

Научная статья

УДК 621.396

DOI:10.31854/1813-324X-2023-9-2-23-39



Прототип приемо-передающего оборудования скоростной передачи данных в частотном диапазоне 57–64 ГГц

- Олесья Викторовна Болховская, obol@rf.un.ru
- Григорий Александрович Ермолаев, gregory.a.ermolaev@gmail.com
- Сергей Николаевич Трушков, trushkovsn@gmail.com
- Александр Александрович Мальцев, maltsev@rf.un.ru

Национальный исследовательский Нижегородский государственный университет им. Н.И. Лобачевского, Нижний Новгород, 603950, Российская Федерация

Аннотация: Целью настоящей работы является создание и исследование характеристик прототипа приемо-передающего оборудования с программно-определяемым функционалом, работающего в миллиметровом диапазоне длин волн в сетях скоростной передачи данных. В ходе работы были решены задачи разработки и программной реализации алгоритмов цифровой обработки сигналов и аппаратной части, проведены экспериментальные измерения характеристик и полевые испытания прототипа. Экспериментальные исследования показали, что разработанное оборудование осуществляет передачу и прием сигналов в диапазоне частот 57–64 ГГц с возможностью дискретного изменения полосы частот сигналов: 100, 200, 400, 800 МГц и поддерживает 12 сигнально-кодовых конструкций с применением кодов с малой плотностью проверки на четность. Применение адаптивного алгоритма демодуляции и декодирования в радиоприемнике позволило повысить эффективность передачи сигналов и уменьшить вероятность пакетных ошибок в два раза. Разработанный прототип обеспечивает скорость передачи данных в пакете 2 Гбит/с на расстояниях до 100 м и 500 Мбит/с на расстояниях до 300 м.

Ключевые слова: системы радиосвязи, миллиметровый диапазон длин волн, скоростная передача данных, приемо-передающее оборудование, алгоритмы цифровой обработки сигналов

Финансирование: Исследование выполнено при финансовой поддержке РФФИ в рамках научного проекта № 20-32-90197.

Ссылка для цитирования: Болховская О.В., Ермолаев Г.А., Трушков С.Н., Мальцев А.А. Прототип приемо-передающего оборудования скоростной передачи данных в частотном диапазоне 57–64 ГГц // Труды учебных заведений связи. 2023. Т. 9. № 2. С. 23–39. DOI:10.31854/1813-324X-2023-9-2-23-39

Prototype of High-Speed Data Transmission Receiving and Transmitting Equipment in the 57–64 GHz Frequency Range

- Olesya Bolkhovskaya, obol@rf.un.ru
- Gregory Ermolaev, gregory.a.ermolaev@gmail.com
- Sergey Trushkov, trushkovsn@gmail.com
- Alexander Maltsev, maltsev@rf.un.ru

Lobachevsky State University of Nizhny Novgorod, Nizhny Novgorod, 603950, Russian Federation

Abstract: The purpose of this work is to create and study the characteristics of a prototype of receiving and transmitting equipment operating in the millimeter wavelength range in high-speed data transmission networks. During the work, the task of developing and software implementation of digital signal processing algorithms was solved, the hardware part was developed and implemented, experimental measurements of characteristics and field tests of the prototype were carried out. Experimental studies have shown that the developed equipment transmits and receives signals in the frequency range 57–64 GHz with the possibility of discrete change of the signal frequency bandwidth: 100, 200, 400, 800 MHz and supports 12 modulation and coding schemes with low-density parity check code. The use of an adaptive algorithm for demodulation and decoding at the receiver made it possible to increase the efficiency of signal transmission and reduce the probability of packet errors by half. The developed prototype provides a data transmission rate of 2 Gbit/s at distances up to 100 m and of 500 Mbit/s at distances up to 300 m.

Keywords: radio communication systems, millimeter wavelength range, high-speed data transmission, receiving and transmitting equipment, digital signal processing algorithms

Funding: This research was funded by RFBR according to the research project No. 20-32-90197.

For citation: Bolkhovskaya O., Ermolaev G., Trushkov S., Maltsev A. Prototype of High-Speed Data Transmission Receiving and Transmitting Equipment in the 57–64 GHz Frequency Range. *Proc. of Telecom. Universities*. 2023;9(2):23–39. (in Russ.) DOI:10.31854/1813-324X-2023-9-2-23-39

Введение

Мобильные системы связи 5-го поколения (5G) должны обеспечивать передачу данных со скоростями в несколько гигабит в секунду. Такие скорости могут быть достигнуты путем перехода систем связи в миллиметровый диапазон длин волн с использованием существенно более широкополосных сигналов и особой гетерогенной архитектуры сети [1–3]. До недавнего времени миллиметровый диапазон практически не использовался в мобильных системах связи из-за отсутствия доступной элементной базы, необходимой для создания относительно дешевых средств генерации, приема и обработки сигналов. Однако развитие полупроводниковых технологий и прогресс в области изготовления радиочастотных (РЧ) интегральных схем обеспечили возможность серийного производства радиокомпонент миллиметрового диапазона с рабочей частотой 60 ГГц и выше [4]. Появление дешевых и компактных передатчиков сделало миллиметровый диапазон привлекательным для создания новых беспроводных систем связи.

