

РАЗРАБОТКА И АНАЛИЗ СХЕМЫ ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННОГО БЛОЧНОГО КОДИРОВАНИЯ ДЛЯ МОДУЛЯЦИИ С ОДНОЙ НЕСУЩЕЙ

Гагиев Я.П., старший научный сотрудник ООО «Радио Гигабит», аспирант Нижегородского государственного университета им. Н.И. Лобачевского, e-mail: yaroslav.gagiev@radiogigabit.com;

Адёркина А.А., научный сотрудник ООО «Радио Гигабит», аспирантка Нижегородского государственного университета им. Н.И. Лобачевского, e-mail: anastasia.aderkina@radiogigabit.com.

SPACE-TIME BLOCK CODING SCHEME DESIGN FOR THE SINGLE CARRIER MODULATION

Gagiev Y.P., Aderkina A.A.

This paper presents a Space-Time block coding scheme based on the Alamouti scheme for the Single Carrier (SC) modulation with frequency domain equalization. In the proposed scheme coding is applied only to symbols of guard intervals independently for each SC block allowing to keep cyclic structure of the SC frame required for equalization in the frequency domain. It was shown that joint equalization of data and guard interval signals at the receiver distorts guard intervals due to absence of space-time structure. This paper proposes a method for independent equalization of data signals and guard interval signals allowing to have optimal processing for both signal types with insignificant complexity increase of the receiver. To analyze optimality of the developed space-time coding scheme with two transmit and one receive antenna comparison with the maximal ratio combining scheme with one transmit and two receive antennas was completed in two channel models: line of sight model and Rayleigh channel model. It was shown that for fixed transmit power from each antenna both schemes demonstrate the same performance. Gain relatively a configuration with one transmit and receive antennas is 3 dB for line of sight channel. For Rayleigh channel SNR gain is in range 4,1 – 8,3 dB depending on modulation and coding scheme type.

Key words: space-time block coding, Alamouti scheme, maximal ratio combining, guard intervals, single carrier modulation.

Ключевые слова: пространственно-временное кодирование, схема Аламути, оптимальное весовое суммирование, защитные интервалы, модуляция с одной несущей.

Введение

В последнее десятилетие в системах радиосвязи широкое распространение получило применение модуляции радиосигналов с одной несущей с эквализацией в частотной области (SC – Single Carrier) [1]. Данный вид модуляции стал альтернативой стандартной модуляции с мультиплексированием ортогонально разделенных частотных каналов (OFDM – Orthogonal Frequency Division Multiplexing) [2], которая применяется в широкополосных беспроводных системах связи. SC модуляция имеет два главных преимущества над OFDM: более низкий пик-фактор, позволяющий работать на больших значениях передаваемой мощности по сравнению с OFDM [3], и меньшую чувствительность к частотным ошибкам [4]. С другой стороны, OFDM предоставляет большую гибкость в управлении частотно-временными ресурсами и позволяет эффективнее устранять негативное влияние интерференции между символами из-за многолучевого распространения. Также отметим, что вычислительная сложность аппаратных реализаций передатчика и приёмника для этих двух модуляций являются сравнимыми.

Представлена схема пространственно-временного блочного (ПВБ) кодирования для модуляции с одной несущей (SC – Single Carrier) с эквализацией в частотной области на основе схемы Аламути. В предлагаемой схеме кодирование применяется только к символам данных независимо для каждого SC блока, что позволяет сохранить циклическую структуру относительно защитных интервалов, необходимую для эквализации в частотной области. Показано, что совместная эквализация сигналов данных и сигналов защитных интервалов на приёмнике приводит к искажению последних в силу отсутствия ПВБ структуры. Предлагается метод раздельной эквализации сигналов данных и защитных интервалов, который позволяет сохранить оптимальность обработки для обоих типов сигналов с незначительным увеличением вычислительной сложности приёмника. Для анализа оптимальности разработанной схемы ПВБ кодирования для конфигурации с двумя передающими и одной принимающей антенной было выполнено сравнение со схемой оптимального весового суммирования (MRC – Maximal Ratio Combining) с одной передающей и двумя принимающими антеннами в двух моделях канала: с лучом прямой видимости и в Релеевской модели канала. Показано, что при фиксированной мощности излучаемой антенной две схемы имеют одинаковую производительность. Выигрыш относительно конфигурации с одной передающей и одной принимающей антенной (SISO – Single Input Single Output) в случае канала прямой видимости составляет 3 дБ. В случае Релеевского канала выигрыш в ОСШ лежит в пределах 4,1 – 8,3 дБ в зависимости от типа цифровой модуляции и скорости кодирования.

На данный момент SC модуляция успешно применяется в следующих беспроводных технологиях: WiGig (IEEE 802.11ad), WiGig 2 (IEEE 802.11ay).

