

ОПТИМАЛЬНОЕ СОГЛАСОВАНИЕ МСКО ЭКВАЛАЙЗЕРА И ПОМЕХОУСТОЙЧИВОГО ДЕКОДЕРА ДЛЯ МОДУЛЯЦИИ С ОДНОЙ НЕСУЩЕЙ**Гагиев Ярослав Петрович**аспирант Нижегородского государственного университета им. Н.И. Лобачевского¹,
старший научный сотрудник ООО «Радио Гигабит»².*E-mail: yaroslav.gagiev@radiogigabit.com***Адёркина Анастасия Александровна**аспирант, ассистент кафедры радиотехники радиофизического факультета
Нижегородского государственного университета им. Н.И. Лобачевского¹,научный сотрудник ООО «Радио Гигабит»².*E-mail: anastasia.aderkina@radiogigabit.com*¹Адрес: 603950, Российская Федерация, г. Нижний Новгород, пр. Гагарина, д. 23.²Адрес: 603105, Российская Федерация, г. Нижний Новгород, ул. Ошарская, д. 95/2.

Аннотация: В данной статье описывается схема оптимального согласования эквалайзера, работающего по критерию минимума средней квадратической ошибки (МСКО), и помехоустойчивого декодера для модуляции с одной несущей (SC – Single Carrier), позволяющая существенно увеличить надёжность передачи квадратурных амплитудных модуляций (КАМ) высокого порядка, таких как 64-КАМ и 256-КАМ. Выполнение перестановки КАМ символов между разными кодовыми блоками, содержащихся в одном SC блоке, позволяет уменьшить степень коррелированности отсчётов шума и межсимвольной интерференции с выхода МСКО эквалайзера, тем самым улучшая характеристики помехоустойчивого декодера. Выбор оптимальной конфигурации перемежителя выполняется на основе достигаемого выигрыша в отношении сигнал/шум (ОСШ) в двух моделях канала без луча прямой видимости: Релеевская модель и модель канала IEEE 802.11ad №3, полученная на основе результатов измерений характеристик сигнала при распространении в конференц-комнате. Показано, что блочный перемежитель позволяет получить выигрыш в ОСШ до 2,7 дБ для вероятности пакетной ошибки для 64-КАМ модуляции и до 2,0 дБ для 256-КАМ. Выигрыш для модуляций более низкого порядка является незначительным. Важным преимуществом представленной схемы является низкая сложность аппаратной реализации и низкая вносимая вычислительная задержка. Описанное решение принято группой стандартизации IEEE 802.11ay.

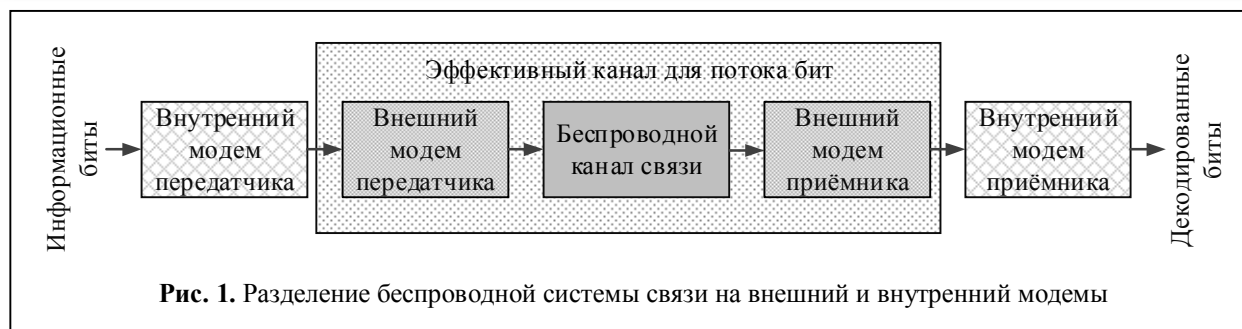
Ключевые слова: блочный перемежитель; МСКО эквалайзер; 64-КАМ; 256-КАМ; модуляция с одной несущей; IEEE 802.11ay.

Введение

Цифровая часть любой беспроводной системы связи последних поколений может быть представлена в виде разделения на внешний и внутренний модемы как показано на рис. 1 [1]. Внутренний модем передатчика принимает на вход информационную последовательность и выполняет помехоустойчивое кодирование, вычисление контрольных сумм, скремблирование и т.д. Внешний модем передатчика отображает группы кодированных бит на символы квадратурной амплитудной модуляции (КАМ), добавляет преамбулу/пилотные символы, формирует спектр передаваемого сигнала. Сформированный сигнал передаётся через

беспроводной канал связи на внешний модем приёмника, где выполняется оценивание канала, демодуляция, эквализация и т.д. Внутренний модем приёмника вычисляет мягкие метрики [2] для кодированных бит по принятым КАМ символам, которые используются для декодирования информационной последовательности. Отметим, что внешний модем передатчика, беспроводной канал и внешний модем приёмника формируют эффективный битовый канал, через который передаются кодированные биты.

При разработке схем помехоустойчивого кодирования, являющихся основной частью внутреннего модема, довольно часто использу-



ется модель аддитивного белого гауссовского шума (АБГШ) в качестве модели искажения. Использование приближения АБГШ позволяет строить относительно простые математические модели для описания процесса декодирования и определять качество разработанного кода относительно границы Шеннона. В реальности статистика шума с выхода внешнего модема приёмника обычно не соответствует АБГШ модели, которая не учитывает многие эффекты, такие как влияние канала распространения, интерференцию, искажения радиотракта и другие, что приводит к деградации характеристик декодера. Для минимизации данного негативного эффекта требуется разработка блоков согласования между внешним и внутренним модемом приёмника.

В данной статье описывается схема оптимального согласования эквалазации и помехоустойчивого декодера на основе символьного перемежителя во временной области для модуляции с одной несущей (SC — Single Carrier), которая позволяет существенно улучшить надёжность передачи 64-КАМ модуляции через беспроводной канал связи, сохраняя низкую сложность аппаратной реализации. При выполнении исследования за основу был взят физический уровень беспроводной технологии WiGig 2 (IEEE 802.11ay) [3], работающей в диапазоне 60 ГГц. Заметим, что хотя идея применения перемежителей в качестве схем согласования не является новой, но она по-прежнему сохраняет свою актуальность. Например, в [4] используется битовый перемежитель для модуляции со многими уровнями для SC систем с эквалазацией в частотной области. В описанном подходе потоки бит ко-

дируются и перемешиваются с использованием одного кодера и одного перемежителя и затем отображаются на КАМ символы. Для разбора битовых потоков на приёмнике, применяется итеративная схема эквалазации в частотной области с улучшенным вычислением мягких метрик. Для сценариев работы, характеризующихся высокой степенью многолучёвости, в [5] предлагается отдельный дизайн системы и формат кадра с перемежением, предполагающий последовательную отправку сообщения в прямом порядке и в перемешанном во временной области, чтобы уменьшить негативное влияние длинных задержек в канале и межсимвольной интерференции. В [6] описывается метод эквалазации с обратной связью, имеющий низкую вычислительную сложность, с применением символьного перемежителя для улучшения предсказания оценки мощности шума. Основными недостатками технических решений, представленных в данных работах, является либо высокая вычислительная сложность, либо необходимость в кардинальных изменениях протокола и архитектуры приёмников и передатчиков, что не является желательным при практическом применении.

