

УДК 621.396

Калантаєвська С. В. <https://orcid.org/0000-0001-6426-2235> (ВІТІ)
 к.т.н. Гурський Т.Г. <https://orcid.org/0000-0001-7646-853X> (ВІТІ)
 Боголій С.М. <https://orcid.org/0000-0001-8110-6322> (ВІТІ)
 Колодійчук Л.В. <https://orcid.org/0000-0002-8514-0541> (ВІТІ)

АНАЛІЗ ПАРАМЕТРІВ КАНАЛІВ БАГАТОАНТЕННИХ СИСТЕМ РАДІОЗВ'ЯЗКУ

Системи радіозв'язку з використанням технології МІМО інтенсивно розвиваються та впроваджуються протягом останніх десятиліть. Ефективність їх функціонування значною мірою залежить від точності оцінки каналу зв'язку. Відомі моделі каналів МІМО не враховують одночасно усі суттєві параметри, які впливають на точність оцінки каналу.

У статті проведено аналіз факторів, які необхідно враховувати при моделюванні каналів багатоантенних систем радіозв'язку: вплив навмисних завад та замирань сигналу, кількість приймальних антен, ефект Доплера, коефіцієнт кореляції, швидкості та напрямки руху приймача та передавача, міжсимвольна інтерференція, фазовий джитер та нахил констеляційної матриці.

Замирання доцільно моделювати за допомогою дискретної моделі багатопроменевості розповсюдження радіохвиль. Фазовий зсув є детермінованою фазовою помилкою, яка призводить до обертання констеляційної діаграми сигнального сузір'я в демодуляторі приймача. Фазовий джитер, на відміну від фазового зсуву, представляє собою випадкову помилку, що також викликає поворот констеляційної діаграми. Врахування параметрів руху передавача та приймача, що призводить до доплерівського зсуву спектра, доцільно проводити з використанням еліптичної моделі каналу.

Моделювання стану каналів багатоантенних систем радіозв'язку необхідно проводити для кожного окремого антенного підканалу, після чого формується узагальнена оцінка на виході МІМО приймача.

Отримані результати доцільно використовувати при розробці комплексної математичної моделі каналів МІМО радіостанцій з програмованою архітектурою для підвищення їх завадозахищеності за рахунок вдосконалення точності оцінювання характеристик стану каналу.

Ключові слова: багатоантенна система радіозв'язку, МІМО, багатопроменевість, модель Джейкса, спектр Доплера, обчислювальна складність, констеляційна матриця, фазовий джитер, завадозахищеність.

Калантаевская С.В., Гурский Т.Г., Боголий С.М., Колодийчук Л.В. Анализ параметров каналов многоантенных систем радиосвязи. Системы радиосвязи с использованием технологии МІМО интенсивно развиваются и внедряются в течение последних десятилетий. Эффективность их функционирования во многом зависит от точности оценки канала связи. Известные модели каналов МІМО не учитывают одновременно все существенные параметры, которые влияют на точность оценки канала.

В статье проведен анализ факторов, которые необходимо учитывать при моделировании каналов многоантенных систем радиосвязи: влияние преднамеренных помех и замираний сигнала, количество приемных антенн, эффект Доплера, коэффициент корреляции, скорости и направления движения приемника и передатчика, межсимвольные интерференция, фазовый джиттер и наклон констеляционной матрицы.

Замирання цілесобразно моделювати з допомогою дискретної моделі багатопроменевості розповсюдження радіохвиль. Фазовий сдвиг являється детермінованою фазовою помилкою, яка приводить до обертання констеляційної діаграми сигнального созвездія в демодуляторі приймача. Фазовий джиттер, в отличие от фазового сдвига, представляет собой случайную ошибку, также вызывающую поворот констеляционной диаграммы. Учет параметров движения передатчика и приемника, приводящих к доплеровскому смещению спектра, целесообразно проводить с использованием эллиптической модели канала.

Моделювання стану каналів багатоантенних систем радиосвязи необходимо проводить для каждого антенного подканала, после чего формируется обобщенная оценка на выходе МІМО приемника.

Полученные результаты анализа целесообразно использовать при разработке комплексной математической модели каналов МІМО радиостанций с программируемой архитектурой для повышения их помехозащищенности за счет совершенствования точности оценки характеристик состояния канала.

Ключевые слова: средства радиосвязи, модель Джейкса, спектр Доплера, вычислительная сложность, констеляционная матрица, помехозащищенность.

S. Kalantaievska, T. Hurskyi, S. Boholiy, L. Kolodiychuk Analysis of parameters of channels of multi-antenna radio communication systems. Complex mathematical model of the channel state of multi-antenna radio communication systems using MIMO technology have been intensively developed and implemented in recent decades. The effectiveness of their operation largely depends on the accuracy of the assessment of the communication channel. Known models of MIMO channels do not take into account all the significant parameters that affect the accuracy of channel estimation.

The article analyzes the factors that must be considered when modeling the channels of multi-antenna radio

systems: the influence of intentional interference and fading of the signal, the number of receiving antennas, Doppler effect, correlation coefficient, speed and direction of movement of the receiver and transmitter, intersymbol interference, phase jitter and constellation matrix tilt.

It is expedient to model fading by means of a discrete model of multipath of radio wave propagation. Phase shift is a deterministic phase error that causes the signal constellation to rotate in the receiver demodulator. The phase jitter, in contrast to the phase shift, is a random error that also causes the constellation diagram to rotate. It is expedient to take into account the motion parameters of the transmitter and receiver, which leads to the Doppler shift of the spectrum, using the elliptical model of the channel.

