

МЕТОД АДАПТИВНОЇ ОБ'ЄДНАНОЇ ПРИЙОМО-ПЕРЕДАВАЛЬНОЇ ПРОСТОРОВОЇ МОДУЛЯЦІЇ ДЛЯ ВИСОКОШВИДКІСНИХ СИСТЕМ БЕЗПРОВОДОВОГО ЗВ'ЯЗКУ

Запропоновано адаптивний алгоритм оптимальної активації наборів передавальних та приймальних антен МІМО-системи заданої конфігурації, що забезпечує максимізацію швидкості передачі інформації зі збереженням вимог до завадостійкості. Метод ґрунтується на структурно-параметричній оптимізації системи об'єднаної приймально-передавальної просторової модуляції та полягає у виборі наборів активованих антен на передачі та на прийомі, а також розміру ансамбля сигналів амплітудно-фазової модуляції з урахуванням статистичних параметрів каналів.

Солодовник В.І. Метод адаптивної об'єдненої приемо-передаючої просторової модуляції для високоскоростних систем безпроводної зв'язи. Предложен адаптивный алгоритм оптимальной активации наборов передающих и приемных антенн МІМО-системы заданной конфигурации, которая обеспечивает максимизацию скорости передачи информации с сохранением требований к помехоустойчивости. Метод основан на структурно-параметрической оптимизации системы об'єдненої приемо-передаючої просторової модуляції и заключается в выборе наборов активированных антенн на передающей и приемной стороне, а также размера ансамбля сигналов амплитудно-фазовой модуляции с учетом статистических параметров каналов.

V. Solodovnick *The method of adaptive joint transmitter-receiver spatial modulation for high-rate wireless communication systems.* Adaptive algorithm of optimal transmit and received antennas sets activation of given configuration MIMO-systems is proposed to provide maximization of data transmission rate without sacrificing of noise-immunity requirements. The method is based on the structural-parametrical optimization of joint transmit-received spatial modulation and consists in activated transmit-received antennas sets and size of amplitude-phase modulation signal constellation selection accordingly to channel state information.

Ключові слова: просторова модуляція, МІМО, швидкість передачі, системи безпроводового зв'язку.

Постановка задачі в загальному вигляді. Для підтримки сучасних об'ємних інформаційних додатків та мультимедійних послуг необхідне забезпечення високих швидкостей передачі інформації. В умовах обмеженості частотно-енергетичних ресурсів каналів безпроводового зв'язку, підвищити їх пропускну здатність можливо завдяки використанню додаткового просторового виміру [1 – 8].

Постійно зростаюча кількість передаваних даних з запитами на кращу якість обслуговування (*Quality of Service – QoS*) та повну мобільність безпроводових мереж (БМ) направили дослідників на пошук нових рішень за межами технології 4G. Згідно вимог, висунутих до мереж зв'язку нового покоління [9], 5G БМ повинні досягнути десятикратного підвищення спектральної та енергетичної ефективності порівняно з існуючими 4G, підтримувати швидкості передачі цифрової інформації не менше 10 Гбіт/с для низькомобільних користувачів, забезпечувати мережеві затримки до 1 мс, задану *QoS* для високомобільних абонентів (швидкість руху технічних засобів до 500 км/год) та щільність підключення абонентських пристроїв до 1 млн на 1 км². Безпрецедентне збільшення об'ємів передаваної інформації та кількості обслуговуваних пристроїв мотивує операторів телекомунікацій та науковців розвивати нові методи передачі даних, протоколи, рішення мережевої інфраструктури для максимізації пропускну спроможності, завадостійкості та спектральної ефективності. Слід зауважити, що питанню споживання енергії та проблемам складності реалізації присвячується значно менше уваги [10].

Для забезпечення необхідної завадостійкості та швидкості передачі в сучасних безпроводових системах зв'язку базовою та найбільш ефективною є технологія багатоелементних антен МІМО (*multiple input-multiple output*). Реалізуючи просторове рознесення сигналів у складній завадовій обстановці, МІМО працює на підвищення завадостійкості. У каналах з високою якістю, МІМО використовується в режимі мультиплексування, забезпечуючи багатократне підвищення швидкості передачі інформації.

Фізичні рівні стандартів технологій *WiFi IEEE 802.11n* і *IEEE 802.11ac*, *WiMax IEEE 802.16e* і *IEEE 802.16m*, *3GPP Long-Term Evolution (LTE)* і *LTE-Advanced (LTE-A)*, *UMTS* базуються на МІМО-технології для реалізації досягаємої пропускну спроможності. МІМО є

перспективною технологією для розробки безпроводових систем зв'язку нового покоління, включаючи 5G. Від 5G БМ очікуються безпрецедентні рівні спектральної (SE) та енергетичної ефективності (EE) із забезпеченням зв'язку між будь-ким, будь-чим, у будь-який час [11].

Звичайні системи *MIMO* використовують усі доступні антени передавача, одночасно здійснюючи передачу з них великої кількості потоків інформації. Правильним підбором матриць передачі/попереднього кодування можна досягнути виграшу від мультиплексування та виграшу від рознесення з використанням *MIMO* [12]. Одночасна активація всіх передавальних антен призводить до оптимізації SE, проте такий варіант системи не є енергетично ефективним (наприклад, технологія *V-BLAST* – *vertical Bell Labs layered space-time* – просторово-часове кодування лабораторії Бела) [13 – 15]. До того ж, у порівнянні з одноантенними системами передачі *SISO* (*single input-single output*), для *MIMO* в режимі мультиплексування (*spatial multiplexing* – *SMX-MIMO*, *V-BLAST*) характерні додаткові недоліки: підвищення складності обробки сигналу на прийомі через міжканальну інтерференцію (*interchannel interference* – *ICI*); більш жорсткі вимоги до синхронізації між передавальними антенами через велику кількість одночасно активних радіочастотних (РЧ) ланцюгів; розсіювання більшої частини споживаємої потужності (що витрачається на передачу) через неідеальність використовуваних незалежних підсилувачів потужності для кожного РЧ ланцюга [10].

Враховуючи вищезазначене, головна мета проектування *MIMO*-систем наступного покоління полягає в розробці багатоантенних схем передачі з обмеженим числом активних РЧ ланцюгів, задачі яких – зменшення складності системи, послаблення вимог до міжантенної синхронізації та *ICI*, а також зменшення складності обробки сигналу на прийомі, на шляху до підвищення EE.

Аналіз останніх публікацій. Аналіз принципів функціонування систем *MIMO* [16, 17] показав, що істотне підвищення швидкості передачі інформації можливе завдяки введенню додаткового виміру передачі, що забезпечується масивом антен, в якому деякі біти з інформаційного потоку накладаються на передавальні антени. Отож, інформаційні біти модулюються у тривимірному просторово-сигнальному сузір'ї [18]: третій просторовий вимір використовується спільно з двовимірним комплексним сигнальним сузір'ям у схемах з фазовою/квадратурною модуляцією (*M*-на фазова модуляція – *phase shift keying* (*M-PSK*) чи *M*-на квадратурно-амплітудна модуляція – *quadrature amplitude modulation* (*M-QAM*)). Такий вид модуляції називається просторова модуляція (*spatial modulation* – *SM*) [19], який належить до сімейства одно-РЧ масштабних безпроводових *MIMO*-систем, що по-новому використовує велику кількість антен у порівнянні зі складними класичними *MIMO*. Після перших робіт *Jeganathan* [2] та *Mesleh* [7], методи *SM* привернули значну увагу дослідників, особливо в останні кілька років. Незважаючи на наявність сильних конкурентів, таких як системи *V-BLAST* та системи з просторово-часовим блочним кодуванням (*space-time block codes* – *STBC*) [13, 20, 21], методи просторової модуляції визнані можливими кандидатами для 5G. *SM* може розглядатись як концепція *MIMO*, в якій загальна кількість випромінюючих елементів більша за кількість активних випромінюючих елементів. *SM-MIMO* використовує весь масив антен на передачі з обмеженою кількістю РЧ ланцюгів. Основною визначальною рисою систем *SM-MIMO* є те, що в них додаткові біти інформації переносяться у просторово-сигнальному сузір'ї, де кожен елемент сузір'я визначається однією антеною чи набором антен. Ця унікальна характеристика спрощує реалізацію високошвидкісного *MIMO* зі зменшеною складністю обробки сигналу та підвищеною EE [22]. Недавні результати аналітичних досліджень та імітаційного моделювання [23] показали, що *SM-MIMO* має величезний потенціал для реалізації багатьох сучасних схем *MIMO*, за умови, що при достатньо великій кількості доступних антен на передачі, лише кілька з них є одночасно активними [24].

Порівняльна характеристика *MIMO*-концепцій для двох передавальних антен $M_t = 2$ та *BPSK* (*binary phase shift keying*) показана на рис. 1.