Схемы пространственно-временного блочного (ПВБ) кодирования, основанные на схеме Аламути [5], получили широкое применение в беспроводных технологиях: Wi-Fi (IEEE 802.11n/ac/ax), LTE, благодаря следующим преимуществам. Во-первых, полностью используется пространственное разнесение, создаваемое между двумя передающими и одной принимающей антенной. Во-вторых, передающему устройству не требуется знание канала для выполнения ПВБ кодирования, что упрощает протокол работы системы и снижает задержку в системе. В-третьих, низкая вычислительная сложность схем кодирования и комбинирования на передающем и принимающем устройствах, соответствующих оптимальной обработке. С практической точки зрения данная схема позволяет получить выигрыш в производительности при передаче с устройства с большим количеством антенн, например, точки доступа, на пользовательское устройство с меньшим количеством антенн аналогичный передаче в противоположном направлении с оптимальным весовым суммированием (MRC – Maximal Ratio Combining). Заметим, что хотя данный метод не приводит к увеличению пропускной способности, но позволяет увеличить скорость передачи данных за счет использования пространственного разнесения между потоками в сценариях распространения, где эффект многолучевых замираний является доминирующим.

По теме данного исследования могут быть выделены следующие ключевые работы. В [6] предлагается схема ПВБ кодирования для SC модуляции с использованием циклических префиксов. В работах [7], [8] представлены схемы пространственно-временного блочного кодирования для SC модуляции с множественным доступом в частоте (SC-FDMA – Single Carrier Frequency Division Multiple Access). Основная идея в данных исследованиях аналогична [6] и рассмотренный тип модуляции относится к классу OFDM модуляций. В работах [9], [10], рассмотрены незначительные модификации схемы представленной в [6], основываясь на том же предположении использовании циклического префикса.

В данной работе представлены результаты разработки оптимальной схемы ПВБ кодирования для SC модуляции с эквализацией в частотной области, относящейся к классу методов с разнесённой передачей без использования знания о канале [11]. Главной особенностью разработанного подхода является использование

SC модуляции с защитными интервалами являющихся более предпочтительным, т.к. они позволяют эффективно выполнять оценку фазовых и частотных ошибок, влияние которых может быть доминирующим. С другой стороны, прямое применение ПВБ кодирования приводит к нарушению циклической структуры SC блоков необходимой для эквализации в частотной области. Решению данной задачи посвящена настоящая работа.

Статья организована следующим образом. В I описывается модель SC модуляции и общие принципы обработки на приёмнике, необходимые для дальнейшего представления материала. В II представлена схема ПВБ кодирования для SC модуляции и возможный вариант обработки на приёмнике. В III содержатся результаты сравнения моделирования разработанной схемы ПВБ кодирования со схемой оптимального весового суммирования (MRC – Maximal Ratio Combining).

I Модель модуляции с одной несущей

Общая схема SC передатчика показана на рис. 1.

Последовательность информационных бит поступает на помехоустойчивый кодер, который выполняет кодирование внося избыточность. Кодированные биты поступают на вход цифрового модулятора, которые выполняет отображение групп бит на символы созвездия Квадратурной Амплитудной Модуляции (КАМ), где размер группы определяет порядок модуляции. Сборщик кадра формирует SC кадр, состоящий из преамбулы и последовательности SC блоков длины N символов. Каждый SC блок состоит из M КАМ символов данных и L символов защитного интервала (ЗИ). Формат SC кадра изображён на рис. 2.

Сформированный кадр обрабатывается цифровым фильтром с характеристикой вида приподнятый косинус для интерполяции сигнала до частоты цифроаналогового преобразователя (ЦАП) и формирования формы спектра передаваемого сигнала. Полученный сигнал переносится на несущую частоту и передается по беспроводному каналу на принимающее устройство, где выполняется его демодуляция.

Основные стадии обработки, выполняемые на приёмнике для SC блоков, представлены на рис. 3. Предполагается, что детектирование, синхронизация, оценивание канала были выполнены ранее на основе принятой преамбулы.

Принятый сигнал переносится с несущей частоты на видео частоту и обрабатывается аналогово-цифровым преобразователем (АЦП). Для децимации сигнала до частоты следования символов используется цифровой

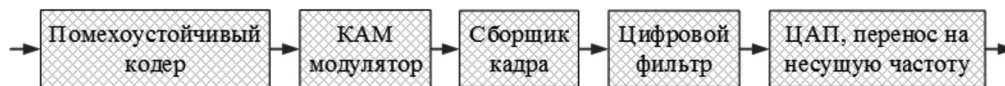


Рис. 1. Общая схема передающего устройства



Рис. 2. Формат SC кадра



Рис. 3. Общая схема принимающего устройства для поля данных

фильтр, согласованный с фильтром на передатчике. Стандартным методом для компенсации влияния многолучевого распространения является эквалазация по критерию минимума средней квадратической ошибки, выполняемая в частотной области за счет наличия циклической структуры SC блоков. Отметим, что данный подход требует вычисления дискретного преобразования Фурье (ДПФ) и обратного дискретного преобразования Фурье (ОДПФ) длины N для переходов из временной области в частотную и обратно. После эквалазации защитные интервалы удаляются и полученные КАМ символы отправляются на цифровой демодулятор для вычисления мягких метрик для кодированных бит, использующихся помехоустойчивым декодером для декодирования информационной последовательности.