Данная статья организована следующим образом. В первой секции содержится краткое описание протокола физического уровня IEEE 802.11ay для модуляции с одной несущей (SC — Single Carrier). Во второй секции анализируются статистические характеристики межсимвольной интерференции и шума после эквалазации. В третьей секции описывается дизайн схемы перемежения для рассматриваемой SC модуляции. В четвертой секции представлены результаты анализа влияния схемы пере-

межения на характеристики системы и выбора оптимальной схемы перемежения.

1. Модель модуляции с одной несущей

Для формирования общего представления о рассматриваемой системе в данной секции содержится краткое описание протокола физического уровня для SC модуляции из стандарта IEEE 802.11ay. Упрощенная схема передающего устройства представлена на рис. 2.

Передающее устройство состоит из следующих блоков: скремблер, помехоустойчивый кодер, цифровой модулятор, сборщик кадра и интерполирующий фильтр. Поток информационных бит для передачи поступает на блок скремблирования, где выполняется сложение с псевдослучайной бинарной последовательностью. Данная операция позволяет сделать биты равновероятными и избежать длинных последовательностей повторяющихся нулей или единиц. В качестве помехоустойчивых кодов используются линейные блочные коды с низкой плотностью проверок на чётность (LDPC — Low Density Parity Check). Важной особенностью данных кодов является высокая степень параллелизации алгоритмов кодирования и декодирования, что позволяет существенно сократить сложность аппаратной реализации [7]. Перед выполнением процедуры кодирования поток скремблированных бит разбивается на блоки размера $L \cdot R$ бит, где R — скорость кодирования, а L — размер кодового блока на выходе. LDPC кодер независимо для каждого

блока вычисляет $L(1 - R)$ проверочных бит и формирует кодовый блок, добавляя проверочные биты после скремблированных. После завершения процедуры кодирования биты поступают на цифровой модулятор, где выполняется отображение групп бит на КАМ символы. Размер группы определяет число точек в КАМ созвездии. Сборщик кадра выполняет формирование структуры кадра из SC блоков длины N , которые в свою очередь состоят из $N_{КАМ}$ последовательных КАМ символов и $N_{ЗИ}$ символов опорной последовательности, которые используются в качестве защитных интервалов (ЗИ). Заметим, что ЗИ является аналогом циклического префикса, который применяется в модуляции с мультиплексированием ортогонально разделённых частотных каналов (OFDM — Orthogonal Frequency Division Multiplexing). Также в начало кадра добавляется преамбула, которая используется принимающим устройством для детектирования сигнала, выполнения частотной, временной синхронизации, оценки канала и т. д. Формат кадра показан на рис. 3.

На финальной стадии сформированный кадр обрабатывается интерполирующим фильтром для формирования формы спектра сигнала, удовлетворяющей ограничениям по спектральной маске на излучаемый сигнал. Стандартным типом фильтра, используемого для SC модуляции, является функция вида приподнятый косинус [8]. После интерполяции сформированный сигнал передается через бес-



Рис. 2. Общая схема передающего устройства

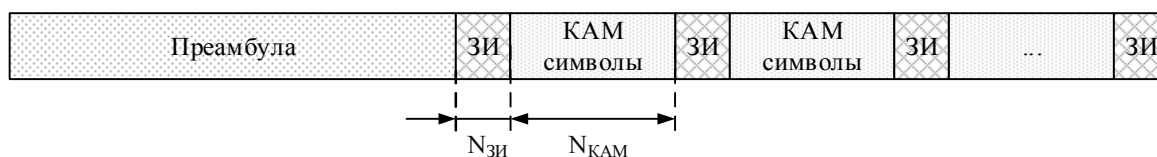


Рис. 3. Формат кадра IEEE 802.11ay

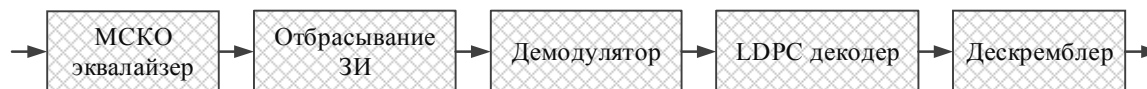


Рис. 4. Общая схема принимающего устройства для поля данных

проводной канал связи миллиметрового диапазона длин волн на принимающее устройство, где выполняется его демодуляция.

Упрощенная структура приёмника для поля данных показана на рис. 4.

Принимающее устройство состоит из следующих блоков: эквалайзер, цифровой демодулятор, LDPC декодер и дескремблер. Предполагается, что все процедуры, связанные с детектированием, частотной и временной синхронизацией, оценкой канала и мощности шума были выполнены ранее с использованием преамбулы. Стандартной, но не обязательной техникой для эквализации в SC системах является эквализация в частотной области, позволяющая эффективно использовать циклическую структуру SC блоков с защитными интервалами. Заметим, что выполнение эквализации в частотной области подразумевает вычисление дискретного преобразования Фурье (ДПФ) и обратного дискретного преобразования Фурье (ОДПФ) для переходов из временной области в частотную и обратно. В качестве критерия алгоритма эквализации часто используется критерий минимальной среднеквадратической ошибки (МСКО) [9]. После эквализации защитные интервалы удаляются и полученные КАМ символы отправляются на цифровой демодулятор для вычисления мягких метрик для кодированных бит. В качестве мягких метрик на практике используются логарифмические функции правдоподобия. Декодирование LDPC кодов выполняется с помощью итеративного алгоритма распространения доверия для каждого кодового блока размера L . На выход декодер выдает информационные блоки размера $L \cdot R$, состоящие из обновлённых логарифмических функций правдоподобия. Переход к стандартному битовому представ-

лению выполняется путём применения жёсткого решения относительно знака. Для получения информационной последовательности декодированные биты дескремблируются.