1. На рис.1а розглядаються принципи звичайного просторового мультиплексування (*spatial multiplexing – SMX*), в якій два символи *PSK/QAM* (S_1 та S_2) одночасно передаються парою передавальних антен за один тактовий інтервал. Для довільно обраної кількості передавальних та приймальних антен (M_t та M_r , відповідно) швидкість передачі *SMX* $R_{SMX} = M_t \log_2(M_m)$, біт/с, де M_m – розмір обраного ансамблю сигналів [1].

2. На рис.1б описано принцип просторового рознесення за схемою ортогонального просторово-часового блочного кодування (*orthogonal space-time block codes – OSTBC*), спроектованого для отримання рознесення на передачі (для прикладу, показана схема Аламоуті [25]), коли два *PSK/QAM* символи (S_1 та S_2) спершу кодується, а потім одночасно передаються парою M_t за два тактових інтервали. Для довільно обраних M_t та M_r швидкість передачі *OSTBC* $R_{OSTBC} = R_c \log_2(M_m)$, біт/с, де $R_c = M / N_{ti} \leq 1$ – швидкість просторово-часового блочного коду, а M – кількість інформаційних символів, переданих за N_{ti} тактових інтервалів [1, 26]. При використанні коду Аламоуті $R_c = 1$. Недолік схеми *OSTBC* – низька швидкість передачі.

3. На рис. 1в у схемі просторової модуляції *SM* явно передається тільки один (S_1) з двох символів. Другий символ (S_2) передається неявно, визначаючи індекс активної передавальної антени у кожному тактовому інтервалі. Іншими словами, у схемі *SM-MIMO* символи передаються модуляцією двох засобів передачі: 1) *PSK/QAM* символ та 2) одна антена, активована інформаційно-керуванним механізмом перемикавання антен. Для довільно обраних M_t та M_r швидкість передачі *SM* $R_{SM} = \log_2(M_m) + \log_2(M_t)$, біт/с [7, 18].

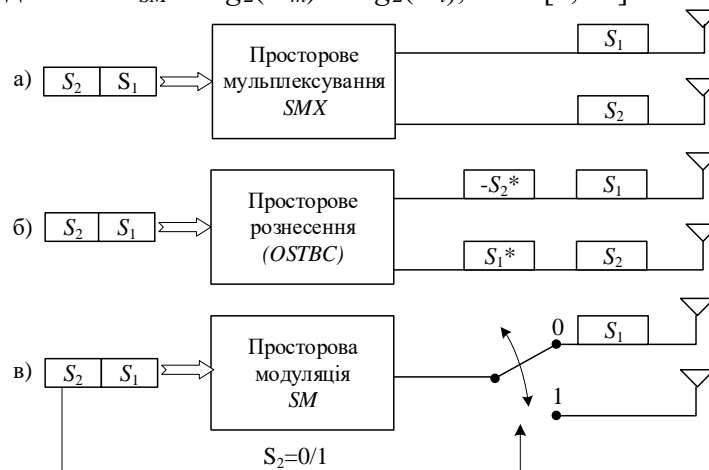


Рис. 1. Порівняльна характеристика *MIMO*-концепцій для двох передавальних антен

На рис. 2 та 3 продемонстровано механізм кодування *SM-MIMO* та концепцію просторово-сигнального сузір'я для $M_t = 2$, *QPSK* при роботі на двох тактових інтервалах. При $R_{SM} = 4$ біт/с, кодер обробляє по 4 інформаційні біти в кожному блоці. У першому тактовому інтервалі, зображеному на рис. 2, необхідно закодувати блок з „1100” біт. Перші $\log_2(M_t) = 2$ біт, „11”, визначають активною єдину передавальну антену (ПРД №4), у той час як другі $\log_2(M_m) = 2$ біт, „00”, визначають передачу АФМ символу. Точно таким же чином, під час другого тактового інтервалу, зображеного на рис. 3, кодується блок з „0001” біт. Перші $\log_2(M_t) = 2$ біт, „00”, визначають активною єдину передавальну антену (ПРД №1), у той час як другі $\log_2(M_m) = 2$ біт, „01” визначають передачу АФМ символу.

Частковим випадком *SM-MIMO* є просторова маніпуляція (*space-shift-keying – SSK*) [2 – 5, 27 – 30], яка є фактично одноантенною передачею ($M_t = 1$), в якій біти інформації кодуються лише сигнальним сузір'ям. Швидкість передачі при цьому $R_0 = \log_2(M_m)$. З іншого боку, при $M_m = 1$ інформація кодується лише просторовим сузір'ям зі швидкістю $R_{SSK} = \log_2(M_t)$.

Отож, *SSK* – це спектрально-неефективна схема *MIMO*, в якій передача інформації здійснюється завдяки механізму перемикавання передавальних антен. У цьому методі передачі задіяний тільки просторовий домен (інформацію несуть лише активовані передавальні

антени), тому перевагами *SSK* є виключно висока ЕЕ та низька складність реалізації передавача. Фундаментальний же принцип схеми *SM-MIMO* полягає в узгодженій передачі однієї частини біт неявним інформаційно-керуваним механізмом перемикання антен, а іншої частини біт – фазовою/квадратурною модуляцією, що робить її хорошим компромісом з погляду ЕЕ та СЕ, завадостійкості та складності реалізації.

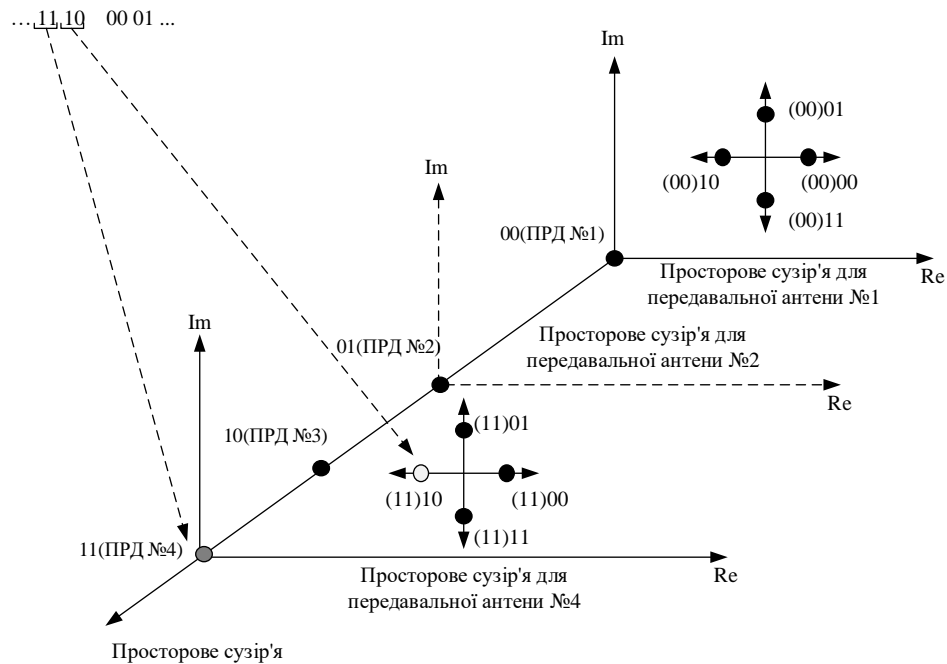


Рис. 2 Демонстрація тривимірного просторово-сигнального сузір'я (тактовий інтервал №1)

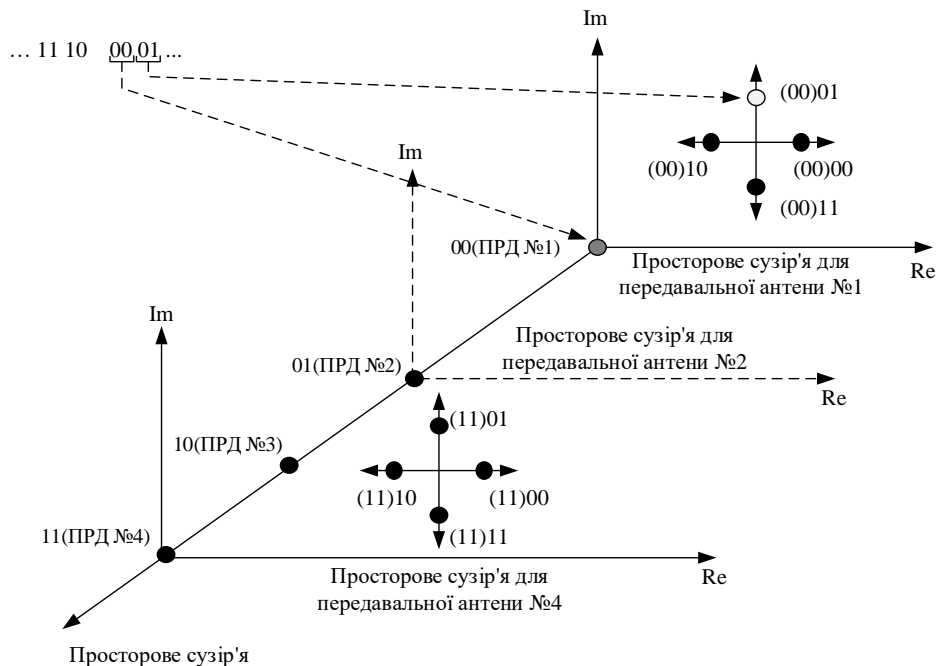


Рис. 3 Демонстрація тривимірного просторово-сигнального сузір'я (тактовий інтервал № 2)