Следует также отметить, что в миллиметровом диапазоне есть малоиспользуемые современными радиоэлектронными средствами участки спектра. Так, в диапазоне частот 57–64 ГГц наблюдается сильное затухание радиоволн (до 15 дБ на 1 км), обусловленное резонансным поглощением излучения молекулами кислорода, спектральные линии которых находятся в окрестности частоты 60 ГГц. Это делает данный диапазон малоприспособленным для беспроводной передачи данных на большие расстояния (более километра). Поэтому во многих странах мира диапазон 57–64 ГГц является нелицензионным или существуют упрощенные процедуры оформления разрешительных документов на его практическое использование. Однако резо-

нансное поглощение радиоволн в этом диапазоне имеет и положительный эффект – оно слабо влияет на работу систем радиосвязи с радиусом действия порядка 100–200 м и, в то же время, существенно уменьшает взаимную интерференцию между станциями, расположенными на больших расстояниях друг от друга. Это сделало данный диапазон весьма привлекательным для создания новых локальных высокоскоростных систем беспроводного доступа в Интернет.

Уже в 2012 г. комитетом по стандартизации IEEE (Institute of Electrical and Electronics Engineers) был принят первый стандарт миллиметрового диапазона длин волн IEEE 802.11ad [5–7], предназначенный для систем Wi-Fi, работающих в частотном диапазоне 57–64 ГГц. В дальнейшем частотный диапазон и возможности этого стандарта были существенно расширены в принятом в июне 2021 г. стандарте IEEE802.11ay [8–10].

Параллельно проводилось освоение миллиметрового диапазона и в системах мобильной сотовой связи, разрабатываемых комитетом по стандартизации 3GPP (Third Generation Partnership Project). Новая концепция построения мобильных сетей сотовой связи 5G, начиная со стандартов LTE-Release 15 и 5G New Radio (NR) [11], предполагает использование миллиметровых длин волн в диапазоне частот 24,25–52,6 ГГц. В частности, в этом диапазоне могут работать базовые станции малых сот с радиусом действия до 50–100 м, размещаемые в зонах покрытия существующих макросот в местах большого скопления пользователей. При этом передача большого объема данных между базовыми макро- и микростанциями будет осуществляться с использованием реконфигурируемой транспортной сети из небольших релейных ретрансляторов миллиметрового диапазона, обеспечивающих передачу данных со скоростью несколько гигабит в

секунду. Поэтому вопрос создания дешевых высокоскоростных систем радиосвязи на основе доступной элементной базы и с использованием различных высоконаправленных антенных систем [12–13] является весьма актуальным.

Основными недостатками приемо-передающих устройств, работающих в миллиметровом диапазоне, являются достаточно большие нелинейные искажения, вносимые усилителем мощности выходных каскадов передатчика, дисбаланс квадратурных (I/Q) компонент (далее – I/Q -дисбаланс) компонент и высокий уровень фазовых шумов. Эти недостатки общеизвестны и в основном связаны с технологией производства РЧ интегральных схем миллиметрового диапазона длин волн [14]. Проблема компенсации нелинейных искажений является особенно важной для приемо-передатчиков миллиметрового диапазона длин волн, использующих при производстве дешевые технологии.

Данный недостаток может быть устранен путем использования усилителей мощности в линейном режиме, что резко снижает их выходную мощность и коэффициент полезного действия. В ряде работ предложено уменьшать нелинейные искажения выходного сигнала путем применения специальных схем предискажения сигнала в радиопередатчике [15, 16] или дополнительных схем цифровой обработки сигнала в радиоприемнике [17], что существенно увеличивает сложность и стоимость устройства. Поэтому разработка новых способов борьбы с нелинейными искажениями является весьма актуальной, особенно для недорогих мобильных устройств.

В настоящей работе предложено и реализовано новое решение компенсации неизвестных нелинейных искажений передатчика и I/Q -дисбаланса с использованием статистической оценки этих

искажений и адаптивного алгоритма демодуляции в радиоприемнике.

Для экспериментальной проверки эффективности предложенного решения был создан прототип приемо-передающего оборудования миллиметрового диапазона длин волн, использующий принцип программно-определяемого радио (SDR, аббр. от англ. Software Defined Radio) [18]. Оборудование предназначено для использования в небольших и дешевых релейных станциях, обеспечивающих решение актуальной технической задачи – беспроводной высокоскоростной передачи данных конечному пользователю или базовым станциям малых сот в гетерогенных системах мобильной связи 5G. Была решена задача разработки и программной реализации алгоритмов цифровой обработки сигналов на физическом уровне для приемо-передающего оборудования с программно-определяемым функционалом, разработана и реализована аппаратная часть, проведены экспериментальные измерения характеристик и полевые испытания прототипа.