2. Свойства эквалайзера

В данной секции анализируются статистические характеристики второго порядка аддитивного белого гауссовского шума (АБГШ) и межсимвольной интерференции после эквализации. При выполнении эквализации в частотной области представляется полезным определить модель принятого сигнала именно в этой области несмотря на то, что в SC модуляции КАМ символы данных определяются во временной области. Принятый SC блок в частотной области может быть записан следующим образом:

$$Y_k = \sqrt{P}H_k S_k + Z_k, \quad (1)$$

где Y_k — принятый отсчёт в частотной области; S_k — переданный отсчёт в частотной области; H_k — канальный коэффициент в частотной области; Z_k — отсчёт АБГШ в частотной области; P — мощность сигнала на один отсчёт в частотной области; $k = 0, \dots, N - 1$ — индексы отсчётов в частотной области. Без потери общности можно предположить, что квадрат канального коэффициента $|H_k|^2$, усреднённый по всем N отсчётам в частоте, является единичным и следовательно, P имеет смысл принятой мощности. Также стоит заметить, что каждый отсчёт в частотной области S_k является линейной комбинацией символов данных и символов защитного интервала, взвешенных экспоненциальными коэффициентами, что следует из определения ДПФ.

Оценка X_k для k -ого переданного отсчёта S_k в частотной области может быть получена вычислена следующим образом по критерию ми-

нимальной средней квадратической ошибки [10]:

$$X_k = \frac{1}{\alpha\sqrt{P}} \frac{H_k^*}{|H_k|^2 + \frac{\sigma_z^2}{P}} Y_k, \quad (2)$$

где σ_z^2 — мощность АБГШ; P/σ_z^2 — отношение сигнал-шум (ОСШ) для принятого сигнала; оператор $(\cdot)^*$ обозначает комплексное сопряжение. Заметим, что отсчёты оценки X_k имеют нулевое среднее значение, потому что переданные символы и отсчёты шума также имеют нулевое среднее значение. Может быть показано, что МСКО оценка для каждого отсчёта в частотной области соответствует МСКО решению для всего сигнала во временной области. Фактор α вычисляется следующим образом:

$$\alpha = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \frac{|H_k|^2}{|H_k|^2 + \frac{\sigma_z^2}{P}}.$$

Данный множитель используется для правильного масштабирования принятых символов во временной области после эквализации.

Комбинируя (1), (2) и используя свойство линейности дискретного преобразования Фурье, можно представить эквализованные символы в частотной области в виде разложения на полезную составляющую сигнала, межсимвольную интерференцию и шумовую компоненту как показано ниже:

$$X_k = \underbrace{\frac{S_k}{|H_k|^2 + \frac{\sigma_z^2}{P}}}_{\text{Полезный сигнал}} + \underbrace{\frac{1-\alpha}{\alpha} \frac{|H_k|^2 - \frac{\sigma_z^2}{P}}{|H_k|^2 + \frac{\sigma_z^2}{P}} S_k}_{\text{Межсимвольная интерференция}} + \underbrace{\frac{1}{\alpha\sqrt{P}} \frac{H_k^*}{|H_k|^2 + \frac{\sigma_z^2}{P}} Z_k}_{\text{Шум}}.$$

Спектральная плотность мощности межсимвольной интерференции и шумовой компоненты после МСКО эквализации записана

ниже с учётом нулевой кросс-корреляции между S_k и Z_k :

$$\sigma_k^2 = \underbrace{\frac{\left(\frac{1-\alpha}{\alpha} |H_k|^2 - \frac{\sigma_z^2}{P}\right)^2}{\left(|H_k|^2 + \frac{\sigma_z^2}{P}\right)^2}}_{\text{Мощность межсимвольной интерференции}} \langle |S_k|^2 \rangle + \underbrace{\frac{\frac{1}{\alpha^2 P} |H_k|^2}{\left(|H_k|^2 + \frac{\sigma_z^2}{P}\right)^2}}_{\text{Мощность шума}} \langle |Z_k|^2 \rangle$$

$$\sigma_k^2 = \frac{\left(\frac{1-\alpha}{\alpha} |H_k|^2 - \frac{\sigma_z^2}{P}\right)^2 + \frac{1}{\alpha^2} |H_k|^2 \frac{\sigma_z^2}{P}}{\left(|H_k|^2 + \frac{\sigma_z^2}{P}\right)^2}.$$

Из выражения выше видно, что шум и межсимвольная интерференция имеют частотно зависимую спектральную плотность мощности и, следовательно, не являются дельта коррелированными случайными процессами во временной области.

Для дальнейшего анализа статистических свойств межсимвольной интерференции и шума после эквализации могут быть рассмотрены два предельных случая. Первый случай соответствует области низких значений ОСШ, при которых слагаемое σ_z^2/P стремится к бесконечности. Заметим, что в этом случае МСКО эквализация соответствует согласованной фильтрации с оцененной импульсной характеристикой канала. В этом случае фактор α тоже стремится к нулю с такой же скоростью, как и σ_z^2/P . Тогда спектральная плотность мощности суммарного шума может быть записана следующим образом:

$$\sigma_k^2 = \frac{\sigma_z^2}{P} |H_k|^2. \quad (3)$$

Второй предельный случай области высоких значений ОСШ, при которых слагаемое σ_z^2/P стремится к нулю. В этом случае фактор α стремится к единице, и, следовательно, спектральная плотность мощности суммарного шума может быть записана как:

$$\sigma_k^2 = \frac{\sigma_z^2}{P} \frac{1}{|H_k|^2}. \quad (4)$$

Полученные выражения (3) и (4) могут быть использованы для анализа масштабов корреляции межсимвольной интерференции и шума после эквализации. Известно, что функция корреляции является обратным преобразованием Фурье от спектральной плотности мощности. В области низких ОСШ функция корреляции пропорциональна импульсной характеристике канала, свернутой с её инвертированной копией. Следовательно, эффективный масштаб корреляции равен эффективной длине импульсной характеристики канала. В области высоких ОСШ коэффициент канала инвертирован и, следовательно, корреляционное расстояние может быть непредсказуемо длинным и может достигать длины всего SC блока, состоящего из N символов.

3. Дизайн перемежителя

В данной секции рассматривается дизайн блочного перемежителя во временной области для SC модуляции. Блочный перемежитель часто представляется в виде таблицы из N_x строк и N_y столбцов, где перемешиваемая последовательность КАМ символов записывается последовательно по строкам, а вычитывается по столбцам. Можно заметить, что каждый элемент таблицы может содержать не только единственный символ созвездия, но и целую группу из последовательных символов размера N_s . После перемежения любые два символа или группы становятся разнесённым на расстояние равное числу строк. Перемежение предполагается выполнять внутри каждого SC блока независимо для со-

хранения низкой задержки на обработку в аппаратной архитектуре равной длительности одного кодового блока. Связь между параметрами перемежителя (N_x, N_y, N_s) и числом КАМ символов $N_{КАМ}$, содержащихся в одном SC блоке, может быть записана следующим образом:

$$N_x N_y = \frac{N_{КАМ}}{N_s}.$$

Параметр N_s может быть интерпретирован как фактор параллелизации, используемый в системе для упрощения аппаратной реализации. Возможные значения N_s часто ограничены тремя значениями, используемыми на практике: 1; 8; 16.

