

АНАЛИЗ И РАЗРАБОТКА ПОЛЯ ОЦЕНКИ КАНАЛА ДЛЯ МОДУЛЯЦИИ С ОДНОЙ НЕСУЩЕЙ В IEEE 802.11AY

DOI: 10.36724/2072-8735-2021-15-3-30-39

Гагиев Ярослав Петрович,
ООО "Радио Гигабит", г. Нижний Новгород, Россия,
yaroslav.gagiev@radiogigabit.com

Manuscript received 26 October 2020;
Accepted 21 December 2020

Адёркина Анастасия Александровна,
ООО "Радио Гигабит", г. Нижний Новгород, Россия,
anastasia.aderkina@radiogigabit.com

Ключевые слова: поле оценки канала,
последовательности Голея, модуляция с одной
несущей, MIMO, IEEE 802.11ay

В данной статье описывается структура поля оценки канала для модуляции с одной несущей (SC – Single Carrier) на основе стандарта IEEE 802.11ay, позволяющая поддерживать передачу радиосигналов между устройствами с несколькими антеннами на передачу и прием (MIMO – Multiple Input Multiple Output). При создании поля оценки канала используется разработанный набор опорных последовательностей на базе комплементарных пар Голея, имеющих близкие статистические характеристики. Все последовательности из набора являются ортогональными друг другу и каждая комплементарная пара имеет дополнение со свойством нулевой кросс-корреляции между ними. Использование свойства нулевой-кросс корреляции позволяет устранить интерференцию между потоками при оценивании канала. Главным свойством разработанного набора опорных последовательностей является общая аппаратная архитектура генератора и коррелятора. Предлагаемая структура поля оценки канала является гибкой и может быть расширена на любое количество пространственных потоков на передачу. Для анализа влияния предлагаемой структуры поля оценки канала на характеристики системы было выполнено численное моделирование вероятности пакетной ошибки в зависимости от Отношения Сигнал/Шум (ОСШ) для MIMO конфигурации с двумя антеннами на прием и передачу в случае идеальной и реальной оценки канала. При выполнении работы были рассмотрены две модели канала: с лучом прямой видимости и Релеевская модель, соответствующие лучшему и худшему сценарию распространения сигнала. Было показано, что деградация рабочей точки ОСШ в зависимости от типа модуляционно-кодовой схемы лежит в пределах 0.6-1.1 дБ для модели канала с лучом прямой видимости и 0.7-1.5 дБ для Релеевской модели канала. Описанное решение принято группой стандартизации IEEE 802.11ay.

Информация об авторах:

Гагиев Ярослав Петрович, старший научный сотрудник, ООО "Радио Гигабит", г. Нижний Новгород, Россия
Адёркина Анастасия Александровна, научный сотрудник, ООО "Радио Гигабит", г. Нижний Новгород, Россия

Для цитирования:

Гагиев Я.П., Адёркина А.А. Анализ и разработка поля оценки канала для модуляции с одной несущей в IEEE 802.11AY // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2021. Том 15. №3. С. 30-39.

For citation:

Gagiev Ya.P., Aderkina A.A. (2021) Channel estimation field design for the single carrier modulation in IEEE 802.11AY. T-Comm, vol. 15, no.3, pp. 30-39. (in Russian)

Введение

Первой в мире беспроводной технологией, работающей в миллиметровом диапазоне длин волн и достигающей пропускной способности до 7 Гбит/с в полосе 2.16 ГГц, является WiGig (IEEE 802.11ad) [1], которая была разработана в 2012 г. комитетом 802.11 института инженеров по электротехнике и радиоэлектронике. Создание данной технологии привело к появлению новых сценариев использования беспроводных систем связи, требующих высокой скорости передачи данных, например, приложение Sync-n-Go для быстрой синхронизации файлов между устройствами, беспроводные док-станции, трансляции HDTV видео с низким уровнем сжатия и другие [2]. Разработанная технология WiGig имела коммерческий успех – в 2018 г. размер занимаемого рынка составил 4.8 миллиарда долларов США, а к 2024 г. ожидается достижение 7.4 млрд долл. [3]. Для реализации технологии WiGig были разработаны новые протоколы и алгоритмы для создания направленной передачи между устройствами, позволяющей компенсировать сильное затухание радиосигнала характерное при распространении в диапазоне 60 ГГц [4]. Подробный обзор WiGig может быть найден в [5]. В 2014 г. было принято решение о разработке второго поколения данной технологии – WiGig 2 (IEEE 802.11ay) [6]. Основной целью является увеличение пропускной способности до 20 Гбит/с, которая обусловлена появлением новых сценариев использования: приложения дополненной и виртуальной реальности, передача файлов на сверхкоротком расстоянии и другие [7].

Одним из основных способов увеличения пропускной способности в технологии WiGig 2 является использование множества антенн на приеме и передаче (MIMO – Multiple Input Multiple Output). Для раскрытия полного потенциала MIMO необходимо точно оценивать импульсную характеристику канала между каждой передающей и каждой принимающей антеннами на приемнике в присутствии шума, интерференции, искажений радиотракта и т.д. Качество оценки канала определяет эффективность эквалазации, демодуляции, декодирования и, следовательно, определяет надежность передачи данных. Стандартным подходом для оценивания канала на приемнике является использование пилотных символов или опорных последовательностей, не интерферирующих между собой. В данной работе описывается структура поля оценки канала, позволяющая поддержать передачу сигнала в MIMO режиме для модуляции с одной несущей (SC – Single Carrier). При выполнении работы за основу был взят протокол физического уровня IEEE 802.11ad.

Данная статья организована следующим образом. В секции I представлено краткое описание комплементарных последовательностей Голя, используемых в качестве опорных в IEEE 802.11ad. В секции II содержится описание формата поля оценки канала в системах с одной антенной на приём и передачу (SISO – Single Input Single Output). В секции III предлагается формат поля оценки канала, поддерживающего передачу данных в MIMO режиме. В секции IV описывается процедура генерации опорных последовательностей на базе комплементарных последовательностей Голя со свойством нулевой кросс-корреляции. В секции V представлены результаты численного моделирования для

анализа характеристик системы с использованием разработанного формата поля оценки канала.