The simulation of the channels of multi-antenna radio communication systems must be performed for each individual antenna subchannel, after which a generalized estimate is formed at the output of the MIMO receiver.

The obtained analysis results should be used in the development of a comprehensive mathematical model of MIMO channels of radio stations with programmable architecture to increase their noise immunity by improving the accuracy of estimating the characteristics of the channel.

Keywords: radio communication means, Jakes model, Doppler spectrum, computational complexity, constellation matrix, anti-jammingness.

Постановка завдання. Інтенсивний розвиток систем безпроводового зв'язку призвів до різкого підвищення їх ефективності в основному за рахунок збільшення швидкості передачі інформації з одночасним збереженням високої якості обслуговування кореспондентів (низької ймовірності помилки при передачі інформації).

Технологія МІМО (Multiple Input Multiple Output – багато входів багато виходів) є одним з методів підвищення пропускної спроможності та завадозахищеності засобів радіозв'язку, знайшла практичне застосування у багатьох сучасних телекомунікаційних системах. Вона використовується в безпроводових локальних мережах стандарту IEEE 802.11x, а також в безпроводових мережах мобільного зв'язку WiMAX і LTE тощо [1 – 5].

В таких системах реалізується просторове мультиплексування: потік даних на передачі розбивається на два або більше потоків, кожний з яких передається одночасно з іншими за допомогою різних антен [1 – 10].

На завадозахищеність багатоантенних систем радіозв'язку впливають навмисні завади та завмирання сигналу, що виникають у ході багатопроменевого розповсюдження радіохвиль. Для забезпечення стійкого радіозв'язку в умовах активного радіоелектронного подавлення і селективних завмирань підсистема управління параметрами багатоантенної системи радіозв'язку повинна мати інформацію про сигнальну та заводову обстановку в каналі [2].

Аналіз останніх локальних збройних конфліктів показує високу ймовірність їх виникнення в містах з високою щільністю забудови і високою мобільністю кореспондентів, що обумовлює підвищення вимог до стійкості радіозв'язку з врахуванням великої кількості параметрів, що впливають на якість радіозв'язку.

Враховуючи вищевказане виникає необхідність у пошуку нових наукових підходів для підвищення точності опису функціонування каналів систем МІМО, що підтверджує актуальність обраного напрямку дослідження.

Аналіз останніх публікацій. Багатопроменеве поширення радіохвиль на пересіченій місцевості й множинні перевідбиття сигналів роблять актуальним використання технології МІМО для зв'язку як зі стаціонарними, так і з мобільними кореспондентами, наприклад з БПЛА, що базується на застосуванні в засобах зв'язку цифрових антенних решіток.

Особливістю багатопроменевого каналу є його нестационарність внаслідок наявності в каналі постійних змін умов розповсюдження сигналу, що призводить до спотворень переданого сигналу. Окрім спотворень, що виникають унаслідок особливого характеру розповсюдження радіохвиль, на переданий сигнал можуть впливати навмисні та випадкові завади.

Основною умовою успішного застосування МІМО-систем, як відомо, є стаціонарність коефіцієнтів передачі радіоканалу з моменту їхнього оцінювання до завершення передачі масиву даних.

Проведемо аналіз відомих наукових здобутків з обраного напрямку дослідження.

В роботах [3 – 5] запропоновані математичні моделі системи МІМО для БПЛА. В зазначених математичних моделях враховуються просторово-часова кореляційна функція, спектральна щільність доплерівської потужності, частота пересічення рівнів та середня тривалість завмирань, але не враховуються вплив навмисних завад та фазових характеристик каналу.

В роботі [6] розроблено 3D математичну модель системи МІМО. Розроблена математична модель є теоретико-інформаційною з більшим ступенем свободи по висоті. Проте зазначена математична модель призначена лише для розрахунку траси поширення сигналу та не враховує більшості відомих характеристик каналу.

В роботі [7] авторами розглянуто вплив взаємних завад на виході передавача на продуктивність систем МІМО, при цьому оцінювання їх впливу проводилося лише на основі ймовірності бітової помилки, що не дозволяє проводити відтворення ефективних багатопараметричних заходів адаптації до ситуації в каналі.

В роботі [8] авторами розглянуто вплив характеристик рельєфу на продуктивність систем МІМО. Запропонована модель враховує доплерівський зсув, часову кореляцію, поляризаційну кореляцію, а також просторово-статистичні кореляційні властивості завмирань. Зазначена математична модель обмежена лише розрахунком траси поширення сигналу без врахування впливу завад та каналних характеристик системи МІМО.

В роботі [9] авторами запропонована модель каналу вгору для систем МІМО. Зазначена математична модель призначена для розрахунку миттєвої матриці каналу, проте в ній не враховуються нахил констеляційної матриці каналу та параметри поширення сигналу.

В роботі [10] авторами запропонована модель системи МІМО, яка призначена для розрахунку матриці кореляції просторових каналів в поляризованій однорідній плоскій решітці з урахуванням ймовірності бітової помилки та спектральної ефективності. Зазначена математична модель не призначена для оцінки системи в складних умовах радіоелектронної обстановки та не враховує фазових характеристик каналу.

В роботі [11] авторами запропонована модель системи МІМО, яка призначена для розрахунку параметрів поширення сигналу, а саме його затримки та напрямку приходу. Зазначена математична модель розроблена для опису просторових характеристик каналу, але не враховує його фазових характеристик.

В роботах [12, 13] авторами запропонована модель системи МІМО, яка призначена для розрахунку втрат на трасі поширення для систем МІМО. Модель адаптована для роботи в умовах міста.

