

АНАЛІЗ МЕТОДІВ ПРОСТОРОВОЇ МОДУЛЯЦІЇ ДЛЯ ВИСОКОШВИДКІСНИХ БАГАТОАНТЕННИХ СИСТЕМ БЕЗПРОВОДОВОГО ЗВ'ЯЗКУ

Проведено аналіз завадостійкості, спектральної та енергетичної ефективностей схем з просторовою модуляцією сигналів, визначено перспективи їх розвитку та застосування в сучасних багатоантенних системах безпроводового зв'язку та мережах зв'язку спеціального призначення.

Науменко Н.И., Солодовник В.И. Анализ методов пространственной модуляции для высокоскоростных многоантенных систем беспроводной связи. Проведен анализ помехоустойчивости, спектральной и энергетической эффективности схем с пространственной модуляцией сигналов, определены перспективы их развития и использования в современных многоантенных системах беспроводной связи и сетях связи специального назначения.

N. Naumenko, V. Solodovnick The analysis of spatial modulation methods for high-speed multi-antenna wireless communication systems. The article analyzes noise immunity, spectral and energy efficiencies of schemes with spatial modulation of signals, determines prospects of their development and application in modern multi-antenna wireless communication systems and special-purpose communication networks.

Ключові слова: MIMO, системи безпроводового зв'язку, індексна модуляція, просторова модуляція, спектральна ефективність.

Постановка задачі в загальному вигляді. Однією з ключових особливостей сучасних систем управління військами та зброєю є необхідність передачі великих обсягів даних різного трафіку в інтересах органів та пунктів військового управління. Для підтримки об'ємних інформаційних додатків та мультимедійних послуг необхідне забезпечення високих швидкостей передачі інформації та достовірності даних. Тому в умовах обмеженості частотно-просторово енергетичних ресурсів каналів зв'язку інформаційна ефективність систем військового радіозв'язку (СВРЗ) повинна наближатись практично до теоретичних меж.

Для забезпечення високих показників інформаційної, а значить і енергетичної (ЕЕ) та спектральної ефективності (СЕ) сучасних систем безпроводового зв'язку (СБЗ) базовою та найбільш ефективною є технологія багатоелементних антен (*Multiple Input – Multiple Output, MIMO*) з її адаптацією до статистичних параметрів каналів та оптимальним вибором сигнально-кодових конструкцій (СКК). *MIMO* є перспективною технологією для розробки безпроводових систем широкосмугового доступу та мобільних систем зв'язку нового покоління, включаючи 5G.

Технологія *MIMO* реалізується за допомогою методів просторового кодування сигналів, які можуть працювати в режимі рознесення або в режимі мультиплексування. Найпростішим та найвідомішим методом просторово-часового блочного кодування (*Space-Time Block Coding, STBC*) для системи *MISO* 2×1 (*Multiple Input Single Output*) отримав назву схема Аламоуті (за ім'ям автора, у 1998 році) [1, 2]. Вона є простою та достатньо ефективною, через що була введена практично в усі сучасні стандарти систем безпроводового зв'язку (*3GPP LTE (LTE-A), UMTS, IEEE 802.11 та 802.16*) [3, 4]. Схема Аламоуті дозволяє отримати максимально можливий порядок рознесення $2n_t$, швидкість коду $R_k = 1$, забезпечити лінійну складність алгоритмів демодуляції та підвищити завадостійкість. Узагальненням схеми Аламоуті є ряд методів ортогонального *STBC* (*Orthogonal STBC – OSTBC*) [5; 6], які є спробою підвищити ефективність системи з використанням більшої кількості передавальних антен ($n_t > 2$). На жаль, згадані методи мають достатньо низьку кодову швидкість $1/2 \leq R_k \leq 3/4$, тому не можуть відповідати високим вимогам до СЕ. Підвищення швидкості передачі в таких системах можливе шляхом обміну отриманого енергетичного виграшу (ЕВ) від рознесення на збільшення об'єму ансамблю сигналів: *M*-позиційної фазової (*Phase Shift Keying, M-PSK*) або квадратурно-амплітудної модуляції (*Quadrature Amplitude Modulation, M-QAM*), $M = 16, 64 \dots$ Ціною такого обміну є 3 – 4 дБ за збільшення СЕ на 1 біт/с/Гц [7].

Частковим випадком неортогонального просторово-часового блочного кодування є методи квазіортогонального *STBC* (*Quasi Orthogonal STBC – QOSTBC*) [8, 9], які допускають достатньо просту реалізацію оптимального за критерієм максимальної правдоподібності алгоритма демодуляції *ML* (*Maximum-Likelihood Detection*) [10 – 13]. Схеми з *QOSTBC* дозволяють забезпечити більш високу кодову швидкість ніж ортогональні *STBC* ($1/2 \leq R_k \leq 1$), проте квазіортогональні коди не завжди здатні забезпечити максимально можливе рознесення не передачі, що веде до енергетичних втрат у порівнянні з *OSTBC*. До того ж, усі варіанти *OSTBC* і *QOSTBC* є критичними до нестационарності каналу через збільшення довжини просторово-часового кодового слова при $n_t > 2$.

У каналах з високою якістю для забезпечення багатократного підвищення швидкості передачі інформації застосовуються методи неортогонального просторово-часового кодування, також відомого як архітектура *V-BLAST* (*Vertical Bell Labs Layered Space-Time*) [14 – 17]. Оптимізуючи СЕ одночасною активацією всіх n_t , *MIMO* в режимі мультиплексування (*Spatial Multiplexing, SMX-MIMO*) мають ряд недоліків [18]. Енергетична ефективність схем *V-BLAST* є невисокою, оскільки залежить від числа обумовленості канальної матриці в *MIMO*-системі, яке характеризує умови розповсюдження сигналів у безпроводовому каналі зв'язку, змінюючись залежно від кількості поверхонь відбиття/поглинання на трасі поширення та відстанню між приймачем і передавачем. Збільшення числа антен призводить до лінійного зростання пропускної спроможності системи *MIMO*, однак при цьому посилюється і просторова кореляція сигналів, яка в свою чергу зменшує результуюче значення пропускної спроможності. Таким чином, ефективне використання технології *BLAST*, як і інших неортогональних схем *STBC*, потребує узгодження їх структурних параметрів із статистичними параметрами каналу.