II Схема пространственно-временного блочного кодирования для модуляции с одной несущей

Для иллюстрации основной идеи данного метода рассмотрим базовую конфигурацию с одним пространственным потоком $N_{ПП} = 1$ и двумя пространственно-временными потоками $N_{ПВП} = 2$. Остальные конфигурации могут быть получены путем расширения базовой.

Упрощенная схема передающего устройства показана на рис. 4.

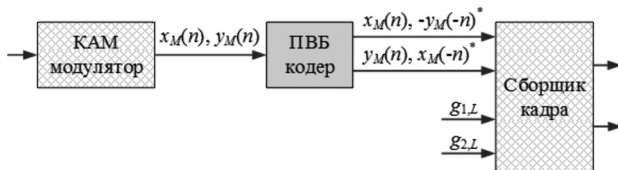


Рис. 4. Упрощенная схема передающего устройства для $N_{ПП} = 1$, $N_{ПВП} = 2$

С выхода модулятора на ПВБ кодер поступает пространственный поток КАМ символов, состоящий из четного числа блоков длины M . Кодирование выполняется независимо для каждой пары блоков, обозначенных как $x_M(n)$ и $y_M(n)$, где индекс n соответствует номеру символа во временной области. ПВБ кодер формирует два пространственно-временных потока $(x_M(n), -y_M(-n)^*)$ и $(y_M(n), x_M(-n)^*)$ длины $2M$ символов каждый, где $(\cdot)^*$ – операция комплексного сопряжения, $(-n)$ соответствует индексированию символов в обратном порядке. Заметим, что процедура кодирования не приводит к увеличению пропускной способности. Полученные потоки и ортогональные защитные интервалы $g_{1,L}(n)$ и $g_{2,L}(n)$ дли-

ной L символов поступают на блок сборки кадра, который формирует SC блоков длины $N = M + L$ для каждого потока как показано на рис. 5. Отметим, что отсутствие кодирования символов защитных интервалов позволяет сохранить свойство циклическости, необходимое для эффективной эквалазации принятых SC блоков в частотной области.

Передаваемые сигналы в частотной области на первом и втором пространственно-временных потоках X_{T1} и Y_{T1} для временного интервала $T1$ могут быть представлены в виде суперпозиции сигналов данных и защитных интервалов:

$$\begin{aligned} X_{T1}(k) &= X(k) + G_1(k); \\ Y_{T1}(k) &= Y(k) + G_2(k), \end{aligned} \quad (1)$$

где k – номер поднесущей, $X(k)$, $Y(k)$ и $G_1(k)$, $G_2(k)$ – сигналы данных и защитных интервалов в частотной области, являющиеся ДПФ от следующих временных последовательностей:

$$\begin{aligned} X(k) &= \text{ДПФ} \left\{ \underbrace{\left\{ x_M(0), x_M(1), \dots, x_M(M-1) \right\}}_{M \text{ символов}}, \underbrace{\left\{ 0, 0, \dots, 0 \right\}}_{L \text{ нулей}} \right\}; \\ Y(k) &= \text{ДПФ} \left\{ \underbrace{\left\{ y_M(0), y_M(1), \dots, y_M(M-1) \right\}}_{M \text{ символов}}, \underbrace{\left\{ 0, 0, \dots, 0 \right\}}_{L \text{ нулей}} \right\}; \\ G_1(k) &= \text{ДПФ} \left\{ \underbrace{\left\{ 0, 0, \dots, 0 \right\}}_{M \text{ символов}}, \underbrace{\left\{ g_{1,L}(0), g_{1,L}(1), \dots, g_{1,L}(M-1) \right\}}_{L \text{ символов}} \right\}; \\ G_2(k) &= \text{ДПФ} \left\{ \underbrace{\left\{ 0, 0, \dots, 0 \right\}}_{M \text{ символов}}, \underbrace{\left\{ g_{2,L}(0), g_{2,L}(1), \dots, g_{2,L}(M-1) \right\}}_{L \text{ символов}} \right\}. \end{aligned} \quad (2)$$

Аналогичным образом могут быть записаны сигналы в частотной области для временного интервала $T2$ на основе свойства ДПФ, представленного в Приложении I:

$$\begin{aligned} X_{T2}(k) &= ph(k) \cdot X^*(k) + G_1(k); \\ Y_{T2}(k) &= -ph(k) \cdot Y^*(k) + G_2(k), \end{aligned} \quad (3)$$