I. Комплементарные последовательности Голя

В данной секции содержится краткое описание комплементарных последовательностей Голя, используемых в качестве опорных для оценивания канала. Обозначим две полифазные последовательности Ga_N и Gb_N длины $N = 2^\alpha$, состоящие из элементов конечного алфавита $\{1, e^{2\pi j/q}, \dots, e^{2\pi j(q-1)/q}\}$, где q – положительное четное число, j – мнимая единица, α – положительное целое число. Данные последовательности образуют комплементарную пару Голя [8], если сумма их апериодических автокорреляционных функций равняется нулю для любых ненулевых сдвигов:

$$R_{GaGa}(n) + R_{GbGb}(n) = 2N \cdot \delta(n), \quad (1)$$

где $\delta(n)$ – дельта-функция равная 1 для $n = 0$ и равная 0 в ином случае, $R_{XY}(n)$ – апериодическая функция корреляции между последовательностями X и Y при сдвиге со значением n :

$$R_{XY}(n) = \sum_{k=0}^{N-n-1} X(k)Y^*(k+n) \quad (2)$$

Заметим, что по отдельности функции R_{GaGa} и R_{GbGb} не являются дельта-функциями. Аналогичное свойство может быть записано в частотной области через образы дискретного преобразования Фурье (ДПФ):

$$|GA(k)|^2 + |GB(k)|^2 = 2N, \quad (3)$$

где GA_N, GB_N – ДПФ образы последовательностей Ga_N и Gb_N соответственно.

Для генерации комплементарных пар Голя длины равной степени двойки определена эффективная рекурсивная процедура:

$$\begin{aligned} A_0(n) &= \delta(n) \\ B_0(n) &= \delta(n) \\ A_k(n) &= W(k)A_{k-1}(n) + B_{k-1}(n - D(k)), \\ B_k(n) &= W(k)A_{k-1}(n) - B_{k-1}(n - D(k)) \end{aligned} \quad (4)$$

$$\begin{aligned} Ga_N &= [A_\alpha(0), A_\alpha(1), \dots, A_\alpha(N-1)] \\ Gb_N &= [B_\alpha(0), B_\alpha(1), \dots, B_\alpha(N-1)] \end{aligned}$$

где k – целое число из диапазона от 0 до $(\alpha-1)$, W – вектор из $(\alpha-1)$ комплексных весов с единичным модулем, D – вектор задержек из $(\alpha-1)$ элементов, являющихся перестановкой степеней двойки из диапазона $[2^0, 2^{\alpha-1}]$ без повторений. Заметим, что пара последовательностей Голя может быть однозначно определена с помощью векторов D и W .

Общее число последовательностей равняется числу всех возможных комбинаций векторов задержек и весовых коэффициентов $- \alpha!2^\alpha$.

Преимуществом последовательностей Голя является наличие эффективной аппаратной реализации коррелятора [9] представленной на рисунке 1. Данная схема имеет логарифмическую зависимость количества необходимых операций сложения и умножения от длины последовательности в отличие от прямой реализации по определению (2), где такая зависимость линейная.

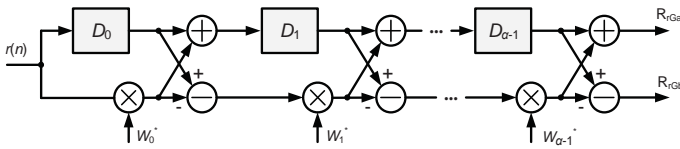


Рис. 1. Общая схема эффективного коррелятора Голя

На рисунке 1 $r(n)$ – входная последовательность, R_{rGa} , R_{rGb} – функции корреляции с последовательностями Ga_N и Gb_N соответственно, $(\cdot)^*$ – операция комплексного сопряжения. Прямоугольные блоки обозначают задержку на соответствующее количество отсчетов. Заметим, что в случае бинарного алфавита $q = 2$ значения весов так же состоят из $\{-1, +1\}$, что соответствует простому инвертированию знака и не требует операции умножения в аппаратной реализации.

Одним из свойств последовательностей Голя является существование комплементарной пары (Ga_N^2, Gb_N^2) , имеющей нулевую кросс-корреляцию относительно исходной пары последовательностей (Ga_N^1, Gb_N^1) . Пара (Ga_N^2, Gb_N^2) может быть получена из исходной путем смены знака у элементов последовательностей, стоящих на нечетных позициях, как показано ниже:

$$\begin{aligned} Ga_N^2(n) &= Ga_N^1(n), n = 0 : 2 : N - 1 \\ Ga_N^2(n) &= -Ga_N^1(n), n = 1 : 2 : N - 1 \\ Gb_N^2(n) &= Gb_N^1(n), n = 0 : 2 : N - 1 \\ Gb_N^2(n) &= -Gb_N^1(n), n = 1 : 2 : N - 1 \end{aligned} \quad (5)$$

Тогда для пар последовательностей (Ga_N^1, Gb_N^1) и (Ga_N^2, Gb_N^2) справедливы следующие соотношения:

$$\begin{aligned} R_{Ga^1Ga^1}(n) + R_{Gb^1Gb^1}(n) &= 2N \cdot \delta(n) \\ R_{Ga^2Ga^2}(n) + R_{Gb^2Gb^2}(n) &= 2N \cdot \delta(n) \\ R_{Ga^1Ga^2}(n) + R_{Gb^1Gb^2}(n) &= 0 \end{aligned} \quad (6)$$

II. ПОЛЕ ОЦЕНКИ КАНАЛА В IEEE 802.11AD

В данной секции описывается поле оценки канала стандарта связи IEEE 802.11ad используемое при SISO передаче. На рисунке 2 показана упрощенная структура радиокadra во временной области для модуляции с одной несущей с экваларизацией в частотной области.

В начале кадра к полю данных, представляющего собой последовательность SC блоков, добавляется преамбула, состоящая из двух частей: короткого тренировочного поля (STF – Short Training Field) и поля оценки канала (CEF – Channel Estimation Field).

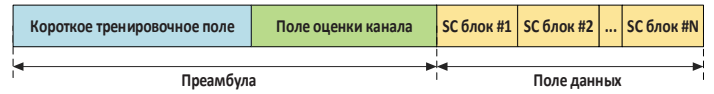


Рис. 2. Упрощенная структура радиокadra IEEE 802.11ad

Приемник использует короткое тренировочное поле для детектирования радиокadra, автоматической подстройки усиления, выполнения частотной и временной синхронизации. По принятому полю оценки канала оценивается импульсная характеристика канала и вычисляются веса эквалайзера. Структура поля оценки канала показана на рисунке 3.



Рис. 3. Поле оценки канала в IEEE 802.11ad

В качестве опорных последовательностей используются комплементарные последовательности Голя Ga_{128} и Gb_{128} длины 128, состоящие из элементов бинарного алфавита $\{-1, +1\}$ и характеризующиеся следующими векторами задержек и весов:

$$\begin{aligned} D &= [1, 8, 2, 4, 16, 32, 64] \\ W &= [-1, -1, -1, -1, +1, -1, -1] \end{aligned} \quad (7)$$

Четыре повторения последовательностей Ga_{128} и Gb_{128} с разными знаками следующие друг за другом образуют последовательности Gu_{512} и Gv_{512} . Последовательность Gv_{128} равная последовательности Gb_{128} с обратным знаком используется для сохранения циклической структуры поля оценки канала. Заметим, что последовательности Gu_{512} и Gv_{512} не являются комплементарными, но в частотной области обладают свойством:

$$|GV_{512}|^2 + |GU_{512}|^2 = 1024, \quad (8)$$

где GV_{512} , GU_{512} – образы ДПФ от последовательностей Gv_{512} и Gu_{512} соответственно.

