

УДК 621.391

Одіяненко О. В.; Розорінов Г. М., д.т.н.

(Державний університет телекомунікацій, +380 (67) 244 98 81, lena_odiyanenko@mail.ru, rozor46@mail.ru)

МЕТОД КОНТРОЛЮ СТАНУ БАГАТОПРОМЕНЕВОГО КАНАЛУ ЗВ'ЯЗКУ В МІМО-СИСТЕМАХ

Одіяненко О. В., Розорінов Г. М. Метод контролю стану багатопроменевого каналу зв'язку в МІМО-системах. В роботі запропонований метод оцінки стану каналу на основі критерію мінімуму середньоквадратичного відхилення (МСКВ), який поєднує оцінку за серединними інтервалами і оцінку за найменшими квадратами на попередньому етапі. Комбінація такого МСКВ-оцінювача каналу з послідовною схемою придушення завад (компенсації інтерференції) дозволяє суттєво зменшити міжканальну інтерференцію. Показано, що запропонований метод забезпечує точну оцінку каналу при значеннях відношення сигнал/завада до -17 дБ для реальних сценаріїв поширення радіохвиль і завад. Результати моделювання демонструють хорошу ефективність запропонованого методу для різних реальних умов розповсюдження сигналів.

Ключові слова: багатопроменевий канал зв'язку, МІМО-система, оцінка стану каналу, міжканальна інтерференція, середньоквадратичне відхилення,

Одіяненко О. В., Розорінов Г. М. Метод контролю стану багатопроменевого каналу зв'язку в МІМО-системах. В работе предложен метод оценки состояния канала на основе критерия минимума среднеквадратического отклонения (МСКО), который объединяет оценку по средним интервалам и оценку по наименьшим квадратам на предыдущем этапе. Комбинация такого МСКО-оценителя канала с последовательной схемой подавления помех (компенсации интерференции) позволяет существенно уменьшить межканальную интерференцию. Показано, что предложенный метод обеспечивает точную оценку канала при значениях отношения сигнал/шум до -17 дБ для реальных сценариев распространения радиоволн и помех. Результаты моделирования демонстрируют хорошую эффективность предложенного метода для разных реальных условий распространения сигналов.

Ключевые слова: многолучевой канал связи, МІМО-система, оценка состояния канала, межканальная интерференция, среднеквадратическое отклонение, подавление помех, компенсации интерференции

Odiyanenko O. V., Rozorynov G. M. A state control method of multipath communication channel in MIMO-systems. The state estimation method of channel is presented on the basis Minimum Mean-Square Error (MMSE), which combines an estimation by middle intervals and estimation of channel a least-squares method on the previous stage. Combination it MMSE-estimation channel with the successive chart of dejaming (indemnifications interference) allows to contest with strong interchannel interference. It is shown that the proposed method provides an accurate estimate of the channel at the values of the signal / noise ratio to -17 dB for real scenarios radio propagation and interference. Design results demonstrate good efficiency of the offered method for the different real terms distribution.

Keywords: multipath channel, MIMO-system, channel state estimation, interchannel interference, mean-square error, dejaming, indemnifications interference

Вступ. В сучасних телекомунікаційних системах та мережах різного призначення однією з найважливіших складових є радіозв'язок, який, у багатьох випадках, є єдиним можливим видом зв'язку. Перспективні системи радіозв'язку (СРЗ) повинні забезпечувати передачу інформації у складній радіоелектронній обстановці [1]. Цього необхідно досягти в складних умовах багатопроменевого просторового каналу, в якому можливі глибокі завмирання (федінги) сигналів, а також при жорстких обмеженнях на частотну смугу і потужність передавальних пристроїв. Багатопроменеві канали характеризуються випадковою зміною коефіцієнта передачі, тому параметри сигналів на вході приймача є випадковими й невідомими, що погіршує якість зв'язку.