где $ph(k)$ – фазовый вектор, определенный следующим образом:



Рис. 5. Структура пространственно-временных потоков SC кадра

$$ph(k) = \exp\left(j \frac{2\pi}{N} \cdot (L+1) \cdot k\right). \quad (4)$$

Наличие фазового вектора может быть объяснено следующим образом на примере второго пространственно-поточного для временного интервала T2. Передаваемый сигнал $x^*(-n)$ определен следующим образом:

$$x^*(-n) = \left\{ \underbrace{x^*(M-1), x^*(M-2), \dots, x^*(0)}_{M \text{ символов}}, \underbrace{0, 0, \dots, 0}_{L \text{ символов}} \right\}. \quad (5)$$

Умножение на фазовый вектор ph в частотной области соответствует циклическому сдвигу во временной области как показано ниже:

$$\tilde{x}(n) = \left\{ \underbrace{x^*(0), 0, 0, \dots, 0}_{L \text{ символов}}, \underbrace{x^*(M-1), x^*(M-2), \dots, x^*(1)}_{M-1 \text{ символов}} \right\}. \quad (6)$$

По свойству ДПФ из приложения I, это позволяет получить комплексно-сопряженные поднесущие в частотной области, т.е. $X^*(k) = \text{ДПФ}(\tilde{x}(n))$. Следовательно, можно записать следующее выражение:

$$\text{ДПФ}(x^*(-n)) = X^*(k) \cdot \exp\left(j \frac{2\pi}{N} (L+1)k\right). \quad (7)$$

Целью представленных преобразований является получение в частотной области структуры только для сигналов данных аналогичной схеме Аламути показан-

ной на рис. 6. Отметим, что для сигналов защитных интервалов ПВБ кодирование не применяется.

Заметим, в отличие от SC модуляции для OFDM модуляции данное отображение на пространственно-временные потоки выполняется сразу в частотной области из-за наличия полного контроля над частотно-временным ресурсом.

На рис. 7 представлена упрощенная схема системы связи, иллюстрирующая передачу двух пространственно-временных потоков за интервалы времени T1 и T2 и их прием одной антенной на принимающем устройстве. Для удобства изложения материала на рисунке обозначены сразу частотные образы временных сигналов, т.к. решение эквалайзера для SC модуляции записывается в частотной области.

Стандартным предположением для схем ПВБ кодирования является статичность канала между передающими и принимающей антенной на протяжении временного интервала T1+T2. На принимающем устройстве с одной антенной принятые сигналы до эквализации $R_{T1}(k)$ и $R_{T2}(k)$ в частотной области для временных интервалов T1 и T2 могут быть записаны в следующем виде на основе (1) и (3).

$$R_{T1}(k) = H_1(k)X(k) + H_2(k)Y(k) + H_1(k)G_1(k) + H_2(k)G_2(k) + Z_{T1}(k); \quad (8)$$

$$R_{T2}(k) = ph(k) \cdot (H_2(k)X^*(k) - H_1(k)Y^*(k)) + H_1(k)G_1(k) + H_2(k)G_2(k) + Z_{T2}(k), \quad (9)$$

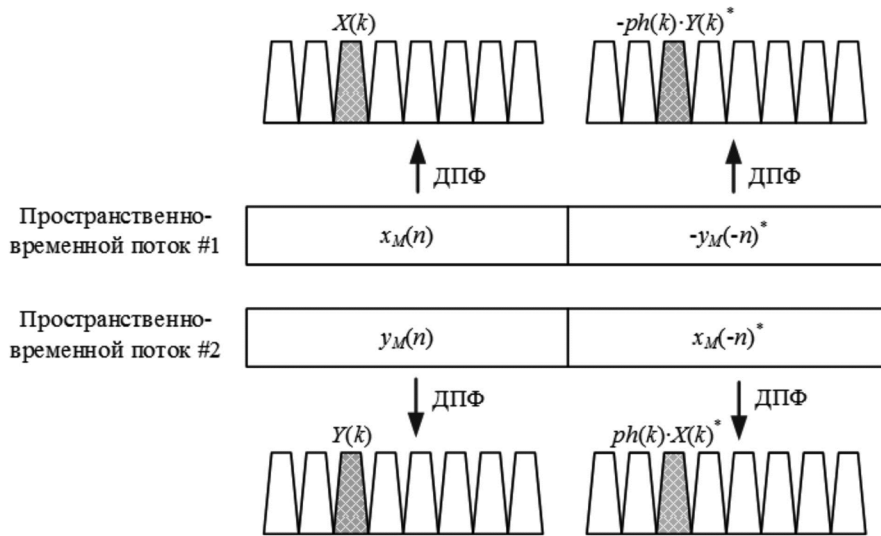


Рис. 6. Структура пространственно-временных потоков сигналов данных в частотной области