В останні кілька років було запропоновані різні схеми *SM* [31 – 37]. Наприклад, для досягнення вигаду від кодування та просторового рознесення було запропоновано комбіновані схеми просторової модуляції у поєднанні з решітчатим *SM-TC* (*trellis-coded modulation TCM*) та просторово-часовим блочним кодуванням *STBC-SM* [31 – 32]. У [33] розроблена схема адаптивної просторової модуляції, де був запропонований алгоритм вибору порядку модуляції M_m . У [34] автори детально проаналізували завадостійкість систем з *SM* в різних каналах із замираннями. Для покращення СЕ просторової модуляції була запропонована узагальнена просторова модуляція (*Generalised SM – GSM*), яка активує

кілька передавальних антен та одночасно передає декілька символів АФМ [35]. У [36] комплексна квадратурна просторова модуляція (*Complex Quadrature SM – CQSM*) пропонує розширити просторове сузір'я у вимірах синфазності та квадратурності. Диференціальна просторова модуляція (*Differential SM – DSM*) пропонується у [37] для відміни необхідності оцінки каналу на прийомі, що спрощує приймач та скорочує пілотний заголовок оцінки каналу. Удосконалена *SM* (*Enhanced SM – ESM*) є також недавно запропонованим перспективним варіантом *SM*, де кількість активних передавальних антен та обрані сигнальні сузір'я можуть змінюватись на кожному тактовому інтервалі, причому є можливість повороту сигнального сузір'я на кут θ . Приклади узагальнення *ESM*-схеми для різної кількості передавальних антен та сигнальних сузір'їв описано в [38].

Усі згадані схеми просторової модуляції використовують індекси передавальних антен. У той же час, схеми з просторовою модуляцією приймача [39] використовують для модуляції інформації індекси приймальних антен. У [40] запропоновано схему об'єднаної приймально-передавальної просторової модуляції (*Joint Transmitter-Receiver Spatial Modulation – JSM*), в якій передача інформації здійснюється шляхом спільного використання індексів наборів передавальних антен, індексів приймальних антен та АФМ. Запропонована схема *JSM* спроможна одночасно досягти рознесення на передачі, рознесення на прийомі та виграшу від мультиплексування.

Метою даної статті є розробка адаптивного алгоритму оптимальної активації визначеного набору активних передавальних та приймальних антен *MIMO*-системи заданої конфігурації з метою максимального підвищення швидкості передачі інформації з урахуванням відомостей про стан каналів.

Основна частина. Структурна схема запропонованої об'єднаної приймально-передавальної просторової модуляції в системі *JSM* представлена на рис. 4. Розмір запропонованої *JSM*-системи: $M_t \times M_{\Sigma receive}$, де M_t – кількість антен передавача, а $M_{\Sigma receive} = M_r + D$ – загальна кількість антен приймача; причому для ефективної роботи системи необхідне виконання двох умов: $M_t / 2 \geq M_r \geq 2$, $D \geq 1$. Канальна матриця даного варіанту *MIMO*-системи розміру $(M_t \times M_{\Sigma receive})$ має вигляд: $\mathbf{W} = [\mathbf{H}^T, \mathbf{G}^T]^T$, де $\mathbf{H} = [\mathbf{h}_1, \mathbf{h}_2, \dots, \mathbf{h}_{M_t}] \in \mathbb{C}^{M_r \times M_t}$ – означає канали від M_t передавальних антен до перших M_r приймальних антен, а $\mathbf{G} = [\mathbf{g}_1, \mathbf{g}_2, \dots, \mathbf{g}_{M_t}] \in \mathbb{C}^{D \times M_t}$ – канали від M_t передавальних антен до решти D приймальних антен. На приймачі M_r приймальні антени використовуються для передачі інформації, а D приймальні антени – для отримання рознесення на прийомі (антени рознесення). Вважаємо, що для реалізації попередньої обробки на передачі, передавач використовує інформацію про стан каналу (*channel state information – CSI*) з \mathbf{H} , у той час як повна інформація про стан каналу з \mathbf{W} відома лише приймачу.

У *JSM*-системі передача M_m -ного АФМ символу S_k ($k \in \{1, 2, \dots, M_m\}$) здійснюється активацією набору M_t передавальних антен, які випромінюють попередньо оброблені сигнали для того, щоб переданий АФМ символ S_k приймався лише однією з M_r приймальних антен. Індекси передавальних та приймальних наборів антен одночасно використовуються для передачі додаткової інформації. На рис. 4 на передавачі потік біт спершу ділиться на символи даних, кожен з яких складається з $b_J = b_t + b_r + b_m$ двійкових біт. Після послідовно-паралельного перетворення кожен символ даних ділиться на три паралельних субсимволи з b_t , b_r та b_m біт. Значення цих трьох субсимволів такі: b_t – визначає набір активованих передавальних антен ($b_t = \lfloor \log_2 (M_t / M_s) \rfloor$, де $\lfloor x \rfloor$ – найбільше ціле $n \leq x$), b_r – використовується для вибору індексу однієї з M_r приймальних антен ($b_r = \lfloor \log_2 (M_r) \rfloor$), b_m – передається групою активованих передавальних антен і приймається обраною M_r антеною, так само як і іншими D антенами рознесення ($b_m = \lfloor \log_2 (M_m) \rfloor$). На приймальній стороні задача детектування – визначити активований набір передавальних антен, індекс активованої приймальної антени M_r та АФМ символ для прийому b_J біт.

Передавальні антени згруповані у просторі для формування комбінацій $\lfloor M_t / M_s \rfloor$ передавальних наборів, кожен з яких містить однакове число M_s антен. Передавальний набір з

порядковим номером i ($i \in \{1, 2, \dots, 2^{b_i}\}$) складається з антен з індексами $\{(i-1)M_s + 1, (i-1)M_s + 2, \dots, iM_s\}$, що пояснюється необхідністю неповторюваності активних передавальних антен M_s в наборі для забезпечення максимального рознесення на передачі. Прийом з мінімальною кількістю помилок можливий за умови: $M_r \leq M_s \leq M_t / 2$.

Загальна кількість переданих біт у JSM -символі об'єднаної просторової модуляції визначається так: $b_J = \lceil \log_2(M_t / M_s) \rceil + \lceil \log_2(M_r) \rceil + \lceil \log_2(M_m) \rceil$.

Запропонована JSM -система може вважатись схемою просторової модуляції з попереднім кодуванням (*precoding-aided SM – PSM*) [41], що заснована на субнаборах передавальних антен M_s . Проте JSM , на додачу до інформації в індексах приймальних антен та АФМ, використовує передавальні набори для передачі додаткової інформації. Зауважимо, що збільшення кількості антен M_s в передавальних наборах покращує рознесення на передачі, а передавальні набори для JSM -системи є ортогональними. Недоліком використання неортогональних наборів антен на передачі є додаткова інтерференція ICI , тому цей варіант допустимий лише як компромісний.

