (4, 1)	SMX-SM (4, 2)	SMX-SM (4, 3)	VBLAST (4, 4)
Формула для СЕ	$\eta_{\text{SM}} = \left\lfloor \log_2 \left(C_{T_a}^{T_x} \right) \right\rfloor + \log_2 M$	$\eta_{\text{SMX-SM}} = \left\lfloor \log_2 \left(C_{T_a}^{T_x} \right) \right\rfloor + T_a \log_2 M$		$\eta_{\text{VBLAST}} = T_x \log_2 M$
η , біт/с/Гц	BPSK			
	3	4	5	4
	QPSK			
	4	6	8	8
	16-QAM			
	6	10	14	16

Джерело: розроблено автором.

Зауважимо, що для довільного M кількість індексних (просторових) біт p_1 у методах SM та SMX-SM однакова, а показники CE відрізняються лише через різну кількість T_a . З табл. 2 видно, що при BPSK метод SMX-SM (4, 2) не поступається за CE методу VBLAST, а SMX-SM (4, 3) переважає останній на 1 біт/с/Гц. При QPSK методи SM та SMX-SM (4, 2) поступаються за CE методу SMX-SM (4, 3), що ідентичний за CE методу VBLAST. При $M = 16$ згадані методи на базі SM у MIMO 4×4 неспроможні досягти CE методу VBLAST, що не суперечить фундаментальному твердженню “індексна модуляція найбільш ефективна

при малих розмірах M ансамблю сигналів ($M = \{2, 4\}$)”.

Результати моделювання.

Оцінку ефективності запропонованого методу проведено з використанням пакету Simulink у середовищі імітаційного моделювання MATLAB.

Узагальнені параметри безпроводових систем передачі інформації, що моделюються, наведено у табл. 3.

Зазначені характеристики каналів є найбільш типовими для сучасних СБЗ та близькі до моделей, що розглядаються у [25; 28–29].

Таблиця 3

Узагальнені параметри MIMO-OFDM

Параметр	Позначення	Значення
Кількість піднесівних OFDM	N_{IFFT}	256
Частота несучого колювання, ГГц	F_c	2
Частотний інтервал між піднесівними, кГц	Δf	15
Середньоквадратичне значення затримки в каналі, мкс	τ	3,48
Довжина циклічного префікса	CP	64
Доплерівський зсув частот, Гц	f_d	5
Частота дискретизації, МГц	f_s	7,68
Кількість променів		4
Коефіцієнти підсилення променів, дБ		[0,7594 0,6486 0 0,0517]
Рознесення передавальних та приймальних антен, м		0,15
Види модуляції		BPSK, QPSK, 8 / 64-QAM
Розмір MIMO	$T_x \times R_x$	4×4

Джерело: розроблено автором за даними [25, С. 55; 28, С. 14; 29, С. 3].

Рис. 2. Завадостійкість методів SM, SMX-SM та VBLAST, MIMO 4×4

Джерело: розроблено автором.

На рис. 2 (а, б) порівнюється завадостійкість запропонованого методу SMX-SM та класичних SM і VBLAST.

Вирівнювання показників CE зазначених методів здійснюється шляхом вибору розмірів M ансамблів сигналів.

Аналіз кривих (рис. 2, а) показує, що для $\eta = 4 \text{ біт/с/Гц}$ метод SMX-SM (4, 2) дає енергетичний виграш (ЕВ) близько 3,8 дБ порівняно з класичним VBLAST при $P_n = 10^{-5}$, оскільки обидва використовують однаковий ансамбль сигналів мінімального об'єму BPSK, проте перший – лише на половині передавальних антен (решта не активуються). Більша частина ЕВ (близько 3 дБ) пояснюється подвоєною потужністю сигналів на активних антенах, а невелика частина (0,8 дБ) – завдяки зменшенню рівня IAI. Збільшення кількості T_a у запропонованому методі SMX-SM (4, 3) дозволяє підвищити СЕ на 1 біт/с/Гц ціною 1,4 дБ втрати ЕЕ, що вдвічі менше порівняно з необхідними 3 дБ за кожен біт приросту показника СЕ у релеївському каналі без додаткового просторового виміру. Такий результат підтверджує слова провідного фахівця в галузі цифрових телекомунікацій Р. Кальдербанка стосовно ефективності додаткового використання просторового ресурсу на базі сучасних гнучких та універсальних методів просторового кодування сигналів у багатоантенних системах МІМО, що дозволяє істотно покращити можливості та умови обміну ЕЕ на СЕ [1].