На рис. 5 показана схема передатчика и приёмника, содержащая блочные перемежители и деперемежители.

Таблица 1 содержит список системных параметров, определенных в стандарте беспроводной связи IEEE 802.11ay. Таблица 2 содержит количество кодовых блоков на один SC блок для разных типов модуляций.

Как упоминалось в предыдущем разделе корреляционное расстояние межсимвольной интерференции и шума после эквализации увеличивается с увеличением рабочей точки ОСШ. Например, 64-КАМ, требующая более высокого ОСШ для передачи, чем 16-КАМ имеет более длинное корреляционное расстояние сигнала ошибки. С другой стороны, SC блок, использующий 64-КАМ, переносит больше бит и больше кодовых блоков, чем 16-КАМ. Эти два эффекта подводят к важному факту, что расстояние корреляции для 16-КАМ обычно покрывает время

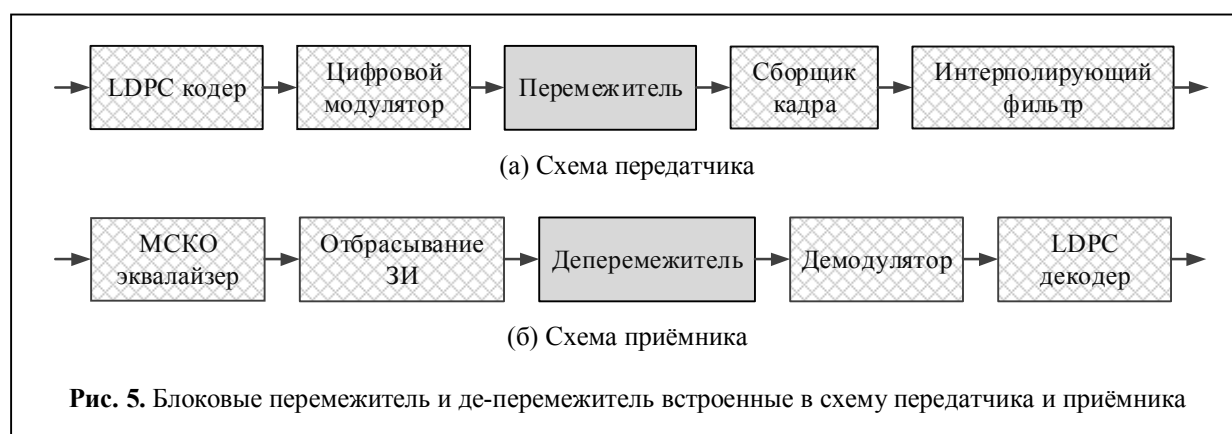


Рис. 5. Блочные перемежитель и де-перемежитель встроенные в схему передатчика и приёмника

Таблица 1. Системные параметры IEEE 802.11a

Параметр	Значение
Длина кодового блока, L	672
Типы модуляций	ДФМ, КФМ, 16-КАМ, 64-КАМ, 256-КАМ
Длина SC блока, N	512
Число символов в SC блоке, $N_{КАМ}$	448
Размер ЗИ, $N_{ЗИ}$	64

передачи одного кодового слова, пока расстояние корреляции для 64-КАМ может покрыть время передачи нескольких кодовых слов внутри одного SC блока даже для реализаций канала с сильной частотной селективностью. Это означает, что для 16-КАМ все кодовые слова обычно имеют статистически одинаковые количества ошибок и следовательно, могут быть эффективно декодированы без перемежения. С другой стороны, для 64-КАМ последовательность непрерывных ошибок может появиться в одном кодовом блоке, ограничивая вероятность успешного декодирования и общую вероятность блоковой ошибки соответственно. Заметим, что в случае 256-КАМ один SC блок содержит ещё больше кодовых блоков, чем при 64-КАМ, но как было показано в предыдущей

Таблица 2. Число кодовых слов в SC блоке

Тип модуляции	Число кодовых блоков, N_{CW}
ДФМ	0.7
КФМ	1.3
16-КАМ	2.7
64-КАМ	4.0
256-КАМ	5.3

секции с увеличением ОСШ расстояние корреляции может достигать длины всего SC блока, что уже не может быть исправлено с помощью перемежителя. Описанный эффект является базовым принципом работы перемежителя для получения выигрыша.

Хотя общая конфигурация перемежителя может быть применена для всех типов созвездий, максимальные выигрыши в производительности ожидаются только для 64-КАМ модуляции. На рис. 6 представлен пример перемежителя и де-перемежителя с параметрами $N_X = 4$, $N_Y = 112$, $N_S = 1$ для 64-КАМ. Такая конфигурация перемежителя соответствует перемежению символов между четырьмя кодовыми блоками LDPC внутри одного SC блока.