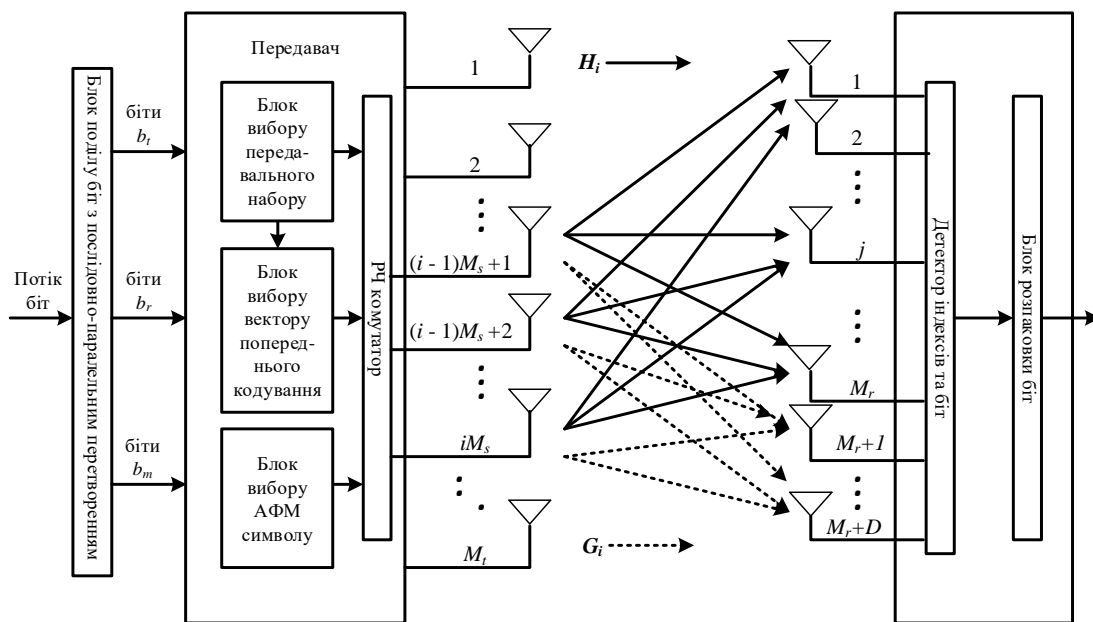


Рис. 4 Структурна схема JSM -системи

Для i -го передавального набору мета попередньої обробки така ж, як і в PSM -системі [41] – досягнути максимуму енергії на обраній M_r антені та мінімізувати енергію на решті $(M_r - 1)$ приймальних антен. Звичайні способи попередньої обробки – метод *Zero Forcing* та метод МСКП (оптимальний за критерієм мінімуму середньоквадратичної помилки – *Minimum Mean Square Error – MMSE*) [42, 43].

При аналізі запропонованої JSM -системи вважаємо, що канали від будь-якої передавальної до будь-якої приймальної антени є незалежними релеївськими та інваріантними в часі протягом тривалості JSM -символу.

Для задоволення різних вимог щодо надійності та складності системи можливо використовувати два типи детекторів [40, 43].

– детектор максимальної правдоподібності (*Maximum-Likelihood Detection – MLD*), який спроможний досягти оптимального детектування, проте з високою складністю реалізації;

– субоптимальне детектування (*Sub-Optimal Detection – SOD*): двокроковий і трикроковий SOD ($2-SOD$ і $3-SOD$, відповідно) для спрощення детектування. Трикроковий субоптимальний детектор є найменш складним, але його ефективність детектування серед трьох згаданих детекторів є найгіршою.

При роботі MLD , детектор здійснює спільну оцінку векторів b_t , b_r та b_m . Обидва алгоритми субоптимального прийому на першому кроці оцінюють символ b_r . Засновуючись на оціненому b_r символі, двокроковий субоптимальний детектор здійснює спільну оцінку

символів b_t та b_m , а трикроковий – окремо детектує символи b_m (на другому кроці) та b_t (на фінальному кроці).

Спроба детектування b_r символу на другому кроці *SOD* досягається ідентифікацією приймальної антени, яка видає найбільшу потужність серед M_r приймальних антен.

Детектор максимальної правдоподібності *MLD*, який дає верхню межу завадостійкості для *JSM*-систем порівняно з іншими алгоритмами детектування, не завжди можна реалізувати практично. *ML*-детектор може бути реалізований для *MIMO*-систем невеликого масштабу з відносно невеликою СЕ. Розглянемо принципи роботи *JSM*-системи розміру 32×10 : $M_t = 32$, $M_{\Sigma receive} = M_r + D = 10$ зі швидкістю передачі інформації $R = 6$ біт/с та представляючою для сучасних телекомунікацій інтерес ймовірністю бітової помилки (*bit error rate* – *BER*) не гірше 10^{-4} ($P_{\text{пом}} < 10^{-4}$).

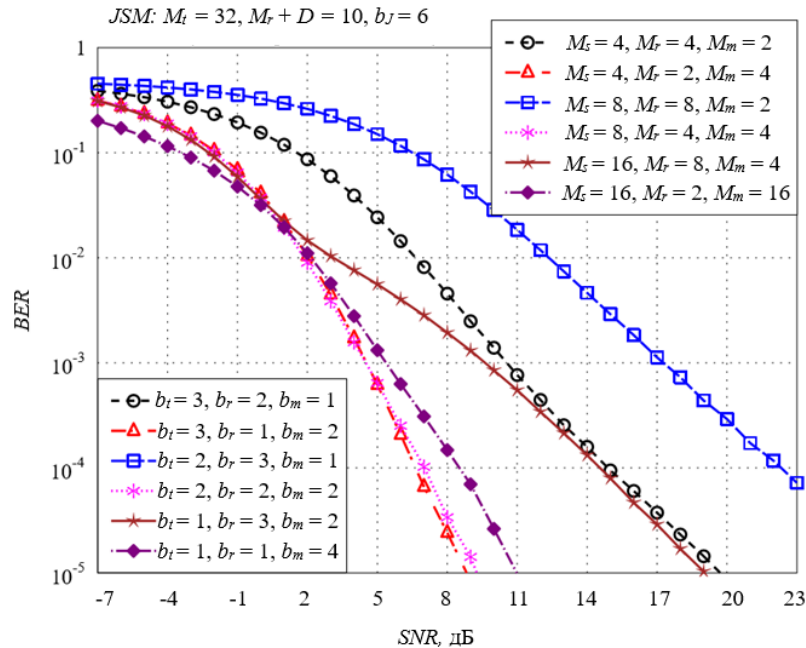


Рис. 5 Аналіз функціонування *JSM*-системи розміру 32×10 для $b_J = 6$ біт

Сучасні системи безпроводового зв'язку працюють зі співвідношенням сигнал/шум (*Signal-to-Noise Ratio* – *SNR*) $5 \div 20$ дБ.

Очевидно, що при $SNR = 5$ дБ не існує варіантів активації антен на передачі та прийомі, щоб забезпечити $P_{\text{пом}} < 10^{-4}$ та $b_J = 6$ біт для заданого розміру *MIMO*-системи 32×10 , тому виникає необхідність знизити вимоги до швидкості передачі ($b_J = 4$ біт) або до завадостійкості ($P_{\text{пом}} < 10^{-3}$) без розриву зв'язку, інакше виникає збій функціонування системи.

При енергетиці каналу $SNR = 7$ дБ, для задоволення вищезазначених вимог щодо спектральної ефективності та завадостійкості, можливо застосувати два варіанти: 1) $M_s = 4$, $M_r = 2$, *QPSK* (найоптимальніший для заданих умов) або 2) $M_s = 8$, $M_r = 4$, *QPSK*). Отож, збільшуючи рознесення на передачі та залишаючи сталим розмір ансамблю сигналів, отримуємо схожі результати ефективності.

При енергетиці каналу $SNR = 11$ дБ – можливо застосувати три варіанти:

1) $M_s = 4$, $M_r = 2$, *QPSK*; 2) $M_s = 8$, $M_r = 4$, *QPSK*; 3) $M_s = 16$, $M_r = 2$, *QAM-16*.

Очевидно, що використання третього варіанта недоцільне для $P_{\text{пом}} < 10^{-4}$, оскільки використання першої (оптимальної) заданої конфігурації робить можливим її застосування для більш чутливих до помилок систем з $P_{\text{пом}} < 10^{-5}$. Отриманий енергетичний вигравш в 4 дБ можна використати для підвищення спектральної ефективності на 2 біт/с/Гц шляхом збільшення розміру ансамблю сигналу з $M_m = 4$ до $M_m = 16$ без втрати завадостійкості.

При енергетиці каналу $SNR = 20$ дБ – доступні п'ять варіантів конфігурації схеми, проте найдоцільніше знов обрати $M_s = 4$, $M_r = 2$, *QPSK* та отримати енергетичний запас

13 дБ, обмінявши його на підвищення СЕ (плюс 5 біт/с/Гц), застосувавши *QAM-128* замість *QPSK*.

Найкраща завадостійкість для *MIMO* заданого розміру досягається при $M_s = M_t / 2$, $M_{r\ min} = 2$, що означає максимальне рознесення на передачі, максимальне рознесення на прийомі за рахунок найбільшої кількості антен рознесення D_{max} та застосування мінімальної кількості антен $M_{r\ min}$ (для отримання додаткового 1 біт/с до загальної швидкості передачі). Проте результати моделювання показують, що при $M_s < M_t / 2$ система працює ефективно, і наближення кількості M_s до половини кількості M_t незначно впливає на завадостійкість проте зменшує тим самим СЕ.

Зауважимо також, що при „сильному” та „середньому” рознесенні на передачі ($M_s = M_t / 2$ та $M_s = M_t / 4$, відповідно) та при великому співвідношенні сигнал/шум вираш від застосування детектора *ML* (порівняно з *2-SOD* і *3-SOD*) практично зводиться до нуля. Це пояснюється тим, що в *JSM*-системі біти b_t приймаються надійно, а загальна завадостійкість системи зумовлена спільним прийомом біт b_t , b_r та b_m . У таких умовах, слід використовувати субоптимальний детектор, що дасть простоту реалізації та збереження коштів при проектуванні системи.