Постановка задачі. Одним з напрямків вирішення задачі підвищення ефективності функціонування СРЗ при впливі селективних завмирань є застосування методів просторової обробки сигналів у системах радіодоступу, зокрема технології "багато входів – багато виходів" (Multiple-input multiple-output – МІМО), широко використовуються в мережах безпроводового доступу стандарту IEEE 802.11n [2-5]. У технології МІМО поєднані просторово-часові методи приймання з використанням адаптивних антен і методи просторово-часового кодування й просторово-часового розділення сигналів.

Однією з найважливіших умов функціонування МІМО-систем є необхідність в оцінці якості каналу зв'язку. Дані, одержані в ході виконання процедури оцінки передавальної характеристики каналу зв'язку, можуть використовуватися для виконання процедур адаптації, тобто процесу, пов'язаного з автоматичною зміною робочих параметрів і/або конфігурації системи у відповідь на зміну умов розповсюдження сигналу в каналі й інтенсивності зовнішнього шуму і завад. Виконання процедури адаптації дозволяє забезпечити найкращу якість радіосигналу, що приймається, за заданих умов розповсюдження. Своєчасна і коректна оцінка якості каналу дозволяє проводити адаптацію сигналів адекватно умовам розповсюдження, що змінюються, і виникаючим в каналі зв'язку завадам і, відповідно, зберігати якість обслуговування на належному рівні.

Аналіз основних відомих методів оцінювання передавальної характеристики каналу – методу найменших квадратів, методу максимуму правдоподібності і методу мінімуму середньоквадратичного відхилення, виявив їх основні недоліки. Так для методу найменших квадратів – це низька точність, а методи максимуму правдоподібності і мінімуму середньоквадратичного відхилення мають істотним чином велику обчислювальну складність. Тому виникає завдання розробки методу оцінювання стану каналу зв'язку, який дозволяє реалізувати компроміс між точністю і простотою оцінки.

Метою роботи є розробка методу оцінки передавальної характеристики каналу за рахунок комплексного використання відомих методів оцінки.

Основна частина. Нехай маємо K радіотерміналів (РТ), канали яких мають максимальну затримку $L-1$, прийнятий базовий сигнальний вектор $\mathbf{x}(n)$ розмірністю $M \times 1$ в дискретному часі можна подати, як

$$\mathbf{x}(n) = \sum_{k=1}^K \mathbf{x}_k(n) + \mathbf{n}(n), \quad \mathbf{x}_k(n) = \mathbf{H}_k \mathbf{s}_k(n). \quad (1)$$

де $\mathbf{s}_k(n) \equiv [s_k(n)s_k(n-1)\dots s_k(n-L+1)]^T$; $s_k(n)$ – сигнал, що передається k -тим РТ; $\mathbf{H}_k \equiv [\mathbf{h}_{k,0}\dots\mathbf{h}_{k,L-1}]$ – матриця каналу розмірності $M \times L$ k -го РТ; $\mathbf{n}(n)$ – вектор гаусового шуму.

В тому випадку, якщо радіомережа є синхронізованою, сигнали всіх РТ передаються в одному проміжку часу. Для оцінки каналу достатньо розглянути $\mathbf{x}(n)$ тільки в інтервалі часу, що відповідає серединному інтервалу (СІ), який відомий із попередньої стадії синхронізації. Для простоти, ми запишемо цей інтервал, як $[1, L_m + L - 1]$, де $L_m = 512$ – тривалість СІ.

