

УДК 621.391

О.Г. Жук, М.В. Борознюк

Військовий інститут телекомунікацій та інформатизації, Київ

МЕТОД ОЦІНКИ СТАНУ КАНАЛУ ЗВ'ЯЗКУ ПРИ ПЕРЕДАЧІ МІМО-OFDM СИГНАЛІВ

У статті розглядається задача оцінювання параметрів каналу та корекції амплітуди і фази несучої OFDM-сигналу в системі радіозв'язку з ортогональним частотним і просторовим розділенням. Запропонований метод оцінки та корекції дозволяє підвищити завадостійкість приймання сигналів в умовах багатопроменевого каналу з фазовими флуктуаціями.

Ключові слова: багатопроменевий канал, частотно-селективні завмирання, фазова помилка.

Вступ

В сучасних телекомунікаційних системах широко використовується технологія ортогонального частотного і просторового мультиплексування (МІМО-OFDM), яка є ефективним в умовах частотно-селективних завмирань способом безпроводової передачі сигналів. Сигнали МІМО-OFDM характеризуються високою спектральною ефективністю та низьким рівнем міжсимвольної інтерференції [1 – 4]. Для розділення просторових і частотних каналів і детектування інформаційних символів необхідна точна оцінка параметрів каналу, що на практиці ускладнено їх нестаціонарністю (завмираннями) [2, 4].

Системи радіозв'язку, що використовують даний тип сигналів, дуже чутливі до фазової нестабільності несучої. Остання може бути викликана нестаціонарністю фазової характеристики каналів передачі, обумовленої доплерівським розсіюванням, фазовими флуктуаціями опорних генераторів на передавальному і приймальному боці. Як наслідок, знижується енергетична ефективність систем. Проблема постає особливо при передачі сигналів з багатопозиційною модуляцією сигналів в умовах швидких амплітудних завмирань. Відомі два підходи оцінки і корекції параметрів сигналів МІМО-OFDM [5 – 7]. Перший заснований на аналізі навчальних символів, переданих у певних частотних каналах. Другий підхід ґрунтується на використанні безпосередньо інформаційних несучих сигналів. Дослідження в цій області показують, що другий підхід за рахунок більшої статистики дозволяє підвищити ефективність систем передачі на 2-3 дБ стосовно першого.

Метою статті є розробка методу оцінки параметрів каналу та корекції амплітуди і фази несучої OFDM-сигналу на основі інформаційних частотних каналів в системі радіозв'язку з ортогональним частотним і просторовим розділенням в умовах комбінованих впливів.

Результати досліджень

Спрощена схема передавача сигналів МІМО-OFDM зображена на рис. 1. У загальному випадку передавач системи МІМО-OFDM має в своєму складі M_t передавальних антен, формувачі квадратурних символів (КАМ), блоки зворотного швидкого перетворення Фур'є (ЗШПФ) та високочастотні блоки (Мод). Проходження сигналів МІМО-OFDM через багатопроменевий канал можна подати таким виразом:

$$\mathbf{Z} = \mathbf{X}\mathbf{H} + \mathbf{V}, \quad (1)$$

де \mathbf{Z} – відомий вектор-стовпець Фур'є-перетворення прийнятого символу; \mathbf{H} – вектор-стовпець передаточної характеристики каналу; \mathbf{X} – вектор-стовпець переданого сигналу з виходу модулятора; \mathbf{V} – вектор-стовпець адитивного білого гаусівського шуму.

Складові рівняння (1) для l -го номеру $l = \overline{1, L}$ символу OFDM-сигналу визначаються таким чином:

$$\mathbf{X} = \begin{bmatrix} x_p^1 \\ \vdots \\ x_p^{M_t} \end{bmatrix}; \quad \mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_p^{1,1} & \dots & h_p^{M_t,1} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_p^{1,M_t} & \dots & h_p^{M_t,M_t} \end{bmatrix} \times e^{j\varphi};$$

$$\mathbf{V} = \begin{bmatrix} b_p^1 \\ \vdots \\ b_p^{M_t} \end{bmatrix}. \quad (2)$$

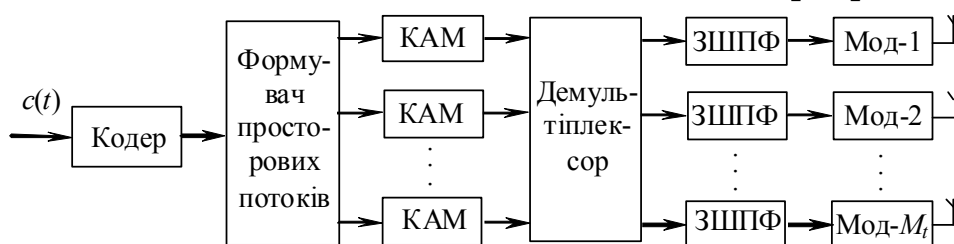


Рис. 1. Схема передавача сигналів МІМО-OFDM

між i -ю передавальною та j -ю приймальною антенами; $i = \overline{1, M_t}$; $j = \overline{1, M_r}$; M_t – кількість передавальних антен; M_r – кількість приймальних антен; x_p^i – сигнал, який передається з i -ої антени в p -му частотному підканалі; $e^{j\varphi}$ – загальна для всіх частотних і просторових каналів фазова помилка; b_p^j – білий гаусівський шум на вході j -ої антени в p -му частотному підканалі.