Використовуючи розмір ансамблю сигналу $M = 4$ (*QPSK*), отримуємо СЕ 4 біт/с/Гц. Така конфігурація *JSM*-системи є енергоефективною та потребує всього 6,8 дБ (за результатами імітаційного моделювання) для роботи в релеївському каналі. Зазначимо, що система передачі без рознесення в гаусівському каналі для СЕ 2 біт/с/Гц (*QPSK*) потребує мінімум $SNR = 12,6$ дБ, а для аналогічної СЕ 4 біт/с/Гц (*QAM-16*) необхідне $SNR = 14$ дБ. Нагадаємо, що релеївський канал програє гаусівському 30 дБ [42], отож, уже за такої конфігурації *JSM*-системи, очевидний вираш 44 дБ.

Отож, використання додаткового просторового виміру дає можливість істотно підвищити ЕЕ системи, у порівнянні з системою, яка не використовує просторове рознесення [20, 26]. При цьому, є можливість здійснити обмін ЕЕ на СЕ, таким чином, збільшити швидкість передачі.

Для розглядаємої *MIMO*-системи 32×10 в релеївському каналі максимальна СЕ 11 біт/с/Гц може бути забезпечена за умов використання $M_s = 4$, $M_r = 2$, *QAM-128* ($b_J = b_t + b_r + b_m = 3+1+7$ біт) при $SNR \leq 20$ дБ (навіть без використання завадостійкого коду). Очевидна перевага застосування *JSM*-системи, оскільки при роботі виключно АФМ-символами без рознесення в гаусівському каналі цієї енергетики недостатньо навіть для СЕ 5 біт/с/Гц (*QAM-32*).

З рис. 5 можна зробити наступні висновки. При $M_s = M_r$ завадостійкість системи погіршується, оскільки втрачається вираш від рознесення на передачі. Велика кількість антен M_r катастрофічно впливає на завадостійкість системи – її слід обирати мінімальною $M_{r\ min}$. Збільшення кількості антен рознесення D (оптимальне рознесення на прийомі) від 2 до 4 та до 8-ми дає вираш відповідно $4 \div 10$ дБ, який можна використати для підвищення СЕ на $1 \div 3$ біт/с/Гц шляхом збільшення розміру ансамблю сигналів *QAM* (що не є критичним, і передбачувано вимагає поступового росту енергетики) при застосуванні *MLD*. У таблиці 1 наведено рекомендації щодо вибору кількості антен M_s , M_r та D для систем *MIMO* різного розміру ($M_t \times (M_r + D)$).

Для спрощення параметрів вибору активних антен та однакового розподілу навантаження на них, введемо обмеження: кількість $M_t = 2^n$, $n = 2 \div 8$ для демонстрації систем *MIMO* невеликого розміру ($M_t \leq 8$), середнього розміру ($M_t \leq 64$) та масштабних (масивних, багатокористувальницьких) *MIMO* (*large-scale, massive, multi-user MIMO – LS-, MU-MIMO*, $M_t \geq 128$) [44, 45, 46].

Забезпечити $b_J > 11$ біт при $SNR \leq 20$ дБ є нереалізуємою задачею в заданій системі при використанні будь-якого алгоритму детектування. До того ж, субоптимальний прийом вимагає більшого співвідношення сигнал/шум порівняно з *MLD* (застосування *2-SOD* вимагає додатково мінімум 5 дБ, а *3-SOD* – ще додатково 1 дБ енергетики). Зауважимо, що трикроковий *SOD* не працює вже при $M_m > 16$.

Таблиця 1

n	M_t	M_s	M_r	D
2	4	2	2	1, 2, 4
3	8	2, 4	2	2, 4, 8
4	16	4, 8	2	4, 8
5	32	4, 8, 16	2, 4	8
6	64	8, 16, 32	2, 4	16
7	128	16, 32, 64	2, 4, 8	32
8	256	32, 64, 128	2, 4, 8	32

При обмеженнях: $P_{\text{пом}} < 10^{-4}$ та $SNR = 10$ дБ – спектральну ефективність 8 біт/с/Гц може забезпечити лише детектор ML . Субоптимальні алгоритми працюють лише при $11 \leq SNR \leq 20$ дБ та спроможні дати максимум швидкості передачі 4 біт/с.

На основі результатів імітаційного моделювання та аналізу поведінки JSM -системи розміру 32×10 розроблено адаптивний алгоритм активації антен на прийомі та передачі з вибором розміру ансамблю сигналів для максимізації швидкості передачі з урахуванням стану каналів (рис. 6).

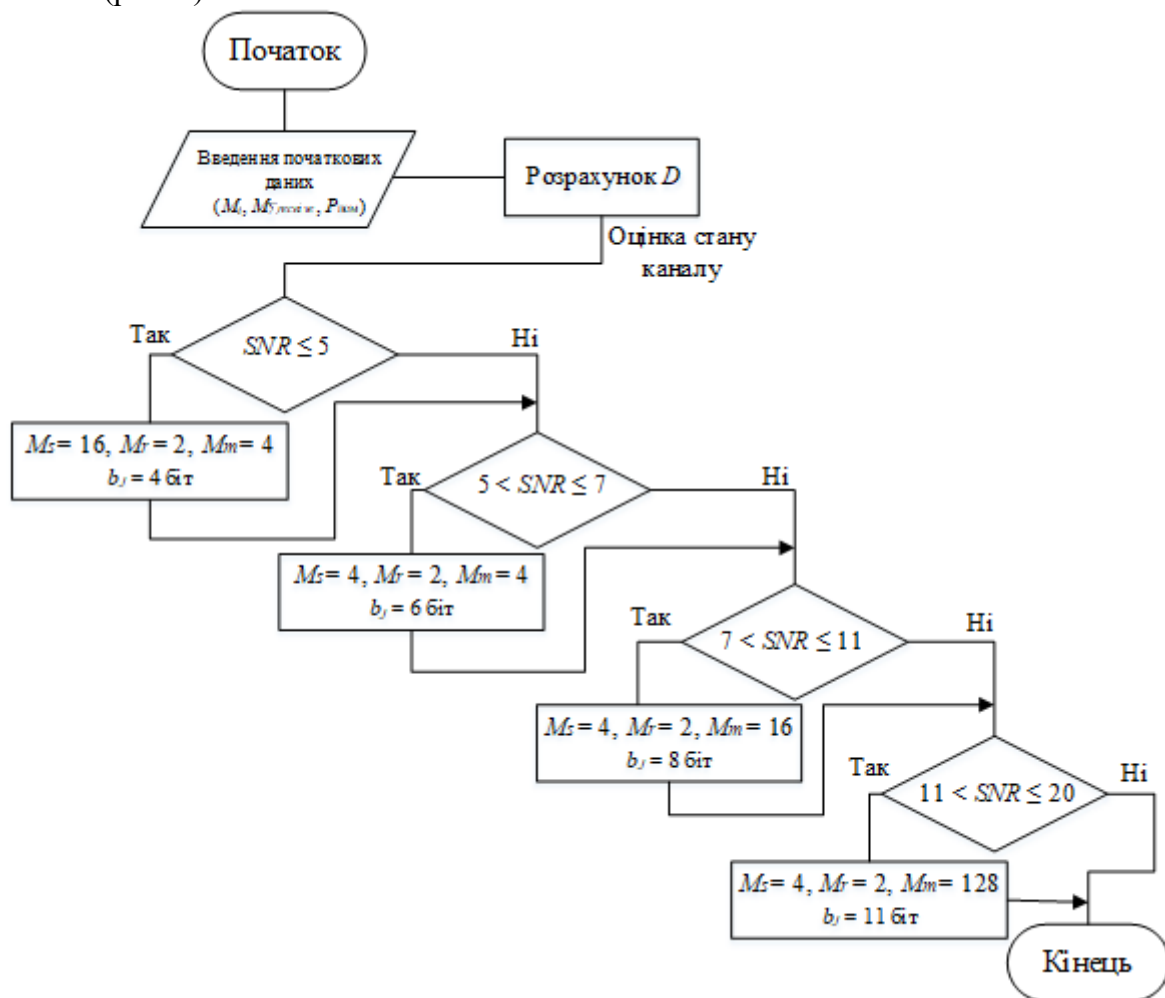


Рис. 6 Адаптивний алгоритм оптимальної активації наборів передавальних та приймальних антен МІМО-системи заданої конфігурації

Вихідні дані: загальна кількість антен на передачі $M_t = 32$, загальна кількість антен на прийомі $M_{\text{receive}} = 10$, вимоги до завадостійкості $P_{\text{пом}} < 10^{-4}$, $SNR = 5 \div 20$ дБ.

Результати адаптивного алгоритму записуються в комірки пам'яті процесора, а звернення до них відбувається на основі визначеного SNR , під час кожного аналізу інформації про стан каналів, для вибору оптимальної конфігурації активних антен та значення M_m з метою підвищення швидкості передачі.