В сучасних СРЗ, наприклад, в системах стільникового зв'язку, використовується СІ $m_k^{(l)}(n)$ ($L \in \{1, \dots, 8\}$) на кожну базову станцію [6]. Ці СІ заповнюються спеціальним для кожної соти “базовим” кодом, який відомий приймачу після синхронізації. Службовий канал використовує 8 серединних інтервалів $m_k^{(1)}(n)$ і кожний з інформаційних каналів використовує один з шести СІ $m_k^{(3)}(n), \dots, m_k^{(8)}(n); m_k^{(2)}(n)$, зарезервованих для рознесеної передачі. “Повний СІ”, який передається k -м РТ, можна подати як

$$m_k(n) = a_{\text{ref}} m_k^{(1)}(n) + \sum_{i \in I_k} a_k^{(i)} m_k^{(i)}(n), \quad (2)$$

де набір індексів $I_k \subseteq \{3, \dots, 8\}$ конкретизує СІ, які використовують канали передачі даних; a_{ref} – відома фіксована амплітуда СІ службового каналу; $a_k^{(i)}$ – амплітуди СІ каналів передачі даних (інформаційних каналів).

В ідеалі, для оцінки каналу потрібно використовувати усі СІ $m_k(n)$ у виразі (2). Відмітимо, що величини $m_k(n)$ (тобто, набори індексів СІ I_k і амплітуди СІ $a_k^{(i)}$) невідомі в приймачі. Використання тільки відомого серединного інтервалу каналу базової станції $m_k^{(1)}(n)$ буде близьким до оптимального, оскільки СІ каналів передачі даних будуть діяти як завади. Тому,

перед оцінкою каналу, ми оцінимо всі СІ $m_k(n)$, виявляючи набори l_k і оцінюючи амплітуди $a_k^{(l)}$. Дана задача оцінки може бути розв'язана за допомогою загальної імовірнісної тестової послідовності (ТП) в комбінації з оцінкою амплітуди методом максимальної правдоподібності [7...9]. Використовуючи сигнальну модель і по аналогії з виразом (1), можна отримати статистику випробування тестовою послідовністю :

$$c_k^{(l)} = \frac{1}{L_m} \widehat{\mathbf{r}}_{x,m_k}^H \widehat{\mathbf{R}}_{x,x}^{-1} \widehat{\mathbf{r}}_{x,m_k} \quad (3)$$

для виявлення індивідуальних СІ (тобто СІ інформаційних каналів) $m_k^{(l)}(n)$. В виразі (3)

$$\widehat{\mathbf{R}}_{x,x} = \frac{1}{L_m} \sum_{n=1}^{L_m} \mathbf{x}(n) \mathbf{x}^H(n), \quad (4)$$

$$\widehat{\mathbf{r}}_{x,m_k} = \frac{1}{L_m} \sum_{n=1}^{L_m} \mathbf{x}(n) m_k^{(l)*}(n). \quad (5)$$

Виявлений набір індексів СІ \hat{l}_k знаходяться як набір індексів $l \in \{3, \dots, 8\}$ для якого $c_k^{(l)}$ перевищує відомий поріг η . Вибір η передбачає компроміс між ймовірністю виявлення і ймовірністю помилкової тривоги: якщо поріг η дуже низький, будуть виявлені СІ, які не використовуються, якщо ж він надто високий, можна пропустити деякі СІ, які використовуються. Однак, оскільки канали передаються з відомою фіксованою амплітудою a_{ref} , можна використати значення $c_k^{(l)}$ для визначення η .

Для оцінки амплітуд СІ $a_k^{(l)}$, використаємо підхід на основі методу максимальної правдоподібності (МП). Після підстановки всіх l -х СІ і шуму $\mathbf{n}(n)$ у вектор завад $\mathbf{w}(n)$ і прийнявши, що канал має один промінь $\mathbf{h}_k \cong \mathbf{h}_{k,0} = \mathbf{H}_k$ (шлях розповсюдження радіохвиль від передавача до приймача), вираз (1) прийме вигляд

$$\mathbf{x}(n) = a_k^{(l)} \mathbf{h}_k m_k^{(l)} + \mathbf{w}(n).$$

Можна показати, що оцінки амплітуд методом МП дорівнюють

$$\widehat{a}_k^{(l)} = \frac{1}{L_m} \frac{\mathbf{h}_k^H \widehat{\mathbf{R}}_{w,w}^{-1} \widehat{\mathbf{r}}_{x,m_k}^{(l)}}{\mathbf{h}_k^H \widehat{\mathbf{R}}_{w,w}^{-1} \mathbf{h}_k}, \quad (6)$$