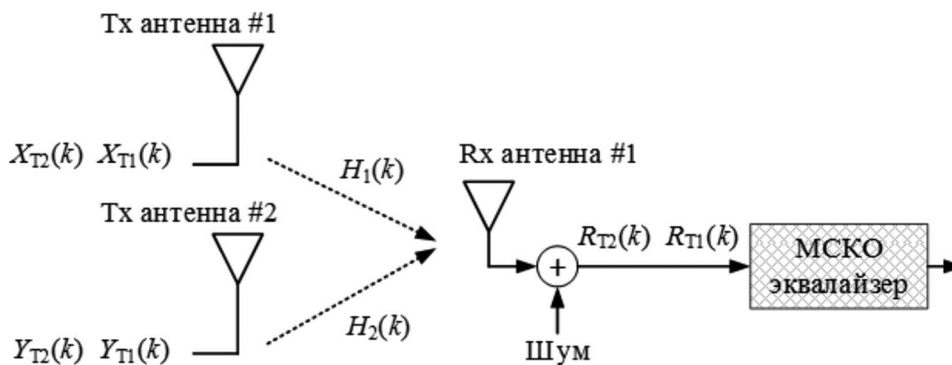
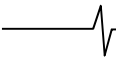


Рис. 7. Общая схема системы связи с двумя передающими и одной принимающей антеннами



где k – номер поднесущей, $H_1(k)$ – канальный коэффициент между первой антенной на передатчике и первой антенной на приёмнике, $H_2(k)$ – канальный коэффициент между второй антенной на передатчике и первой антенной на приёмнике, $Z_{T1}(k)$, $Z_{T2}(k)$ – отсчеты комплексного аддитивного белого гауссовского шума (АБГШ) с нулевым средним и дисперсией $2\sigma^2$ во временные интервалы T_1 и T_2 . Для оценки переданных сигналов $\hat{X}(k)$ и $\hat{Y}(k)$ в частотной области приняты сигналы могут быть скомбинированы следующим образом:

$$\begin{bmatrix} \hat{X}(k) \\ \hat{Y}(k) \end{bmatrix} = \frac{1}{|\hat{H}_1(k)|^2 + |\hat{H}_2(k)|^2 + 2\sigma^2} \times \begin{bmatrix} \hat{H}_1^*(k) & \hat{H}_2(k)ph(k) \\ \hat{H}_2^*(k) & -\hat{H}_1(k)ph(k) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} R_{T1}(k) \\ R_{T2}^*(k) \end{bmatrix}, \quad (10)$$

где $\hat{H}_1(k)$, $\hat{H}_2(k)$ – оценки канальных коэффициентов на поднесущей с номером k , которые, например, могут быть вычислены приёмником по передаваемой преамбуле перед началом поля данных. Для простоты будем предполагать, что оценка канала идеальная, т.е. $\hat{H}_1(k) = H_1(k)$ и $\hat{H}_2(k) = H_2(k)$. Отметим, что веса эквалайзера вычисляются один раз за время вычисления оценки канала приёмником. Комбинируя (8), (9), (10) и опуская слагаемые, соответствующие шуму можно получить следующее выражение:

$$\begin{bmatrix} \hat{X}(k) \\ \hat{Y}(k) \end{bmatrix} = \frac{1}{(|\hat{H}_1(k)|^2 + |\hat{H}_2(k)|^2 + 2\sigma^2)} \times \left(\begin{bmatrix} (|\hat{H}_1(k)|^2 + |\hat{H}_2(k)|^2)X(k) \\ (|\hat{H}_1(k)|^2 + |\hat{H}_2(k)|^2)Y(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \hat{H}_1^*(k) & \hat{H}_2(k)ph(k) \\ \hat{H}_2^*(k) & -\hat{H}_1(k)ph(k) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} H_1(k)G_1(k) + H_2(k)G_2(k) \\ H_1(k)G_1(k) + H_2(k)G_2(k) \end{bmatrix} \right). \quad (11)$$

Из выражения (11) видно, что в отсутствии шума достигается идеальная эквализация сигналов данных в частотной области по МСКО критерию с эффективным удалением интерференции между пространственно-временными потоками. Для сигналов защитных интервалов данное утверждение не является справедливым, т.к. к ним не применялась процедура ПВБ кодирования, что приводит к их дополнительному искажению после эквализации. Отметим, что идеальная эквализация защитных интервалов на приёмнике является обязательным условием, т.к. данные сигналы могут быть использованы для пост-обработки символов данных, например, для компенсации остаточных фазовых ошибок.