На жаль, на теперішній час не існує методів передачі цифрової інформації, які б дозволяли одночасно забезпечувати рознесення та мультиплексування сигналів. Для випадку, коли $n_t = 2$ відома лише єдина неортогональна просторово-часова матриця *Golden* [19], яка забезпечує швидкість просторово-часового коду $R_k = 2$ – аналогічну швидкості в системі *V-BLAST*, але має незначний (1 – 2 дБ) ЕВ від рознесення у порівнянні з нею [2].

Таким чином, ортогональні схеми *STBC* потребують удосконалення в частині підвищення СЕ, а неортогональні схеми типу *V-BLAST* – в частині підвищення ЕЕ. У *MIMO*-системах наступного покоління ці недоліки можливо усунути завдяки використанню додаткових вимірів у процесі формування модуляційних сигналів, які дозволяють разом із підвищенням ЕЕ та СЕ обмежити число активних РЧ ланцюгів, зменшити складність системи, послабити вимоги до міжантенної синхронізації та міжканальної інтерференції.

Аналіз останніх публікацій. Протягом останнього десятиліття розроблено широкий клас схем з індексною модуляцією (*index modulation – IM*) [20 – 23], в яких інформаційні біти можуть приєднуватись до різних блоків трансляції: передавальні та приймальні антени (просторова модуляція – *spatial modulation, SM* [24 – 29], квадратурна *quadrature SM-QSM* [30; 31], комплексна квадратурна *complex quadrature SM – CQSM* [32], диференційна *differential SM – DSM* [33], удосконалена *enhanced SM – ESM* [34], об'єднана *joint SM-JSM* [35], просторова маніпуляція – *space-shift-keying, SSK*) [36 – 41]), піднесучі (*OFDM-IM* [42 – 44], *OFDM-GIM* [45] та *subcarrier IM – SIM* [46 – 49]), радіочастотні дзеркала, світловипромінюючі діоди, види модуляції, часові інтервали, матриці попереднього кодування, дисперсійні матриці, потужність сигналів, коди розширення спектру і т.д. [50]. Іншими словами, індексна модуляція створює нові додаткові виміри для передачі інформації, що дає перевагу над звичайними схемами, яка, зокрема, полягає у використанні меншого об'єму ансамблю сигналів та у зменшенні кількості РЧ ланцюгів для досягнення заданої СЕ. Для класу релеївських каналів найбільш привабливими з точки зору одночасної максимізації показників СЕ та ЕЕ є методи просторової модуляції.

Метою статті є аналіз завадостійкості, спектральної та енергетичної ефективностей схем модуляції з додатковим просторовим виміром, а також визначення перспектив їх подальшого розвитку та застосування в сучасних телекомунікаційних системах.

Викладення основного матеріалу. Аналіз функціонування систем *MIMO* [51 – 53] показав можливості істотного підвищення швидкості передачі інформації завдяки введенню додаткового просторового виміру сигналів, що забезпечується масивом антен та відповідним алгоритмом їх активації. У результаті цього інформаційні біти передаються шляхом використання тривимірного просторового ансамблю сигналів, в якому третій просторовий вимір використовується спільно з двовимірними комплексними сигналами з *M-PSK*, *QAM*, $M = 2, 4, 8, 16, 64\dots$. Просторова модуляція *SM* належить до сімейства масивних безпроводових *MIMO*-систем, що по-новому використовує велику кількість антен у порівнянні зі складними класичними *MIMO*. Основною визначальною рисою систем *SM* є те, що в них додаткові біти інформації переносяться просторово-сигнальним ансамблем, кожен елемент якого визначається набором антен. Ця унікальна властивість спрощує реалізацію високошвидкісної технології *MIMO* та підвищує її ЕЕ, у тому числі і за рахунок усунення міжканальної та міжантенної інтерференції [54]. Фундаментальний принцип схеми *SM* полягає в узгодженій передачі частини біт неявним інформаційно-керованим механізмом перемикання антен, а решти біт – *M-PSK*, *QAM* модуляцією, що робить її хорошим компромісом з погляду СЕ та ЕЕ, завадостійкості та складності реалізації.

Порівняльну характеристику базових *MIMO*-концепцій (просторове мультиплексування, рознесення та модуляція) для двох передавальних антен ($n_t = 2$) та *BPSK* (*binary PSK*, $M = 2$) наведено у [18]. Також у [18] продемонстровано механізм кодування *SM* та концепцію формування просторового ансамблю сигналів для $n_t = 2$, *QPSK* (*quadrature PSK*, $M = 4$) при роботі на двох тактових інтервалах. У схемах *SM* кількість РЧ ланцюгів зменшено до одного ($n_{rf} = 1$), при цьому $n_t = 2^m$, m – група біт, що визначає активну передавальну антену). Швидкість передачі в *SM* зростає логарифмічно зі збільшенням n_t , тобто:

$$R_{SM} = \log_2 n_t + \log_2 M. \quad (1)$$

Частковим випадком *SM*, який також активує одну передавальну антену ($n_{rf} = 1$), є схема *SSK* (*space shift keying*), в якій біти інформації кодуються лише просторовим ансамблем сигналів. Швидкість передачі інформації при цьому

$$R_{SSK} = \log_2 n_t. \quad (2)$$

SSK – це спектрально-неефективна схема *MIMO*, в якій передача інформації здійснюється завдяки механізму перемикання передавальних антен. У цьому методі передачі задіяний тільки просторовий вимір (інформацію несуть лише активовані передавальні антени), тому перевагами *SSK* є висока ЕЕ та низька складність реалізації. Таку схему модуляції доцільно застосовувати у складній заводській обстановці та при передачі інформації на невеликих швидкостях.