Отже серед відомих математичних моделей каналів МІМО відсутня комплексна математична модель, яка б одночасно враховувала вплив навмисних завад, нахил констеляційної матриці каналу, міжсимвольну інтерференцію, фазовий джитер, вид сигнально-кової конструкції, а також вплив руху передавача та приймача на якість функціонування стану каналу системи МІМО.

Зазначені недоліки можливо усунути шляхом комплексного урахування параметрів стану каналу систем МІМО, що дозволить підвищити точність його оцінки при допустимому підвищенні обчислювальної складності.

Тому метою роботи є аналіз факторів, що необхідно враховувати при розробці нової комплексної математичної моделі багатоантенних систем радіозв'язку, яка дозволить підвищити точність оцінки каналу при помірній обчислювальній складності шляхом одночасного урахування суттєвих параметрів стану каналу.

Виклад основного матеріалу. У загальному випадку структура системи МІМО має в своєму складі M_t передавачів (передавальних антен) і M_r приймачів (приймальних антен) (рис. 1). Передані сигнали надходять в M_r приймальних трактів [1 – 10].

Розглянемо радіолінію МІМО $M_t \times M_r$, зображену на рис. 1. Високошвидкісний потік даних розбивається на M_t незалежних послідовностей з швидкістю $1/M_t$, які потім передаються одночасно з декількох антен, відповідно використовуючи тільки $1/M_t$ первинної смуги частот.

Перетворювач потоку даних на передавальному кінці лінії зв'язку перетворює послідовний потік у сукупність паралельних підпотоків, а на приймальному – виконує зворотне перетворення.

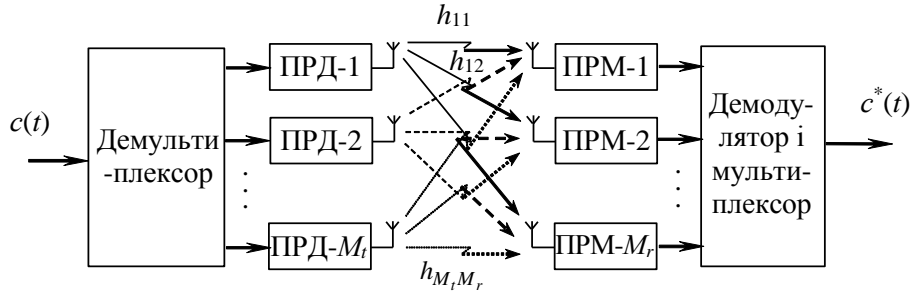


Рис. 1. Структурна схема радіолінії МІМО

Урахування багатопроменевості поширення радіохвиль. Багатопроменевість радіоканалу у відомих роботах [4–8] представлено у вигляді дискретної моделі:

$$z_r(t) = \text{Re} \left[\sum_{H_{\min}}^{H_{\max}} (C_{l,\delta,r} \times \Psi_{r,c,l}) \sum_{\xi=1}^{\Xi} \sum_{n=1}^{N_t} \left[K_{cln} U_{\chi}(t - (s-1)T - \tau_l) + K_{sln} U_{\chi}(t - (s-1)T - \tau_l) + n(t) \right] \right], 0 < t < \infty, \quad (1)$$

де K_{sln} , K_{cln} – випадкові синфазні та квадратурні складові коефіцієнту передачі l -му промені з s -го передаючого елемента, Ξ – загальна кількість променів в каналі, τ_l – час затримки в l -му промені, U_{χ} – відомі реалізації сигналів на вході приймача, $\chi = (0, 1, \dots, M-1)$ – послідовність інформаційних символів, M – позиційність маніпуляції сигналів, T – тривалість передачі елементів сигналу, $n(t)$ – адитивний білий гаусівський шум, $C_{l,\delta,r}$ – значення точки сигнально-кодової конструкції для l -го променя в символі δ -го кадру r ;

$$\Psi_{r,\delta,l}(t) = \begin{cases} \left(\frac{(t-sT_{\delta}-\Xi T_{\delta})}{T_u} \right) & \text{для } (s+Nr)T_s \leq t \leq (\Xi_r+1)T_{\delta}, \\ 0 & \text{для інших випадків} \end{cases} \quad (2)$$

$$l' = l - (H_{\max} + H_{\min})/2, \quad T_{\delta} = T_u + T_g, \quad (3)$$

H_{\min} та H_{\max} – мінімальне та максимальне значення передаточної характеристики МІМО каналу (нижня та верхня межа); r – номер кадру передачі, T_u – тривалість корисної частини кадру, T_{δ} – повна тривалість кадру, f – опорна частота передавача системи МІМО.

Розглянемо процес передачі одного елемента МІМО ($t \in [0; NT_{\delta}]$) [7, 9]. Сигнал $z^*(t)$ на вході приймача має вигляд

$$z^*(t) = z(t) + n(t), \quad (4)$$

де $n(t)$ – функція, що описує завади в каналі, що складаються з корисним сигналом $z(t)$, що можна представити у вигляді співвідношення:

$$C_{\delta,l}^* = C_{\delta,l} + n_{\delta,l}, \quad (5)$$

де $n_{\delta,l}$ – компонента $n(t)$, що накладається на $C_{\delta,l}$ в символі δ підканалу МІМО l після перетворення.

Так як $C_{\delta,l}^*$ є комплексним числом, його дійсну та уявну частину в (4) зручно представити у вигляді матриці компонент каналу:

$$\begin{pmatrix} \text{Re}\{C_{\delta,l}^*\} \\ \text{Im}\{C_{\delta,l}^*\} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \text{Re}\{C_{\delta,l}\} \\ \text{Im}\{C_{\delta,l}\} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \text{Re}\{n_{\delta,l}\} \\ \text{Im}\{n_{\delta,l}\} \end{pmatrix}. \quad (6)$$

Оскільки матриця лінійного перетворення є такою, що інвертується, то її геометричні спотворення аналогічні послідовності відбиттів, обертань, розширень та зсувів.