де $\widehat{\mathbf{r}}_{x,m_k}^{(l)}$ розкрито в формулі (5). Оскільки обидва члени $\widehat{\mathbf{R}}_{w,w}$ і \mathbf{h}_k є невідомими, замінимо їх оціненими значеннями за допомогою методу МП. Використовуючи задану амплітуду a_{ref} ,

отримуємо $\widehat{\mathbf{h}}_k = \frac{1}{a_{\text{ref}} L_m} \widehat{\mathbf{r}}_{x,m_k}^{(l)}$, тоді як оцінка $\widehat{\mathbf{R}}_{w,w}$ від $\widehat{\mathbf{R}}_{w,w}$, обчислена в формулі (4),

заміною $\mathbf{x}(n)$ на $\widehat{\mathbf{w}}(n) = \mathbf{x}(n) - \frac{1}{L_m} \widehat{\mathbf{r}}_{x,m_k}^{(l)} m_k^{(l)}(n)$. Підставляючи ці оцінки в виразі (6), одержимо кінцеву оцінку амплітуди:

$$\widehat{a}_k^{(l)} = a_{\text{ref}} \frac{\widehat{\mathbf{r}}_{x,m_k}^{(l)H} \widehat{\mathbf{R}}_{w,w}^{-1} \widehat{\mathbf{r}}_{x,m_k}^{(l)}}{\widehat{\mathbf{r}}_{x,m_k}^{(l)H} \widehat{\mathbf{R}}_{w,w}^{-1} \widehat{\mathbf{r}}_{x,m_k}^{(l)}} \quad (7)$$

Використовуючи виявлений набір індексів СІ \hat{l}_k і оцінок амплітуд $\widehat{a}_k^{(l)}$ оцінка повного (загального) СІ k -го РТ, можна записати як

$$\widehat{m}_k(n) = a_{\text{ref}} m_k^{(1)}(n) + \sum_{l \in \hat{l}_k} \widehat{a}_k^{(l)} m_k^{(l)}(n). \quad (8)$$

Для спрощення оцінимо канали, що відносяться до різних антен окремо. Представимо матрицю каналу \mathbf{H}_k в формулі (1), як

$$\mathbf{H}_k = \begin{bmatrix} \mathbf{g}_{k,1}^T \\ \vdots \\ \mathbf{g}_{k,M}^T \end{bmatrix}, \quad (9)$$

де $L \times 1$ вектор $\mathbf{g}_{k,i}$ містить L променів імпульсної характеристики каналу, що відповідає k -му РТ і i -му підканалю. Розраховане (всі k) на багато користувачів відношення входу-виходу для i -го елемента антени може тоді бути сформульовано, як

$$\mathbf{x}_i = \mathbf{C}\mathbf{h}_i + \mathbf{n}_i \quad (10)$$

де $\mathbf{x}_i \cong [x_i(1) \dots x_i(L_m + L - 1)]^T$ – сигнал, прийнятий i -м елементом антени; $LK \times 1$ вектор

$$\mathbf{h}_i \cong [\mathbf{g}_{1,i}^T \dots \mathbf{g}_{K,i}^T]^T \quad (11)$$

містить відліки імпульсної характеристики каналів всіх K РТ; \mathbf{n}_i – вектор білого гаусовського шуму (БГШ); $\mathbf{C} - (L_m + L - 1) \times LK$ матриця серединних інтервалів.