Активність лише однієї передавальної антени ($n_{rf} = 1$) у схемах *SM* та *SSK* обмежує використання просторового виміру та гнучкість побудови безпроводових багатоантенних систем. Розвитком традиційної *SM* стала узагальнена просторова модуляція (*generalized spatial modulation, GSM*) [55], яка дозволила зняти обмеження на кількість передавальних антен n_t та РЧ ланцюгів n_{rf} . У схемах *GSM* n_t може бути довільним (не обов'язково степінь двійки), а $n_{rf} \geq 1$, що дозволяє підвищити СЕ. Завадостійкий (робастний) варіант узагальненої просторової модуляції (*robust, RGSM*) передбачає активацію кількох передавальних антен, що одночасно здійснюють передачу одного і того ж M -ічного символу. Швидкість передачі в *RGSM* визначається формулою:

$$R_{RGSM} = \left\lfloor \log_2 \binom{n_t}{n_{rf}} \right\rfloor + \log_2 M, \quad (3)$$

де $\lfloor x \rfloor$ – найбільше ціле $n \leq x$.

Схеми *RGSM* зберігають ключову перевагу просторової модуляції – забезпечують вигреш від рознесення, підвищуючи надійність передачі інформації у безпроводовому каналі зв'язку за рахунок передачі копій одного і того ж сигналу з кількох антен. При цьому, для запобігання появи міжсимвольної інтерференції (*Inter-Symbol Interference, ISI*) необхідно забезпечити синхронізацію n_{rf} .

Узагальнена просторова маніпуляція (*generalized SSK, GSSK*) [46] також знімає обмеження на кількість активних антен: $n_{rf} \geq 1$, при цьому швидкість передачі:

$$R_{GSSK} = \left\lfloor \log_2 \left(\frac{n_t}{n_{rf}} \right) \right\rfloor. \quad (4)$$

У [56] запропонована схема узагальненої просторової модуляції (*generalized spatial modulation, GSM*), в якій кожна активована передавальна антена n_{rf} здійснює передачу різних *M-PSK, QAM* символів $S_k, k \in \{1, 2, \dots, M\}$. Швидкість передачі в такій системі

$$R_{GSM} = \left\lfloor \log_2 \left(\frac{n_t}{n_{rf}} \right) \right\rfloor + n_{rf} \log_2 M \quad (5)$$

є значно більшою, ніж у *SM*.

Слід зауважити, що *SM* та *V-BLAST* є особливими варіантами *GSM* при $n_{rf} = 1$ та $n_{rf} = n_t$, відповідно [57 – 62].

На рис. 2 представлена структурна схема *GSM*-системи. На передавальній стороні потік біт спершу ділиться на символи даних, кожен з яких складається з $b_{GSM} = b_t + (n_{rf} b_m)$ біт. Після послідовно-паралельного перетворення кожен символ даних ділиться на два паралельних субсимволи з b_t та $(n_{rf} b_m)$ бітами, $b_m = \log_2 M$. У схемах *GSM* n_{rf} антен із загальної кількості n_t формують комбінацію передавальних антен та активуються протягом тактового інтервалу, передаючи $b_t = \left\lfloor \log_2 \left(\frac{n_t}{n_{rf}} \right) \right\rfloor$ біт індексами антен, при цьому $1 \leq n_{rf} \leq n_t$.

На приймальній стороні задача детектування полягає в тому, щоб за допомогою n_r приймальних антен визначити активований набір передавальних антен та модуляційні символи ансамблю сигналів. Збільшення кількості антен n_t та n_{rf} ускладнює практичну реалізацію детектора *ML* через обмеженість обчислювальних можливостей сучасних цифрових процесорів обробки сигналів (ЦПОС). У таких випадках слід застосовувати субоптимальне детектування, яке, на жаль, знижує загальну ефективність функціонування системи.

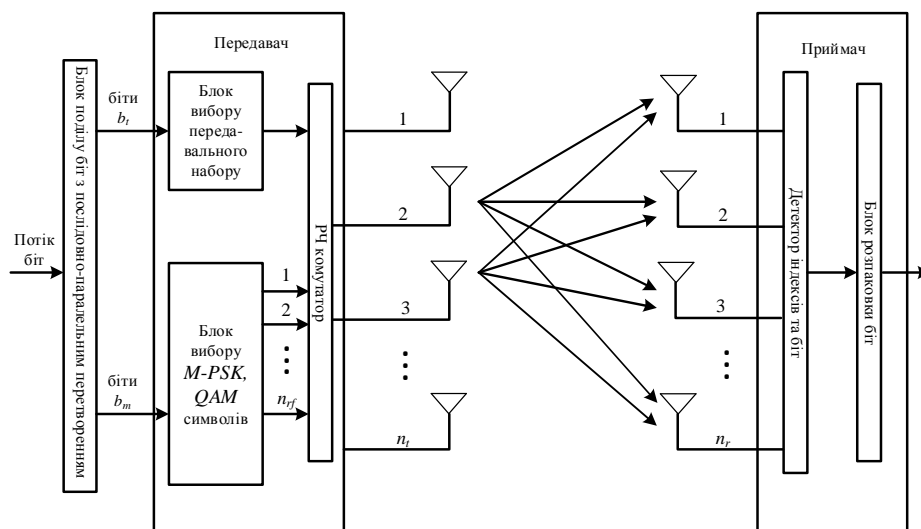


Рис. 2. Структурна схема *GSM*-системи

GSM конкурує з *V-BLAST* та, за певних умов, переважає її за показниками СЕ та ЕЕ. На перший погляд незрозуміло, якою ціною і чи спроможна взагалі *GSM*-система досягти такої ж високої СЕ, як і *V-BLAST*, так як при *GSM* не всі антени є активними ($n_{rf} < n_t$). Показники максимальної швидкості передачі інформації в схемі *GSM* як функції від n_{rf} для різних значень $n_t = 4, 8, 12, 16, 22, 32$ і 4 – *QAM* (*QPSK*) детально досліджені в [58] і наведені на рис. 3. Аналіз кривих на рис. 3 показав, що існує оптимальна кількість n_{rf} , яка максимізує R_{GSM} . У [58] також доведено, що максимальне значення R_{GSM} не обов'язково досягається при $n_{rf} = n_t$. Необхідною умовою для досягнення швидкості $R_{GSM} > R_{SMX} \in n_t \geq 2M$.