1. Общее описание прототипа приемо-передающего оборудования диапазона 57–64 ГГц

Разработанный прототип состоял из двух приемо-передающих радиостанций, соединенных с управляющими персональными компьютерами (ПК). Общая структурная схема представлена на рисунке 1, из которой видно, что каждая из радиостанций представляла собой объединенный программно-аппаратный комплекс, состоящий из аналогового РЧ-блока, антенны (линзовой или рупорной), блока цифро-аналогового/аналога-цифрового преобразования (ЦАП/АЦП) и модуля цифровой обработки сигналов, реализованного на программируемой логической интегральной схеме (ПЛИС).

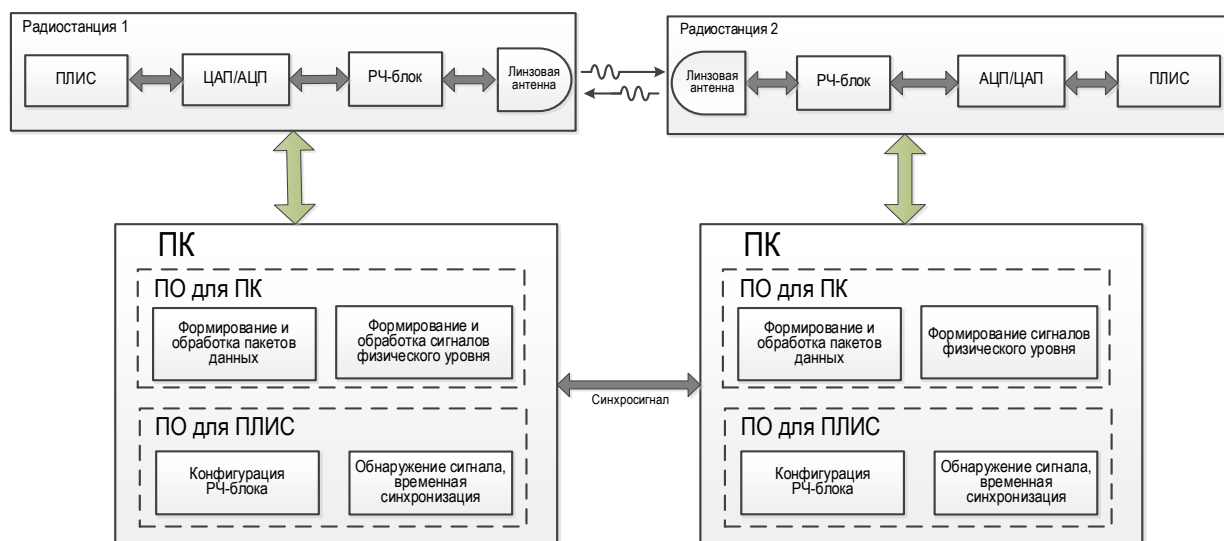


Рис. 1. Структурная схема прототипа приемопередающего оборудования диапазона частот 57–64 ГГц

Fig. 1. Block Diagram of the Transceiver Prototype of the Frequency Band 57–64 GHz

Специализированное программное обеспечение (ПО) прототипа состояло из ПО для ПК и ПО для ПЛИС. В состав первого входили блок формирования и обработки пакетов данных и блок формирования и обработки сигналов физического уровня. В состав второго – блок конфигурации РЧ-блока и блок обнаружения сигнала и временной синхронизации.

Прототип работал в режиме разделения приема и передачи по времени (TDD, аббр. от англ. Time Division Duplex). Выбранная структурная схема позволила программным образом реализовать различные сигнально-кодовые конструкции в радиопередатчике и соответствующие алгоритмы обработки этих сигналов в радиоприемнике, в модуле цифровой обработки сигналов. Конкретное построение отдельных блоков аппаратной и программной частей основывалось на имеющихся в свободном доступе РЧ-микросхемах ЦАП и АЦП и ПЛИС. При этом в модуле цифровой обработки сигналов радиоприемника возможно применение различных алгоритмов компенсации реальных нелинейных искажений, вносимых усилителем мощности в РЧ-блоке передатчика. Все ПО для прототипа было разработано с нуля и является оригинальным. За основу генерируемых сигнально-кодовых конструкций брался стандарт 802.11ad. Однако в силу технических ограничений РЧ-блока, максимальная полоса генерируемых сигналов составляла 800 МГц.

Общий вид одной приемопередающей станции прототипа с управляющим персональным компьютером показан на рисунке 2, а основные характеристики приемопередающей станции – в таблице 1.