Формирование идеально эквализированных защитных интервалов на приёмнике может быть выполнено за счёт их знания на приёмнике следующим образом. Определим следующие сигналы $S_{T1}(k)$ и $S_{T2}(k)$:

$$\begin{bmatrix} S_{T1}(k) \\ S_{T2}(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{H}_1(k)G_1(k) + \hat{H}_2(k)G_2(k) \\ ph(k) \cdot (\hat{H}_1^*(k)G_1^*(k) - \hat{H}_2^*(k)G_2^*(k)) \end{bmatrix}, \quad (12)$$

где $S_{T1}(k)$, $S_{T2}(k)$ соответствуют защитным интервалам в частотной области с применением ПВБ кодирования. Отметим, что данное выражение вычисляется в приёмнике на основе знания символов защитных интервалов

и оценённого канала. Тогда сигналы $S_{T1}(k)$ и $S_{T2}(k)$ могут быть аналогичным образом обработаны МСКО эквалайзером, как и символы данных:

$$\begin{bmatrix} \tilde{G}_1(k) \\ \tilde{G}_2(k) \end{bmatrix} = \frac{1}{|\hat{H}_1(k)|^2 + |\hat{H}_2(k)|^2 + 2\sigma^2} \times \begin{bmatrix} \hat{H}_1^*(k) & \hat{H}_2(k)ph(k) \\ \hat{H}_2^*(k) & -\hat{H}_1(k)ph(k) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} S_{T1}(k) \\ S_{T2}^*(k) \end{bmatrix}, \quad (13)$$

где $g_1^{\sim} = \text{ОДПФ}(G_1^{\sim})$, $g_2^{\sim} = \text{ОДПФ}(G_2^{\sim})$ – идеально эквализированные символы защитных интервалов, которые могут быть использованы при дальнейшей обработке приёмником. Выражение (12), (13) могут быть вычислены аналогичным образом за время оценки канала и не ведут к существенному.

III Результаты моделирования

Ниже представлены результаты анализа оптимальности разработанной схемы ПВБ кодирования для модуляции с одной несущей. В качестве оценки эффективности предложенного схмотехнического решения предлагается провести сравнение представленной схемы с методом MRC для случая одной передающей и двух принимающих антенн. В случае фиксированного значения мощности на передающую антенну ожидается совпадение результатов для этих схем в силу их обратимости.

Общие параметры системного моделирования представлены в табл. 1. За основу физического уровня взят протокол IEEE 802.11ad [12].

Таблица 1. Параметры моделирования

Параметр	Значение
Полоса передачи, ГГц	2,16
Частота следования отсчетов, ГГц	2,64
Частота следования символов, ГГц	1,76
Коэффициент сглаживания	5/22
Размер пакета, байт	8192
Схема помехоустойчивого кодирования	Коды с низкой плотностью проверок на четность
Алгоритм декодирования	Распространение доверия, 20 итераций
Количество моделируемых кадров на одну точку ОСШ	10^5
Оценка канала	Идеальная
Временная синхронизация	Идеальная
Искажения радиотракта	Нет
Алгоритм эквализации	МСКО эквалайзер
Модель канала	Канал с лучом прямой видимости, Релеевский канал
Модель шума	АБГШ

При моделировании канала с лучом прямой видимости предполагалось, что канальные коэффициенты имеют единичную мощность и равномерно распределённую фазу. В случае Релеевского канала все импульсные характеристики являются независимыми и имеют

экспоненциальный профиль задержек во временной области со среднеквадратической задержкой 3 нс, что соответствует худшему случаю распространения сигнала для систем на базе IEEE 802.11ad [13].

Соответствие типа цифровой модуляции и скорости помехоустойчивого кодирования номеру модуляционно-кодировой схемы (MCS – Modulation and Coding Scheme) для SC модуляции содержится в табл. 2.

Таблица 2. Набор модуляционно-кодировых схем для SC модуляции

Номер MCS	Тип модуляции	Скорость кодирования	Скорость передачи данных, Мбит/с
1	ДФМ	1/4	385
2	ДФМ	1/2	770
3	ДФМ	5/8	962,5
4	ДФМ	3/4	1155
5	ДФМ	13/16	1251,25
6	КФМ	1/2	1540
7	КФМ	5/8	1925
8	КФМ	3/4	2310
9	КФМ	13/16	2502,5
10	16КАМ	1/2	3080
11	16КАМ	5/8	3850
12	16КАМ	3/4	4620

На рис. 8 показана зависимость скорости передачи данных при отношении сигнал/шум (ОСШ), соответствующему уровню пакетной ошибки 10^{-2} , при передаче в канале с лучом прямой видимости. Маркерами обозначены значения полученные для каждого MCS из таблицы выше. Кривыми получены путем интерполяции полиномом третьей степени значений маркеров. Круглые маркеры соответствуют случаю обычной передачи и приёма с одной антенной на каждой стороне (SISO – Single Input Single Output). Квадраты соответствуют схеме MRC, а треугольники разработанной схеме ПВБ кодирования. Из графика видно, что схемы MRC и ПВБ кодирования показывают одинаковые результаты и позволяют получить выигрыш 3 дБ относительно SISO случая. Отметим, что в ПВБ схеме мощность фиксируется на антенну. Аналогичный выигрыш в скорости передачи данных 0,7 – 1,7 Гбит/с.