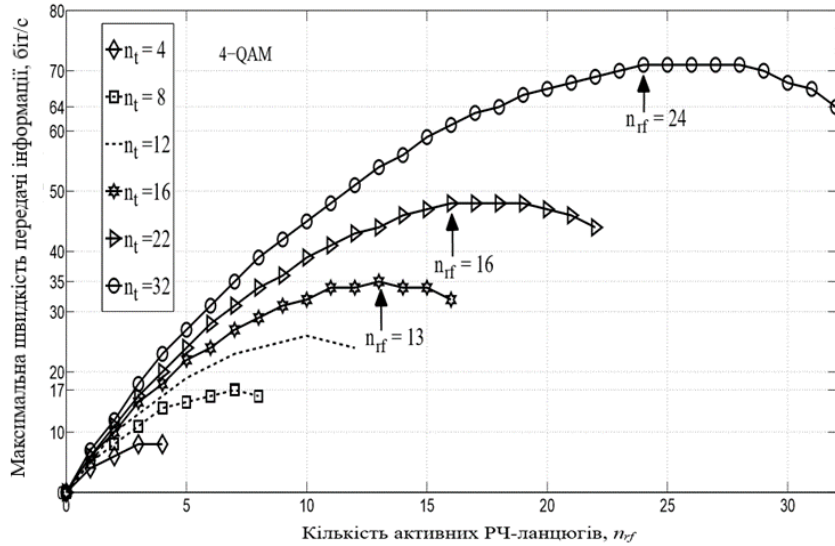


Рис. 3. Максимальна швидкість передачі інформації в схемі *GSM* як функція від n_{rf} для різних значень n_t , 4-*QAM*

Наприклад, для $n_t = 32$, 4 – *QAM*, максимальна швидкість передачі інформації $R_{GSM}^{max} = 71$ біт/с має місце при $n_{rf} = 24$. Для такої ж кількості передавальних антен та аналогічного ансамблю сигналів $R_{SMX} = n_t \log_2 M = 32 \log_2 4 = 64$ біт/с, тобто *GSM* має на 11 % більшу СЕ ніж *V-BLAST*. Цікаво, що цей вигреш щодо швидкості передачі інформації досягається з використанням меншої на 25 % кількості РЧ ланцюгів. Для досягнення СЕ 64 біт/с/Гц в *GSM* треба лише 18 РЧ ланцюгів, що складає 43% економії порівняно з *SMX*. У таблиці 1 наведено вигреш *GSM* порівняно з *V-BLAST* (у відсотках) за показниками зменшеної кількості активних РЧ ланцюгів та максимально можливої швидкості передачі.

Таблиця 1

Ансамбль сигналів	Вигреш <i>GSM</i> порівняно з <i>V-BLAST</i> за кількістю активних РЧ ланцюгів при максимальній швидкості передачі R_{GSM}^{max} , %		Вигреш <i>GSM</i> порівняно з <i>V-BLAST</i> за кількістю активних РЧ ланцюгів при максимальній швидкості передачі R_{SMX}^{max} , %		Вигреш <i>GSM</i> порівняно з <i>V-BLAST</i> за показником максимальної швидкості передачі для досягнення R_{GSM}^{max} , %	
	$n_t = 16$	$n_t = 32$	$n_t = 16$	$n_t = 32$	$n_t = 16$	$n_t = 32$
<i>BPSK</i>	31,25	40,63	68,75	71,88	43,75	46,88
4- <i>QAM</i>	18,75	25	37,5	43,75	9,385	10,94
8- <i>QAM</i>	6,25	12,5	18,75	21,88	2,08	3,13
16- <i>QAM</i>	6,25	3,13	6,25	9,38	0	0,78

Одночасно з виконанням умови $n_t \geq 2M$ для кожного випадку початкових даних (n_t, M), важливою є задача пошуку оптимальної кількості n_{rf} для максимізації R_{GSM}^{max} . Складні розрахунки (з факторіалами) для варіантів багатоантенних систем є виснажливими та недоцільними. У [58] наведено спрощену формулу обчислення оптимального n_{rf} для R_{GSM}^{max} :

$$n_{rf} = \frac{n_t M}{M + 1} \tag{6}$$

Слід зазначити, що для досягнення однакових швидкостей передачі з системами *SMX*, в *GSM* треба застосовувати додаткові ресурси, проте ці ресурси – не дорогі РЧ ланцюги, а відносно дешеві РЧ антенні елементи. Крім того, в *GSM* використовується менший об'єм ансамблю сигналів, ніж в схемах *SMX*, тому евклідова відстань між сигнальними точками більша, а, значить, має місце краща завадостійкість. Для актуальних в сучасних безпроводових телекомунікаційних системах середніх та великих співвідношеннях сигнал/шум $10 < SNR < 30$ дБ (*Signal – to – Noise Ratio*) [63 – 65] *GSM* є ефективнішою. Її ЕВ у порівнянні з *V-BLAST* складає до 10 дБ для різних вихідних даних [58, 59].

На відміну від *GSM*, в системах *SMX* немає біт індексів антен, тому в *GSM* існує 2 види помилкових подій:

- неправильне детектування як наборів антен, що веде до помилок декодування біт індексів антен, так і сигнальних елементів ансамблю сигналів;
- неправильне детектування сигнальних елементів модуляційного ансамблю при умові, що набір антен детектований правильно.

При $SNR > 10$ дБ найімовірніше матиме місце помилка другого типу, тому результуюча завадостійкість визначається саме цим типом помилки. При малих SNR найімовірніше станеться помилка першого типу і у цьому випадку вона є домінуючою для результуючої завадостійкості. Очевидно, помилки першого типу не можуть мати місце в системах *SMX*, що забезпечує кращу завадостійкість *SMX* порівняно з *GSM* у складній завадовій обстановці. Завадостійкість схем просторового мультиплексування, класичної просторової модуляції та узагальненої просторової модуляції детально досліджено в [58, 59], а криві завадостійкості наведено на рис. 4 – 7.

На рис. 4 зображено криві завадостійкості систем *GSM* та *SMX* для СЕ 6 біт/с/Гц та фіксованого значення кількості приймальних антен $n_r = 2$. Аналіз кривих показує, що для ймовірності бітової помилки $P_{\text{пом}} < 10^{-4}$ (*Bit Error Rate, BER*) схема *GSM* з параметрами $(n_t, n_{rf}) = (4, 2)$ має енергетичний вигравш 1,2 дБ порівняно зі схемою *SMX*, де обидві антени активні, за рахунок використання меншого ансамблю сигналів. Схема (4, 1)–*GSM*, хоча і має лише одну активну антену (є фактично класичною *SM*), не дає ЕВ через збільшення об'єму ансамблю сигналів до $M = 16$. Оскільки кількість антен у схемах не дуже велика, застосовується *ML*-декодер з жорстким рішенням [58].