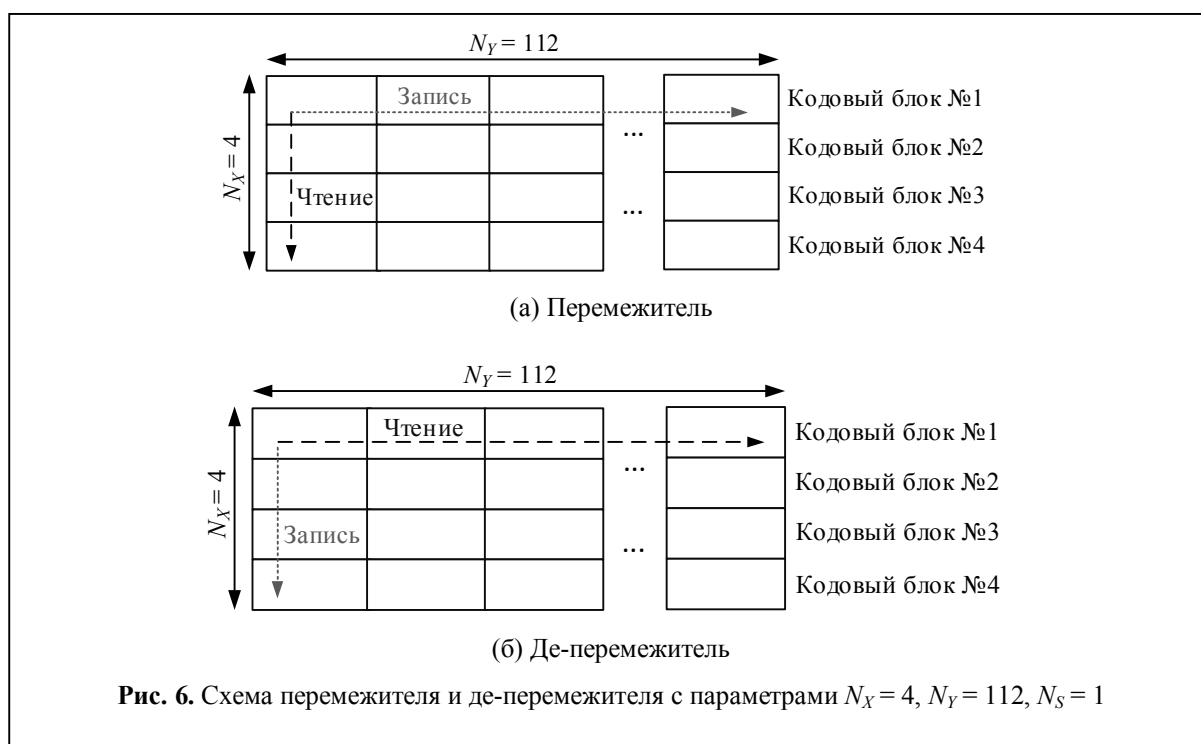


Таблица 3. Параметры для численного моделирования

Параметр	Значение
Размер пакета	8192 байт
Количество пакетов	5000
Модель канала	Релеевский канал, IEEE 802.11ad модель канала #3
Модель шума	АБГШ

Таблица 4. Набор модуляционно-кодовых схем из IEEE 802.11ay

	Номер модуляционно-кодовой схемы									
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
Модуляция	16-КАМ			64-КАМ				256-КАМ		
Скорость кодирования	1/2	5/8	3/4	5/8	3/4	13/16	7/8	3/4	13/16	7/8

Анализ конфигураций перемежителя

а. Предположения моделирования

Параметры моделирования для дальнейшего анализа представлены в таблице 3. В таблице 4 содержится список рассматриваемых модуляционно-кодовых схем из стандарта IEEE 802.11ay, определяющих тип цифровой модуляции и скорость LDPC кодирования.

При моделировании рассматриваются две частотно-селективные модели канала без луча прямой видимости в присутствии АБГШ. Первая модель канала — Релеевская модель канала со среднеквадратической задержкой 3 нс, соответствующая худшему случаю распространения сигнала. Вторая модель — физическая модель канала №3 из стандарта связи IEEE 802.11ad [11], соответствующая распростране-

нию сигнала в конференц-комнате со среднеквадратической задержкой 1,5 нс. Следует заметить, что длительность защитного интервала покрывает максимальную задержку в канале, исключая влияния интерференции между SC блоками.

б. Анализ выигрыша от перемежителя

Для анализа влияния перемежителя на характеристики системы используется перемежитель с параметрами $N_X = 4$, $N_Y = 112$, $N_S = 1$ для 64-КАМ. Выбор данной конфигурацией мотивирован простотой её интерпретации, т.к. она соответствует перестановке 64-КАМ символов между четырьмя кодовыми блоками внутри SC блока. Заметим, что результаты и выводы могут быть расширены для любой конфигурации перемежителя. На рис. 7 показаны результаты моделирования зависимости вероятности пакетной ошибки от ОСШ для модуляции 64-КАМ со скоростью кодирования 5/8 в Релеевском канале с АБГШ.

Пунктирная серая кривая соответствует характеристикам системы с обычной передачей SC блоков без использования перемежителя. Сплошная серая кривая с круглыми маркерами получена с использованием пары перемежителя и де-перемежителя, встроенных в систему. Видно, что применение перемежителя дает значительный выигрыш ~2,6 дБ в ОСШ для уровня пакетной ошибки 1% (уровень 10^{-2} на графиках).

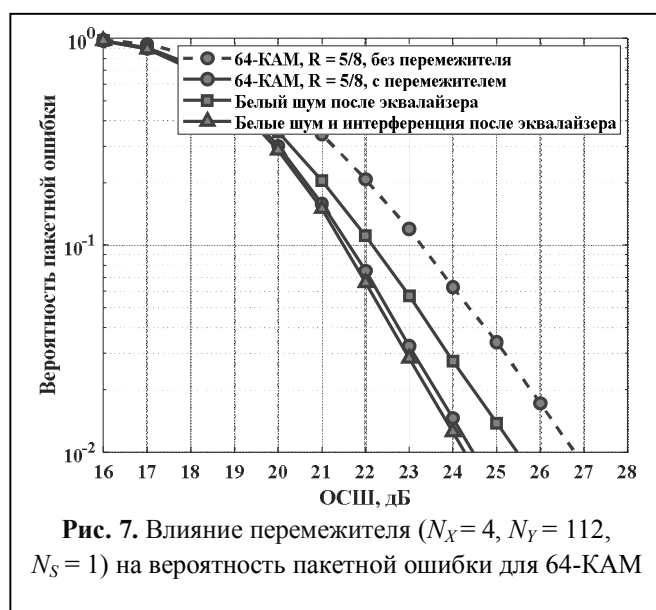


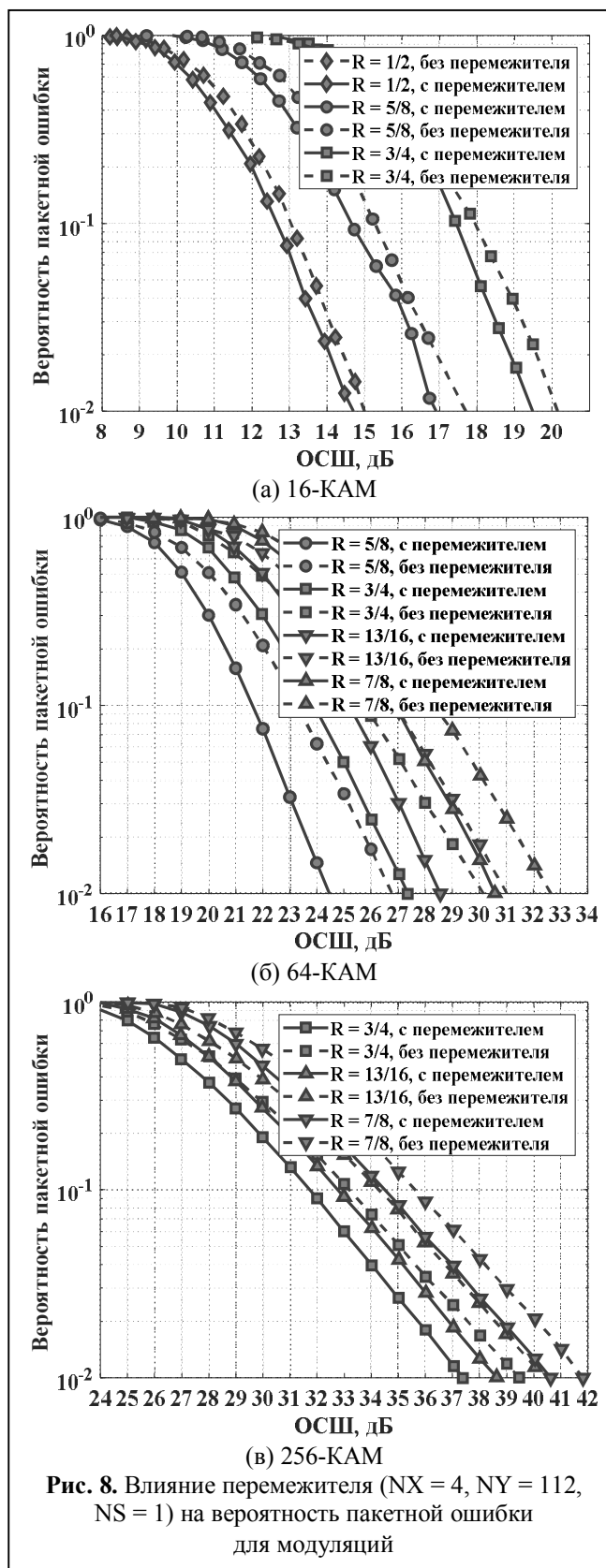
Рис. 7. Влияние перемежителя ($N_X = 4$, $N_Y = 112$, $N_S = 1$) на вероятность пакетной ошибки для 64-КАМ