У нашому випадку відбиття неможливі, оскільки завада не здатна викликати такої трансформації. Інші три трансформації відповідають зсуву фази, неузгодженості амплітуд і квадратурній помилці. Також в типовому каналі є міжсимвольна інтерференція, фазовий джитер та гаусівський шум.

Розглянемо кожну з трансформацій $(\text{Re}\{C_{\partial,l}\}\text{Im}\{C_{\partial,l}\})^T \rightarrow (\text{Re}\{C_{\partial,l}^*\}\text{Im}\{C_{\partial,l}^*\})^T$ при відсутності $n_{\partial,l}$.

Фазовий зсув є детермінованою фазовою помилкою, що представляє собою обертання констеляційної діаграми навколо осі на кут θ_{const} :

$$\begin{pmatrix} \text{Re}\{C_{\partial,l}^*\} \\ \text{Im}\{C_{\partial,l}^*\} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos \theta_{const} & -\sin \theta_{const} \\ \sin \theta_{const} & \cos \theta_{const} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \text{Re}\{C_{\partial,l}\} \\ \text{Im}\{C_{\partial,l}\} \end{pmatrix}. \quad (7)$$

Неузгодженість амплітуд реалізується введенням коефіцієнта підсилення k_E для дійсного каналу, відмінного від відповідного коефіцієнта підсилення уявного каналу, тобто

$$\begin{pmatrix} \text{Re}\{C_{\partial,l}^*\} \\ \text{Im}\{C_{\partial,l}^*\} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} k_E & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \text{Re}\{C_{\partial,l}\} \\ \text{Im}\{C_{\partial,l}\} \end{pmatrix}. \quad (8)$$

Квадратурна помилка є результатом множення на матрицю, що викликає нахил констеляційної діаграми відносно еталонного значення:

$$\begin{pmatrix} \text{Re}\{C_{\partial,l}^*\} \\ \text{Im}\{C_{\partial,l}^*\} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & k_s \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \text{Re}\{C_{\partial,l}\} \\ \text{Im}\{C_{\partial,l}\} \end{pmatrix} \quad (9)$$

де k_s – кут нахилу від ортогональності уявної та дійсної компонент каналу.

Розділимо компоненту $n_{\partial,l}$ на дві складові, одна з яких (n_{∂}) пов'язана з міжсимвольною інтерференцією в символі ∂S , інша (n_l) – адитивний білий гаусівський шум в каналі. Враховуючи те, що інтерференція викликається хибним сигналом, що спричиняє зсув символів по констеляційній діаграмі, вона моделюється вектором хибного сигналу з амплітудою A та фазою φ , що залежить від моменту вимірювання та різниці частот хибного та корисного сигналів. Тоді матриця $(\text{Re}\{n_{\partial,l}\} \text{Im}\{n_{\partial,l}\})^T$ матиме вигляд:

$$\begin{pmatrix} \text{Re}\{n_{\partial,l}\} \\ \text{Im}\{n_{\partial,l}\} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A \cos \varphi \\ A \sin \varphi \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \text{Re}\{n_l\} \\ \text{Im}\{n_l\} \end{pmatrix} \quad (10)$$

Фазовий джитер на відміну від фазового зсуву, неузгодженості амплітуд та квадратурної помилки представляє собою випадкову помилку та викликає поворот констеляційної діаграми на кут θ_i , який є випадковою змінною з гаусівським розподілом та нульовим середнім значенням та дисперсією σ_i^2 , тобто $\theta_i \sim G(0, \sigma_i^2)$.

Тоді

$$\begin{pmatrix} \text{Re}\{C_{\partial,l}^*\} \\ \text{Im}\{C_{\partial,l}^*\} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos \theta_i & -\sin \theta_i \\ \sin \theta_i & \cos \theta_i \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \text{Re}\{C_{\partial,l}\} \\ \text{Im}\{C_{\partial,l}\} \end{pmatrix}. \quad (11)$$

Узагальнюючи (6), з урахуванням (9) – (11) отримуємо:

$$\begin{pmatrix} \text{Re}\{C_{\partial,l}^*\} \\ \text{Im}\{C_{\partial,l}^*\} \end{pmatrix} = K \begin{pmatrix} \cos \theta_i & -\sin \theta_i \\ \sin \theta_i & \cos \theta_i \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \cos \theta_{const} & -\sin \theta_{const} \\ \sin \theta_{const} & \cos \theta_{const} \end{pmatrix} \times \\ \times \begin{pmatrix} k_E & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & k_s \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \text{Re}\{C_{\partial,l}\} \\ \text{Im}\{C_{\partial,l}\} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} A \cos \varphi \\ A \sin \varphi \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \text{Re}\{n_l\} \\ \text{Im}\{n_l\} \end{pmatrix}. \quad (12)$$

Оцінювання невідомих параметрів в (12) відбувається на основі аналізу статистичних моментів прийнятих символів $C_{\partial,l}^*$.