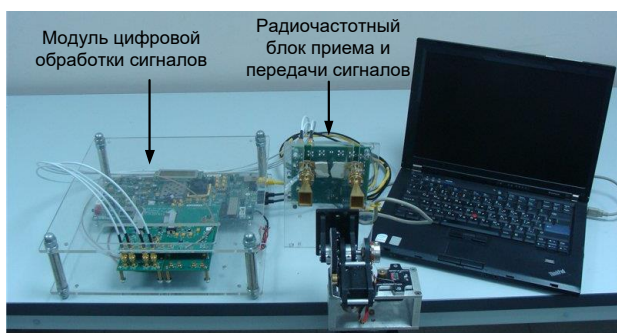


Рис. 2. Одна приемопередающая станция прототипа с управляющим персональным компьютером

Fig. 2. One Station of the Transceiver Prototype with a Personal Computer as a Controller

ТАБЛИЦА 1. Основные характеристики приемопередающей станции

TABLE 1. Main Characteristics of the Receiving and Transmitting Station

Параметр	Значение
Несущая частота	57–64 ГГц
Эффективная полоса сигналов	до 800 МГц
Выходная мощность передатчика	до 10–12 дБм
Чувствительность приемника	–75 дБм

Ниже приведено краткое описание отдельных блоков и модулей приемопередающей станции.

2. Аппаратная часть прототипа приемопередающего оборудования

Аппаратная часть одной приемопередающей станции включает в себя следующие основные блоки обработки сигналов.

Антенны. Одна высоконаправленная антенна, работающая как на прием, так и на передачу сигналов, используется в полудуплексном режиме разделения передачи/приема по времени (TDD, аббр. от англ. Time Division Duplex). В прототипе также предусмотрена возможность использования двух высоконаправленных антенн (см. рисунок 2), работающих одна – на прием, а другая – на передачу сигналов при полном дуплексном режиме одновременной передачи/приема во времени с разделением сигналов по частоте (FDD, аббр. от англ. Frequency Division Duplex). Высокнаправленные антенны обеспечивают необходимое дополнительное пространственное разделение сигналов и их усиление в обоих направлениях без использования дуплексера. В зависимости от требуемой дальности работы линии связи и зоны покрытия в прототипе возможно применение как линзовых антенн с большим коэффициентом усиления до 31 дБи для обеспечения передачи данных на максимальное расстояние до 300 м, так и различных малогабаритных рупорных антенн с коэффициентом усиления от 12 до 21 дБи для обеспечения связи на более короткие расстояния. Основные характеристики используемых антенн приведены в таблице 2.

ТАБЛИЦА 2. Основные характеристики антенн миллиметрового диапазона длин волн, используемых в прототипе приемопередающего оборудования

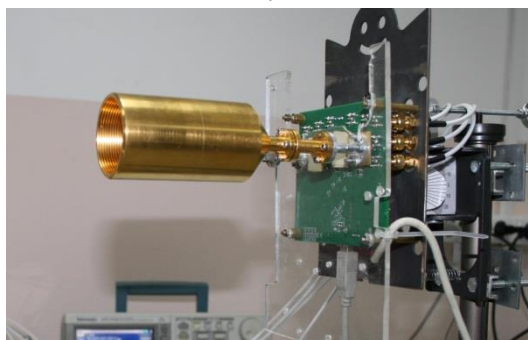
TABLE 2. The Main Characteristics of the Antennas of the Millimeter Wavelength Range Used in the Prototype of the Receiving and Transmitting Equipment

Наименование антенны	Коэффициент усиления, дБи	Ширина диаграммы направленности по уровню –3 дБ
Рупорная QSH-14125D0 Сечение круглое, $d = 14$ мм	12,3	30°
Рупорная 261E-20/387 Сечение прямоугольное 14×18 мм ²	19,8	18° (H plane) и 14° (V plane)
Рупорная QSH-14110D0 Сечение круглое, $d = 38,5$ мм	21	10°
Линзовая ($d = 100$ мм)	34,6	2,8°

Все типы используемых антенн имеют стандартный входной разъем, совместимый с прямоугольным волноводом WR15. Примеры линзовой и рупорной антенн в сборке с волноводами приведены на рисунке 3.



a)



b)

Рис. 3. Линзовая (а) и рупорная (b) антенны в сборке с волноводами

Fig. 3. Lens (a) and Horn (b) Antennas in Assembly with Waveguides

РЧ-блок приема и передачи сигналов выполняет усиление и фильтрацию аналоговых сигналов в диапазоне 57–64 ГГц, перенос их частоты с несущей в видеодиапазон (для радиоприемника) и обратно (для радиопередатчика), а также выделение квадратурных компонент сигнала.

Передающая часть РЧ-блока приема и передачи сигналов построена на базе микросхемы HMC6000 компании Hittite Microwave Corporation (см. URL: <http://www.hittite.com/products/view.html/view/HMC6000>). Микросхема HMC6000 является законченным решением передающего блока и уже имеет в своем составе следующие основные блоки: встроенный синтезатор частоты, режекторный фильтр, программируемый блок усиления промежуточной частоты, универсальный блок аналогового формирования ВЧ-сигнала. В результате синфазная и квадратурная составляющие сигнала, полученные с блока ЦАП модуля цифровой обработки сигналов, преобразуются в квадратурном модуляторе микросхемы HMC-6000 и на выходе получается ВЧ-сигнал в диапазоне 57–64 ГГц с заданными параметрами. Основные характеристики микросхемы HMC6000 приведены в таблице 3.