Припустимо, що вектор каналу \mathbf{h}_i в (10), є гаусовим, тоді його МСКВ оцінка визначається [8]:

$$\hat{\mathbf{h}}_{i,\text{МСКВ}} = (\mathbf{C}^H \mathbf{C} + \sigma^2 \mathbf{R}_h^{-1})^{-1} \mathbf{C}^H \mathbf{x}_i, \quad (12)$$

де \mathbf{R}_h позначає коваріаційну матрицю імпульсної характеристики каналу \mathbf{h}_i ; σ^2 – дисперсія шуму.

Відзначимо, що за допомогою виразів (9) і (11) можна перетворити вектори $\hat{\mathbf{h}}_{i,\text{МСКВ}}$ в МСКВ оцінки $\hat{\mathbf{H}}_{k,\text{МСКВ}}$ каналних матриць \mathbf{H}_k в (1).

Оскільки оцінка $\hat{\mathbf{C}}$ матриці серединних інтервалів \mathbf{C} забезпечується попередньою стадією оцінки СІ, то \mathbf{R}_h і σ^2 є невідомими. Тому, спочатку обчислимо оцінку каналу методом найменших квадратів (НК) [5], який не вимагає знання \mathbf{R}_h і σ^2 :

$$\hat{\mathbf{h}}_{i,\text{LS}} = (\mathbf{C}^H \mathbf{C})^{-1} \mathbf{C}^H \mathbf{x}_i.$$

Для підвищення ефективності роботи МСКВ-методу оцінювання для РТ із меншим рівнем сигналу в точці оцінювання доцільно рекурсивно застосовувати МСКВ оцінку з послідовною схемою подавлення завад. Використовуючи МСКВ оцінки каналу, запропонований компромісний алгоритм оцінки відновлює компонент прийнятого сигналу, що відповідає серединному інтервалу найпотужнішої РТ і віднімає його від сумарного прийнятого сигналу.

При цьому процес оцінки розпочинається з оцінки СІ всіх K РТ згідно (8) і формування відповідної оцінки матриці серединних інтервалів \mathbf{C} . Далі обчислюються всі M МСКВ оцінки каналу $\hat{\mathbf{h}}_{i,\text{МСКВ}}$. З цих векторів будується матриця каналу $\hat{\mathbf{H}}_{k,\text{МСКВ}}$ з індексом k , що відповідає найсильнішому РТ. Оцінки каналу інших РТ відкидаються. Після цього відновлюється середня частина прийнятого сигналу, що відповідає найсильнішому РТ:

$$\hat{\mathbf{x}}_k(n) = \hat{\mathbf{H}}_{k,\text{МСКВ}} \hat{\mathbf{m}}_k(n), \quad \text{де } \hat{\mathbf{m}}_k(n) \cong [\hat{m}_k(n) \hat{m}_k(n-1) \dots \hat{m}_k(n-L+1)]^T.$$

Після цього, віднімається $\hat{\mathbf{x}}_k(n)$ від прийнятого сигналу $\mathbf{x}(n)$.

На наступному етапі, процедура повторюється з заміною $\mathbf{x}(n)$ на $\mathbf{x}(n) - \hat{\mathbf{x}}_k(n)$. В результаті отримаємо МСКВ оцінку матриці каналу другого за потужністю РТ, яка є більш точною, ніж відповідна оцінка, яка одержана (але відкинута) на першому етапі. Це повторення процесу оцінки-подавлення продовжується доти, доки не будуть одержані всі оцінки матриць каналу.

Цей етап подавлення (компенсації) завад призводить до істотного збільшення відношення сигнал/завада (ВСЗ) РТ із меншим рівнем і, отже, до підвищення ефективності оцінки каналу.