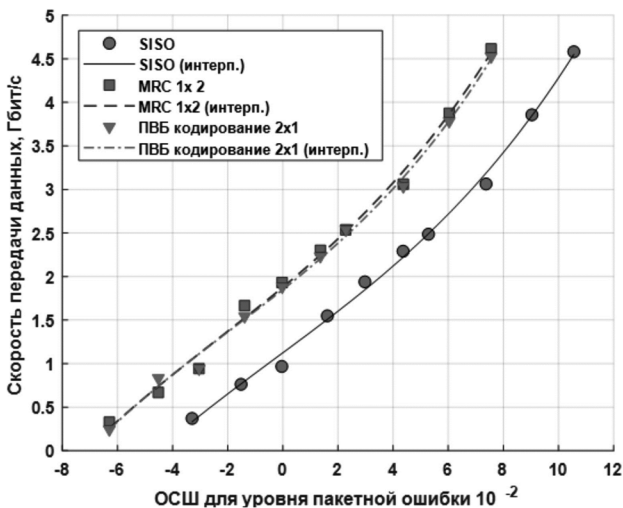


Рис. 8. Зависимость скорость передачи данных от ОСШ

в канале с лучом прямой видимости

На рис. 9 показана зависимость скорости передачи данных при ОСШ, соответствующему уровню пакетной ошибки 10^{-2} , при передаче в Релеевском канале. Из графика видно, что схемы MRC и ПВБ кодирования также показывают схожие результаты. Выигрыш относительно SISO случая составляет 4,1 – 8,3 дБ или, что аналогично, 0,8 – 3,7 Гбит/с в зависимости от используемого MCS.

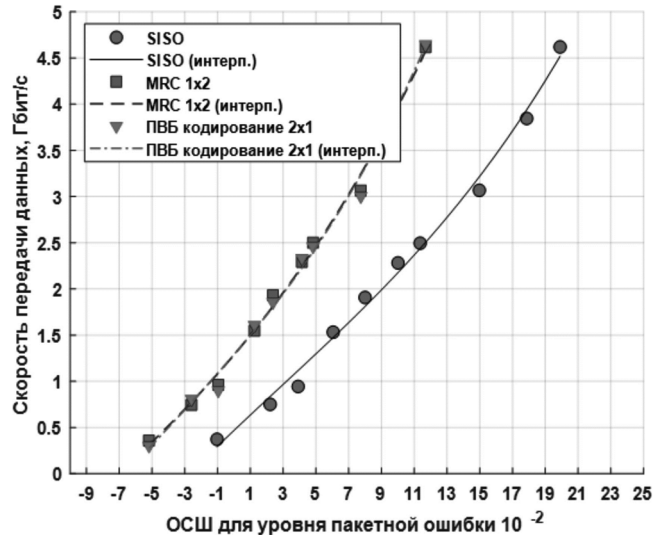


Рис. 9. Зависимость скорость передачи данных от ОСШ в Релеевском канале

Заключение

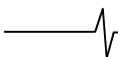
В данной работе предложена схема пространственно-временного блочного кодирования на основе схемы Аламути для SC модуляции. Представленная схема позволяет сохранить циклическую структуру SC блоков за счёт отсутствия кодирования для символов защитных интервалов. Показано, что данная схема позволяет полностью устранить интерференцию между потоками для сигналов данных. Для оптимальной эквализации защитных интервалов предложен отдельный метод обработки, незначительно увеличивающий вычислительную сложность реализуемого алгоритма обработки в приёмной системе.

Путем численного моделирования было показано, что разработанная схема имеет аналогичную производительность как схема MRC с одной передающей и двумя принимающими антеннами, что говорит о её оптимальности. Показано, что выигрыш в ОСШ в канале с лучом прямой видимости при использовании данной схемы относительно SISO случая составляет 3 дБ, что даёт прирост в скорости передачи данных 0,7 – 1,7 Гбит/с. При передаче в Релеевском канале выигрыш в ОСШ составляет 4,1 – 8,3 дБ, что позволяет увеличить скорость передачи данных на 0,8 – 3,7 Гбит/с в зависимости от MCS.

На основе представленных результатов получен патент [14].