Приемная часть РЧ-блока приема и передачи сигналов построена на базе микросхемы HMC6001 компании Hittite Microwave Corporation (см. URL: <http://www.hittite.com/products/view.html/view/HMC6001>). Микросхема HMC6001 является законченным решением ВЧ-приемника и имеет в своем

составе следующие основные блоки: малошумящий усилитель, режекторный фильтр, смеситель, фильтр промежуточной частоты, квадратурный демодулятор и встроенный синтезатор частоты. В результате на выходе микросхемы приемника получаются синфазная и квадратурная составляющие сигнала, которые передаются на вход блока АЦП через блок конфигурации и питания РЧ-блока. Опорная частота (285,714 МГц) для встроенного синтезатора частоты также подается с блока конфигурации и питания РЧ-блока (с тактового генератора). Усиление приемника может регулироваться в пределах: 2–67 дБ. Основные характеристики микросхемы HMC6001 приведены в таблице 3.

ТАБЛИЦА 3. Основные характеристики микросхем HMC6000 и HMC6001

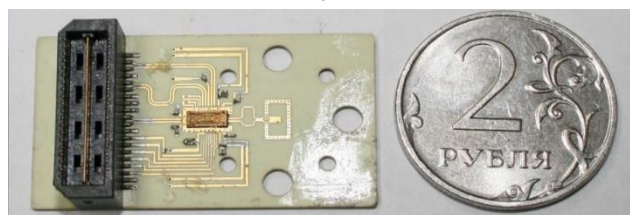
TABLE 3. Main Characteristics of HMC6000 and HMC6001 Chips

TX HMC6000	Максимальная выходная мощность	12 дБм
	Максимальное усиление	38 дБ
	Диапазон перестройки усиления	17 дБ
	Шаг перестройки мощности	1.3 дБ
	Уровень шума	–32 дБм
RX HMC6001	Максимальное усиление	69 дБ
	Чувствительность	–75 дБм
	Диапазон частот	57–64 ГГц
	Коэффициент шума усилителя	7 дБ
	Рассеиваемая мощность	0,61 Вт
	Диапазон регулировки усиления	65 дБ

Микросхемы передатчика (HMC6000) и приемника (HMC6001) были смонтированы на отдельных разработанных в процессе выполнения работы печатных платах. Монтаж микросхем осуществлялся путем разварки. Общий вид блоков передатчика и приемника прототипа в сборке на платах показан на рисунке 4.



a)



b)

Рис. 4. Блоки передатчика (а) и приемника (b) прототипа в сборках на платах

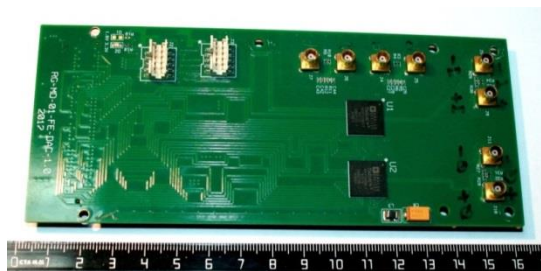
Fig. 4. Transmitter (a) and Receiver (b) Blocks of the Prototype in the Assemblies on the Boards

Управление блоками передатчика и приемника (микросхемами HMC6000 и HMC6001) осуществлялось непосредственно с ПК через блок конфигурации и питания РЧ-блока приема и передачи сигналов. Все необходимые напряжения питания формировались в блоке конфигурации и питания радиомодуля.

Таким образом, РЧ-блок приема и передачи сигналов сопрягает используемую антенную систему и блоки обработки сигналов на видеочастоте.

Блоки ЦАП и АЦП осуществляют сопряжение аналогового РЧ-блока приема и передачи сигналов с блоком цифровой обработки сигналов.

Блок ЦАП построен на базе двух микросхем AD9734 (см. URL: http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/AD9734_9735_9736.pdf) с разрядностью квантования сигналов 10 бит каждая. Использование двух микросхем необходимо для одновременного ЦАП синфазной и квадратурной компонент ВЧ-сигнала. Каждый канал данного блока ЦАП позволяет осуществлять ЦАП сигналов с шириной полосы до 600 МГц, что позволяет формировать РЧ-сигналы с полосой до 1,2 ГГц. Для передачи высокоскоростных сигналов (данных и тактовых сигналов) от блока цифровой обработки сигналов к блоку ЦАП используются согласованные дифференциальные линии передачи с волновым сопротивлением 100 Ом. Аналоговые выходы синфазного и квадратурного каналов блока ЦАП подключаются через коаксиальные 50-омные кабели и аттенюаторы к РЧ-разъемам блока конфигурации и питания радио для дальнейшего соединения с блоком передатчика, что позволяет формировать РЧ-сигналы с полосой до 1,2 ГГц. Общий вид платы блока ЦАП показан на рисунке 5а.