Представленный формат поля оценки канала позволяет эффективно оценивать импульсную характеристику канала как во временной, так и в частотной областях, не накладывая ограничения на архитектуру приемника. В данной статье без ограничения общности будет рассматриваться только алгоритм оценивания канала в частотной области для упрощения математических выкладок. Основная идея в алгоритме оценки канала во временной области заключается в правильном комбинировании выходов с коррелятора с разными знаками,

чтобы выполнялось свойство (1). Подробное описание алгоритма оценки канала может быть найдено в [10].

III. ДИЗАЙН ПОЛЯ ОЦЕНКИ КАНАЛА ДЛЯ MIMO ПЕРЕДАЧИ

В данной секции описывается структура поля оценки канала для SC модуляции, поддерживающая передачу сигнала в MIMO режиме. Основные требования к разрабатываемой структуре поля оценки канала сформулированы ниже на основе технических требований к IEEE 802.11ay [11]:

1. Совместимость со структурой поля оценки канала из стандарта связи предыдущего поколения IEEE 802.11ad для сохранения обратной совместимости;
2. Существование эффективного алгоритма для оценки канала во временной и частотной областях;
3. Максимальное количество потоков при передаче одному устройству – 8.

В данной работе предлагается формат поля оценки канала, основанный на свойстве нулевой кросс-корреляции последовательностей Голея. Для иллюстрации основной идеи на рисунке 4 представлено поле оценки канала для конфигурации MIMO 2x2 с двумя антеннами на прием и передачу.

Поток #1	G_{u_1}	G_{v_1}	$-G_{b_1}$
Поток #2	G_{u_2}	G_{v_2}	$-G_{b_2}$

Рис. 4. Поле оценки канала для конфигурации MIMO 2x2

Последовательности G_{u_1} , G_{v_1} и G_{u_2} , G_{v_2} составлены из комплементарных пар последовательностей Голея G_{a_1} , G_{b_1} и G_{a_2} , G_{b_2} длины 128 соответственно, имеющих нулевую кросс-корреляцию между собой. Заметим, что последовательности G_{u_1} , G_{v_1} , G_{u_2} , G_{v_2} имеют такую же структуру как на рисунке 3.

Представленный формат поля оценки канала позволяет оценивать канал как во временной, так и в частотной областях. Для простоты описания алгоритма рассмотрим оценку канала в частотной области. Обозначим ДПФ образы последовательностей (G_{u_i}, G_{v_i}) во временной области как U_i и V_i соответственно. Принятые сигналы Y_u , Y_v в частотной области на первой принимающей антенне приемника могут быть записаны как:

$$\begin{aligned} Y_u &= H_{11}U_1 + H_{12}U_2 + Z_1, \\ Y_v &= H_{11}V_1 + H_{12}V_2 + Z_2 \end{aligned} \quad (9)$$

где H_{11} и H_{12} – коэффициенты канала между первой передающей и первой принимающей антеннами и между первой передающей и второй принимающей антеннами, Z_1 , Z_2 – вектора отсчетов аддитивного белого гауссовского шума (АБГШ) на первой и второй принимающих антеннах соответственно. Оценка канала для коэффициента H_{11} может быть выполнена с помощью согласованной фильтрации принятого сигнала с векторами U_1 и V_1 как показана ниже:

$$\hat{H}_{11} = YuU_1^* + YvV_1^* \quad (10)$$

$$\hat{H}_{11} = H_{11} \underbrace{(U_1U_1^* + V_1V_1^*)}_{=1} + H_{12} \underbrace{(U_2U_1^* + V_2V_1^*)}_{=0} + Z_1U_1^* + Z_2U_1^*, \quad (11)$$

где \hat{H}_{11} – оценка канального коэффициента H_{11} . Заметим, что за счет свойства нулевой кросс-корреляции между исходными последовательностями Голея, полностью устраняется интерференция между потоками, соответствующая второму слагаемому в (11). Аналогичным образом может быть вычислена оценка канала для коэффициента H_{12} как показано ниже:

$$\hat{H}_{12} = YuU_2^* + YvV_2^* \quad (12)$$

$$\hat{H}_{12} = H_{12} \underbrace{(U_2U_2^* + V_2V_2^*)}_{=1} + H_{11} \underbrace{(U_1U_2^* + V_1V_2^*)}_{=0} + Z_1U_2^* + Z_2V_2^* \quad (13)$$

Оценка канальных коэффициентов H_{21} и H_{22} вычисляется аналогичным образом.

Обобщение формата поля оценки канала для конфигурации MIMO 4x4 показано на

Рис. 5. К оригинальным парам последовательностей Голея (G_{a_1}, G_{b_1}) и (G_{a_2}, G_{b_2}) добавлены пары (G_{a_3}, G_{b_3}) и (G_{a_4}, G_{b_4}) , обладающие свойством нулевой кросс-корреляции между собой. Дополнительно все используемые последовательности являются ортогональными друг другу.

	← Временной интервал T1			← Временной интервал T2 →		
Поток #1	G_{u_1}	G_{v_1}	$-G_{b_1}$	G_{u_1}	G_{v_1}	$-G_{b_1}$
Поток #2	G_{u_2}	G_{v_2}	$-G_{b_2}$	G_{u_2}	G_{v_2}	$-G_{b_2}$
Поток #3	G_{u_3}	G_{v_3}	$-G_{b_3}$	$-G_{u_3}$	$-G_{v_3}$	$+G_{b_3}$
Поток #4	G_{u_4}	G_{v_4}	$-G_{b_4}$	$-G_{u_4}$	$-G_{v_4}$	$+G_{b_4}$

Рис. 5. Поле оценки канала для конфигурации MIMO 4x4

В данном случае поле оценки канала состоит из двух временных интервалов $T1$ и $T2$. Во время интервала $T1$ поле оценки канала имеет структуру аналогичную рассмотренной выше. Во время интервала $T2$ поля оценки канала для потоков с номерами 3 и 4 имеют инвертированный знак и обозначены на рисунке серым цветом. Рассмотрим оценку канала в частотной области для первой принимающей антенны. Принятые сигналы в частотной области на интервалах $T1$ и $T2$ могут быть записаны следующим образом:

$$\begin{cases} Y_{u_{T1}} = H_{11}U_1 + H_{12}U_2 + H_{13}U_3 + H_{14}U_4 + Z_{1,T1} \\ Y_{u_{T2}} = H_{11}U_1 + H_{12}U_2 - H_{13}U_3 - H_{14}U_4 + Z_{1,T2} \\ Y_{v_{T1}} = H_{11}V_1 + H_{12}V_2 + H_{13}V_3 + H_{14}V_4 + Z_{2,T1} \\ Y_{v_{T2}} = H_{11}V_1 + H_{12}V_2 - H_{13}V_3 - H_{14}V_4 + Z_{2,T2} \end{cases} \quad (14)$$