Для випадку релеєвських завмирань [7] кореляційна функція завмирань має такий вигляд:

$$\begin{aligned} R_{p,\Delta p}(l, m) &= R_{\Delta p}(m) = \\ &= E \left[H_p^{1,q}(l), H_{p+\Delta p}^{1,q*}(l-m) \right] = \\ &= J_0(2\pi\Delta f_d m T_c) \cdot \frac{1 - j2\pi(\Delta p)\Delta t/T_c}{1 - j2\pi(\Delta p)^2 \Delta t^2/T_c^2}, \end{aligned} \quad (3)$$

де Δf_d – максимальний доплерівський зсув по частоті; Δt – максимальна затримка в каналі; T_c – тривалість OFDM-символу; $J_0(x)$ – функція Бесселя 1-го роду нульового порядку.

Введемо матрицю $\mathbf{H}' = \mathbf{H}e^{j\varphi_p(l)}$. З урахуванням незалежності \mathbf{H} і $e^{j\varphi_p(l)}$, кореляційна функція послідовності прийме вигляд

$$R'_{\Delta p}(m) = R_{\Delta p}(m)R_{\varphi}(m), \quad (4)$$

де $R_{\varphi}(m)$ – кореляційна функція фазової помилки [5].

Зміна каналної матриці \mathbf{H}' в часі опишемо с допомогою авторегресивної моделі

$$\mathbf{H}^{i,j}(l) = -\sum_{k=1}^K \mathbf{C}(k)\mathbf{H}^{i,j}(l-k) + \mathbf{W}\mathbf{B}(l), \quad (5)$$

де $\mathbf{H}^{i,j}(l) = [h^{i,j}_1(l) \dots h^{i,j}_L(l)]$ – вектор-стовпець, $\mathbf{C}(k)$ і \mathbf{W} – квадратні матриці $L \times L$, що обчислюють за допомогою системи рівнянь Юла-Уокера з використанням виразу [5, 7]; $\mathbf{B}(n)$ – вектор білого гаусівського шуму (БГШ) $L \times 1$.

Введемо позначення;

$$\mathbf{y}^{i,j}(l) = \left[\mathbf{H}^{i,j^T}(l) \dots \mathbf{H}^{i,j^T}(l-k+1) \right];$$

$$\mathbf{Y}(l) = \left[\mathbf{y}^{1,1}(l) \ \mathbf{y}^{2,1}(l) \ \dots \ \mathbf{y}^{L,1}(l) \ \mathbf{y}^{1,2}(l) \ \dots \ \mathbf{y}^{M_t, M_r}(l) \right]^T,$$

тоді вираз (5) прийме вигляд

$$\mathbf{Y}(l) = \mathbf{S}\mathbf{X}(l-1) + \mathbf{V}\mathbf{D}(l), \quad (6)$$

де $\mathbf{D}(l)$ – вектор дискретного БГШ, матриці \mathbf{S} і \mathbf{V} діагональні з елементами

$$\mathbf{S}^{l,q} = \begin{bmatrix} -\mathbf{C}(l) & \dots & -\mathbf{C}(k-1) & -\mathbf{C}(k) \\ \mathbf{I}_L & \dots & \mathbf{0}_L & \mathbf{0}_L \\ \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ \mathbf{0}_L & \dots & \mathbf{I}_L & \mathbf{0}_L \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{V}^{i,j} = \begin{bmatrix} \mathbf{W} \\ \mathbf{0}_L \\ \vdots \\ \mathbf{0}_L \end{bmatrix},$$

та \mathbf{I}_L і $\mathbf{0}_L$ – одинична та нульова матриці $L \times L$.