а)



б)

Рис. 5. Общий вид блоков ЦАП (а) и АЦП (б)

Fig. 5. General View of DAC (a) and ADC (b) Blocks

В блоке высокоскоростного АЦП используется одна микросхема двухканального АЦП компании Maxim Integrated MAX105 (см. URL: <http://datasheets.maximintegrated.com/en/ds/MAX105.pdf>). Она может преобразовывать сигналы с шириной полосы до 400 МГц в каждом квадратурном канале, что позволяет обрабатывать РЧ-сигналы с полосой до 800 МГц. Микросхема АЦП MAX105 имеет встроенный последовательно-параллельный преобразователь, что позволяет снизить скорость принимаемых модулем ПЛИС цифровых данных в два раза за счет параллельной передачи двух битовых потоков для каждого разряда в каждом канале. Соединение с блоком цифровой обработки сигналов выполнено аналогично блоку ЦАП, с использованием согласованной низковольтной дифференциальной передачи сигналов (LVDS, аббр. от англ. Low Voltage Differential Signaling) шины для передачи данных и тактовых сигналов синхронизации. Аналоговые входы синфазного и квадратурного каналов блока АЦП подключаются через коаксиальные 50-омные кабели к РЧ-разъемам блока конфигурации и питания радио для дальнейшего соединения с блоком приемника. Общий вид платы блока АЦП показан на рисунке 5б.

Тактовая частота с блока генерации тактового сигнала подается в блоки ЦАП и АЦП, управление сигналами и конфигурация которыми осуществляется с ПЛИС платы блока цифровой обработки сигналов.

Блок цифровой обработки сигналов и управления для каждой приемо-передающей станции построен на базе отладочной платы KC705 производства компании Xilinx (см. http://www.xilinx.com/support/documentation/boards_and_kits/kc705/ug810_KC705_Eval_Bd.pdf).

Основным элементом отладочной платы KC705 является программируемая логическая интегральная схема серии Kintex7 XC7K325T-2FFG900C производства компании Xilinx (см. URL: http://www.xilinx.com/support/documentation/data_sheets/ds180_7Series_Overview.pdf). Выбор отладочной платы с этой микросхемой обусловлен наличием в ее составе необходимых аппаратных ядер для реализации высокоскоростного приема, генерации и обработки сигналов и данных. Кроме того, на плате присутствуют используемые в ходе работы с экспериментальной установкой Ethernet блок, USB – блок и собственный блок питания. Основные характеристики ПЛИС Xilinx XC7K325T-2FFG900C приведены в таблице 4.

Вспомогательные блоки. В передающей и приемной частях РЧ-блока имелись также идентичные вспомогательные блоки: генерации тактового сигнала для формирования ВЧ тактовых сигналов для АЦП и ЦАП; конфигурации и питания РЧ-блока приема и передачи сигналов. Кроме того, на пла-

тах передатчика и приемника были смонтированы специально разработанные волноводно-микрополосковые переходы для подключения различных антенн через волноводный интерфейс типа WR15.

ТАБЛИЦА 4. Основные характеристики ПЛИС Xilinx XC7K325T-2FFG900C

TABLE 4. Main Characteristics of FPGA Xilinx XC7K325T-2FFG900C

Параметр		Количество
Число логических ячеек		326080
Число вводов-выводов	Общее число	500
	Число дифференциальных пар	240
Встроенные аппаратные блоки	Блоки цифровой обработки	840
	Блоки PCI Express	1
	Высокоскоростные приемопередатчики GTX	16

Персональный компьютер входит в состав каждой приемо-передающей станции созданного прототипа и имеет в рамках данного проекта двойное назначение. С одной стороны, ПК используется как источник и приемник потока данных, передаваемых через разрабатываемый прототип, т. е. как клиентское устройство. С другой стороны, на ПК производится выполнение части алгоритмов цифровой обработки сигналов и измерение характеристик работы прототипа в целом.

3. Программная часть прототипа приемо-передающего оборудования

Программная часть разработанного прототипа содержит процедуры конфигурации блоков аппаратной части, реализует алгоритмы цифровой обработки сигналов в радиопередатчике и приемнике, а также формирует пакеты данных в соответствии с выбранным форматом сигналов физического уровня. К программной части разрабатываемого решения относятся как программные прошивки для ПЛИС, так и ПО, предназначенное для выполнения на ПК (см. рисунок 1).

ПО для ПЛИС конфигурирует микросхему Kintex7 для выполнения задач управления РЧ-блоком приема и передачи сигналов и первичной высокоскоростной цифровой обработки сигналов, поступающих с АЦП (в радиоприемнике) или предназначенных для подачи на ЦАП (в радиопередатчике). ПО для ПЛИС реализовано с использованием языка описания аппаратуры (HDL, аббр. от англ. Hardware Description Language) Verilog. Управление РЧ-блоком приема и передачи сигналов заключается в формировании управляющих сигналов и команд, посылаемых на предусмотренные в РЧ-блоке приема и передачи сигналов выводы и интерфейсы. Функционал цифровой обработки сигналов в ПЛИС заключается, во-первых, в буферизации потока от-

счетов сигнала во временной области для того, чтобы обеспечить строго периодическое поступление этих отсчетов на ЦАП в радиопередатчике и строго периодический их съём с АЦП в радиоприемнике. Во-вторых, в ПЛИС были реализованы алгоритмы первичного обнаружения пакета и временной синхронизации работы приемника с принимаемыми сигналами.