Стандартні алгоритми адаптивної модуляції та кодування (*adaptive modulation and coding – AMC*) оперують лише розміром ансамблю сигналів M_m для різних значень SNR . Запропонований адаптивний алгоритм показує ефективність реструктуризації інформаційних біт, при якому поділ їх на групи дає можливість кращого обміну ЕЕ на СЕ.

Складність детектування

Для безпроводових систем передачі з різними вимогами до завадостійкості, енергетикою та розміром можливо розробити власні адаптивні алгоритми максимізації швидкості передачі на основі результатів імітаційного моделювання у середовищі *MATLAB*. Проте, враховуючи складність та можливість реалізації алгоритмів детектування, для систем різної складності слід обирати типи алгоритмів детектування за наступним правилом:

1. Для простих *MIMO*-систем – детектор максимальної правдоподібності *MLD*.
2. Для *MIMO* середньої складності/розміру – субоптимальний двокроковий детектор *2-SOD*.
3. Для складних *MIMO* великого розміру – субоптимальний трикроковий детектор *3-SOD*.

Складність реалізації *JSM*-системи заданого розміру 32×10 для показників $b_J = 6$ біт (оптимальна, з позиції енергетичної ефективності, конфігурація згідно алгоритму для систем з малим співвідношенням сигнал/шум) та $b_J = 11$ біт (максимальна швидкість передачі, доступна для заданої системи за умови $SNR \leq 20$ дБ, конфігурація згідно алгоритму) з використанням детекторів різної складності показано в таблиці 2.

Таблиця 2

	<i>MLD</i>	<i>2-SOD</i>	<i>3-SOD</i>
Аналітичний вираз для розрахунку складності детектування, O	$2^{b_t+b_r+b_m} M_s(M_r+D)$	$M_r+2^{b_t+b_m} (M_s D+1)$	$M_r+M_m+2^{b_t} M_s D$
$b_J = 6$ біт	2560	1058	262
$b_J = 11$ біт	81920	33794	386

Очевидно, що при великих показниках $b_J = b_t + b_r + b_m$ в масштабних *MIMO* застосування *MLD* є проблемним, тому необхідно застосовувати методи субоптимального прийому сигналів.

Продуктивність сучасних цифрових процесорів обробки сигналів (ЦПОС) покращується з кожним роком. Складною позасистемною одиницею оцінки продуктивності ЦПОС є *FLOPS* (*F*loating-*P*oint *O*perations *P*er *S*econd), яка показує скільки операцій з плаваючою комою в секунду здатна виконати обчислювальна система [47]. Необхідну продуктивність сучасних ЦПОС, що використовуються в телекомунікаціях (*LTE-A*, *UMTS*, *Wi-Fi*, *WiMax*) та будуть використовуватись в системах *5G*, оцінюють в 10^3 – 200 *GFLOPS* (10^9 *FLOPS*) [47, 48]. Процесори з такими показниками продуктивності спроможні реалізувати роботу *ML*-детектора для запропонованої *JSM*-системи розміру 32×10 для здійснення визначеної кількості операцій (табл. 2) на тривалості символу в кілька десятків-сотень мкс (без затримок). Яскравим прикладом таких ЦПОС є продукція світового лідера з виробництва процесорів компанії *Texas Instruments*: *TMS320C6655*, *TMS320C6657* (20 *GFLOPS*) та *66AK2H12*, *66AK2H14* (198.4 *GFLOPS*) [48].

Масивні *MIMO* та вибір антен

Велика кількість РЧ ланцюгів, з'єднаних з антенами, збільшує складність системи та вартість апаратного забезпечення. Вибір антен – це метод обробки сигналів, який може допомогти зменшити кількість РЧ ланцюгів зі збереженням ефективності системи на заданому рівні.

Теоретичними дослідженнями було показано, що велика кількість антен базової станції може істотно підвищити ефективність системи з міркувань надійності з'єднань, швидкості передачі та ЕЕ [49 – 51]. На практиці, кількість антен не може бути довільно великою через фізичні обмеження, вартість та складність реалізації такої системи, оскільки процедури якісного детектування та ідеальної оцінки стану каналів *CSI* для всіх антен стають неможливими задачами [52 – 57]. Відомо, що розміщення додаткових антен на базових станціях (БС) зазвичай недорого, а розміщення додаткових ЦПОС іноді може навіть зберегти

кошти. Оцінку каналу можна здійснити менш складним та дешевшим пристроєм, ніж повноцінний прийомопередавач, наприклад, методом аналізу пілот-сигналів, які передаються з різною періодичністю, залежно від типу системи. Такі РЧ елементи як підсилювачі потужності, змішувачі, аналого-цифровий перетворювач (АЦП), цифро-аналоговий перетворювач (ЦАП) є достатньо дорогими. Для масивних *MIMO* систем дуже дорого реалізувати РЧ ланцюги для всіх антен на БС, отож, для зменшення складності системи та коштів на її реалізацію без втрати ефективності застосовується потужний метод обробки сигналів – вибір („відбраковка”) антен.

Цей метод добре вивчений для звичайних *MIMO* систем з невеликою кількістю антен [58 – 59]. Таким чином, з $(M_t + M_{\text{receive}})$ можливих РЧ ланцюгів вибираються N „кращих”. Зменшення кількості необхідних РЧ ланцюгів дає значну економію без втрати переваг повноцінної *MIMO*-системи та з можливістю реалізації оптимальних алгоритмів детектування *ML*. Критеріями вибору антен можуть бути максимум пропускної спроможності, *SNR* на приймачі чи мінімум *BER*. Вибір антен покращує ефективність системи завдяки просторовій селективності, оскільки обирається субнабір антен з найкращими коефіцієнтами передачі та комується з РЧ ланцюгами. Маючи велику кількість антен на БС, канал розповсюдження потенційно дає значно більшу просторову селективність, завдяки якій ефективність системи можна значно покращити.

Дослідження [52] показали, що застосування компактного циліндричного масиву з 128 направлених антен на БС (габаритні розміри: висота 30 см, діаметр 30 см) є ефективнішим, ніж лінійний масив з такою ж кількістю всенаправлених антен довжиною 7,1 м.

Методом реально проведених вимірювань для різних початкових даних та обмежень параметрів було зроблено наступні висновки. Без процедури вибору антен використання лінійного масиву у порівнянні з циліндричним масивом є ефективнішим. Завдяки реалізації процедури вибору антен в циліндричному масиві з направленими антенами вираш від вибору „кращих” антен та, відповідно, РЧ ланцюгів, складає близько 50%, причому ефективніше використовувати 20 РЧ ланцюгів зі 120 можливих, ніж 40 РЧ зі 120. Аналіз функціонування лінійного масиву з вибором „кращих” РЧ ланцюгів показав незначне покращення ефективності (10÷15%). Отож, коефіцієнт „відбраковки” (частина антен, які не будуть використовуватись на тривалості символу) $k_{\text{бр}} = 5/6$, очевидно, дав кращі результати, ніж $k_{\text{бр}} = 2/3$. Таким чином, збільшення $k_{\text{бр}}$ в розумних межах (без втрати СЕ) може дати значні переваги; вибір $k_{\text{бр}}$ залежить від типу і розміру системи, її розміщення, *SNR*, вимог щодо завадостійкості та швидкості передачі інформації в системі та інших факторів.

Інші види індексної модуляції

Слід зауважити, що просторова модуляція *SM* є частковим випадком більш широкого класу схем з індексною модуляцією (*index modulation – IM*), які з’явилися в останнє десятиліття та демонструють нові можливості передачі біт інформації додатково до відомих схем цифрової модуляції амплітуди/частоти/фази [60]. У схемах з *IM* інформаційні біти можуть приєднуватись до таких блоків трансляції: передавальні та приймальні антени, піднесучі, радіочастотні дзеркала, світловипромінюючі діоди, види модуляції, часові інтервали, матриці попереднього кодування, дисперсійні матриці, потужність сигналів, коди розширення спектру і т.д. Іншими словами, індексна модуляція створює абсолютно нові виміри для передачі інформації. Оскільки принцип *IM* ґрунтується на механізмі перемикання станів засобів передачі „активно/неактивно”, ці схеми є достатньо енергоефективними та, відповідно, більш завадостійкими у порівнянні з традиційними схемами з такою ж потужністю передаваних сигналів [60].

Безпроводові канали систем військового зв'язку

Конкуренти *JSM*-системи (*H-* (*Horizontal*), *D-* (*Diagonal*), *V-BLAST*) працюють при великому *SNR*, володіють низькою завадостійкістю та мають велику складність детектування. Отож, їх застосування в реальних безпроводових каналах систем військового зв'язку з низькою енергетикою чи за умов постановки противником навмисних завад є неможливим. Додатково, для безпроводових каналів систем військового зв'язку характерна селективність та нестационарність.