Данный уровень вероятности пакетной ошибки со стандартным размером пакета 8192 байт рассматривается с практической точки зрения как минимальный уровень, обеспечивающий устойчивую работу финальной системы с использованием повторных передач сигнала. Представленные результаты согласуются с представленными выше теоретическими ожиданиями. Применение блокового перемежителя позволяет уменьшить степень коррелированности отсчетов с помощью разнесения их между разными кодовыми блоками.

Для подтверждения теоретической гипотезы был выполнен дополнительный анализ. Чтобы показать влияние коррелированных отсчетов шума на LDPC декодер, шум после МСКО эквалайзера заменяется АБГШ с такой же мощностью. Компонента с межсимвольной интерференцией остается без изменений. Данная конфигурация промоделирована без перемежителя и результаты соответствуют серой кривой с квадратными маркерами. Видно, что характеристики системы имеют выигрыш по ОСШ 1,6 дБ относительно пунктирной серой кривой. Это доказывает тот факт, что цветной шум имеет влияние на LDPC декодер [11].

Для финальной проверки, коррелированные отсчеты шума и межсимвольной интерференции заменяются отсчетами АБГШ с сохранением значения общей мощности. Данная конфигурация также промоделирована без перемежителя и результат соответствует серой кривой с треугольными маркерами. Она имеет характеристики лучше на 0,1 дБ, чем сплошная серая кривая с круглыми маркерами.

Представленные результаты показывают, что перемежитель разрушает участки коррелированных отсчетов шума и межсимвольной интерференции после МСКО эквализации, улучшая тем самым характеристики LDPC декодера. Дополнительно, стоит заметить, что характеристики рассматриваемого перемежителя очень близки к оптимальному



решению с белыми отсчетами шума и межсимвольной интерференции.

Таблица 5. Значения выигрыша в ОСШ для разных модуляционно-кодовых схем

Выигрыш ОСШ, дБ	16-КАМ			64-КАМ				256-КАМ		
	$R=1/2$	$R=5/8$	$R=3/4$	$R=5/8$	$R=3/4$	$R=13/16$	$R=7/8$	$R=3/4$	$R=13/16$	$R=7/8$
	0.3	0.6	0.7	2.6	2,7	2,2	2,1	2,0	1,8	1,3

Таблица 6. Возможные параметры перемежителя для $N_{КАМ} = 448$ и разных значений N_S

№		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
$N_S = 1$	N_X	2	4	7	8	14	16	28	32	56	64	112	224
	N_Y	224	112	64	56	32	28	16	14	8	7	4	2
$N_S = 8$	N_X	2	4	7	8	14	28						
	N_Y	28	14	8	7	4	2						
$N_S = 16$	N_X	2	4	7	14								
	N_Y	14	7	4	2								

На рис. 8 показаны зависимости вероятности пакетной ошибки от ОСШ для модуляционно-кодовых схем из таблицы 4. Из полученных результатов видно, что максимальный выигрыш достигается в области работы 64-КАМ модуляции и уменьшается для 16-КАМ и 256-КАМ. Для 16-КАМ уменьшение выигрыша объясняется меньшим количеством кодовых блоков в одном SC блоке и меньшим корреляционным расстоянием, а для 256-КАМ слишком большим корреляционным расстоянием, которое уже не может быть эффективно уменьшено перемежителем, не смотря на большее количество кодовых блоков в SC блоке. Выигрыш для модуляций меньших порядков отсутствует, т.к. уменьшается корреляционное расстояние и количество кодовых блоков внутри одного SC блока.

Значения выигрышей в ОСШ по уровню пакетной ошибки 1% для всех схем представлены в таблице 5.

в) Сравнение конфигураций перемежителей

В данной секции показаны результаты сравнения различных конфигураций перемежителей из таблицы 6 для модуляции 64-КАМ со скоростью кодирования 5/8, где достигается максимальный выигрыш по ОСШ.

Выигрыш по ОСШ, полученный с помощью перемежителей, измерялся по уровню пакетной ошибки 1% в двух моделях канала: Релевской и IEEE 802.11ad модели канала №3. На рис. 9 (а) показано сравнение конфигураций

перемежителей с фактором параллелизации $N_S = 1$. Перемежитель с конфигурацией ($N_X = 4$, $N_Y = 112$, $N_S = 1$) позволяет получить выигрыш в ОСШ равный 2,6 дБ для Релевской модели канала и 1,4 дБ для модели канала №3 из стандарта IEEE 802.11ad. Данная конфигурация соответствует перестановки КАМ символов между четырьмя кодовыми словами LDPC внутри одного SC блока. Данная конфигурация позволяет получить больший выигрыш в Релевской модели канала из-за её большой частотной селективности.

На рис. 9 (б) показано сравнение различных конфигураций перемежителей при факторе параллелизации $N_S = 8$. Перемежитель с конфигурацией ($N_X = 4$, $N_Y = 14$, $N_S = 8$) позволяет получить максимальный выигрыш по ОСШ для Релевского канала и 1,3 дБ для модели канала №3 из стандарта связи IEEE 802.11ad. Данная конфигурация соответствует перемежению групп, состоящих из 8 КАМ символов, между четырьмя кодовыми словами LDPC внутри одного SC блока. По сравнению с конфигурацией ($N_X = 4$, $N_Y = 112$, $N_S = 1$) данная конфигурация теряет 0,1 дБ в выигрыше по ОСШ.