Для оцінки ефективності запропонованого методу використовувалась модель багатопроменевого каналу Кларка [10], згідно якої ваговий вектор каналу, що відповідає k -му

РТ і p -му шляху ($p = 0, \dots, L-1$), має вигляд:

$$\mathbf{h}_{k,p}(n) = \sum_{q=1}^{N_p^{(k)}} c_{p,q}^{(k)} \exp\{j(2\pi v_{p,q}^{(k)} n + \phi_{p,q}^{(k)})\} \mathbf{s}_{p,q}^{(k)} \quad (13)$$

де $N_p^{(k)}$ – число субшляхів, що відносяться до p -го шляху розповсюдження;

$c_{p,q}^{(k)}$, $v_{p,q}^{(k)}$, $\phi_{p,q}^{(k)}$ і $\mathbf{s}_{p,q}^{(k)}$ – відповідно амплітудний множник, нормований доплерівський зсув частоти, фазовий і управляючий вектор q -го субшляху p -го шляху розповсюдження.

Параметри $v_{p,q}^{(k)}$, $\phi_{p,q}^{(k)}$ і $\mathbf{s}_{p,q}^{(k)}$ випадково обиралися таким чином, щоб отримати канал з релеєвими завмираннями. Відзначимо, що $\mathbf{h}_{k,p}(n)$ в виразі (13) залежить від часу, тоді як в формулі (1) припускалось, що канал є постійним в межах серединного інтервалу.

Результати моделювання показали, що запропонований метод забезпечує точну оцінку каналу при значеннях ВСЗ до -17 дБ для реальних сценаріїв поширення радіохвиль і взаємних завад.

Висновки. Таким чином, в роботі представлений метод просторово-часової оцінки багатопроменевого каналу зв'язку в системі МІМО. Сутність методу полягає в поєднанні МСКВ-оцінки з послідовною схемою компенсації завад.

Запропонований метод оцінки каналу використовує спосіб узагальненої імовірнісної тестової послідовності для визначення наявності серединних інтервалів, оцінювач максимуму правдоподібності для визначення амплітуд цих СІ, і оцінку каналової і шумової статистики, основу на оцінці каналу методом НК.

Застосування розробленого методу дозволяє підвищити точність оцінки стану каналу зв'язку з селективними завмираннями та взаємними завадами на $10-15\%$.

Література

1. Палий А. И. Радиоэлектронная борьба / А. И. Палий. – [2-е изд., перераб. и доп.] – Москва : Воениздат, 1989. – 350 с.
2. Слюсар В. Системы МІМО: принципы построения и обработка сигналов / В. Слюсар // Электроника: Наука, Технология, Бизнес. – 2005. – № 8. – С. 52-58.
3. Foschini G.J. Layered Space-Time Architecture for Wireless Communications in a Fading Environment when Using Multiple Antennas // Bell Labs Technical Journal. Autumn 2008. V. 1. – P. 41-59.
4. Широкополосные беспроводные сети передачи информации / [В. М. Вишневецький, А. И. Ляхов, С. Л. Портной, И. В. Шахнович]. – Москва : Техносфера, 2005. – 592 с.
5. Telatar I.E. Capacity of Multi-antenna Gaussian Channels // European Transactions on Telecommunications. 2009. V. 10; No. 6. P. 585-595.
6. K. Kopsa, G. Matz, H. Artes, and P. Hlawatsch, Space-time synchronisation algorithms for UMTS/TDD systems with strong co-channel interference, in Proc. IEEE Globecom 2007, Taipei, Taiwan, Nov. 2007, pp. 254-258.
7. Stephen M. Kay, Fundamentals of Statistical Signal Processing: Detection Theory, Prentice Hall, Upper Saddle River (NJ), 1998.
8. Louis L. Scharf, Statistical Signal Processing, Addison Wesley, Reading (MA), 1991.
9. Семенко А. І. Потужність передавача в безпроводовій телекомунікаційній системі, необхідна для заданої помилки прийому сигналу / А. І. Семенко, Г. О. Гринкевич // Вісник Державного університету інформаційно-комунікаційних технологій. – 2013. – №2. – С. 5-9.
10. R. H. Clarke, A statistical theory of radiomobile reception, Bell Syst. Tech., vol. 47, pp. 957-1000, 1968.