ПО на ПК в режиме передачи обеспечивает в блоке формирования и обработки пакетов данных преобразование битового потока, поступающего от верхних сетевых уровней, в соответствии с протоколом выбранного стандарта физического уровня. В рамках этой задачи выполняются такие процедуры, как разбиение битового потока на пакеты заданной длины, генерация заголовков физического уровня и контрольных сумм, а также объединение этих информационных элементов в законченные пакеты, готовые для отправки в блок формирования и обработки сигналов физического уровня. В режиме приема происходит обратное преобразование сигналов. Блок формирования и обработки сигналов физического уровня, в свою очередь, выполняет процедуры преобразования пакетов данных во временные отсчеты сигналов в соответствии с форматом сигналов выбранного стандарта физического уровня. Данный блок реализует следующие процедуры: помехоустойчивое кодирование/декодирование битового потока на основе LDPC-кодов (от англ. Low-Density Parity Checking Codes – коды с малой плотностью проверки на четность) модулятор/демодулятор, взаимнооднозначно преобразующий информационную битовую последовательность в цифровые отсчеты сигнала при передаче и обратно при приеме в соответствии с заданной схемой модуляции: 2-ФМ (BPSK), 4-ФМ (QPSK), 16-КАМ (16-QAM).

Для достижения высокого уровня универсальности ПО на ПК реализовано на высокоуровневых языках программирования (C, C++, Matlab).

4. Функциональная схема приемо-передающего оборудования

Общая функциональная схема разработанного приемо-передающего оборудования представлена на рисунке 6.

На стороне передатчика в программном блоке передатчика в реализованных программных модулях осуществляется следующий набор основных операций: помехоустойчивое кодирование (модуль кодера), модуляция сигналов (модуль модулятора), формирование пакета физического уровня (модуль формирования пакета) и формирование выходных сигналов в заданной полосе (модуль формирования выходного сигнала). Модуль кодера осуществляет преобразование информационной последовательности бит и вносит в нее избыточность, необходи-

мую для исправления ошибок передачи на приемной стороне помехоустойчивым декодером. Результат работы кодера поступает на вход модулятора, преобразующего битовую последовательность в отсчеты комплексной амплитуды сигнала, предназначенного для передачи. Модуль формирования пакета данных отвечает за структуру пакета: добавляет служебные сигналы, необходимые для детектирования пакета, и пилотные сигналы для оценки канала и его эквализации. Сформированная последовательность отсчетов сигналов в пакете подвергается процедуре цифровой фильтрации с целью обеспечения требуемой полосы передачи сигнала.

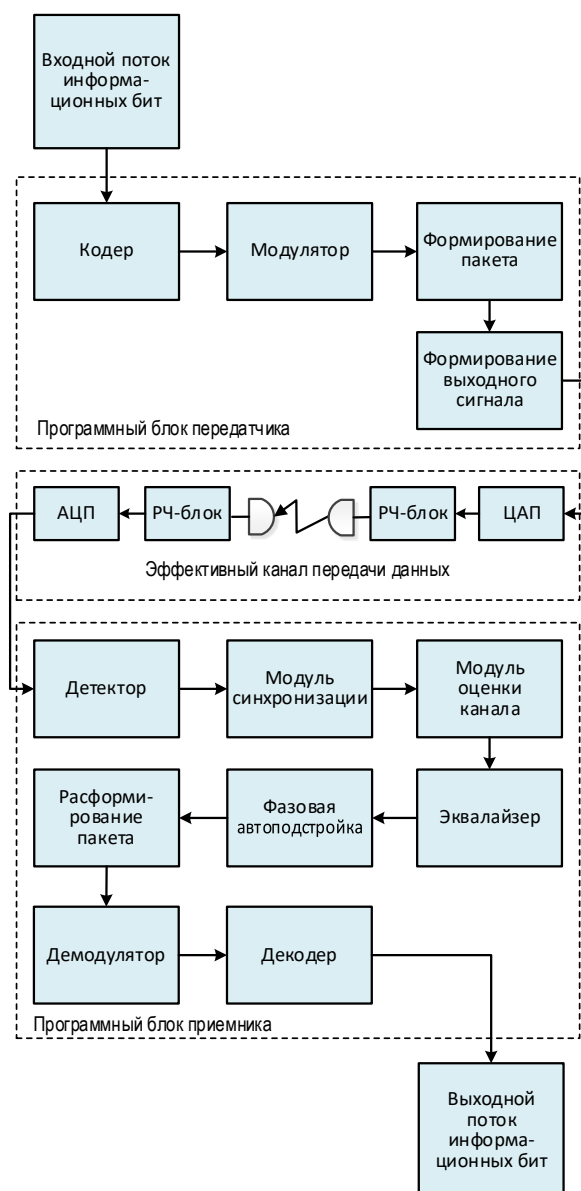


Рис. 6. Общая функциональная схема разработанного приемо-передающего оборудования.