На рис. 5 порівнюється завадостійкість систем *GSM* та *SMX* для СЕ 48 біт/с/Гц, $n_r = 16$. Очевидно, що для $P_{\text{пом}} < 10^{-4}$ схема (22, 16)–*GSM* також має ЕВ близько 2 дБ порівняно з (16, 16)–*SMX* за рахунок використання меншого значення M . У схемі просторового мультиплексування застосовується сферичне декодування, а у *GSM* – алгоритм детектування низької складності, що базується на генерації вибірки за схемою Гіббса [58].

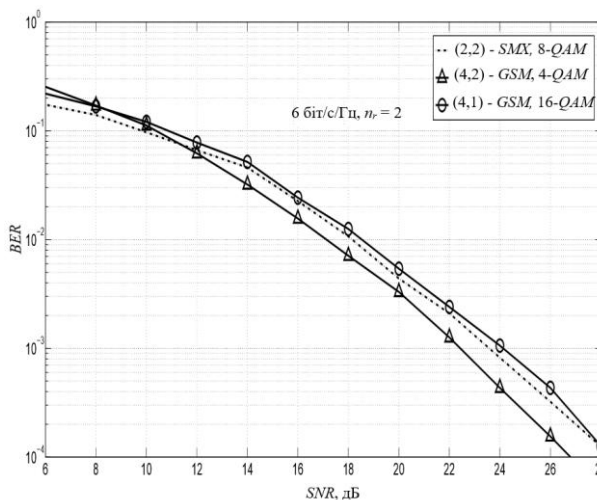


Рис. 4. Порівняння завадостійкості схем (2, 2)–*SMX*, (4, 2)– та (4, 1)–*GSM*

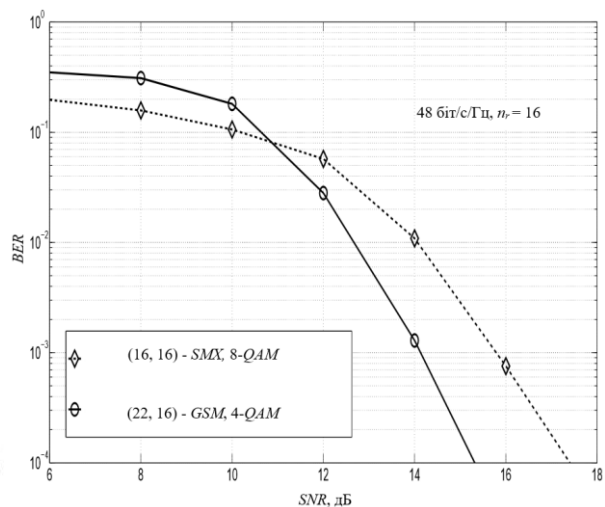


Рис. 5. Порівняння завадостійкості схем (16, 16)–*SMX* та (22, 16)–*GSM*

На рис. 6 зображено криві завадостійкості систем *SM*, *GSM* та *SMX* для СЕ 8 біт/с/Гц при фіксованому значенні $n_r = 4$. Для $P_{\text{пом}} < 10^{-5}$ схема (4, 3) – *GSM* дає енергетичний вигравш 5 та 7 дБ порівняно з (4, 1) – *GSM* та (4, 3) – *SMX*, відповідно. Слід також зауважити, що звичайна схема *SM* з чотирма доступними передавальними антенами ((4, 1) – *GSM*) є енергетично ефективнішою порівняно зі схемою просторового мультиплексування в області великого *SNR*. Це пояснюється достатньо надійним детектуванням модуляційних біт і біт індексів антен при підвищенні шумової захищеності каналів та поступовою втратою ефективності схеми *SMX* з об'ємами ансамблів сигналів $M < 16$ [66]. У складній завадовій обстановці ($SNR < 10$ дБ) схема *SMX* є очікувано ефективнішою порівняно з *SM* і *GSM* через помилки в детектуванні індексів передавальних антен в двох останніх схемах та відсутність такого виду помилок у першій. При моделюванні застосовувався алгоритм демодуляції, оптимальний за критерієм мінімуму середньоквадратичної помилки з упорядкованою послідовною компенсацією завад (*Minimum Mean Square Error Ordered Successive Interference Cancellation, MMSE-OSIC*) [59].