Для такої ж достовірності ($P_n = 10^{-5}$) метод SM (4, 1) дає ЕВ не більше 0,8 дБ порівняно з VBLAST, проте поступається запропонованому SMX-SM через більший розмір ансамблю сигналів M , що застосовує для досягнення зазначеної СЕ.

При підвищенні СЕ до 8 біт/с/Гц (рис. 2, б) ЕВ методу SMX-SM порівняно з класичним VBLAST зменшується до 3 дБ при $P_n = 10^{-5}$. При цьому ЕЕ варіанту SMX-SM (4, 3) вища на 1,9 дБ порівняно з (4, 2) через більший об'єм ансамблю сигналів, що застосовується останнім. Для $\eta = 8 \text{ біт/с/Гц}$ метод SM програє 1 дБ методу просторового мультиплексування при $P_n = 10^{-5}$, оскільки перший застосовує ансамбль сигналів 64-QAM, а VBLAST – QPSK.

Подальше підвищення СЕ призводить до збільшення інформаційного навантаження на активні піднесівні та антени, через що ЕЕ методів на базі

SM різко зменшується. Наприклад, для $\eta = 12 \text{ біт/с/Гц}$ метод VBLAST застосовує ансамбль сигналів 8-QAM, SMX-SM (4, 2) – 32-QAM, а SM (4, 1) – 1024-QAM. Невелике значення виграшу мультиплексування в методі SMX-SM та його відсутність у методі SM свідчить про недоцільність застосування таких методів при $\eta > 8 \text{ біт/с/Гц}$.

Вибір для досліджень розміру МІМО 4×4 та обмеження $\eta \leq 8 \text{ біт/с/Гц}$ аргументовано як з точки зору статистичних параметрів каналу, так і можливості застосування в усіх згаданих методах ML-детектування. Вважається, що передавальні та приймальні антени рознесені достатньо, щоб забезпечити декореляцію просторових потоків.

Висновки

Таким чином, запропонований метод мультиплексної просторової ортогонально-частотної модуляції сигналів SMX-SM-OFDM дозволяє отримати ЕВ до 4 дБ при $P_n \leq 10^{-5}$ порівняно з методом повного мультиплексування VBLAST-OFDM, або виграш за СЕ на 1 біт/с/Гц за рахунок незначно зменшеного ЕВ (на 1,4 дБ) для такої ж достовірності.

Метод SMX-SM-OFDM є гнучким та дозволяє підвищити СЕ методу SM-OFDM, а також удосконалити класичний VBLAST-OFDM в частині зменшення міжантенної та міжканальної інтерференції. Запропонований метод може використаний у сучасних СБЗ.

Оскільки методи на базі індексної модуляції найбільш ефективні при невеликому інформаційному навантаженні на активні додаткові фізичні або віртуальні блоки трансляції, то метод SMX-SM-OFDM доцільно застосовувати при показниках СЕ до 8 біт/с/Гц. Слід очікувати, що такий метод також матиме ЕВ порівняно з VBLAST-OFDM в умовах фазової нестаціонарності каналу та статистичної залежності трас розповсюдження сигналів.

Перспективним напрямком подальших досліджень є аналіз завадостійкості запропонованого методу SMX-SM-OFDM у нестаціонарному каналі з просторовою кореляцією.