З врахуванням цього вираз (1) прийме вигляд

$$\mathbf{Z}(l) = \mathbf{G}(l)\mathbf{Y}(l) + \mathbf{B}(l), \quad (7)$$

де

$$\mathbf{G}(l) = \begin{bmatrix} \mathbf{G}^1(l) & \dots & \mathbf{G}^{M_t}(l) & \mathbf{0}(l) & \dots & \mathbf{0}(l) & \mathbf{0}(l) & \dots & \mathbf{0}(l) \\ \mathbf{0}(l) & \dots & \mathbf{0}(l) & \ddots & \ddots & \ddots & \mathbf{0}(l) & \dots & \mathbf{0}(l) \\ \mathbf{0}(l) & \dots & \mathbf{0}(l) & \mathbf{0}(l) & \dots & \mathbf{0}(l) & \mathbf{G}^1(l) & \dots & \mathbf{G}^{M_t}(l) \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{B}(l) = \left[\mathbf{B}_1^1(l) \dots \mathbf{B}_L^{M_r}(l) \right]^T, \quad \mathbf{Z}(l) = \left[\mathbf{Z}_1^1(l) \dots \mathbf{Z}_L^{M_r}(l) \right]^T,$$

$\mathbf{G}^i(l) = \left[\mathbf{X}^i(l) \ \mathbf{0}(l) \ \dots \ \mathbf{0}(l) \right]$, $\mathbf{X}^i(l)$ – діагональна матриця $L \times L$ с елементами $\mathbf{S}_j^i(l)$.

Модель MIMO-OFDM сигналу у формі виразів (6) і (7) дозволяє скористатися теорією багатовимірної фільтрації Калмана для оптимальної оцінки каналної матриці \mathbf{H} і групової фазової помилки $\varphi_p(l)$. Рівняння фільтра

$$\hat{\mathbf{Y}}(l) = \mathbf{S}\hat{\mathbf{Y}}(l-1) + \mathbf{K}(l)(\mathbf{Z}(l) - \mathbf{G}(l)\mathbf{S}\hat{\mathbf{Y}}(l-1)), \quad (8)$$

де $\mathbf{K}(n)$ – коефіцієнт підсилення. Початкові умови $\mathbf{Y}(0) = \mathbf{0}_{kL}$. Оцінка \mathbf{H}' визначається за допомогою рівняння $\hat{\mathbf{H}}(l) = [\mathbf{I}_L \ \mathbf{0}_L \ \dots \ \mathbf{0}_L] \hat{\mathbf{X}}(l)$. Інформаційні символи $\mathbf{X}_j^i(l)$ можуть бути визначені за допомогою навчальних сигналів (на першому кроці) і/або в режимі роботи зі зворотним зв'язком (на наступних).

Як опорний сигнал системи корекції виступає вихідний сигнал цифрового інтегратора $\hat{C}_p(l-1)$ (де $C_p(l) = |H_p(l)|$), який є оцінкою зміни амплітуди несучого вхідного сигналу на попередньому кроці.

Сигнал амплітудної помилки, яка підлягає компенсації:

$$\varepsilon_p(n) = \left| \frac{R_p(l)}{\hat{C}_{p-1}(l)\hat{Y}_p(l)} \right| \hat{C}_{p-1}(l) - \hat{C}_{p-1}(l). \quad (9)$$

Для оцінки алгоритму проведено імітаційне моделювання в середовищі *MatLab* [8]. На рис. 2, а представлені залежності ймовірності помилки $P_{\text{ном}}$ від інтервалу когерентності α , на рис. 2, б – залежності ймовірності помилки від довжини пакета OFDM-символів. На рис. 2: крива 1 – метод оцінки по пілотних сигналах на основі методу найменших квадратів блокового типу, крива 2 – на основі методу найменших квадратів комбінованого типу, крива 3 – на основі роздільної оцінки зі зворотним зв'язком, крива 4 – запропонований метод.