Оценка канала для коэффициента H_{11} может быть записана как показано ниже:

$$\hat{H}_{11} = \frac{1}{2} \left((Y_{u_{T1}} U_1^* + Y_{v_{T1}} V_1^*) + (Y_{u_{T2}} U_1^* + Y_{v_{T2}} V_1^*) \right) \quad (15)$$

Суммирование с сигналами со второго временного интервала позволяет убрать интерференцию между потоками с антенн с номерами 3 и 4. Аналогичные выражения могут быть записаны для оценок канала H_{12} , H_{13} , H_{14} .

$$\hat{H}_{12} = \frac{1}{2} \left((Y_{u_{T1}} U_2^* + Y_{v_{T1}} V_2^*) + (Y_{u_{T2}} U_2^* + Y_{v_{T2}} V_2^*) \right) \quad (16)$$

$$\hat{H}_{13} = \frac{1}{2} \left((Y_{u_{T1}} U_3^* + Y_{v_{T1}} V_3^*) - (Y_{u_{T2}} U_3^* + Y_{v_{T2}} V_3^*) \right) \quad (17)$$

$$\hat{H}_{14} = \frac{1}{2} \left((Y_{u_{T1}} U_4^* + Y_{v_{T1}} V_4^*) - (Y_{u_{T2}} U_4^* + Y_{v_{T2}} V_4^*) \right) \quad (18)$$

Оценка канальных коэффициентов для остальных принимающих антенн вычисляется аналогичным образом.

Расширение поля оценки канала до максимальной конфигурации MIMO 8x8 с восьмью антеннами на прием и передачу показано на рисунке 6.

Заметим, что поддержка максимального порядка 8x8 является техническим ограничением, а не ограничением самого метода построения.

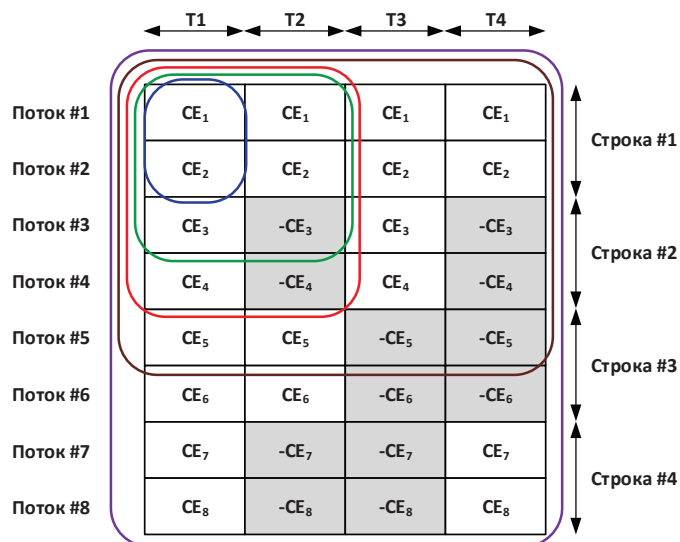


Рис. 6. Структура поля оценки канала для произвольной конфигурации MIMO

На рисунке 6 CE_i – элементарное поле оценки канала для пространственного потока с номером i со структурой показанной на рисунке 3, позволяющая сохранить обратную совместимость со стандартом IEEE 802.11ad. В представленной структуре для оценки канала в случае двух потоков требуется один временной сегмент $T1$, для случая от 3 до 4 по-

токов – два временных сегмента $T1$ и $T2$, а для конфигурации с количеством потоков от 5 до 8 – четыре сегмента $T1$, $T2$, $T3$, $T4$. Заметим, что знак каждой секции соответствует знаку соответствующего элемента из матрицы Адамара:

$$P = \begin{matrix} T1 & T2 & T3 & T \\ \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 \end{bmatrix} & \begin{matrix} \text{строка \#1} \\ \text{строка \#2} \\ \text{строка \#3} \\ \text{строка \#4} \end{matrix} \end{matrix} \quad (19)$$

IV. ДИЗАЙН ОПОРНЫХ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЕЙ

В данной секции описывается метод построения набора опорных последовательностей на базе комплементарных последовательностей Голея со свойством нулевой кросс-корреляции для структуры поля оценки канала, описанной в секции IV. Следующие требования могут быть сформулированы к набору опорных последовательностей, состоящему из $M = 8$ последовательностей:

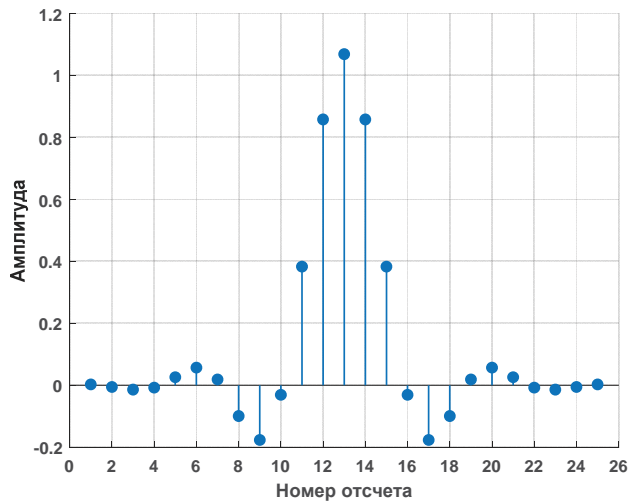
1. Все пары (Ga_i, Gb_i) из набора являются комплементарными парами для $i = 1:M$;
2. Все последовательности ортогональны друг другу, т. е. скалярное произведение $Ga_i \cdot Ga_j = 0$, $Gb_i \cdot Gb_j = 0$, $Ga_i \cdot Gb_j = 0$ для всех $i \neq j$;
3. Каждая комплементарная пара (Ga_i, Gb_i) из набора должна иметь дополнение со свойством нулевой кросс-корреляции. Данное свойство требуется форматом поля оценки канала;
4. Оригинальная пара Голеевских последовательностей из IEEE 802.11ad, определенная в секции III, должна быть частью разрабатываемого набора для поддержки обратной совместимости;
5. Все последовательности из набора должны иметь одинаковый вектор задержек $D = [1, 8, 2, 4, 16, 32, 64]$ для сохранения аппаратной реализации коррелятора.
6. Все последовательности из набора должны иметь одинаковое количество $+1/-1$ единиц, чтобы сохранить такое же смещение среднего как у оригинальной пары последовательностей;
7. Все последовательности после интерполирующего фильтра на передатчике должны иметь схожие статистические характеристики.

