

## МЕТОДЫ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОЙ КОМПЕНСАЦИИ ИСКАЖЕНИЙ В ДРЕВОВИДНЫХ АЛГОРИТМАХ СЛУЧАЙНОГО МНОЖЕСТВЕННОГО ДОСТУПА

Поповский В.В., Тур Б.С., Искандар С.А.

Харьковский национальный университет радиотехники  
61166, Харьков, пр. Ленина, каф. системотехники, тел. (057) 702-13-20,  
E-mail:bogdan\_tur@mail.ru ; факс (057) 702-13-20,

Nowadays Wireless Broadband Networks (WBN) are dynamically developed sphere of science and technology. The given work is devoted to analysis of Random Multiple Access method called Successive Interference Cancellation (SIC), which is widely used in IEEE 802.16 standard. The direction of research is rather up-to-date and its importance is very high.

### Общие сведения

Среди различных методов множественного (многостанционного) доступа в беспроводных системах связи наибольшую популярность приобрели методы случайного множественного доступа (СМД). К числу таких относятся алгоритмы АЛОХА, методы двойного экспоненциального отката (Binary Exponential Backoff- ВЕВ), древовидные алгоритмы [1]. Наиболее важной характеристикой этих методов является время разрешения конфликта  $T_k$ , наступающего вследствие того, что два или более абонента одновременно претендуют на предоставление ресурса ретранслятора или базовой станции (БС). Показателем скорости разрешения конфликта является отношение [2]:

$$V = \frac{k}{T_k}, \quad (1)$$

где  $k$  - кратность конфликта.

Исторически первым был предложен алгоритм АЛОХА, который с различными модификациями используется до настоящего времени. У этого алгоритма из-за включения механизма выбора случайной задержки при повторной передаче время  $T_k$  достаточно велико и в современных широкополосных беспроводных системах типа WiMAX, LTE вместо этих алгоритмов рекомендуется использовать ВЕВ или древовидные алгоритмы, где указанное время в значительной мере детерминируется, а скорость  $V$  достигает значений 0,3-0,4. При дополнительных мерах, при использовании последовательной компенсации помех (Successive interference Cancellation - SIC) эта скорость может достичь 0,6 и более [2]. Рассмотрим более подробно процедуру древовидного алгоритма и оценим возможность ее эффективного использования.

### Обоснование выбора структуры устройства коррекции принятых сигналов

При выборе структуры устройства коррекции возникает вопрос об ограничениях, в рамках которых может быть решена оптимизационная задача минимизации уровня искажений  $\Delta y(t)$ . Важным фактором является выбор необходимого числа ветвей корреляции  $N$ . Очевидно, должно выполняться условие:  $N \geq 2$ , что при соответствующем выборе амплитуд и фаз весовых коэффициентов в ветвях коррекции позволит получить взаимную компенсацию искажений. При  $N = 2$  искажения отображают ситуацию с плоским фазовым фронтом в элементах пространственного сигнала  $x_i(t)$ . При  $N = 3$  может отображаться нелинейная параболическая форма фазового фронта. Если же приемное устройство реализуется в виде  $N$  - элементной антенной решетки, то размер апертуры  $D$  необходимо сопоставлять с радиусом пространственной корреляции  $\rho$ . Очевидно, если

$D \ll \rho$ , то при любой пространственной структуре сигнала  $x_i(t)$  фазовый фронт будет восприниматься как плоский. Вместе с тем и при использовании лишь одной приемной антенны, модель статистической структуры многолучевого сигнала должна выбираться исходя из рассмотренных представлений.

Другим ограничением, подлежащим выбору, является период следования тест-сигналов  $T_T$ . Данный параметр следует сопоставлять с интервалом корреляции или  $\tau_K$  случайных изменений сигнала  $y(t)$ . Очевидно для того, чтобы устройство корреляции успевало компенсировать случайные изменения искажений, период следования  $T_T$  должен быть таким, чтобы за это время не произошло заметных изменений ядерных функций  $K_i(t)$ . Опыт практического использования аналогичных алгоритмов показывает, что допустимые результаты получаются, если этот период выбирать из условий

$$T_T = \frac{\tau_K}{10}, \quad (6)$$

Если же на интервале корреляции  $\tau_K$  укладывается порядка 100 отсчетных значений, то результаты являются достаточно хорошими, некомпенсированными остаются менее 1% искажений.

Диапазоны изменений управлений для амплитуд и фаз компенсационных сигналов обычно согласовывают со статистикой канала (Релей, Райс и др.), а сами регуляторы выполняют с использованием квадратурных разложений, что позволяет оставаться в рамках линейных процедур управляющих алгоритмов.

#### **Синтез устройства компенсации искажений сигналов, принятых в многолучевом канале**

Весовые коэффициенты обеспечивающие компенсацию указанных искажений, созданных ядерными функциями  $K_i(t)$  - образуют вектор  $w(t)$  и представляют собой случайные процессы. В качестве математических моделей этих процессов можно использовать дифференциальные уравнения состояния [4]:

$$\frac{dw(t)}{dt} = F(t)w(t) + G(t)\xi(t), \quad (7)$$

где  $F(t)$  и  $G(t)$  - соответственно: матрицы состояния и генерации, элементы матрицы  $F(t)$  суть величины  $\alpha_{ij}$  - обратные значения интервалов корреляции многомерного процесса  $w(t)$ ,  $\xi(t)$  - порождающий виртуальный гауссов белый шум (ГБШ), со спектральной плотностью мощности  $N_\xi(t)$ .