Список літератури

1. Naguib A.F. Space-Time Coding and Signal Processing for High Data Rate Wireless Communications / A.F. Naguib, R. Calderbank // Wireless, Communications and Mobile Computing. – 2001. – № 1. – P. 13-34. [https://doi.org/10.1002/1530-8677\(200101/03\)1:1<13::AID-WCM2>3.0.CO;2-J](https://doi.org/10.1002/1530-8677(200101/03)1:1<13::AID-WCM2>3.0.CO;2-J).
2. Hanzo L. MIMO-OFDM for LTE, WiFi and WiMAX. Coherent versus non-coherent and cooperative turbo-transceivers / L. Hanzo, Y. Akhtman, M. Jiang, L. Wang. – UK: J. Wiley & Sons, 2010. – 658 p. <https://doi.org/10.1002/9780470711750>.
3. A Survey on MIMO Transmission With Finite Input Signals: Technical Challenges, Advances, and Future Trends / Y. Wu, C. Xiao, Z. Ding, X. Gao, S. Jin // Proceedings of the IEEE. – 2018. – Vol. 10(106). – P. 1779-1833. <https://doi.org/10.1109/JPROC.2018.2848363>.
4. Jafarkhani H. Space-Time Coding. Theory and practice / H. Jafarkhani. – UK: Cambridge University Press, 2009. – 302 p. <https://doi.org/10.1017/CBO9780511536779>.