Для формирования набора комплементарных последовательностей предлагается выполнять полный перебор различных векторов W , состоящих из $+1/-1$, при фиксированном векторе задержек D , используя рекурсивную процедуру генерации (4). Общее количество векторов для перебора равняется 127 без учета исходных последовательностей Ga_{128} и Gb_{128} . Целью перебора является составление набора кандидатов из взаимно ортогональных последовательностей Голея с одинаковым средним значением для последующего отбора четырех пар последовательностей по следующим характеристикам:

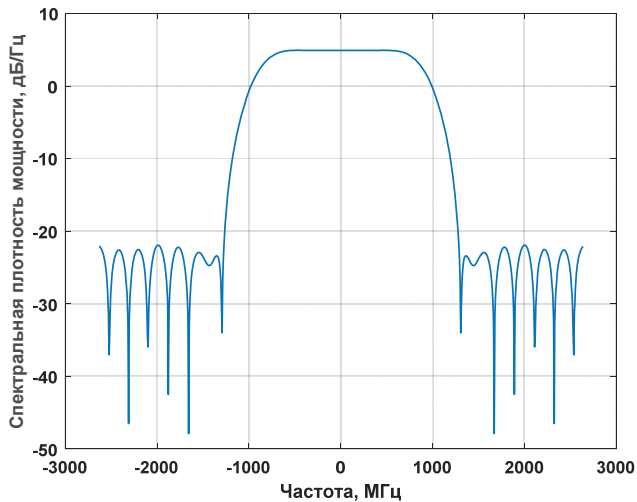
- Пик-фактор (PAPR – Peak to Average Power Ratio) после свертки с интерполирующим фильтром;

- Отношение пиковой мощности к суммарной (PTRP – Peak to Total Power Ratio) после согласованной фильтрации на приемнике;
- Отношение мощности основного отсчета ко второму наиболее значимому после согласованной фильтрации на приемнике;
- К-фактор – отношение мощности основного отсчета к суммарной мощности после согласованной фильтрации на приемнике.

В качестве цифрового интерполирующего фильтра используется функция приподнятый косинус для увеличения частоты дискретизации сигнала в 1.5 раза [12]. Используемая импульсная характеристика определена в [1], импульсная характеристика фильтра и частотный отклик показаны на рисунке 7.



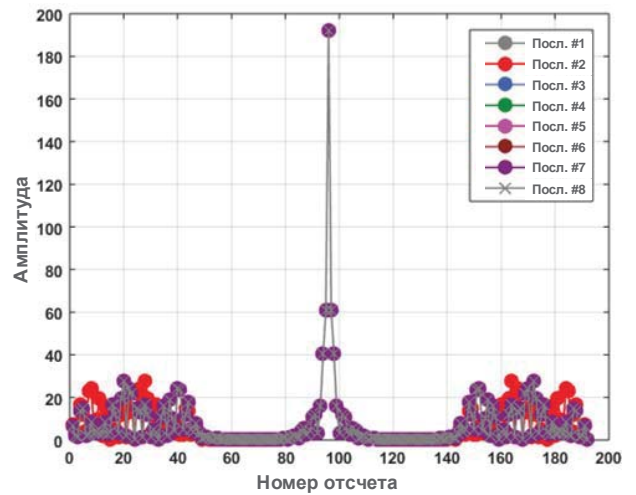
а) Импульсная характеристика



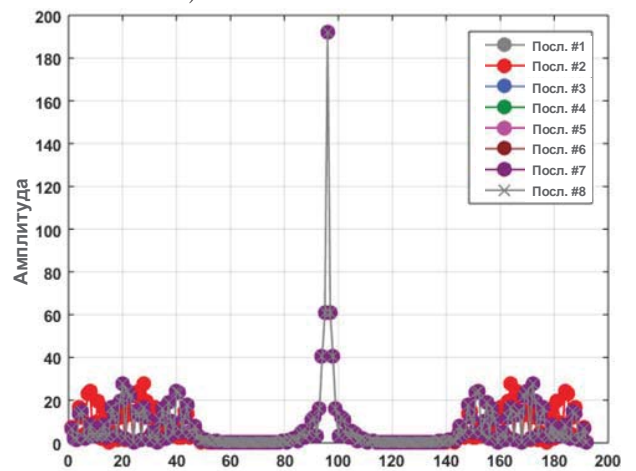
б) Частотная характеристика

Рис. 7. Характеристика интерполирующего фильтра

На рисунке 8 показаны выходы с согласованных фильтров для восьми последовательностей в наборе для веток А и В соответственно. Видно, что все последовательности в наборе имеют схожие автокорреляционные свойства за исключением небольших вариаций в боковых лепестках.



а) Ga последовательность



б) Gb последовательности

Рис. 8. Выход коррелятора

Затем четыре последовательности со свойством нулевой кросс-корреляции добавляются к уже выбранным четырем парам последовательностей, используя правило (5), чтобы создать набор из восьми пар.

Таблица 1

Характеристики последовательностей Голея длины 128 из разработанного набора

№	W вектор	PAPR, дБ	PTPR, дБ	P_{main}/P_{second} , дБ	К-фактор, дБ
1	$[-1,-1,-1,-1,+1,-1,-1]^*$	1.3898/1.3898	-2.7254/-2.7248	6.9065/6.9092	0.5899/0.5911
2	$[+1 -1,-1,-1,+1,-1,-1]$	1.3897/1.3897	-2.7244/-2.7246	6.9077/6.9081	0.5893/0.5890
3	$[-1,-1,-1,+1,-1,-1,+1]$	1.3897/1.3897	-2.7250/-2.7251	6.9068/6.9085	0.5895/0.5904
4	$[+1,-1,-1,+1,-1,-1,+1]$	1.3898/1.3898	-2.7246/-2.7250	6.9079/6.9076	0.5903/0.5897
5	$[-1,-1,-1,+1,-1,+1,+1]$	1.3898/1.3898	-2.7252/-2.7253	6.9080/6.9076	0.5899/0.5818
6	$[+1,-1,-1,+1,-1,+1,+1]$	1.3897/1.3897	-2.7247/-2.7251	6.9075/6.9073	0.5891/0.5985
7	$[1,-1,-1,+1,+1,+1,-1]$	1.3898/1.3898	-2.7244/-2.7252	6.9082/6.9077	0.5898/0.5944
8	$[+1 -1,-1,+1,+1,+1,-1]$	1.3897/1.3897	-2.7254/-2.7252	6.9081/6.9075	0.5926/0.5919

V. АНАЛИЗ СИСТЕМНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК

В данной секции анализируются характеристики системы, представленные в виде зависимостей вероятности пакетной ошибки от ОСШ, при реальном оценивании канала в частотной области по структуре поля описанной в секции IV. При выполнении исследования используется только конфигурация ММО 2x2, так как все остальные конфигурации получены методом расширения базовой.

A. Параметры моделирования

Параметры для численного моделирования представлены в таблице 2.