Для обычно используемой цифровой реализации процедур оценки и управления уравнения (7) принимает вид:

$$w(k+1) = \Phi(k+1, k)w(k) + G(k)\xi(k), \quad (8)$$

где  $\Phi(k+1, k) = \exp\{-\alpha\Delta t\}$ ,  $\alpha = \frac{1}{\tau_K}$ ,  $\Delta t = T_T$  - шаг дискретизации рекурсивной процедуры (8),

$$G(k) = \sqrt{\sigma_w^2(1 - \exp\{-\alpha\Delta t\})}.$$

Для получения оценки оптимального вектора весовых коэффициентов (ВВК)  $\hat{w}(k)$  воспользуемся процедурой Калмана-Бьюси (ФКБ) [4]:

$$\hat{w}(k+1) = \Phi(k+1, k)\hat{w}(k) + M(k)[y(k) - y''(k)], \quad (9)$$

где  $y(k) = \hat{w}(k)x(k) + v(k)$ , - уравнение наблюдения полезного сигнала на фоне ГБШ  $v(k)$  со спектральной плотностью мощности  $N_v$ . На рис.3 представлена структурная схема устройства коррекции приемных сигналов.

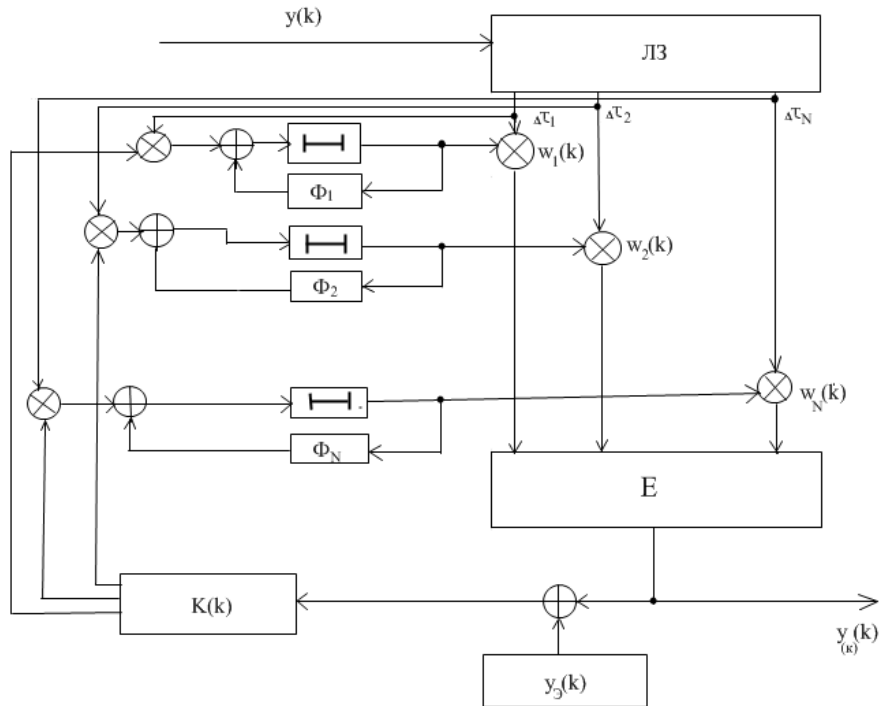


Рис.3-Структурная схема устройства коррекции принятых сигналов

Коэффициент  $M(k)$  - является аналогом шаговой постоянной в процедурах Уидроу-Хоффа, которая является оптимальной для ситуации, когда  $K_i(k)$  суть случайные величины. В общем же случае, когда  $K_i(k)$  - случайные процессы, в соответствии с ФКБ:

$$K(k) = P(k)Y^T(k)N_0^{-1}, \quad (10)$$

где  $Y(k)$  - вектор принятых сигналов на выходе линии задержки (ЛЗ), где выходы следуют через временные интервалы  $\Delta\tau_i, i=1,2,3,\dots,N$ . При этом  $\sum_{i=1}^N \Delta\tau_i = \tau_k$  - интервал когерентности принятого многолучевого сигнала.

### Заключение

1. Среди различных методов случайного множественного доступа наибольшим потенциалом по скорости разрешения конфликтов обладают древовидные алгоритмы с использованием последовательной компенсации помех SIC. Потенциальные возможности алгоритмов SIC могут быть реализованы при условии получения идентичности структур

сигналов на соседних слотах, что достигается выбором амплитудно-фазовых выравнивателей.

2. Эффективный алгоритм амплитудно-фазового выравнивания может быть получен, если учтена статистическая структура принимаемых сигналов, с учетом корреляции этих сигналов на соседних слотах, индекс когерентности принимаемых сигналов, что непосредственно определяет величину шага дискретизации для передачи эталонного сигнала и число отводов от линии задержки.

3. Удачной математической моделью многолучевого канала распространения радиосигнала может служить интегро-степенной полином Вольтерра 1-го рода с помощью которого можно адекватно отображать как линейные, так и нелинейные ситуации.

4. Оптимальной процедурой для реализации алгоритма амплитудно-фазового выравнивателя является фильтр Калмана-Бьюси.

#### **Литература:**

1. Yu. Y., Giannakis G.B. High-throughput random access using successive interference cancellation in a tree algorithm. IEEE Transactions Inform. Theory. 2007. V.53, № 12, p. 4628-4639.

2. Андреев С.Д., Пустовалов Е.В., Тюрликов А.М. Древоподобный алгоритм разрешения конфликта, устойчивый к неполному погашению интерференции. Автоматика и телемеханика. 2009, №3, стр. 78-96.

3. Апарцин А.С. К исследованию устойчивости решений полиномиального уравнения Вольтерра 1 рода. Автоматика и телемеханика 2011, №6, стр. 95-114.

4. Поповский В.В., Олейник В.Ф. Математические основы управления и адаптации в телекоммуникационных системах. X. СМИТ, 2011- 362с.