Апроксимуючи співвідношення (12) для випадкових кутів фази отримаємо наступне математичне очікування компонент $C_{\partial,l}^*$ (компонент моделювання)

$$\begin{aligned} M[\text{Re}(C_{\partial,l}^*)] &= M[Kk_E \text{Re}\{C_{\partial,l}\} - K(k_E k_s - \theta_{const}) \text{Im}\{C_{\partial,l}\}], \\ M[\text{Im}(C_{\partial,l}^*)] &= M[Kk_E \theta_{const} \text{Re}\{C_{\partial,l}\} - K(k_E k_s - \theta_{const} + 1) \text{Im}\{C_{\partial,l}\}]. \end{aligned} \quad (13)$$

Фазовий джитер визначається послідовним розрахунком коваріації двох компонент прийнятого символу $C_{\partial,l}^*$:

$$\text{Cov}[\text{Re}\{C_{\partial,l}^*\}, \text{Im}\{C_{\partial,l}^*\}] = -K^2 k_E \sigma_i^2 (\text{Re}\{C_{\partial,l}\} \text{Im}\{C_{\partial,l}\} + [\text{Re}\{C_{\partial,l}\}]^2 k_s) \quad (14)$$

З виразу (14) визначається дисперсія фазового джитера σ_i^2 прийнятого сигналу. Амплітуда A сигналу, що інтерферує, знаходиться шляхом розрахунку моменту порядку $m_4[\text{Re}\{C_{\partial,l}^*\}]$ від однієї з компонент прийнятого символу $C_{\partial,l}^*$ та дисперсії $D[\text{Re}\{C_{\partial,l}^*\}]$, що зведена до квадрату

$$A = \left(8D[\text{Re}\{C_{\partial,l}^*\}]^2 - \frac{8}{3}m_4[\text{Re}\{C_{\partial,l}^*\}]^{1/4} \right). \quad (15)$$

Вплив навмисних завад можливо врахувати шляхом розрахунку дійсної та уявної частини $C_{\partial,l}^*$:

$$D[\text{Re}\{C_{\partial,l}^*\}] = K^2[\text{Im}\{C_{\partial,l}\}]^2 \sigma_i^2 + D[\text{Re}\{n_l\}] + \frac{1}{2}A,$$

$$D[\text{Im}\{C_{\partial,l}^*\}] = K^2 \left([\text{Re}\{C_{\partial,l}\}]^2 + k_s^2[\text{Im}\{C_{\partial,l}\}]^2 + 2k_s\text{Re}\{C_{\partial,l}\} \right) k_E^2 \sigma_i^2 + D[\text{Im}\{n_l\}] + \frac{1}{2}A. \quad (16)$$

Крім цього, для одержання реалістичної моделі каналу поширення необхідно зробити деякі допущення відносно сценарію поширення хвиль. На даний час розроблено багато моделей для опису процесу поширення радіохвиль в каналах системи МІМО. Основними параметрами що враховувалися при моделюванні були наступні:

- висоти підйому передавальних і приймальних антен;
- розташування (кути нахилу) антен;
- зсув Доплера, а також інші параметри, призначені для обчислення.

В більш ранніх роботах з моделювання роботи каналів МІМО показано, що огинаюча прийнятого сигналу має розподіл Райса (при наявності прямої видимості між приймачем та передавачем) і набуває Релеєвського розподілу при відсутності прямої видимості між кореспондентами [4].

Відомий аналіз моделі Джейкса показав, що автокореляція $R(\tau)$ і спектр доплерівської потужності $P(f)$ каналу наведено в роботі [3]:

$$R(\tau) = J_0(2\pi f_D \tau),$$

$$P(f) = \begin{cases} \frac{1}{\pi f_D} \frac{1.5}{\sqrt{1-(f/f_D)^2}}, & |f| < f_D \\ 0, & \text{в іншому випадку,} \end{cases} \quad (17)$$

$$f_D = \frac{v}{\lambda},$$

де f_D – максимальний зсув Доплера, v – відносна швидкість приймача відносно передавача, J_0 – функція Бесселя нульового порядку.

Моделі з двома кільцями та тривимірними каналами ідеально описують міські території з великою кількістю оточуючого середовища та представлені на рис. 2.

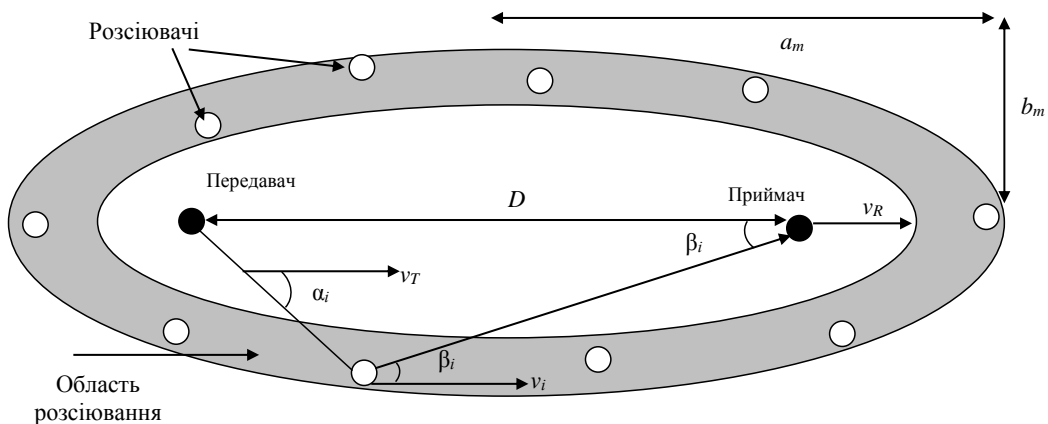


Рис. 2. Принцип врахування параметрів руху передавача та приймача в математичній моделі системи МІМО

Запропонована модель ґрунтується на еліптичній моделі каналу, вперше розробленій в роботі [2]. Зазначена модель була призначена для моделювання роботи каналу вгору (up-link) мобільного кореспондента до каналу базової станції в мікроелементі, де базова станція розміщена не високо, та може існувати лінія прямої видимості.