Частотна селективність каналів – єдиний фактор, який може зменшити ефективність процесу вибору антен, оскільки різні субнабори антен є оптимальними для різних (некорельованих) смуг частот. За умови, що смуга пропускання системи більша, ніж смуга когерентності каналу, а кількість багатопроменевих елементів велика, всі можливі субнабори антен стають еквівалентними.

Для боротьби з селективністю використовується ортогональне частотне мультиплексування (*orthogonal frequency division multiplexing – OFDM*). Системи *OFDM-IM* вже розроблені та дозволяють підвищити швидкість передачі та завадостійкість системи у порівнянні зі звичайними системами *OFDM*. Також відома схема узагальненої просторово-частотної індексної модуляції (*Generalized Space-Frequency Index Modulation – GSFIM*), яка теоретично дозволяє працювати в частотно-селективних каналах [61]. На жаль, практична реалізація таких систем з оптимальним *ML* детектуванням є нереалізуємою задачею, через надзвичайно високу обчислювальну складність та жорсткі вимоги до буферу пам'яті ЦПОС, де зберігаються таблиці кодування.

Для боротьби з нестационарністю використовується просторово-часове блочне кодування *STBC*, решітчатє кодування *TSCM* та турбо-коди (*turbo coded modulation – TuCM*). Гібридні схеми *TSCM*, *STBC-SM* та *SM-TuCM* продемонстровані в [31, 32, 63]. Аналіз вказаних джерел показав, що *SM* з кодуванням є ефективнішим порівняно зі звичайними *SM* та *V-BLAST* без завадостійкого коду для різних каналів: в квазістатичному релеївському каналі застосовують *TSCM*; в райсовському каналі та в каналах з кореляцією – *STBC-SM* з ядром Аламоуті; використання *SM-TuCM* є перспективним для різних каналів та потребує подальшого дослідження.

Висновки. Таким чином, запропонована схема об'єднаної приймально-передавальної просторової модуляції *JSM* та адаптивний алгоритм активації визначеного набору активних передавальних та приймальних антен дозволяють максимально підвищити швидкість передачі інформації для *MIMO*-системи заданої конфігурації з урахуванням відомостей про стан каналів.

На основі результатів імітаційного моделювання та їх підтвердження розрахунками є можливість розробки адаптивних алгоритмів активації антен для *MIMO*-систем будь-якого розміру з різними вимогами щодо надійності та швидкості передачі інформації з високими показниками енергетичної та спектральної ефективності для реальних безпроводових каналів.

Запропонована схема *JSM* та адаптивний алгоритм можуть бути успішно використані в системах зв'язку нового покоління *5G*.

Перспективним напрямком подальших досліджень є розробка ефективних методів завадостійкого кодування з просторовою модуляцією та узгодженим застосуванням *OFDM* для забезпечення оптимальної роботи системи в реальних безпроводових каналах зв'язку з різним рівнем нестационарності та селективності.

Важливим є також зменшення складності детектування сигналів для отримання можливості практичного застосування удосконалених гібридних схем.

Результат таких досліджень – єдина сигнально-кодова конструкція, що може забезпечити, відповідно до тверджень провідного теоретика та практика у галузі телекомунікацій *R. Calderbank*, високоефективне використання енергетичного, частотного та просторового ресурсів реальних безпроводових каналів зв'язку.

ЛІТЕРАТУРА

1. J. Mietzner Multiple-antenna techniques for wireless communications A comprehensive literature survey / J. Mietzner, R. Schober, L. Lampe, W. H. Gerstacker, P. A. Hoeher // IEEE Commun. Surv. Tut., vol. 11, no. 2, pp. 87 – 105, 2nd Quart. 2009.
2. J. Jeganathan Space shift keying modulation for MIMO channels / J. Jeganathan, A. Ghayeb, L. Szczecinski, A. Ceron // IEEE Trans. Wireless Commun., vol. 8, no. 7, pp. 3692 –3703, Jul. 2009.

3. M.D. Renzo A general framework for performance analysis of space shift keying (SSK) modulation for MISO correlated Nakagami-m fading channels / M. D. Renzo, H. Haas // *IEEE Trans. Commun.*, vol. 58, no. 9, pp. 2590 – 2603, Sep. 2010.
4. L.-L. Yang Signal detection in antenna-hopping space-division multiple-access systems with space-shift keying modulation // *IEEE Trans. signal Process.*, vol. 60, no. 1, pp. 351 – 366, Jan. 2012.
5. M. Wen Use of SSK modulation in two-way amplify-and-forward relaying / M. Wen, X. Cheng, H.V. Poor, B. Jiao // *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 63, no. 3, pp. 1498 – 1504, Mar. 2014.
6. R. Mesleh Spatial modulation – a new low complexity spectral efficiency enhancing technique / R. Mesleh, H. Haas, C.W. Ahn, and S. Yun // in *Proc. of Chinacom'2006*, Oct. 2006.
7. R. Y. Mesleh Spatial modulation / R. Y. Mesleh, H. Haas, S. Sinanovic, C. W. Ahn, S. Yun // *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 57, no. 4, pp. 2228 – 2241, Jul. 2008.
8. Y. Yang Information-guided channel-hopping for high data rate wireless communication / Y. Yang and B. Jiao // *IEEE Commun. Lett.*, vol. 12, no. 4, pp. 225 – 227, Apr. 2008.
9. Draft new report ITU-R M.[IMT-2020.TECH PERF REQ] – Minimum requirements related to technical performance for IMT-2020 radio interface(s). // *Tech. Rep.*
10. Marco Di Renzo Spatial Modulation for Generalized MIMO: Challenges, Opportunities, and Implementation / Marco Di Renzo, Harald Haas, A. Ghrayeb, S. Sugiura, L. Hanzo // *Proceedings of the IEEE* Vol. 102, No. 1, Jan. 2014.
11. C.-X. Wang Cellular architecture and key technologies for 5G wireless communication networks / C.-X. Wang, F. Haider, X. Gao, X.-H. You, Y. Yang, D. Yuan, H. Aggoune, H. Haas, S. Fletcher, E. Hepsaydir // *IEEE Commun. Mag.*, vol. 52, no. 2, pp. 122 – 130, Feb. 2014.
12. J. Mietzner Multiple-antenna techniques for wireless communications VA comprehensive literature survey / J. Mietzner, R. Schober, L. Lampe, W. H. Gerstacker, P. A. Hoeher // *IEEE Commun. Surv. Tut.*, vol. 11, no. 2, pp. 87 – 105, 2nd Quart. 2009.
13. G. J. Foschini Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multiple antennas // *Bell Labs Tech. J.*, pp. 41 – 59, Autumn 1996.
14. H.E.Gamaland A new approach to layered space-time coding and signal processing / H.E.Gamaland, A.R.Hammons // *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 47, no. 6, pp. 2321 – 2334, Sep. 2001.
15. P.W. Wolniansky 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 // in *Proc. URS Int. Symp. Signals, Syst., Electron.*, Oct. 1998, pp. 295 – 300.
16. Y. Cai Adaptive reduced-rank receive processing based on minimum symbol-error-rate criterion for large-scale multiple-antenna systems / Y. Cai, R. C. de Lamare, B. Champagne, B. Qin, M. Zhao // *IEEE Trans. Commun.*, vol. 63, no. 11, pp. 4185 – 4201, Nov. 2015.
17. H.Q.Ngo Energy and spectral efficiency of very large multiuser MIMO systems / H.Q.Ngo, E. Larsson, T. Marzetta // *IEEE Trans. Commun.*, vol. 61, no. 4, pp. 1436 – 1449, Apr. 2013.
18. M. Di Renzo Spatial modulation for multiple-antenna wireless systems: A survey / M. Di Renzo, H. Haas, and P. M. Grant // *IEEE Commun. Mag.*, vol. 49, no. 12, pp. 182 – 191, Dec. 2011.
19. H. Kim A cross-layer approach to energy efficiency for adaptive MIMO systems exploiting spare capacity / H. Kim, C.-B. Chae, G. de Veciana, R. W. Heath, Jr. // *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 8, no. 8, pp. 2745–2753, Aug. 2009.
20. V. Tarokh Space-time block coding for wireless communications: performance result / V.Tarokh, H.Jafarkhani, A. R. Calderbank // *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 17, no. 3, pp. 451 – 460, March 1999.
21. V. Tarokh Space-time codes for high data rate wireless communication: Performance criteria in the presence of channel estimation errors, mobility, and multiple paths / V.Tarokh, A.Naguib, N.Seshadri, et al. // *IEEE Transactions on Communications*, vol. 47, no. 2, pp. 199 – 207, Febr. 1999.