Таблица 2

Параметры моделирования

Параметр	Значение
Размер пакета, байт	8192
Частота следования символов, ГГц	1,76
Полоса передачи, ГГц	2,16
Частота следования отсчетов, ГГц	2,64
Конфигурация	ММО 2x2
Критерий ММО эквализации	Минимум среднеквадратической ошибки
Схема канального кодирования	Коды с низкой плотностью проверок на четность
Алгоритм декодирования	Распространение доверия, 20 итераций
Тип оценки канала	Идеальная, реальная
Модель канала	Канал с лучом прямой видимости, Релеевский канал, среднеквадратическая задержка 3 нс
Модель шума	АБГШ

Набор модуляционно-кодовых схем (MCS – Modulation and Coding Scheme), определяющих тип цифровой модуляции и скорость помехоустойчивого кодирования содержится в таблице 3. Набор предложенных для моделирования схем состоит из трех видов модуляций: двоичная фазовая модуляция (ДФМ), квадратурная фазовая (КФМ) и квадратурная амплитудная (КАМ) в комбинации с различными скоростями кодирования.

Таблица 3

Набор модуляционно-кодовых схем

Номер MCS	Тип модуляции	Скорость кодирования
1	ДФМ	1/4
2	ДФМ	1/2
3	ДФМ	5/8
4	ДФМ	3/4
5	ДФМ	13/16
6	КФМ	1/2
7	КФМ	5/8
8	КФМ	3/4
9	КФМ	13/16
10	КАМ	1/2
11	КАМ	5/8
12	КАМ	3/4

В качестве интерполирующего фильтра используется фильтр показанный на рисунке 7. При моделировании рассматриваются две ММО модели каналов.

Первая модель – это модель с лучом прямой видимости, канальная матрица которой записывается следующим образом:

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} e^{j\varphi_{11}} & \alpha e^{j\varphi_{12}} \\ \alpha e^{j\varphi_{21}} & e^{j\varphi_{22}} \end{bmatrix}, \quad (20)$$

где φ_{ij} – фаза канала между j -ой антенной на передатчике и i -ой на приемнике, α – величина ослабления слагаемых на побочной диагонали. В данной модели предполагается, что фазы независимые случайные величины с равномерным распределением от 0 до 2π . Коэффициент ослабления α предполагается равным -10 дБ. Вторая модель – это Релеевский канал, который описывается следующей канальной матрицей:

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} H_{11} & H_{12} \\ H_{21} & H_{22} \end{bmatrix}, \quad (21)$$

где H_{ij} – импульсная характеристика канала между j -ой антенной на передатчике и i -ой на приемнике с Релеевским распределением и среднеквадратической задержкой 3 нс. В данной модели предполагается, что все реализации каналов независимые.

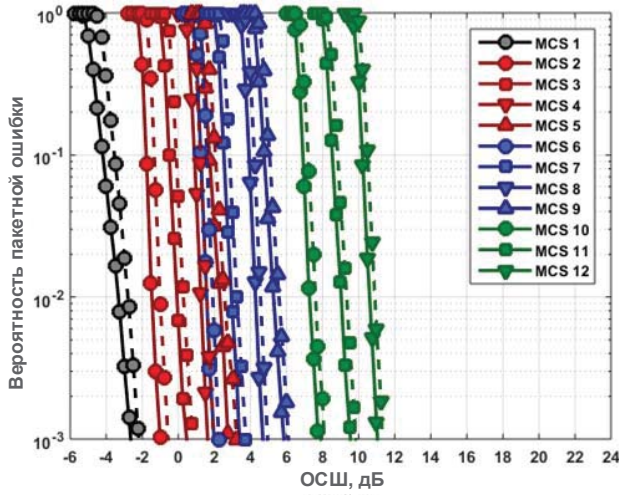
B. Результаты моделирования

В качестве опорных результатов для сравнения на рисунке 9 представлены результаты моделирования вероятности пакетной ошибки для SISO случая на базе исходного поля оценки канала из IEEE 802.11ad. Сплошные линии соответствуют идеальной оценке канала, пунктирные линии – реальной оценке канала. В качестве целевого уровня вероятности пакетной ошибки используется значение 1%, так как с практической точки зрения этого уровня достаточно для устойчивой работы финальной системы с использованием повторной передачи.

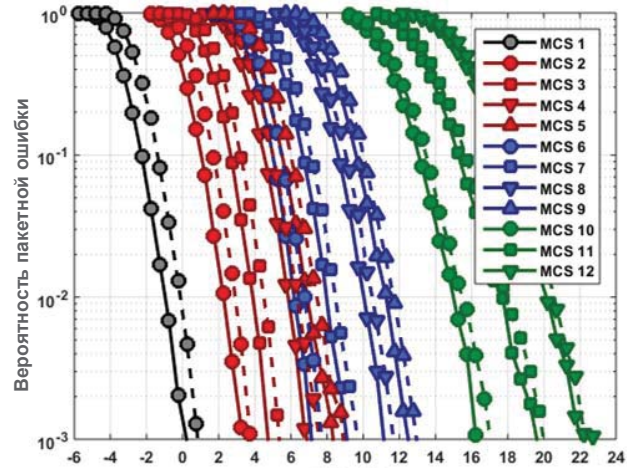
В канале с лучом прямой видимости минимальная и максимальная деградации по ОСШ для уровня пакетной ошибки 1% составляют примерно 0.3 и 0.5 дБ соответственно. В случае Релеевской модели канала минимальная деградация по ОСШ ~ 0.4 дБ, максимальная ~ 0.9 дБ.

Результаты моделирования пакетной ошибки для конфигурации ММО 2x2 с интервалом оценивания $T = T1$ показаны на рисунке 10. В канале с лучом прямой видимости минимальная и максимальная деградации по ОСШ для уровня пакетной ошибки 1% составляют примерно 0.6 и 1.1 дБ соответственно. В случае Релеевской модели канала минимальная деградация по ОСШ ~ 0.7 дБ, максимальная ~ 1.5 дБ.

Из полученных результатов видно, что значения деградации увеличились по сравнению с SISO случаем из-за большей зашумленности оценок канала как видно, например, из (11) и (13), но остаются по-прежнему приемлемыми. Для проверки того, что деградация вызвана действительно большим шумом при оценивании на рисунке 11 показаны вероятности пакетной ошибки для конфигурации ММО 2x2 с интервалом оценивания $T = T1+T2$. В канале с лучом прямой видимости минимальная и максимальная деградации по ОСШ для уровня пакетной ошибки 1% составляют примерно 0.3 и 0.6 дБ соответственно. В случае Релеевской модели канала минимальная деградация по ОСШ ~ 0.3 дБ, максимальная ~ 0.8 дБ. Увеличение интервала оценивания позволяет получить деградацию из-за реальной оценки канала аналогичную SISO случаю.

