

В.П. Манойлов, д.т.н., проф.
О. Л. Коренівська, к.т.н., доц.
В.Г. Осипчук, студ., IV курс, гр. ТТ-6, ФІКТ
В.М. Дишлевий, студ., IV курс, гр. ТТ-6, ФІКТ
Житомирський державний технологічний університет

АДАПТИВНА ПРОСТОРОВА ОБРОБКА СИГНАЛІВ В СИСТЕМАХ БЕЗДРОТОВОГО ЗВ'ЯЗКУ

Одним з головних завдань в сфері бездротових систем зв'язку є значне збільшення швидкості передачі даних і зменшення ймовірності помилки передачі інформації. Ця проблема особливо актуальна в стільникових (мобільних) бездротових системах зв'язку, що працюють в складних умовах поширення сигналів.

«Традиційні» шляхи її вирішення, пов'язані з розширенням частотної смуги або із збільшенням випромінюваної потужності, вичерпали себе через високу вартість частотних діапазонів і вимог біологічного захисту.

Для міських умов роботи стільникових систем зв'язку найбільш характерним є випадковий канал з релієвським завмиранням амплітуди сигналів і з доплерівською частотною дисперсією через рух користувачів, що характеризуються сильним ослабленням прямого сигналу і призводять до значних помилок при передачі інформації.

Для приміських і сільських умов більш характерним є райсовський канал, який є більш сприятливим, оскільки призводить до менш глибоких завмирань амплітуди імпульсів.

Помилки передачі інформації можна суттєво зменшити за допомогою рознесеного прийому/передачі сигналів декількома антенами, відстань між якими вибирається такою, щоб забезпечити слабку кореляцію завмирань сигналів в цих антенах.

Більш перспективним є використання антенних решіток на обох кінцях лінії зв'язку (застосування МІМО-систем). У таких системах зменшення ймовірності помилки забезпечується за рахунок одночасного рознесення на передачу і на прийом, а значне збільшення швидкості передачі даних досягається за рахунок використання методів адаптивної просторової обробки сигналів, що забезпечують формування паралельних інформаційних потоків. При збільшенні числа інформаційних потоків швидкість передачі зростає, однак імовірність бітової помилки при фіксованій випромінюваній потужності також збільшується.

Матриця H коефіцієнтів передачі між передавальними і приймальними антенами оцінюється на приймальному кінці лінії зв'язку, і потім ця інформація повідомляється передавачу. Очевидно, що в такій системі є зворотній зв'язок. Знання каналу на передавальному кінці лінії дає можливість застосувати адаптивну просторову обробку сигналів, не тільки на прийом, але і на передачу. Така обробка може бути реалізована на основі сингулярного розкладання каналної матриці H .

Вхідні символи поділяються на K паралельних інформаційних потоків, кожен з яких передається незалежно один від одного. Кількість таких потоків визначається рангом матриці H і не може бути більше мінімального числа передавальних (M) або приймальних (N) антен, тобто $K \leq \min\{M, N\}$. Кількість паралельних потоків визначається мінімальним числом передавальних або приймальних антен, тобто $K = \min\{M, N\}$.

Паралельні потоки символів $d_1(t), d_2(t), \dots, d_K(t)$ об'єднаємо у K -мірний вектор $D(t) = [d_1(t), d_2(t), \dots, d_K(t)]^T$ просторового символу. Сигнали з кожного потоку множаться на відповідні вагові коефіцієнти (просторово кодується) і випромінюються M антенами. Прийняті сигнали (вектор $X(t) = [x_1(t), x_2(t), \dots, x_N(t)]^T$) перетворюються в просторовому декодері, на виході якого є K -мірний вектор $Y(t) = [y_1(t), y_2(t), \dots, y_K(t)]^T$. На виході декодера вектор сигналу дорівнює $Y(t) = U^H X(t)$.

Вагові вектори кодера і декодера повинні бути обрані так, щоб забезпечити найкращі характеристики системи, а вторинні канали були незалежними між собою. Тоді можлива незалежна оцінка сигналів в кожному каналі. Для формування таких каналів має бути виконано дві умови:

$$U_i^H H V_j = \begin{cases} \sqrt{\lambda_i}, & i = j, \\ 0, & i \neq j. \end{cases}, U_i^H U_j = \begin{cases} 1, & i = j, \\ 0, & i \neq j. \end{cases} \quad (1)$$

де λ_i – ненульові власні числа матриці H , V_i – вагові вектори матриці просторового кодера.

Перша умова в (1) забезпечує діагональність матриці $U^H H V$, тобто незалежність паралельних каналів по сигналах. Друга умова в (1) є умовою ортогональності вагових векторів декодера і забезпечує некорельованість власних шумів в паралельних каналах.

Сформовані таким чином канали називаються власними каналами. Вектор сигналів у власних каналах дорівнює:

$$y_i(t) = \sqrt{p_i \lambda_i} d_i(t) + \tilde{z}_i(t), \quad (2)$$

де p_i – розподіл повної потужності між паралельними каналами, $\tilde{z}_i(t)$ – вектор вихідних шумів.

Звідси випливає, що в i -му власному каналі присутній тільки i -ий переданий символ. Крім цього, вихідні власні шуми є некорельовані між собою.

Схема MIMO-системи з паралельною передачею інформації показана на рисунку 1.

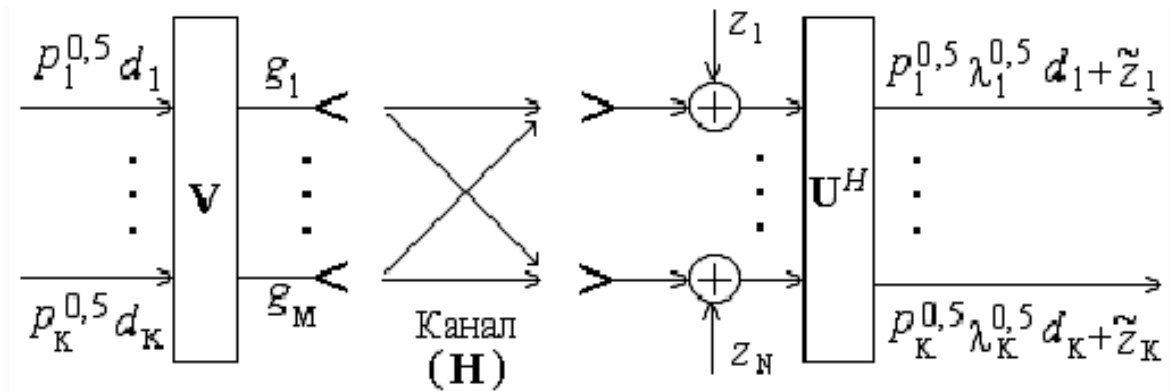


Рис. 1. MIMO-система з передачею даних по паралельних незалежних каналах

Таким чином, MIMO-система може бути представлена у вигляді K незалежних паралельних власних каналів, тобто як сукупність K незалежних одноканальних систем. Для формування власних каналів приймач повинен оцінювати матрицю H коефіцієнтів передачі, і потім ця інформація повинна повідомлятися на передавальний бік по зворотній лінії. Передача і прийом є адаптивними, оскільки залежать від стану каналу.

Суттєвим є те, що передача через канал в розсіяному середовищі може виконуватися паралельними потоками, і це веде до збільшення пропускної здатності системи зв'язку.

Власні канали мають різні посилення, тому ймовірність бітової помилки різна в різних каналах. У зв'язку з цим досліджуються способи досягнення компромісу між швидкістю передачі і ймовірністю помилки.