5. V-BLAST: An architecture for realizing very high data rates over the rich-scattering wireless channel / P.W. Wolniansky, G.J. Foschini, G.D. Golden, R.A. Valenzuela // 1998 URSI International Symposium on Signals, Systems, and Electronics. Conference Proceedings. – Pisa, 2 October 1998. – P. 295-300. <https://doi.org/10.1109/ISSSE.1998.738086>.
6. Molisch A.F. Hybrid Beamforming for Massive MIMO: A Survey / A.F. Molisch et al. // In IEEE Communications Magazine. – 8 September 2017. – Vol. 9(55). – P. 134-141. <https://doi.org/10.1109/MCOM.2017.1600400>.
7. Spatial Modulation – A New Low Complexity Spectral Efficiency Enhancing Technique / R. Mesleh, H. Haas, C.W. Ahn, S. Yun // First International Conference on Communications and Networking in China. – Beijing, 25-27 October 2006. – P. 1-5. <https://doi.org/10.1109/CHINACOM.2006.344658>.
8. Spatial Modulation for 5G MIMO Communications / Y. Xiao, L. Xiao, L. Dan, X. Lei // 19th International Conference on Digital Signal Processing. – Hong Kong, 20-23 August 2014. – P. 847-851. <https://doi.org/10.1109/ICDSP.2014.6900786>.
9. Index Modulation Techniques for Next-Generation Wireless Networks / E. Basar, M. Wen, R. Mesleh, M. Di Renzo, Y. Xiao, H. Haas // IEEE Access. – 09 August 2017. – Vol. 5. – P. 16693-16746. <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2017.2737528>.
10. Space-Time Block Coded Spatial Modulation / E. Basar, U. Aygolu, E. Panayirci, H.V. Poor // IEEE Trans. on Communications. – 7 December 2010. – Vol. 3(59). – P. 823-832. <https://doi.org/10.1109/TCOMM.2011.121410.100149>.
11. Basar E. On multiple-input multiple-output OFDM with index modulation for next generation wireless networks / E. Basar // IEEE Trans on S. Processing. – 2016. – Vol. 15(64). – P. 3868-3878. <https://doi.org/10.1109/TSP.2016.2551687>.
12. Index Modulation for 5G: Striving to Do More with Less / X. Cheng, M. Zhang, M. Wen, L. Yang // IEEE Wireless Communications. – 2018. – Vol. 2(25). – P. 126-132. <https://doi.org/10.1109/MWC.2018.1600355>.
13. Солодовник В.І. Синтез спектрально та енергетично-ефективних сигнально-кодових конструкцій для систем MIMO з просторовим кодуванням сигналів / В.І. Солодовник, М.І. Наumenko // Збірник наукових праць Одеської національної академії зв'язку. – 2019. – № 2. – С. 68-81.
14. Alamouti S.M. A Simple Transmitter Diversity Scheme for Wireless Communications / S.M. Alamouti // IEEE Journal on Selected Areas in Communications. – 1998. – Vol. 8(16). – P. 1451-1458. <https://doi.org/10.1109/49.730453>.
15. Naumenko M.I. Signal-Code Construction Based on Space-Time Block Coding with Dual-Mode Index Modulation Aided OFDM / M.I. Naumenko, V.I. Solodovnyk // IEEE International Scientific-Practical Conference: Problems of Infocommunications Science and Technology PIC S&T. – 2019. – P. 57-62. <https://doi.org/10.1109/PICST47496.2019>.
16. Solodovnyk V.I. Space-Frequency Block Coding with Two-Mode Index Modulation OFDM and Increased Stability to Channel Frequency Selectivity / V.I. Solodovnyk, M.I. Naumenko // Radioelectronics and Communications Systems. – 2020. – Vol. 63. – P. 186-200. <https://doi.org/10.3103/S0735272720040020>.
17. Generalised spatial modulation / A. Younis, N. Serafimovski, R. Mesleh, H. Haas // 2010 Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers. – 2010. – P. 1498-1502. <https://doi.org/10.1109/ACSSC.2010.5757786>.
18. Wang J. Generalised spatial modulation system with multiple active transmit antennas and low complexity detection scheme / J. Wang, S. Jia, J. Song // IEEE Transactions on Wireless Communications. – 2012. – Vol. 4(11). – P. 1605-1615. <https://doi.org/10.1109/TWC.2012.030512.111635>.
19. Enhanced Spatial Modulation With Multiple Signal Constellations / C. Cheng, H. Sari, S. Sezginer, Y. Su // IEEE Transact. on Communications. – 2015. – Vol. 6(63). – P. 2237-2248. <https://doi.org/10.1109/TCOMM.2015.2422306>.
20. Mesleh R. Quadrature Spatial Modulation / R. Mesleh, S.S. Ikki, H.M. Aggoune // IEEE Transactions on Vehicular Technology. – 2015. – Vol. 6(64). – P. 2738-2742. <https://doi.org/10.1109/TVT.2014.2344036>.
21. Hussein H.S. Fully Generalised Spatial Modulation Technique for Underwater Communication / H.S. Hussein, H. Esmail, D. Jiang // Electronics Letters. – 2018. – Vol. 14(54). – P. 907-909. <https://doi.org/10.1049/el.2018.0948>.
22. Spectral Efficient Spatial Modulation Techniques / H.S. Hussein, M. Elsayed, U.S. Mohamed, H. Esmail, E.M. Mohamed // IEEE Access. – 2019. – Vol. 7. – P. 1454-1469. <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2018.2885826>.
23. Enhanced Fully Generalized Spatial Modulation for the Internet of Underwater Things / Z. Qasem, H. Esmail, H. Sun, J. Wang, Y. Miao, S. Anwar // Sensors. – 2019. – Vol. 19(7). – P. 15-16. <https://doi.org/10.3390/s19071519>.
24. Spatial Modulation / R. Mesleh, H. Haas, S. Sinanovic, C.W. Ahn, S. Yun // IEEE Transactions on Vehicular Technology. – 2008. – Vol. 4(57). – P. 2228-2241. <https://doi.org/10.1109/TVT.2008.912136>.
25. Adejumbi B.S. Quadrature Spatial Modulation Orthogonal Frequency Division Multiplexing / B.S. Adejumbi, N. Pillay // Journal of Telecommunication, Electronic and Computer Engineering. – 2018. – Vol. 4(10). – P. 51-57.
26. Wu Y. A Low Complexity VBLAST OFDM Detection Algorithm for Wireless Lan Systems / Y. Wu, S. Sun, Z. Lei // IEEE Communications Letters. – 2004. – Vol. 8. – P. 374-376. <https://doi.org/10.1109/LCOMM.2004.828187>.
27. Бакулин М.Г. Технология MIMO: принципы и алгоритмы / М.Г. Бакулин, Л.А. Варукина, В.Б. Крейнделін. – М.: Телеком, 2014. – 242 с.
28. Basar E. On Multiple-Input Multiple-Output OFDM with Index Modulation for Next Generation Wireless Networks / E. Basar // IEEE Transactions on Signal Processing. – 2016. – Vol. 15(64). – P. 3868-3878. <https://doi.org/10.1109/TSP.2016.2551687>.
29. Mesleh R. Impact of Channel Imperfections on Spatial Modulation OFDM / R. Mesleh, S. Ganesan, H. Haas // IEEE 18th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications. – 2007. – P. 1-5. <https://doi.org/10.1109/PIMRC.2007.4394724>.