Подібні умови дуже розповсюджені для мереж зв'язку, з можливістю до самоорганізації. Кількість та положення об'єктів, що оточують прийомопередавачі залежать від типу місцевості. В зазначеній моделі діє припущення щодо того, що оточуючі об'єкти які знаходяться між передавачем та приймачем розміщуються рівномірно в межах двох еліпсів. Параметри a_m та b_m зовнішнього еліпса обчислюються з урахуванням затримки поширення сигналу використовуючи рівняння [5], тоді як параметри внутрішнього еліпса визначаються геометрією руху кореспондента:

$$\begin{aligned} a_m &= \frac{c\tau_m}{2} \\ b_m &= \frac{1}{2}\sqrt{c^2\tau_m^2 D^2}, \\ \tau_m &= 3,244\sigma_t + \tau_0 \end{aligned} \quad (18)$$

де τ_m – максимальний час затримки поширення сигналу, σ_t – час затримки сигналу, τ_0 – мінімальний час затримки сигналу (лінія прямої видимості між передавачем та приймачем), D – відстань між передавачем та приймачем, c – швидкість поширення радіохвиль. В зазначеній моделі мінімальний середній час затримки поширення сигналу був прийнятий на рівні 103 наносекунди, у зв'язку з тим, що більші значення затримки сигналу призводять до меншої кореляції антени.

Припустимо, що існування сторонніх об'єктів між передавачем і приймачем призводить до блокування прямої видимості. За наявності прямої видимості між передавачем та приймачем додається складова, відбита від землі, якщо відстань між передавачем і приймачем задовольняє наступній нерівності:

$$D \geq \frac{4\pi \cdot h_t \cdot h_r}{\lambda}, \quad (19)$$

де h_t та h_r висоти підняття антени передавача і приймача, відповідно, λ – довжина хвилі.

Права сторона виразу (19) – це мінімальна відстань для першої зони Френеля, відбитої від земної поверхні і, таким чином, вплив сигналу, відбитого від земної поверхні може існувати, тільки якщо у виразі (19) виконується [10, 11]. Середовище між передавачем та приймачем не вважається фіксованим, але їх швидкість рівномірно розподілена між 0 і максимальною межею.

Легко може бути показано, що доплерівський зсув для будь-якого шляху (i) задається формулами (20) або (21) [12, 13]. Рівняння (21) слідує за (20), оскільки останній член в (20) набагато менший, ніж перший.

Розглядаючи еліптичну модель (рис. 2), максимальний доплерівський зсув більше не визначається лише відносною швидкістю передавача/приймача ($v_T - v_R$) як в моделі Джейкса, оскільки середовище не фіксоване [3, 12]:

$$f_d(i) = f \left[\left(1 + \frac{v_T - v_i}{c} \cdot \cos(\alpha_i) \right) \cdot \left(1 + \frac{v_i - v_R}{c} \cdot \cos(\beta_i) \right) \right] - f,$$

$$f_d(i) = \frac{f}{c} [(v_T - v_i) \cdot \cos(\alpha_i) + (v_i - v_R) \cdot \cos(\beta_i)] + \frac{f}{c^2} (v_T - v_i)(v_i - v_R) \cos(\alpha_i) \cos(\beta_i), \quad (20)$$

$$f_d(i) \approx \left[\frac{f}{c} (v_T - v_i) \cdot \cos(\alpha_i) + (v_i - v_R) \cdot \cos(\beta_i) \right]. \quad (21)$$

Канальна функція $h(t)$ в момент часу t може бути представлена за допомогою виразу

$$h(t) = \sum_{i=0}^N g_i \exp \left(j \left\{ \frac{2\pi f_d d}{c} + \theta_i + \varphi_i \right\} \right) \cdot u(t - t_i), \quad (22)$$

де g_i – коефіцієнт відбиття, t_i та θ_i – час затримки надлишкової відстані і фази, відповідно, φ_i – випадкова фаза, N – число шляхів надходження сигналу, а $u(t)$ – одинична ступінчаста функція. Наявність лінії прямої видимості забезпечується при $i = 0$.

Для моделювання було використано 10 розсіювачів. Максимальна швидкість руху приймача встановлювалася на рівні 120 км/год, при цьому передавач рухався зі швидкістю 90 км/год. Відношення компоненти прямої видимості до будь-якого з інших розсіювачів дорівнювало k . Час затримки становив 103 наносекунди, відповідно до роботи [8]. Відстань D між передавачем і приймачем складала 1 км, висоти підняття антен – 1,5 м, частота передачі сигналу – 5,9 ГГц.

З урахуванням вищеприведених математичних розрахунків, встановлено, що амплітудний розподіл прийнятого сигналу відповідає розподілу Релея при відсутності прямої видимості та розподілу Райса, коли існує пряма видимість між передавачем та приймачем. Це узгоджується зі статистикою, отриманою в вимірах в [10, 13]. Розподіл Райса можна апроксимувати розподілом Гауса при наявності стійкої лінії прямої видимості [4].

З порівняння отриманих значень, наведених на рис. 3, з класичним спектром Джейкса [3] видно, що максимальний зсув Доплера перевищує запропонований Джейксом, що обумовлюється рухом кореспондентів.

У доплерівському спектрі спектр Джейкса обмежений f_d , наведеному у виразі (17), тоді як у зв'язку з високою мобільністю кореспондентів спектр виходить за межі цієї величини, як це спостерігається на рис. 4. Цей ефект з'являється в автокореляційній функції, який є більш швидкою варіацією порівняно з моделлю Джейкса. Обидві моделі дають однакові результати, якщо швидкості розсіювачів рівні нулю. Подібні висновки були зроблені в [14] за допомогою практичних вимірювань, що підтверджує адекватність та достовірність отриманих математичних виразів.