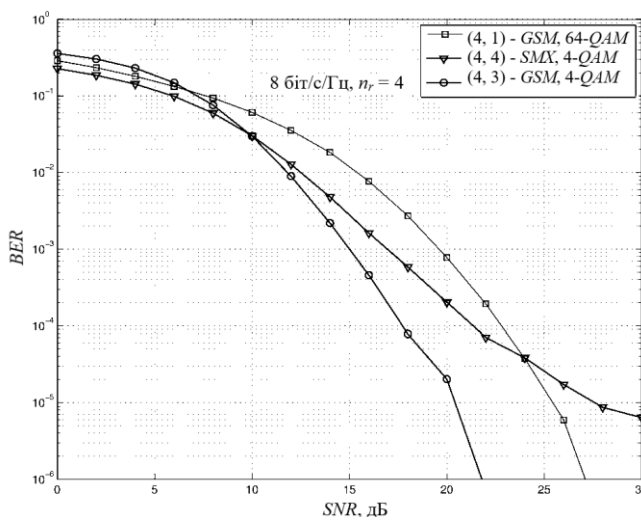


Рис. 6. Порівняння завадостійкості схем (4, 4)–*SMX*, (4, 3)– та (4, 1)–*GSM*

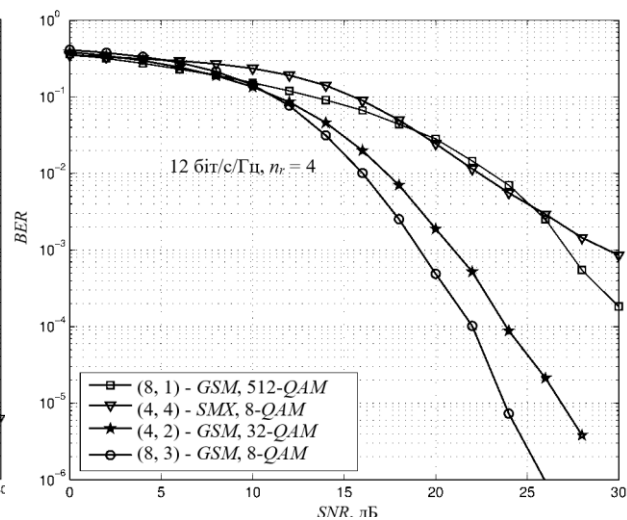


Рис. 7. Порівняння завадостійкості схем (4, 4)–*SMX*, (8, 1)–, (4, 2)– та (8, 3)–*GSM*

На рис. 7 порівнюється завадостійкість систем *GSM* та *SMX* для СЕ 12 біт/с/Гц, $n_r = 4$. Для $P_{\text{пом}} < 10^{-3}$ схема (8, 3) – *GSM* дає енергетичний вигравш 7 та 10 дБ порівняно з класичною (8, 1) – *GSM* та (4, 4) – *SMX*, відповідно, за рахунок використання меншого об'єму ансамблю сигналів (у першому випадку) та меншої кількості активних РЧ ланцюгів (у другому випадку). Схема (4, 2) – *GSM* програє 3 дБ аналогічній схемі (8, 3) для $P_{\text{пом}} < 10^{-5}$ через використання в ній більшого об'єму ансамблю сигналів для забезпечення бажаної СЕ. На всіх етапах моделювання безпроводові канали вважалися неселективними та некорельованими релеївськими [58, 59].

Для комплексного та всебічного порівняння згаданих у статті схем просторової модуляції у таблиці 2 наведено кількість активних РЧ ланцюгів, СЕ, обчислювальна складність кодування/декодування передавача/приймача (*Transmitter/Receiver, Tx/Rx*), порядок рознесення та ключові переваги схем. Слід зазначити, що жодна зі схем не потребує інформації про стан каналу на передавачі (зворотній канал, *Channel State Information Transmitter, CSIT*) – необхідна лише оцінка стану каналу на приймачі (*Receiver, CSIR*).

Підвищення СЕ обов'язково призводить до ускладнення процесів обробки сигналів. Схеми *GSM* та *V-BLAST*, забезпечуючи високу швидкість передачі цифрової інформації завдяки великій кількості активних антен, потребують розробки алгоритмів субоптимального детектування, оскільки обчислювальні можливості сучасних ЦПОС не здатні реалізувати *ML* алгоритм.

У таблиці 3 представлено різні конфігурації схем просторового мультиплексування та узагальненої просторової модуляції, для яких *GSM* характеризується енергетичним вигрешем, що складає приблизно 2 дБ ($P_{\text{пом}} < 10^{-4}$) порівняно з *V-BLAST* для кожного випадку фіксованих значень *SE* та кількості n_r . Для коректної оцінки двох схем з однаковою швидкістю передачі у деяких випадках *V-BLAST* використовує змішаний ансамбль сигналів (*SE* = 17, 26, 32 біт/с/Гц). Відносно стабільний ЕВ *GSM* без втрати завадостійкості з ростом *SE* пояснюється збільшенням кількості n_r , які забезпечують рознесення на прийомі. Слід зауважити, що в таблиці 3 обрані значення n_{rf} не завжди є оптимальними для максимізації *SE GSM*, а такими, щоб вирівняти показники швидкості передачі двох схем. ЕВ, у даному випадку, не обмінюється на збільшення *SE*, оскільки застосування більшого об'єму ансамблю сигналів призведе до зближення точок сигнального сузір'я, а недостатня енергетика каналу зменшить завадостійкість *GSM* через помилки у визначенні активних антен та додатково до помилкового детектування *M-PSK*, *QAM*-символів.

Таким чином, для всіх випадків, що представляють практичний інтерес, схеми узагальненої просторової модуляції, порівняно з просторовим мультиплексуванням, дають ЕВ 1–10 дБ та економію активних РЧ ланцюгів або, для заданого *SNR*, дозволяють отримати підвищення *SE* на 1 – 4 біт/с/Гц, що є важливими аргументами для їх використання у перспективних високошвидкісних безпроводових системах передачі інформації.

Таблиця 2

Схема	Кількість РЧ ланцюгів, n_{rf}	SE	Складність T_x/R_x	Порядок рознесення	Ключові переваги схем
<i>SM</i>	1	Низька	Низька/ Низька	n_r	Висока ЕЕ
<i>SSK</i>	$\leq n_t$	Низька	Низька/ Низька	n_r	Висока ЕЕ, низька складність
<i>GSSK</i>	$\leq n_t$	Середня	Середня/ Висока	n_r	Висока ЕЕ, низька складність
<i>RGSM</i>	$\leq n_t$	Середня	Середня/ Висока	$\lfloor \log_2 \left(\frac{n_t}{n_{rf}} \right) \rfloor n_r$	Підвищена завадостійкість
<i>GSM</i>	$\leq n_t$	Висока	Висока/ Висока	n_r	Легке управління SE
<i>V-BLAST</i>	n_t	Висока	Висока/ Висока	n_r	Висока SE

Таблиця 3

Конфігурація схем	SE, біт/с/Гц					
	8	17	24	26	32	48
	$n_r = 4$	$n_r = 8$	$n_r = 8$	$n_r = 12$	$n_r = 10$	$n_r = 16$
<i>V-BLAST</i> , $n_t \times M-QAM$	$4 \times 4-QAM$	$7 \times 4-QAM$ + $1 \times 8-QAM$	$8 \times 8-QAM$	$10 \times 4-QAM$ + $2 \times 8-QAM$	$4 \times 4-QAM$ + $6 \times 16-QAM$	$16 \times 8-QAM$
<i>GSM</i> , $(n_t, n_{rf}), 4-QAM$	(4, 3)	(8, 7)	(12, 8)	(12, 10)	(16, 10)	(22, 16)