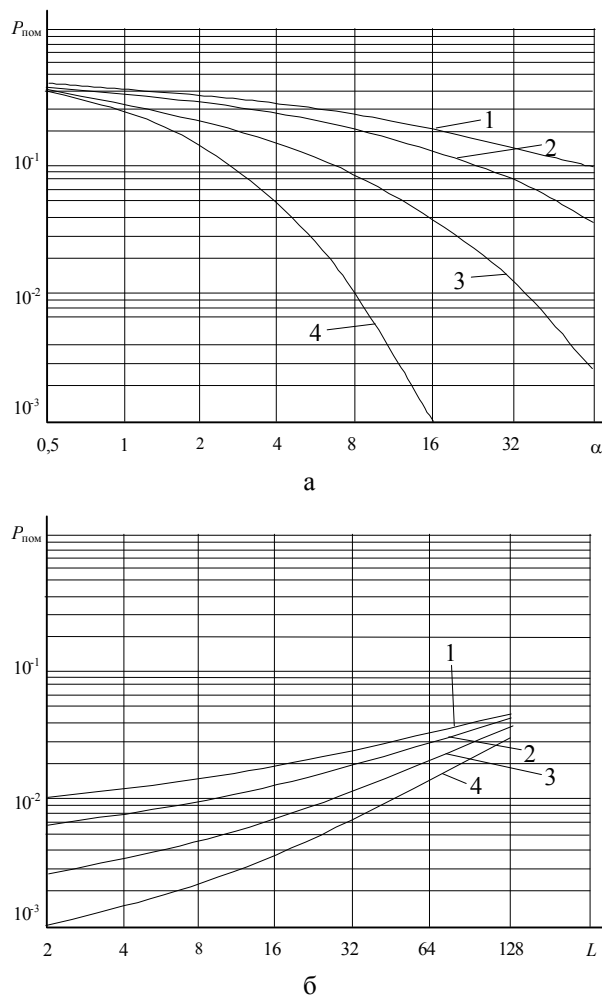


Рис. 2. Залежність ймовірності помилки:
а – від інтервалу когерентності;
б – від довжини пакету

Результати підтверджують виграв запропонованого методу в порівнянні з методами оцінки по пілотних сигналах на основі методу найменших квадратів. З результатів слідує, що запропонований метод оцінки і корекції підвищує завадостійкість приймання в умовах багатопроменевого каналу і фазових флуктуацій.

Виграш перед оцінкою на основі пілотних каналів залежить від швидкості замирань і становить 1,2 ... 1,9 дБ. Крім того, застосування запропонованого методу дозволяє до двох разів збільшити довжину OFDM-пакета без зниження енергетичної ефективності в порівнянні з алгоритмами на основі оцінки по пілотних сигналах.

Напрямом подальших досліджень слід вважати розробку концептуальних положень оцінювання перспективних систем військового радіозв'язку, що функціонують в складних умовах радіоелектронної обстановки.

Список літератури

1. Голдсмит А. Беспроводные коммуникации / А. Голдсмит. – М.: Техносфера, 2011. – 904 с.
2. Andrews Jeffrey G. Fundamentals of WiMax: understanding broadband wireless networking / Jeffrey G. Andrews, Arunabha Ghosh, Rina Mueyamed, 2007. – 449 p.
3. Тихвинский В.О. Сети мобильной связи LTE: технологии и архитектура / В.О. Тихвинский, С.В. Терентьев, А.Б. Юрчук. – М., 2010.
4. Kopsa K. Space-time synchronisation algorithms for UMTS/TDD systems with strong co-channel interference / K. Kopsa, G. Matz, H. Artes, P. Hlawatsch // in Proc. IEEE Globecom 2007, Taipei, Taiwan. – Nov. 2007. – P. 254-258.
5. Enescu M. Kalman-based estimation of measured channels in mobile MIMO-OFDM system / M. Enescu, T. Roman, M. Herdin // 12th European signal processing conference, 2004. – P. 1865-1868.
6. Казаков Л.Н. Коррекция фазы несущей OFDM-сигналов в условиях нестационарных замираний / Л.Н. Казаков, Д.С. Кукушкин, А.В. Исмаилов // Электросвязь. – 2008. – № 6. – С. 19-23.
7. MIMO-OFDM for LTE, WiFi, and WiMAX: coherent versus non-coherent and cooperative turbo-transceivers / by L. Hanzo, J. Akhtman, L. Wang, M. Jiang. – 2011. – 658 p.
8. MIMO-OFDM wireless communications with MATLAB / Cho Y.S. et al. – John Wiley & Sons, 2010.

Надійшла до редколегії 6.01.2016

Рецензент: д-р техн. наук, проф. О.В. Кувшинов, Військовий інститут телекомунікацій та інформатизації, Київ.

МЕТОД ОЦЕНИВАНИЯ СОСТОЯНИЯ КАНАЛА СВЯЗИ ПРИ ПЕРЕДАЧЕ MIMO-OFDM СИГНАЛОВ

О.Г. Жук, Н.В. Борознюк

В статье рассматривается задача оценивания параметров канала и коррекции амплитуды и фазы несущей OFDM-сигнала в системе радиосвязи с ортогональным частотным и пространственным разделением. Предложен метод оценки и коррекции, позволяющий повысить помехоустойчивость приема сигналов в условиях многолучевого канала с фазовыми флуктуациями.

Ключевые слова: многолучевой канал, частотно-селективные замирания, фазовая ошибка.

THE METHOD OF ESTIMATION PARAMETERS OF THE COMMUNICATION CHANNEL WHEN TRANSFERRING MIMO-OFDM SIGNALS

O.G. Zhuk, M.V. Boroznuk

In the article considered the task of estimation parameters of the channel and correction of the amplitude and phase carrier OFDM signal in radio communication system with orthogonal frequency and spatial separation. The proposed evaluation method and correction allows you to boost immunity of signal reception in conditions of multipath channels with phase fluctuations.

Keywords: multipath channel, frequency selective fading, the phase error.