Надійшла до редколегії 01.07.2020

Схвалена до друку 22.09.2020

Відомості про автора:

Солодовник В'ячеслав Ігорович
ад'юнкт
Військового інституту телекомунікацій
та інформатизації ім. Героїв Крут,
Київ, Україна
<https://orcid.org/0000-0002-9113-7672>

Information about the author:

Viacheslav Solodovnyk
Doctoral Student
of Heroes of Kruty Military Institute
of Telecommunications and Information Technologies,
Kyiv, Ukraine
<https://orcid.org/0000-0002-9113-7672>

МЕТОД МУЛЬТИПЛЕКСНОЙ ПРОСТРАНСТВЕННОЙ ОРТОГОНАЛЬНО-ЧАСТОТНОЙ МОДУЛЯЦИИ СИГНАЛОВ

В.И. Солодовник

Рассмотрена технология совместного применения многоантенных систем ММО и ортогонального частотного разделения каналов с мультиплексированием OFDM для современных систем беспроводной связи. Показаны ключевые варианты использования ММО. Проанализированы преимущества и недостатки метода пространственной модуляции сигналов (Spatial Modulation, SM). Предложен метод мультиплексной пространственной модуляции с OFDM для релейского канала с частотной селективностью. Проведена сравнительная оценка спектрально-энергетической эффективности предложенного метода, а также классических методов пространственного мультиплексирования и SM. Указаны ограничения, при которых метод дает энергетический выигрыш и выигрыш по показателю спектральной эффективности. Полученный результат может быть эффективно использован в системах беспроводной связи нового поколения с ограниченными частотно-энергетическими ресурсами.

Ключевые слова: ММО, OFDM, пространственная модуляция, мультиплексирование, помехоустойчивость, спектральная эффективность.

SPATIAL ORTHOGONAL-FREQUENCY MODULATION WITH MULTIPLEXING

V. Solodovnyk

The technology of combining Multiple Input-Multiple Output (MIMO) and Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) for modern Wireless Communication Systems (WCS) is considered. Key modes of MIMO are shown. The advantages and disadvantages of Spatial Modulation (SM) are analyzed. The method of Spatial Orthogonal-Frequency Modulation with Multiplexing (SMX-SM-OFDM) for Rayleigh frequency-selective channel is proposed. SMX-SM-OFDM employs both conventional modulation techniques and antenna indices to convey information and exploit the transmit multiplexing potential of MIMO channels. The proposed scheme is optimized by maximizing the distance between groups of active antennas and via rotation of complex symbols. A comparative assessment of the spectral-energy efficiency of the proposed method, classical methods of Spatial Multiplexing (SMX) and SM is carried out. It is shown via computer simulation that SMX-SM-OFDM offers significant improvements of system performance compared with SMX and SM (approximately 1 – 4 dB at Bit Error Rate (BER) value of 10^{-5} depending on spectral efficiency (SE)). Most of energy gain (EG) is due to an increase of signal strength on active antennas / subcarriers, and a small part of EG – due to a decrease of Inter-Antenna Interference level. The limits under which the method gives EG and gain in terms of SE are shown. The choice for MIMO size and SE values is justified both in terms of statistical parameters of the channel and the possibility of Maximum Likelihood Detection in all mentioned methods. The inexpediency of application of SM-based schemes for providing very-high spectral efficiency values (more than 8 bpcu) is explained via demonstration of huge size signal constellations use necessity because of medium-low multiplexing gain. The obtained result can be effectively used for designing new generation WCS with limited frequency and energy resources. The future research will be focused on analysis of the SMX-SM-OFDM system performance over correlated time-variant multi-path channel.

Keywords: MIMO, OFDM, Spatial Modulation, Multiplexing, Noise Immunity, Spectral Efficiency.