Висновки. У статті проаналізовано завадостійкість, спектральну та енергетичну ефективність схем з просторовою модуляцією. Введення додаткового просторового виміру в різних варіантах схем дозволяє істотно підвищити швидкість передачі інформації з одночасним зменшенням кількості РЧ ланцюгів, зменшити міжканальну інтерференцію, отримати енергетичний вигреш, підвищити завадостійкість, зняти обмеження на кількість активних передавальних антен та, у деяких випадках, спростити кодування/декодування сигналів. Особливістю схем з класичною просторовою модуляцією є низькі SE та складність обробки сигналів на передавачі/приймачі. Ключовою перевагою схем з узагальненою

просторовою модуляцією, на відміну від інших варіантів, є гнучкість та простота управління спектральною ефективністю системи передачі при роботі в релеївському каналі безпроводового зв'язку. Просторова модуляція дозволяє по новому використати величезний потенціал масивних *MIMO*-систем на шляху до розвитку систем широкосмугового доступу та *5G*-технологій. Поєднання просторової модуляції та просторового мультиплексування (*GSM*) дає підвищення ЕЕ за рахунок використання меншого об'єму ансамблю сигналів в каналах з високою якістю.

Перспективним напрямком подальших досліджень є оцінка можливості підвищення завадостійкості схем з узагальненою просторовою модуляцією завдяки застосуванню решітчастого коду (*Trellis Code, TC*): *GSM-TC*.

ЛІТЕРАТУРА

1. Alamouti S.M. Space–time block coding: A simple transmit diversity technique for wireless communications, *IEEE Journal on Selected Areas in Comm.*, vol. 16, no. 8, Oct. 1998.
2. Бакулин М.Г. Технология МІМО: принципы и алгоритмы / Бакулин М.Г., Варукина Л. А., Крейнделін В.Б. – М.: Горячая линия – Телеком, 2014. – 244 с., ил.
3. 3GPP TS 36.211 Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E – UTRA); Physical Channels and Modulation (Releases 8 – 10).
4. IEEE P802.11n – 2009. Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications. Amendment 5: Enhancements for Higher Throughput. September, 2009.
5. Jafarkhani H. Space – Time Coding. Theory and practice. – Cambridge, UK: Cambridge University Press, 2005. – 302 P.
6. Tarokh V., Jafarkhani H, Calderbank A.R. Space–Time Block Codes From Orthogonal Designs // *IEEE Trans. Inform. Theory*. 1999. Vol. 45, № 5. P. 1456 – 1467.
7. Носов В.И. Методы повышения помехоустойчивости систем радиосвязи с использованием технологии МІМО и пространственно–временной обработки сигнала: монография / Носов В. И. – Новосибирск: Сибирский ГУТиИ, 2014. – 316 с.
8. Jafarkhani H. A quasi–orthogonal space–time block code // *IEEE Trans. On Communications*. 2001. Vol. 49, no 1. P. 1 – 4.
9. Tirkkonen A., Hottinen A. Minimal non–orthogonality rate 1 space–time block code for 3+ tx antennas // *IEEE ISSSTA*. 2000. Vol. 2. P. 429 – 432.
10. Крейнделін В.Б. Новые методы обработки сигналов в системах беспроводной связи. – СПб.: Линк, 2009. – 272 с.
11. Шлома А.М., Бакулин М.Г., Крейнделін В.Б., Шумов А.П. Новые алгоритмы формирования и обработки сигналов в системах подвижной связи. / Под ред. профессора А.М. Шломы. – М.: Горячая линия – Телеком. 2008. – 344 с.
12. Jankiraman M. Space–Time Codes and MIMO systems. – USA, MA, 2004. – 327 P
13. Bessai H. MIMO Signals and Systems. – USA, NY: Springer science, 2005. – 206 P.
14. Mietzner J. 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, P. 87 – 105, 2nd Quart. 2009.
15. Foschini G. J. Layered space–time architecture for wireless communication in a fading environment when using multiple antennas // *Bell Labs Tech. J.*, P. 41 – 59, Autumn 1996.
16. Gamaland H.E. 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, P. 2321–2334, Sep. 2001.
17. Wolniansky P.W. 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, P. 295 – 300.
18. Солодовник В.І. Метод адаптивної об'єднаної прийомо–передавальної просторової модуляції для високошвидкісних систем безпроводового зв'язку / Солодовник В.І. // *Збірник наукових праць ВІТІ*, 2018. – № 1 – С. 126 – 140.