22. A. Stavridis An energy saving base station employing spatial modulation / A.Stavridis, S.Sinanovic, M.Di Renzo, H.Haas, P. M. Grant // in Proc. IEEE Int. Workshop Comput.-Aided Model. Anal. Design Commun. Links Netw., pp. 231 – 235, Sep. 2012.
23. M. Di Renzo On transmit-diversity for spatial modulation MIMO: Impact of spatial-constellation diagram and shaping filters at the transmitter / M. Di Renzo, H. Haas // IEEE Trans. Veh. Technol., vol. 62, no. 6, pp. 2507 – 2531, Jul. 2013.
24. G.J.Foschini On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas / G.J.Foschini and M.J.Gans // Wireless Pers. Commun., vol. 6, pp. 311 – 335, 1998.
25. S. M. Alamouti A simple transmit diversity technique for wireless communications / IEEE J. Sel. Areas Commun., vol. 16, no. 8, pp. 1451 – 1458, Oct. 1998.
26. V. Tarokh Space-time block codes from orthogonal designs / V. Tarokh, H. Jafarkhani, R.Calderbank // IEEE Trans. Inf. Theory, vol. 45, no. 5, pp. 1456 – 1467, Jul. 1999.
27. Y. Chau Space modulation on wireless fading channel / Y. Chau, S.-H. Yu // in Proc. of IEEE 54th VTC'01 (Fall). IEEE, pp. 1668 – 1671, September 2001.
28. S. Ganesan On the performance of spatial modulation of OFDM / S. Ganesan, R. Mesleh, H. Haas, C. Ahn, S. Yun // in Proc. 40th Asilomar Conf. Signals, Syst. Comput., pp. 1825 – 1829, Nov. 2006.
29. M. Renzo Improving the performance of space shift keying (SSK) modulation via opportunistic power allocation / M. Renzo, H. Haas // IEEE Communications Letters, vol. 14, no. 6, pp. 500 – 502, June 2010.
30. J. Jeganathan Spatial modulation: Optimum detection and performance analysis / J.Jeganathan, A.Ghrayeb, L. Szczecinski // IEEE Communications Letters, vol. 12, no. 8, pp. 545 – 547, August 2008.
31. R. Mesleh Trellis coded spatial modulation / R. Mesleh, M. D. Renzo, H. Haas, P. M. Grant // IEEE Trans. Wireless Commun., vol. 9, no. 7, pp. 2349 – 2361, Jul. 2010.
32. E. Basar Space-time block coded spatial modulation / E. Basar, U. Aygolu, E. Panayirci, H. V. Poor // IEEE Trans. Commun., vol. 59, no. 3, pp. 823 – 832, Mar. 2011.
33. P. Yang Adaptive spatial modulation for wireless MIMO transmission systems / P. Yang, Y. Xiao, Y. Yu, and S. Li // IEEE Commun. Lett., vol. 15, no. 6, pp. 602 – 604, Jun. 2011.
34. M. Di Renzo Bit error probability of SM-MIMO over generalized fading channels / M. Di Renzo, H. Haas // IEEE Trans. Veh. Technol., vol. 61, no. 3, pp. 1124 – 1144, Mar. 2012.
35. J. Wang Generalised spatial modulation system with multiple active transmit antennas and low complexity detection scheme / J. Wang, S. Jia, J. Song // IEEE Trans. Wireless Commun., vol. 11, no. 4, pp. 1605 – 1615, Apr. 2012.
36. R. Mesleh Quadrature spatial modulation / R. Mesleh, S. S. Ikki, H. M. Aggoune // IEEE Trans. Veh. Technol., vol. 64, no. 6, pp. 2738 – 2742, Jun. 2015.
37. Y. Bian Differential spatial modulation / Y. Bian, X. Cheng, M. Wen, L. Yang, H. V. Poor, B. Jiao // IEEE Trans. Veh. Technol., vol. 64, no. 7, pp. 3262 – 3268, Jul. 2015.
38. C.-C. Cheng Enhanced spatial modulation with multiple signal constellations / C.-C. Cheng, H. Sari, S. Sezginer, Y. Su // IEEE Trans. Commun., vol. 63, no. 6, pp. 2237 – 2248, Jun. 2015.
39. A. Stavridis A virtual MIMO dual-hop architecture based on hybrid spatial modulation / A. Stavridis, D. Basnayaka, S. Sinanovic, M. D. Renzo, H. Haas // IEEE Trans. Wireless Commun., vol. 62, no. 9, pp. 3161 – 3179, Sep. 2014.
40. Chaowen Liu Joint Transmitter-Receiver Spatial Modulation / Chaowen Liu, Lie-Liang Yang, Wenjie Wang, Fasong Wang // IEEE Access Febr. 2018.
41. L.-L. Yang Transmitter preprocessing aided spatial modulation for multiple-input multiple-output systems // in Proc. of IEEE 73rd VTC (Spring), pp. 1 – 5, May 2011.
42. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение / Бернард Скляр – М.: Издательский дом „Вильямс”, 2003. – 1004 с.

43. Бакулин М. Г., Варукина Л. А., Крейнделин В. Б. Технология ММО: принципы и алгоритмы. – М.: Горячая линия – Телеком, 2014. – 244 с., ил.
44. F. Rusek Scaling up MIMO: opportunities and challenges with very large arrays / F. Rusek, D. Persson, B. K. Lau et al. // *IEEE Signal Processing Magazine*, vol.30, no.1, pp.40 – 60, 2013.
45. K. Zheng Survey of large-scale MIMO systems / K. Zheng, L. Zhao, J. Mei, B. Shao, W.Xiang, L. Hanzo // *IEEE Communications Surveys&Tutorials*, vol.17, no.3, pp.1738 – 1760, 2015.
46. D. Gesbert Shifting the MIMO paradigm / D. Gesbert, M. Kountouris, R. Heath, C.-B. Chae, T. Salzer // *IEEE Signal Processing Magazine*, vol. 24, no. 5, pp. 36 – 46, 2007.
47. www.wikipedia.org/wiki/FLOPS.
48. www.ti.com.
49. T.L. Marzetta Noncooperative cellular wireless with unlimited numbers of base station antennas // *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 9, no. 11, pp. 3590 – 3600, Nov. 2010.
50. F. Rusek Scaling up MIMO: Opportunities and challenges with very large arrays / F. Rusek, D. Persson, B. K. Lau, E. G. Larsson, T. L. Marzetta, O. Edfors, and F. Tufvesson // *IEEE Signal Processing Magazine*, Jan. 2013.
51. E.G. Larsson Massive MIMO for next generation wireless systems / E. G. Larsson, F. Tufvesson, O. Edfors, T. L. Marzetta // *CoRR*, vol. abs/1304.6690, 2013.
52. Gao X. Antenna selection in measured massive MIMO channels using convex optimization / Gao X., Edfors O., Liu J., Tufvesson F. // Paper presented at *IEEE Globecom Workshop*, 2013, Atlanta, Georgia, United States.
53. J. Vieira et al. A flexible 100-antenna testbed for massive MIMO // in *Globecom Workshops (GC Wkshps)*, pp. 287 – 293, 2014.
54. Bristol Is Open/ 2014. [Online]. Available: <http://www.bristolisopen.com>.
55. S. Malkowsky The world's first realtime testbed for massive MIMO: Design, implementation, and validation / S. Malkowsky, J. Vieira, L. Liu et al. // *IEEE Access*, submitted, 2016.
56. P. Harris LOS Throughput Measurements in Real-Time with a 128-Antenna Massive MIMO Testbed / P. Harris, S. Zhang, M. Beach et al. // in *Globecom*, 2016.
57. P. Harris Serving 22 Users in Real-Time with a 128-Antenna Massive MIMO Testbed / P.Harris, W. B. Hasan, S. Malkowsky et al. // in *2016 IEEE International Workshop on Signal Processing Systems (SiPS)*, pp. 266 – 272, Oct 2016.
58. A. Molisch MIMO systems with antenna selection / A. Molisch, M. Win // *IEEE Microwave Magazine*, vol. 5, no. 1, pp. 46 – 56, 2004.
59. S.Sanayei Antenna selection in MIMO systems / S.Sanayei A.Nosratinia // *IEEE Communications Magazine*, vol. 42, no. 10, pp. 68 – 73, 2004.
60. E. Basar IM Techniques for Next-Generation Wireless Networks / E.Basar, Miaowen Wen, R.Mesleh, M. Di Renzo, Y. Xiao, H. Haas // *IEEE Access*, vol. 5, pp. 16693 – 16746, 2017.
61. B. Chakrapani Generalized Space-Frequency Index Modulation: Low-Complexity Encoding and Detection / B. Chakrapani, T. Lakshmi Narasimhan, A. Chockalingam // *IEEE Transactions on wireless communications*, 2015.
62. E. Basar New Trellis Code Design for Spatial Modulation / E.Basar, U.Aygotlu, E. Panayircı, H.V. Poor // *IEEE Transactions on wireless communications*, vol. 10, no. 8, pp. 2670 – 2680, aug 2011.