На рис. 9 (в) представлены результаты сравнения различных конфигураций перемежителей с фактором параллелизации $N_S = 16$. Перемежитель с конфигурацией ($N_X = 4$, $N_Y = 7$, $N_S = 16$) позволяет получить максимальный выигрыш по ОСШ для уровня пакетной ошибки 1% равный 2,0 дБ для Релевской модели

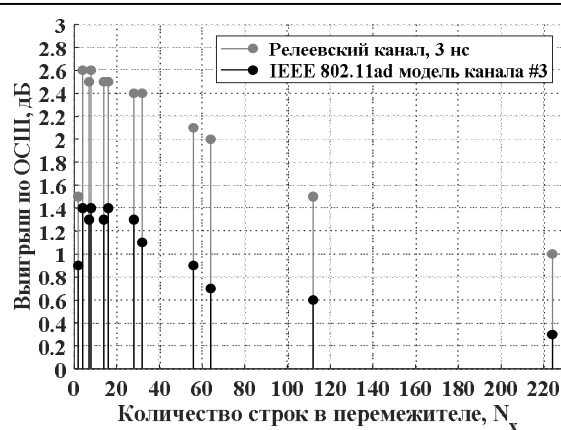
канала и 0.7 дБ для модели канала №3 из стандарта IEEE 802.11ad. Данная конфигурация соответствует перестановке групп, состоящих из 16 символов, между четырьмя кодовыми блоками LDPC внутри одного SC блока. По сравнению с конфигурацией ($N_X = 4, N_Y = 112, N_S = 1$), данная конфигурация теряет 0,6 дБ выигрыша в ОСШ.

Из представленных результатов следует, что перемежитель с конфигурацией ($N_X = 4, N_Y = 112, N_S = 1$) позволяет получить максимальный выигрыш по ОСШ для уровня пакетной ошибки 1% среди всех возможных конфигураций. Остальные конфигурации имеют меньшую аппаратную сложность из-за более высокого фактора параллелизации, но и демонстрируют небольшие потери в характеристиках системы относительно значений, полученные для выбранной конфигурации с параметрами $N_X = 4, N_Y = 112, N_S = 1$.

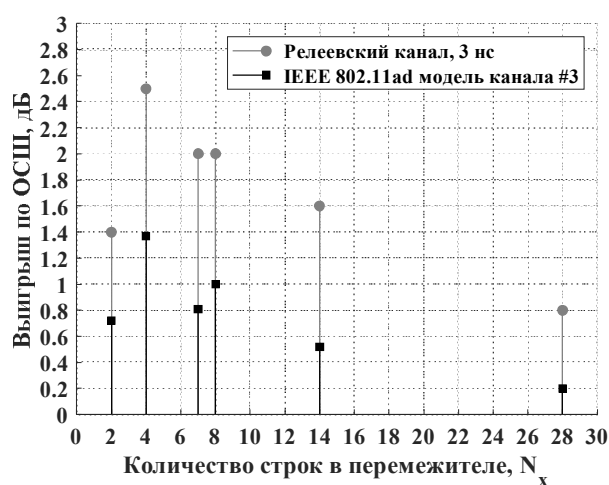
Заключение

В данной статье представлена схема оптимального согласования МСКО эквалайзера и помехоустойчивого LDPC декодера для SC модуляции с использованием символического перемежителя во временной области. Показано, что в зависимости от рабочей точки ОСШ значения корреляционных расстояний между отсчетами шума и межсимвольной интерференции могут варьироваться в пределах от длины импульсной характеристики канала до длины SC блока.

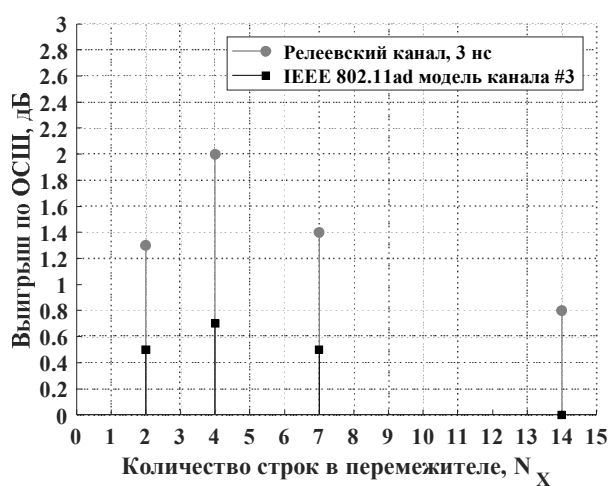
В результате численного моделирования было получено, что максимальные выигрыши в ОСШ от схемы перемежения достигаются только для 64-КАМ модуляции и равны 2,7 дБ. Выигрыш в ОСШ для 256-КАМ может достигать 2,0 дБ. При уменьшении порядка модуляции выигрыш в ОСШ существенно уменьшается, т.к. уменьшается количество кодовых блоков в одном SC блоке. С другой стороны, для более высоких модуляций корреляционное расстояние может достигать длины всего SC блока, что не может быть исправлено перемежителем не-



(а) Конфигурации ($N_X, 448/N_X, N_S = 1$)



(б) Конфигурации ($N_X, 56/N_X, N_S = 8$)



(в) Конфигурации ($N_X, 28/N_X, N_S = 16$)

Рис. 9. Выигрыш по ОСШ по уровню пакетной ошибки 1% для разных конфигураций перемежителей

смотря на большее количество кодовых блоков в одном SC блоке.

Переключатель с конфигурацией ($N_X = 4$, $N_Y = 112$, $N_S = 1$) был принят группой стандартизации IEEE 802.11ay, т. к. позволяет достичь максимального выигрыша [12].

Литература

1. *Kizer G.* Digital Microwave Communication: Engineering Point-to-Point Microwave Systems. Wiley-IEEE Press, 1st edition, 2013. 756 p.

2. *Simon M.K., Annappajjala R.* On the optimality of bit detection of certain digital modulations. IEEE Transactions on Communications. 2005. Vol 52. No. 2. P. 299–307.

3. 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. [Электронный ресурс]. URL: https://standards.ieee.org/standard/802_11ad-2012.html [Дата доступа 2.12.2020]

4. *Choi C.H., Im G.H.* Bit-interleaved coded multilevel modulation for single-carrier frequency-domain equalization. IEEE Communication Letters. 2010. Vol. 14. No. 3. Pp. 193–195.

5. *Cheng Q., Pei Y., Ge N.* Time-frequency interleave frequency domain equalization in single carrier UWB system. 2nd International Conference on Con-

sumer Electronics, Communications and Networks, Yichang, China: CECNet-2012. Pp. 3665–3668.

6. *Yang Y., Renfors M.* Channel equalization in wideband single-carrier transmission using a filter bank transform and a block interleaved DFE. IEEE 8th Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications, Helsinki, Finland: SPAWC-2007.