Кореляція між двома антенами (ρ_{ji}) може бути розрахована теоретично для завмирань, що описуються розподілом Релея з використанням розподілу ймовірностей кута прибуття $p(\alpha)$ і рівняння [15]:

$$\rho_{ji} = \int_0^{2\pi} e^{j((2\pi/\lambda)d \cos(\varphi-\psi))} \cdot p(\varphi) \cdot d\varphi, \quad (23)$$

де d – відстань між антенами та ψ – кут орієнтації променів.

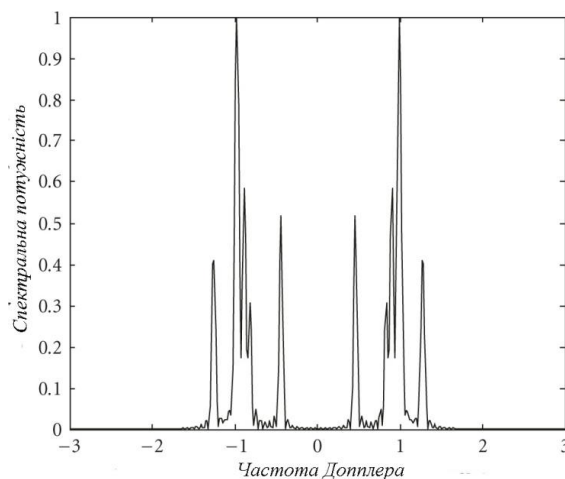


Рис. 3. Залежність спектральної потужності Допплерівського спектру від доплерівської частоти (нормалізованої по максимуму Джейкса)

Для мобільних терміналів зазвичай вважається, що середовище (яке виступає в якості розсіювачів) рівномірно розподілено по колу навколо терміналу (модель Лі) [15]:

$$p(\varphi) = \begin{cases} \frac{1}{2\pi}, & 0 \leq \varphi \leq 2\pi, \\ 0, & \text{в інших випадках.} \end{cases} \quad (24)$$

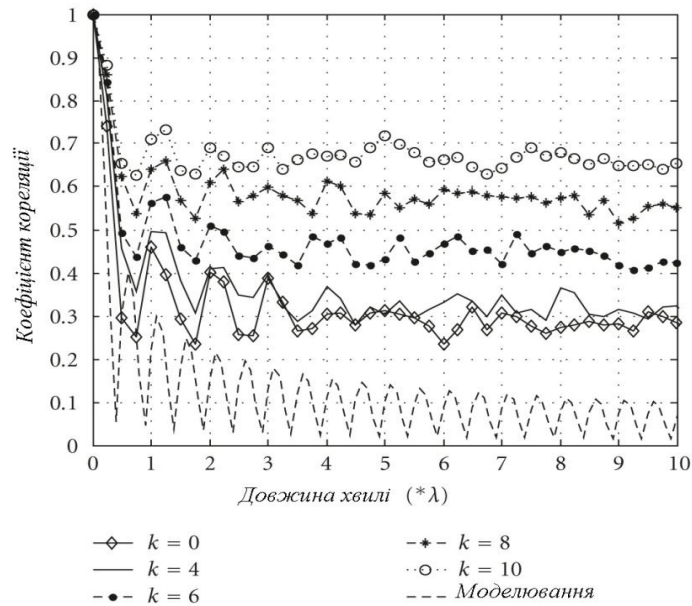


Рис. 4. Залежність коефіцієнту кореляції від значення довжини хвилі

На рис. 4 порівнюється кореляція між антенами при наявності прямої видимості між передавачем та приймачем та при її відсутності з використанням еліптичної моделі з кореляцією з виразу (23). Як видно, вираз (23) дає оптимістичну оцінку кореляції через припущення про рівномірний розподіл кутів кореляції, який є реалістичним лише в каналах з багатьма розсіювачами. Кінцевим результатом оцінки стану каналу в результаті урахування суттєвих параметрів, які впливають на нього, є ймовірність помилкового приймання (бітової помилки). Точні математичні вирази для розрахунку ймовірності бітової помилки для сигналів з фазовою маніпуляцією (ФМ), квадратурною амплітудною маніпуляцією (КАМ) та ієрархічною квадратурною маніпуляцією (ІКАМ) наведені в роботах [16 – 18].

Середня ймовірність бітової помилки при використанні модуляції типу ФМ-М, КАМ-М для системи МІМО в умовах впливу флуктуаційного шуму, навмисних завад, селективних завмирань та ефекту Доплера буде визначатися наступним виразом

$$P_B^L = \frac{P_{1B} + P_{2B} + \dots + P_{LB}}{L}, \quad (25)$$

де L – кількість підканалів в системі МІМО, параметр P_{LB} – середня ймовірність бітової помилки в кожному каналі системи МІМО, яка повинна враховувати вид модуляції сигналу та завадостійкого кодування, вплив флуктуаційного шуму, навмисних завад, селективних завмирань, ефекту Доплера, міжсимвольної інтерференції та тремтіння фази.

Висновки. Таким чином, у статті проведено аналіз факторів, які необхідно враховувати при розробці комплексної математичної моделі оцінки стану каналу багатоантенних систем радіозв'язку. Зокрема, при моделюванні каналів системи МІМО необхідно враховувати використовувані сигнально-кодові конструкції, вид та параметри навмисних завад, селективні завмирання сигналу, міжсимвольну інтерференцію, фазовий джитер, мобільність об'єктів (передавача та приймача) та, як наслідок, ефект Доплера. Крім того, необхідно передбачити можливість оцінки вказаних параметрів при малих відношеннях сигнал/завада в каналі. При цьому очевидно, що одночасне урахування усіх зазначених факторів може призвести до значного збільшення обчислювальної складності у порівнянні з простішими математичними моделями.