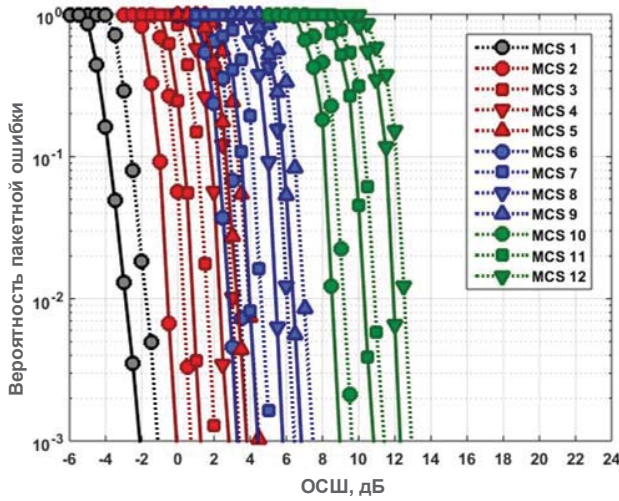


а) Канал с лучом прямой видимости

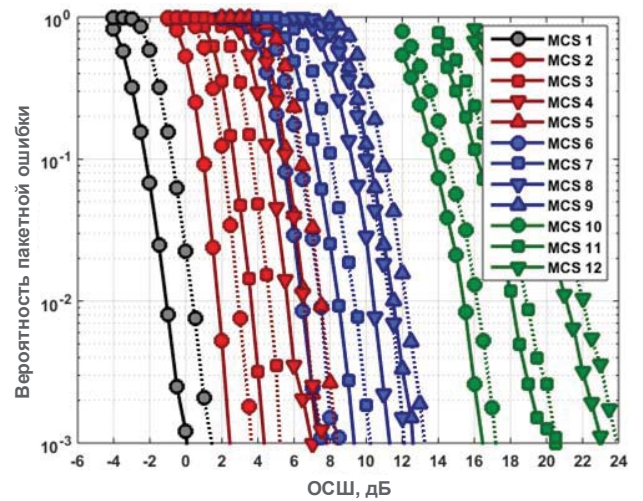


б) Релеевский канал

Рис. 9. Вероятность пакетной ошибки в SISO случае

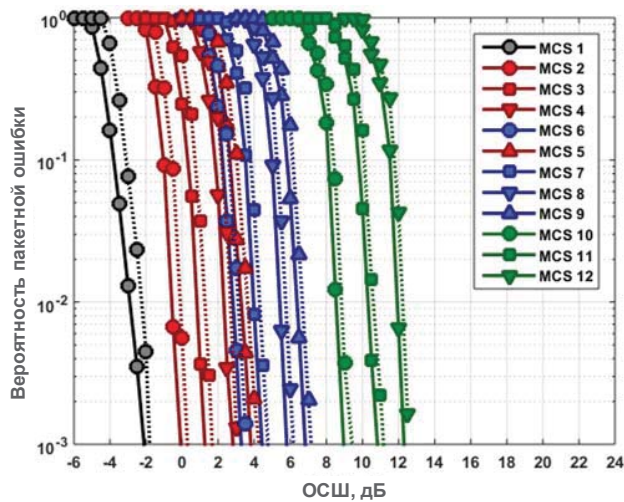


а) Канал с лучом прямой видимости

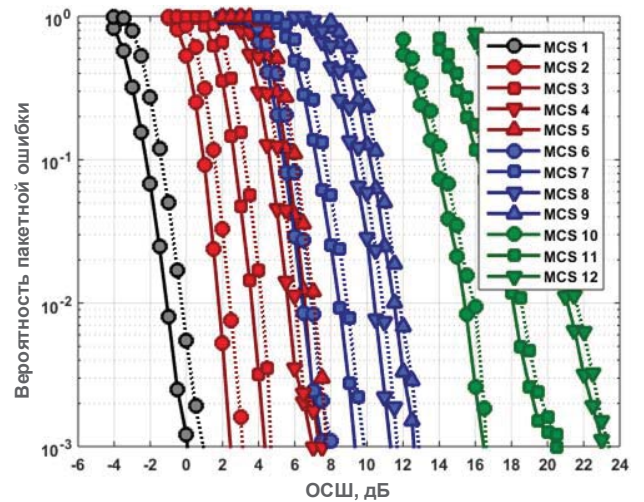


б) Релеевский канал

Рис. 10. Вероятность пакетной ошибки в MIMO случае, $T = T_1$



а) Канал с лучом прямой видимости



б) Релеевский канал

Рис. 11. Вероятность пакетной ошибки в MIMO случае, $T = T_1 + T_2$

Суммарные значения деградации относительно идеальной оценки канала представлены в таблице 4.

Таблица 4

Деградация ОСШ по уровню пакетной ошибки 1%

MCS	SISO, T = T1		2x2 MIMO, T = T1		2x2 MIMO, T = T1+T2	
	Канал с лучом прямой видимости, дБ	Релеевский канал	Канал с лучом прямой видимости, дБ	Релеевский канал, дБ	Канал с лучом прямой видимости	Релеевский канал, дБ
1	0.5	0.9	1.1	1.5	0.6	0.8
2	0.5	0.6	0.9	1.1	0.5	0.6
3	0.4	0.6	0.8	1.0	0.5	0.6
4	0.3	0.5	0.7	1.0	0.4	0.5
5	0.3	0.5	0.6	0.9	0.3	0.5
6	0.3	0.5	0.7	1.1	0.3	0.5
7	0.3	0.5	0.6	0.9	0.3	0.4
8	0.3	0.4	0.6	0.9	0.3	0.5
9	0.3	0.5	0.6	0.7	0.3	0.3
10	0.3	0.4	0.6	0.7	0.3	0.4
11	0.3	0.4	0.6	0.8	0.3	0.4
12	0.3	0.4	0.6	0.9	0.3	0.5

Выводы

В данной работе представлена структура поля оценки канала на основе ортогональных последовательностей Голя со свойством нулевой кросс-корреляции, позволяющее эффективно оценивать канал при передаче сигнала в MIMO режиме. Важной особенностью данного дизайна является возможность расширения для любых конфигураций MIMO.

В результате численного моделирования было показано, что в зависимости от ОСШ деградация вероятности пакетной ошибки по уровню 1% составляет 0.6-1.1 дБ в случае канала с лучом прямой видимости и 0.7-1.5 дБ в случае Релеевской модели канала. Представленная структура поля оценки канала была принята группой стандартизации IEEE 802.11ay.