Приложение 1

Запишем ДПФ от временной последовательности



$a(n)$ длины N по определению, как показано ниже:

$$A(k) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} a(n) e^{-j\frac{2\pi}{N}nk}, \quad (14)$$

где $A(k)$ – последовательность в частотной области. Применяя операцию комплексного сопряжения к левой и правой частям, можно получить связь между $A^*(k)$ и $a^*(n)$ через ОДПФ:

$$A^*(k) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} a^*(n) e^{j\frac{2\pi}{N}nk}. \quad (15)$$

Выражение (15) может быть записано в эквивалентном виде следующим образом:

$$A^*(k) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} a^*(n) e^{j2\pi \frac{(N+n-N)k}{N}}. \quad (16)$$

$$A^*(k) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} a^*(n) e^{j2\pi k - j2\pi \left(\frac{N-n}{N}\right)k}. \quad (17)$$

$$A^*(k) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} a^*(n) e^{-j2\pi \left(\frac{N-n}{N}\right)k}. \quad (18)$$

Из (18) видно, что следование индекса $(N - n)$ в аргументе экспоненты является обратным следованию индекса n самой последовательности $a^*(n)$, тогда данное выражение может быть переписано в виде ДПФ:

$$A^*(k) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} a^*([N - n] \bmod N) e^{-j\frac{2\pi}{N}nk}, \quad (19)$$

где $[N - n] \bmod N$ обозначает значение индекса по модулю N , т.е.

$$a^*([N - n] \bmod N) = (a^*(0), a^*(N - 1), a^*(N - 2), \dots, a^*(1)). \quad (20)$$

Можно заметить, что последовательность из (20) может быть получена разворотом исходной последовательности $a^*(n)$ и циклическим сдвигом на одну позицию вправо.

Литература

1. Pancaldi F. Single-carrier frequency domain equalization / Pancaldi F., Vitetta G.M., Kalbasi R., Al-Dhahir N., Uysal M., Mheidat H. // IEEE Signal Processing Magazine. – 2008. – № 5. – Pp. 37-56.
2. Бакулин М.Г. Технология OFDM / М.Г. Бакулин, В.Б. Крейнделин, А.М. Шлома, А.П. Шумов // Научно-техническое издательство «Горячая линия-Телеком», монография. – 2016.
3. Мальцев А.А. Сравнительный анализ влияния нелинейных искажений усилителя мощности в системах беспроводной связи с одной и многими ортогональными несущими частотами / Мальцев А.А., Масленников Р.О., Хоряев А.В., Ломаев А.А. // Известия высших учебных заведений. Радиоэлектроника. Том 53, Номер 8, Год 2010, стр. 3-15 Издательство Национальный технический университет Украины «Киевский политехнический институт».

4. Pollet T. BER sensitivity of OFDM systems to carrier frequency offset and Wiener phase noise / Pollet T., Van Bladel M., Moeneclaey M. // IEEE Transactions on Communications. – 1995. – № 2. – Pp. 191-193.

5. Alamouti S.M. A simple transmit diversity technique for wireless communications / Alamouti S.M. // IEEE Journal on Selected Areas in Communications. – 1998. – № 8. – Pp. 1451-1458.

6. Al-Dhahir N. Single-carrier frequency-domain equalization for space-time block-coded transmissions over frequency-selective fading channels / Al-Dhahir N. // IEEE Communications Letters. – 2001. – № 7. – Pp. 304-306.

7. Lim W.Y. Space-time block code design for single-carrier frequency division multiple access / Lim W.Y., Lei Z. // IEEE 20th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 2009. – Pp. 516-520.

8. Ciochina C. A novel space-time frequency coding scheme for single carrier modulations / Ciochina C., Castelain D., Mottier D., Sari H. // 18th IEEE International Symposium on Personal Indoor and Mobile Radio Communications, 2007.

9. Zhang H. An iterative multiuser detection with frequency-domain equalization for relay-assisted SFBC single-carrier systems / Zhang H., Zhang X., Yang D. // IET International Conference on Communication Technology and Application (ICCTA), 2011. – Pp. 60-66.

10. Mehana A.H. Single-carrier frequency-domain equalizer with multi-antenna transmit diversity / Mehana A.H., Nosratinia A. // IEEE Transactions on Wireless Communications. – 2013. – № 1. – Pp. 388-397.

11. Paulraj A. Introduction to space-time wireless communications / A.Paulraj, Nabar R., Gore D., – Cambridge university press, 2006, 308 p.

12. IEEE Std. 802.11ad-2012: IEEE standard for information technology – Telecommunications and information exchange between systems – Local and metropolitan area networks – Specific requirements – Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) specifications – Amendment 3: Enhancements for very high throughput in the 60 GHz band – Dec. 2012. Available: https://standards.ieee.org/standard/802_11ad-2012.html

13. Task Group ad, (2009). Channel models for 60 GHz WLAN systems. [online]. IEEE 802.11-2009/0334r8. [Viewed 20 October 2020]. Available: <https://mentor.ieee.org/802.11/dcn/09/11-09-0334-08-00ad-channel-models-for-60-ghz-wlan-systems.doc>.

14. Пат. 10027442 США, МПК H04L 1/02. Apparatus, system and method of communicating a single carrier (SC) space time block code (STBC) transmission / Kravtsov V., Lomayev A., Gagiev I.P., Maltsev A., Genossar M., Cordeiro C. № 15/394864; заявл. 20.07.2016; опубл. 25.01.2018.