19. Lee S.J. et al. A Space–Time Code with full Diversity and Rate 2 for 2 Transmit Antenna Transmission. IEEE C 802.16e – 04/ 434r2. www.ieee802.org/16.
20. Basar E. Index modulation techniques for 5G wireless networks / E. Basar // IEEE Commun. Mag., vol. 54, no. 7, P. 168 – 175, July 2016.
21. Wen M. Index Modulation for 5G Wireless Comm. / M. Wen, X. Cheng // Springer, 2017.
22. Basar E. Index Modulation Techniques for Next–Generation Wireless Networks / E. Basar, M. Wen, R. Mesleh, M. di Renzo, Y. Xiao, H. Haas // Special section on index modulation techniques for next–generation wireless networks / IEEE Access, vol. 5, pp. 16693 – 16746, 2017.
23. Cheng X. Index Modulation for 5G: Striving to Do More with Less / X. Cheng, M. Zhang, Miaowen Wen, L. Yang // IEEE Access, 2107.
24. M. Di Renzo, H. Haas, A. Ghayeb, S. Sugiura, and L. Hanzo Spatial modulation for generalized MIMO: challenges, opportunities and implementation / IEEE, vol. 102, no.1, Jan. 2014.
25. Jeganathan J. Spatial modulation: Optimum detection and performance analysis / J. Jeganathan, A. Ghayeb, L. Szczecinski // IEEE Communications Letters, vol. 12, no. 8, 2008.
26. Mesleh R. 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.
27. Basar E. 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.
28. Yang P. 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.
29. 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.
30. 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.
31. T. Maksymyuk, L. Han, X. Ge, H. H. Chen, and M. Jo Quasi–quadrature modulation method for power–efficient video transmission over LTE networks, IEEE Trans. Vehic. Techn., vol. 63, no. 5, pp. 2083 – 2092, June. 2014.
32. M. Mohaisen Complex Quadrature Spatial Modulation / M. Mohaisen S. Lee // Etri Journal Volume 39, Number 4, August, 2017.
33. 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.
34. C. – C. Cheng, H. Sari, S. Sezginer, and Y. Su Enhanced spatial modulation with multiple signal constellations // IEEE Trans. Commun., vol. 63, no. 6, pp. 2237 – 2248, Jun. 2015.
35. C. Liu Joint Transmitter–Receiver Spatial Modulation / Chaowen Liu, Lie–Liang Yang, Wenjie Wang, Fasong Wang // IEEE Access Febr. 2018.
36. 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, Jul. 2009.
37. 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.
38. Yang L. Signal detection in antenna–hopping space–division multiple–access systems with space–shift keying modulation // IEEE Trans. signal Process., vol. 60, no. 1, 2012.
39. M. Wen Use of SSK modulation in two–way amplify–and–forward relaying / M. Wen, X. Cheng, H.V. Poor // IEEE Trans. Veh. Technol., vol. 63, no. 3, pp. 1498–1504, Mar. 2014.
40. 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.
41. M. Renzo Improving the performance of space shift keying modulation via opportunistic power allocation / M. Renzo, H. Haas // IEEE Comm–s Letters, vol. 14, no. 6, pp. 500 – 502, 2010.
42. E. Basar, U. Aygolu, E. Panayirci, H. V. Poor Orthogonal frequency division multiplexing with index modulation // IEEE Trans. Signal Process., vol. 61, no. 22, pp. 5536 – 5549, Nov. 2013.
43. M. Wen, X. Cheng, M. Ma, B. Jiao, and H. V. Poor On the achievable rate of OFDM with index modulation // IEEE Trans. Signal Process., vol. 64, no. 8, pp. 1919 – 1932, Apr. 2016.

44. E. Basar Multiple-input multiple-output OFDM with index modulation // *IEEE Signal Process. Lett.*, vol. 22, no. 12, pp. 2259 – 2263, Dec. 2015.
45. R. Fan, Y. Yu Generalization of orthogonal frequency division multiplexing with index modulation // *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 14, no. 10, pp. 5350 – 5359, Oct. 2015.
46. R. Abu – alhiga Subcarrier index modulation OFDM / R. Abu – alhiga, H. Haas // *Proc. IEEE PIMRC'2009*, pp. 177 – 181, September 2009.
47. D. Tsonev, S. Sinanovic, and H. Haas Enhanced subcarrier index modulation (SIM) OFDM Proc. *IEEE Globecom 2011*, pp. 728 – 732, Dec. 2011.
48. E. Basar, U. Aygolu, E. Panayirci, and H. V. Poor Orthogonal frequency division multiplexing with indexing Proc. *IEEE GLOBECOM'2012*, pp. 4741 – 4746, Dec. 2012.
49. Y. Xiao, S. Wang, L. Dan, X. Lei, P. Yang, and W. Xiang OFDM with interleaved subcarrier-index modulation // *IEEE Commun. Lett.*, vol. 8, no. 8, pp. 1447 – 1450, August 2014.
50. N. Ishikawa 50 Years of Permutation, Spatial and Index Modulation: From Classic RF to Visible Light Communications and Data Storage / March 2018.
51. 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.
52. H.Q.Ngo Energy and spectral efficiency of very large multiuser MIMO systems / H.Q.Ngo, E. Larsson // *IEEE Trans. Commun.*, vol. 61, no. 4, pp. 1436 – 1449, Apr. 2013.
53. 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.
54. 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.
55. A. Younis, N. Serafimovski, R. Mesleh, and H. Haas Generalised spatial modulation // *Proc. Asilomar Conf. on Signals, Syst. and Comput*, pp. 1498 – 1502, Nov. 2010.
56. J. Fu, C. Hou, W. Xiang, L. Yan, and Y. Hou Generalised spatial modulation with multiple active transmit antennas // *Proc. IEEE Globecom'2010*, pp. 839 – 844, Dec. 2010.
57. J. Wang, S. Jia, and J. Song Generalised spatial modulation system with multiple active transmit antennas and low complexity detection scheme // *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 11, no. 4, pp. 1605 – 1615, Apr. 2012.
58. T. Datta and A. Chockalingam On generalized spatial modulation // *Proc. IEEE WCNC'2013*, pp. 2716 – 2721, Apr. 2013.
59. Legnain R., Hafez M., Legnain A. Improved spatial modulation for high spectral efficiency // *International Journal of Distributed and Parallel Systems Vol.3, No.2, March 2012*.
60. P. Wang and T. Le – Ngoc A low-complexity generalized sphere decoding approach for underdetermined linear communication systems: Performance and complexity evaluation // *IEEE Trans. Commun.*, vol. 57, no. 11, pp. 3376 – 3388, Nov. 2009.
61. J. Jeganathan, A. Ghayeb, and L. Szczecinski Generalized space shift keying modulation for MIMO channels // in *Proc. IEEE 19th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications PIMRC 2008, Cannes, France, 15 – 18 September 2008*, PP. 1 – 5.
62. Dushyantha A. Basnayaka Massive but few active MIMO / Dushyantha A. Basnayaka, M. Di Renzo, H. Haas // *IEEE Transactions on vehicular technology*, vol. 65, no. 9, Sept., 2016.
63. 3GPP TS 36.213 version 8.8.0 Release 8.
64. A.Ghosh, R. Ratasuk Essentials of LTE and LTE-A / The Cambridge wireless essentials series / Cambridge University Press / PP. 246, Sep. 2011.
65. A. Othman, S.Y. Ameen, H. Al – Rizzo A New Channel Quality Indicator Mapping Scheme for High Mobility Applications in LTE Systems / *Journal of Modeling and Simulation of Antennas and Propagation*, Vol. 1 (2), 38 – 43, Apr. 2015.
66. Солодовник В.І. Алгоритм адаптивної модуляції та просторового мультиплексування у багатоантенних системах безпроводового зв'язку / Солодовник В.І. // *Збірник наукових праць ВІТІ*, 2018. – № 3 – С. 103 – 111.