Литература

1. 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
2. Task Group ad, "IEEE 802.11 TGad Usage model", May 2009, doc.: IEEE 802.11-2009/0583r0. Available: <https://mentor.ieee.org/802.11/dcn/09/11-09-0583-00-00ad-tgad-usage-model.ppt>
3. Wireless Gigabit (WiGig) Market Size To Reach \$7.42 Billion By 2024, Grand View Research. 2016. Available: <https://www.grandviewresearch.com/press-release/global-wireless-gigabit-wigig-market> (дата обращения: 30.09.2020).
4. Rappaport T.S. et al., Millimeter wave wireless communications, Prentice Hall, 2015 680 p.
5. Nitsche T. et al. IEEE 802.11ad: directional 60 GHz communication for multi-Gigabit-per-second Wi-Fi // IEEE Communications Magazine, vol. 52, no 12, pp. 132–141, December 2014.
6. IEEE Std. P802.11ay-2019: 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 7: Enhanced throughput for operation in 16 license-exempt bands above 45 GHz – 2019. Available: https://standards.ieee.org/project/802_11ay.html
7. Task Group ay, "IEEE 802.11 TGay Usage Scenarios", Aug. 2017, doc.: IEEE 802.11-2015/0625r7. Available: <https://mentor.ieee.org/802.11/dcn/15/11-15-0625-07-00ay-ieee-802-11-tgay-usage-scenarios.pptx>
8. Golay M. Complementary series // IRE Transactions on Information Theory, vol. 7, no. 2, pp. 82-87, April 1961.
9. Budisin S.Z. Efficient pulse compressor for Golay complementary sequences // Electronics Letters, vol. 27, no. 3, pp. 219-220. January. 1991.
10. Guan X. et al. High-speed structure of channel estimation and equalization for 60 GHz SC-FDE transmission // 2013 International Conference on Computational Problem-Solving (ICCP), pp. 211-214, October 2013.
11. Task Group ay, "IEEE 802.11 Specification Framework for TGay", Dec. 2016, doc.: IEEE 802.11-2015/1258r9. Available: <https://mentor.ieee.org/802.11/dcn/15/11-15-1358-09-00ay-specification-framework-for-tgay.doc>
12. Meyr H. et al. "Digital Communication Receivers, Synchronization, Channel Estimation, and Signal Processing", Wiley-Interscience, 1st Edition, 1997, 864 p.

CHANNEL ESTIMATION FIELD DESIGN FOR THE SINGLE CARRIER MODULATION IN IEEE 802.11ay

Yaroslav Gagiev, Radio Gigabit LLC, Nizhny Novgorod, Russia, yaroslav.gagiev@radiogigabit.com
Anastasia Aderkina, Radio Gigabit LLC, Nizhny Novgorod, Russia, anastasia.aderkina@radiogigabit.com

Abstract

This paper describes structure of a channel estimation field for the single carrier (SC) modulation based on the IEEE 802.11ad standard supporting transmission of radio signals between devices with multiple antennas for transmission and reception (MIMO - Multiple Input Multiple Output). Channel estimation field design uses a developed set of reference sequences based on complementary Golay pairs having similar statistical characteristics. All sequences are orthogonal to each other and each complementary pair has a pair in the set with zero cross-correlation property between them. Usage of this property allows to cancel out interstream interference during channel estimation procedure. A key property of the developed set is a common hardware architecture for a generator and correlator. Proposed structure of the channel estimation field is flexible and can be extended to arbitrary number of spatial streams for transmission. To analyze influence of the proposed channel estimation field on system performance, dependence of packet error rate on signal to noise ratio (SNR) was simulated for MIMO configuration with two transmit and two receive antennas for real and ideal channel estimations. System performance is analyzed in two channel models: the line of sight channel and the Rayleigh channel corresponding to the best and worst case of the signal propagation. It was shown that degradation of the SNR operating points depending on a modulation-coding scheme is in range 0.6-1.1 dB for the line of sight channel model and 0.7-1.5 dB for the Rayleigh channel model. This solution is already adopted by the IEEE 802.11ay standardization group.

Keywords: channel estimation field; Golay sequences; single carrier modulation; MIMO; IEEE 802.11ay

References

1. 802.11 WG – Wireless LAN Working Group. (2012). 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. [online]. Available: https://standards.ieee.org/standard/802_11ad-2012.html
2. Task Group ad, (2009). IEEE 802.11 TGad Usage model [online]. IEEE 802.11-2009/0583r0. [Viewed 1 October 2020]. Available: <https://mentor.ieee.org/802.11/dcn/09/11-09-0583-00-00ad-tgad-usage-model.ppt>
3. Corporate Author, (2016). Wireless Gigabit (WiGig) Market Size To Reach \$7.42 Billion By 2024 [online], Grand View Research. [Viewed 30 September 2020]. Available: <https://www.grandviewresearch.com/press-release/global-wireless-gigabit-wigig-market>
4. Rappaport, T., Heath, Jr. R., Daniels, R. and Murdock, J., (2015). Millimeter wave wireless communications. Prentice Hall.
5. Nitsche, T., Cordeiro, C., Flores, A. B. and Knightly, E. W. (2014). IEEE 802.11ad: directional 60 GHz communication for multi-Gigabit-per-second Wi-Fi. IEEE Communications Magazine [online]. 52(12). 132-141. [Viewed 1 October 2020]. Available: doi: 10.1109/MCOM.2014.6979964.
6. 802.11 WG - Wireless LAN Working Group. (2019). IEEE Std. P802.11ay-2019: 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 7: Enhanced throughput for operation in 16 license-exempt bands above 45 GHz. [online]. Available: https://standards.ieee.org/project/802_11ay.html
7. Task Group ay, (2017). IEEE 802.11 TGay Usage Scenarios. [online]. IEEE 802.11-2015/0625r7. [Viewed 1 October 2020]. Available: <https://mentor.ieee.org/802.11/dcn/15/11-15-0625-07-00ay-ieee-802-11-tgay-usage-scenarios.pptx>
8. Golay, M. (1961). Complementary series. IRE Transactions on Information Theory [online]. 7(2). 82-87. [Viewed 1 October 2020]. Available: doi: 10.1109/TIT.1961.1057620.
9. Budisin, S.Z. (1991). Efficient pulse compressor for Golay complementary sequences. Electronics Letters [online]. 27(3). 219-220. [Viewed 1 October 2020]. Available: doi: 10.1049/el:19910142
10. Guan, X., Zhang, Ch. and Jin, D. (2013). High-speed structure of channel estimation and equalization for 60 GHz SC-FDE transmission. 2013 International Conference on Computational Problem-Solving (ICCP), 26-28 October 2013, Jiuzhai, China. [online]. Institute of Electrical and Electronics Engineers. pp. 211-214. [Viewed 1 October 2020]. Available: doi: 10.1109/ICCP.2013.6893577.
11. Task Group ay, (2016). IEEE 802.11 Specification Framework for TGay. [online]. IEEE 802.11-2015/1258r9. [Viewed 1 October 2020]. Available: <https://mentor.ieee.org/802.11/dcn/15/11-15-1358-09-00ay-specification-framework-for-tgay.doc>
12. Meyr, H., Moeneclaey, M. and Fechtel, S. A., (1997). Digital Communication Receivers: Synchronization, Channel Estimation, and Signal Processing. 1st Edition. Wiley-Interscience.

Information about authors:

Yaroslav Gagiev, Senior Research Engineer, Radio Gigabit LLC, Nizhny Novgorod, Russia
Anastasia Aderkina, Research Engineer, Radio Gigabit LLC, Nizhny Novgorod, Russia