Напрямки подальших досліджень будуть спрямовані на розробку комплексної математичної моделі системи МІМО з урахуванням максимально можливої кількості параметрів, суттєвих для оцінки стану каналу, та допустимою обчислювальною складністю.

ЛІТЕРАТУРА

1. Слюсар В. Системы МІМО: принципы построения и обработка сигналов. // *Электроника: Наука, Технология, Бизнес*. 2005. № 8. С. 52 – 58.
2. Кувшинов О. В. Адаптивне управління засобами завадозахисту військових систем радіозв'язку. // *Збірник наукових праць ВІКНУ*. 2009. № 17. С.125 – 130.
3. R. Jia, Y. Li, X. Cheng, B. 3D geometry-based UAV-MIMO channel modeling and simulation. *China Communications*. 2018. Vol. 15 . Iss. 12. pp. 64 – 74.
4. Q. Zhu, K. Jiang, X. Chen, W. Zhong, Y. Yang. *China Communications*. 2018. Vol. 15. Iss. 12. pp. 147 – 158.
5. G. N. Kamga, M. Xia, S. Aïssa. Spectral-Efficiency Analysis of Regular-and Large-Scale (Massive) MIMO With a Comprehensive Channel Model. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*. 2017. Vol. 66. Iss. 6. pp. 4984 – 4996.
6. Qu. Nadeem, A. Kammoun, M. Debbah, M.S. Alouini. 3D Massive MIMO Systems: Modeling and Performance Analysis. *IEEE Transactions on Wireless Communications*. 2015. Vol. 14. Iss. 12. pp. 6926 – 6939. DOI: 10.1109/TWC.2015.2462828.
7. A. Vaezi, A. Abdipour, A. Mohammadi, F. M. Ghannouchi. On the Modeling and Compensation of Backward Crosstalk in MIMO Transmitters. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*. 2017. Vol. 27. Iss. 9. pp. 842 – 844. DOI: 10.1109/LMWC.2017.2734751.
8. M. Yang, S. Zhang, X. Shao, Q. Guo, W. Tang. Statistical modeling of the high altitude platform dual-polarized MIMO propagation channel. *China Communications*. 2017. Vol. 14, Iss. 3. pp. 43 – 54. DOI: 10.1109/CC.2017.7897321.
9. H. Wu, X. Gao, X. You. Robust Equalizer for Multicell Massive MIMO Uplink With Channel Model Uncertainty. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*. 2016. Vol. 65. Iss. 5. pp. 3231 – 3242. DOI: 10.1109/TVT.2015.2442996.
10. S. Chatterjee, A. Chatterjee, S. S. Das. Analytical Performance Evaluation of Full-Dimensional MIMO Systems Using Realistic Spatial Correlation Models. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*. 2018. Vol. 67. Iss. 7. pp. 5597 – 5612. DOI: 10.1109/TVT.2018.2801825.
11. J. Li, B. Ai, R. He, M. Yang, Z. Zhong. On Modeling of Dense Multipath Component for Indoor Massive MIMO Channels. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*. 2019. Vol. 18. Iss. 3. pp. 526 – 530. DOI: 10.1109/LAWP.2019.2896088.
12. J. Chen, X. Yin, X. Cai, S. Wang. Measurement-Based Massive MIMO Channel Modeling for Outdoor LoS and NLoS Environments. *IEEE Access*. 2017. Vol. 5. pp. 2126 – 2140. DOI: 10.1109/ACCESS.2017.2652983.
13. J. Song, J. Choi, T. Kim, D. J. Love. Advanced Quantizer Designs for FDD-Based FD-MIMO Systems Using Uniform Planar Arrays. *IEEE Transactions on Signal Processing*. 2018. Vol. 66. Iss. 14. pp. 3891 – 3905. DOI: 10.1109/TSP.2018.2839588.
14. Home of the Coded Modulation Library // URL: <http://www.iterativesolutions.com/> (дата звернення: 8.01.2019).
15. Zhyvotovskiy R.M., Shyshatskiy A.V., Petruk S.N. Structural-semantic model of communication channel. // 4th International Scientific-Practical Conference “Problems of Infocommunications. Science and Technology” (PICS&T-2017). 10-13 October 2017. Kharkiv, Ukraine. P. 524 – 529. DOI: 10.1109/INFOCOMMST.2017.8246454.
16. Goldsmith A.J., Jafar S.A., Jin-dal N., Vishwanath S. Capacity limits of MIMO channels // *IEEE J. Select. Areas Commun*. 2003. Vol. 21, No 6. pp. 684–702.
17. S. Kalantaievska, H. Pievtsov, O. Kuvshynov, A. Shyshatskiy, S. Yarosh, S. Gatsenko, H. Zubrytskiy, R. Zhyvotovskiy, S. Petruk and V. Zuiko. Method of integral estimation of channel state in the multiantenna radio communication systems. // *Eastern-European Journal of Enterprise Technologies*. Vol 5, No 9 (95) (2018): pp 60 – 76. DOI: <https://doi.org/10.15587/1729-4061.2018.144085>.
18. Petruk S.N., Zhyvotovskiy R.M., Shyshatskiy A.V. Mathematical Model of MIMO. // 5th International Scientific-Practical Conference “Problems of Infocommunications. Science and Technology” (PICS&T-2018). 9-12 October 2018. Kharkiv, Ukraine. P. 7 – 12.