7. *Шевченко А.А., Масленников Р.О., Мальцев А.А., Пантелеев М.В., Ключев А.Ф., Ветчинкин А.Г.* Сравнительный анализ аппаратных архитектур декодера LDPC кодов для систем радиосвязи IEEE 802.11ad // Проблемы разработки перспективных микро- и наноэлектронных систем (МЭС). 2014. № 4. С. 153–158.

8. *Meyr H., Moeneclaey M., Fechtel S.A.* Digital Communication Receivers, Synchronization, Channel Estimation, and Signal Processing. Wiley-Interscience, 1 изд. 1997. 864 p.

9. *Kay S.M.* Fundamentals of Statistical Signal Processing, Volume I: Estimation Theory. Prentice Hall, 1st edition. 1993. 598 p.

10. Channel models for 60 GHz WLAN systems. [Электронный ресурс]. IEEE 802.11-2009/0334r8. URL: <https://mentor.ieee.org/802.11/dcn/09/11-09-0334-08-00ad-channel-models-for-60-ghz-wlan-systems.doc> [Дата доступа 2.12.2020].

11. *Tehrani S.S., Cockburn B.F., Bates S.* On the effects of colored noise on the performance of LDPC codes. IEEE Workshop on Signal Processing Systems Design and Implementation. 2006. Vol. 58. No. 9. Pp. 226–231.

12. Пат. № WO2018164718A1. Single carrier physical layer block interleaver. *Gagiev I.P., Lomayev A., Kostin A., Maltsev A., Genossar M., Da Silva C., Cordeiro C.* Заявл. 29.09.2017; опубли. 13.08.2018.

Поступила 2 декабря 2020 г.

English

OPTIMAL MATCHING OF MINIMUM MEAN SQUARE ERROR OF THE EQUALIZER AND THE NOISE-IMMUNE DECODER FOR SINGLE-CARRIER MODULATION

Yaroslav Petrovich Gagiev — Post-graduate Student, N.I. Lobachevsky State University¹ of Nizhniy Novgorod; Senior Researcher, Radio Gigabit LLC².

E-mail: anastasia.aderkina@radiogigabit.com

Anastasiya Aleksandrovna Aderkina — Post-graduate Student, Assistant Lecturer, N.I. Lobachevsky State University¹ of Nizhniy Novgorod; Researcher, Radio Gigabit LLC².

E-mail: anastasia.aderkina@radiogigabit.com

¹*Address:* 603950, Russian Federation, Nizhny Novgorod, Gagarin Ave., 23.

²*Address:* 603105, Russian Federation, Nizhny Novgorod, Osharskaya str., 95/2.

Abstract: This article describes the optimal matching circuit for the equalizer operating as per Minimum Mean Square Error (MMSE) criterion and noise-immune decoder for single-carrier modulation (SC – Single Carrier), which enables to enhance significantly transmission reliability of high-order Quadrature Amplitude Modulations (QAM), such as 64-QAM and 256-QAM. It is made clear analytically that total spectral power density of noise and symbol-to-symbol interference from output of MMSE equalizer is frequency dependent, which corresponds to non-delta-correlated process in time domain. Correlation range of noise samples and symbol-to-symbol interference can reach the length of the whole SC block in the limiting case at high values

of Signal-to-Noise Ratio (SNR). Otherwise, at SNR lower values, correlation range is equal to effective length of impulse response. This effect results in performance degradation of noise-immune decoder, which presupposes Additive White Gaussian Noise (AWGN) as the only distortion model. Rearrangement of QAM symbols between different code blocks that are found in the same SC block enables to reduce the effective correlation range of noise samples and symbol-to-symbol interference. The choice of optimal interleaver configuration is based on the obtained SNR gain in two channel models without line-of-sight beam: Rayleigh model and IEEE 802.11ad model. It is demonstrated that block interleaver enables to obtain SNR gain up to 2.7 dB for 64-QAM modulation and up to 2.0 dB for 256-QAM. The gain for lower-order modulations is insignificant, since the number of code blocks in one SC block and correlation range diminish alongside with modulation order decrease. Low complexity of hardware implementation and low incurred-in computational delay is an important advantage of the presented circuit. The described solution was adopted by IEEE 802.11ay standardization group.

Keywords: block interleaver, MMSE equalizer, 64-QAM, 256-QAM, single-carrier modulation, IEEE 802.11ay.

References

1. *Kizer G.* Digital Microwave Communication: Engineering Point-to-Point Microwave Systems. Wiley-IEEE Press, 1st edition, 2013. 756 p.
2. *Simon M.K., Annavajjala R.* On the optimality of bit detection of certain digital modulations. IEEE Transactions on Communications. 2005. Vol 52. No. 2. P. 299–307.
3. 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. [Electronic source]. URL: https://standards.ieee.org/standard/802_11ad-2012.html [Access date 2.12.2020]
4. *Choi C.H., Im G.H.* Bit-interleaved coded multilevel modulation for single-carrier frequency-domain equalization. IEEE Communication Letters. 2010. Vol. 14. No. 3. Pp. 193–195.
5. *Cheng Q., Pei Y., Ge N.* Time-frequency interleave frequency domain equalization in single carrier UWB system. 2nd International Conference on Consumer Electronics, Communications and Networks, Yichang, China: CECNet-2012. Pp. 3665–3668.
6. *Yang Y., Renfors M.* Channel equalization in wideband single-carrier transmission using a filter bank transform and a block interleaved DFE. IEEE 8th Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications, Helsinki, Finland: SPAWC-2007.
7. *Shevchenko A.A., Maslennikov R.O., Maltsev A.A., Panteleev M.V., Klyuev A.F., Vetchinkin A.G.* Comparative analysis of hardware architectures of the LDPC code decoder for IEEE 802.11 ad radio communication systems. 2014. No. 4. Pp. 153–158.
8. *Meyr H., Moeneclaey M., Fechtel S.A.* Digital Communication Receivers, Synchronization, Channel Estimation, and Signal Processing. Wiley-Interscience, 1 изд. 1997. 864 p.
9. *Kay S.M.* Fundamentals of Statistical Signal Processing, Volume I: Estimation Theory. Prentice Hall, 1st edition. 1993. 598 p.
10. Channel models for 60 GHz WLAN systems. [Electronic source]. IEEE 802.11-2009/0334r8. URL: <https://mentor.ieee.org/802.11/dcn/09/11-09-0334-08-00ad-channel-models-for-60-ghz-wlan-systems.doc> [Access date 2.12.2020].
11. *Tehrani S.S., Cockburn B.F., Bates S.* On the effects of colored noise on the performance of LDPC codes. IEEE Workshop on Signal Processing Systems Design and Implementation. 2006. Vol. 58. No. 9. Pp. 226–231.
12. Pat. No. WO2018164718A1. Single carrier physical layer block interleaver. *Gagiev I.P., Lomayev A., Kostin A., Maltsev A., Genossar M., Da Silva C., Cordeiro C.* Applied 29.09.2017; published 13.08.2018.