Fig. 6. Functional Diagram of the Developed Transceiver Equipment

Эффективным каналом передачи для цифрового сигнала является участок функциональной схемы

от входа ЦАП до выхода АЦП, включающий в себя РЧ-части и антенные системы приемной и передающей аппаратуры, а также среду распространения сигнала. В процессе передачи сигнал подвергается искажениям, вызванным частотной селективностью канала, временной и частотной расстройкой гетеродинов приемной и передающей аппаратуры.

На приемной стороне в программном блоке приемника модуль детектора осуществляет корреляционную обработку служебных сигналов в преамбуле пакета и выносит решение об обнаружении передаваемого пакета на фоне шума. В модуле синхронизации устраняется частотно-временная расстройка между опорными сигналами приемника и передатчика. Для восстановления искаженной каналом формы сигнала проводится оценка передаточной характеристики канала связи в модуле оценки канала. Восстановленные в программном модуле эквалайзера сигналы подвергаются более точной фазовой автоподстройке, позволяющей компенсировать набеги фазы сигнала, вызванные флуктуациями несущей частоты в аппаратуре приемника и передатчика. Модуль расформирования пакета отвечает за разделение служебных и информационных сигналов в принятом пакете. Информационные сигналы подвергаются демодуляции в соответствующем модуле, и полученная кодовая последовательность поступает на вход декодера, отвечающего за исправление ошибок при передаче.

Для представленных на функциональной схеме (см. рисунок 6) модулей цифровой обработки сигналов в ходе создания прототипа был проведен отбор эффективных алгоритмов, осуществлена их программная реализация и тестирование.

5. Формат сигналов физического уровня

Основой для определения формата сигналов физического уровня в прототипе является принятый стандарт Wi-Fi миллиметрового диапазона IEEE 802.11ad с определенными модификациями, учитывающими особенности реализации и предполагаемого использования разрабатываемого приемо-передающего оборудования. В прототипе используется режим передачи с модуляцией на одной несущей частоте (Single Carrier FHY).

Структура используемых пакетов данных повторяет структуру, определенную в стандарте IEEE 802.11ad [7], за исключением специального поля (BFT, аббр. от англ. Beamforming Training Field), встраиваемого в конце пакета и предназначенного стандартом для подстройки диаграмм направленности антенных систем в мобильных приложениях. При формировании структуры пакета в рамках настоящей работы были учтены также особенности аппаратной части прототипа приемо-передающего оборудования, что привело к изменению парамет-

ров сигналов по сравнению со стандартом IEEE 802.11ad. Частота дискретизации сигналов для пакета физического уровня составляет 800 МГц, а ограничение на объем оперативной памяти составляет 46 872 отсчета.

Разработанная в рамках настоящей работы структура пакета физического уровня представлена на рисунке 7.

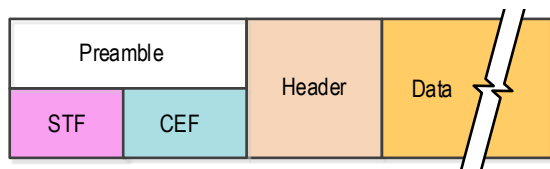


Рис. 7. Общая структура пакета физического уровня

Fig. 7. General Structure of One Physical Layer Package

Пакет физического уровня состоит из преамбулы (Preamble), заголовка пакета (Header) и поля передачи полезной информации (Data). Preamble состоит из двух частей: короткой тренинговой последовательности (STF, аббр. от англ. Short Training Field) и длинной – для оценки канала (CEF, аббр. от англ. Channel Estimation Field). Поле STF используется для первоначального обнаружения пакета и установления временной и частотной синхронизации, поле CEF – для оценки импульсной переходной характеристики канала связи, применяемой в дальнейшем для процедуры эквализации канала, предшествующей демодуляции принятых сигналов. Обе тренинговые последовательности состоят из набора идущих подряд последовательностей Голея и имеют структуру соответствующих тренинговых последовательностей стандарта IEEE 802.11ad.

Header содержит служебную информацию о длине пакета, схеме модуляции и кодирования (MCS, аббр. от англ. Modulation and Coding Scheme), используемой в поле Data и инициализирующую последовательность скремблера. Индекс MCS имеет длину 8 бит и содержит информацию о полосе, занимаемой сигналом, скорости кодирования и типе модуляции, используемыми при передаче поля данных. Последний бит 8-битового слова является резервным. Исходное 8-битовое слово модулируется с помощью дифференциальной модуляции $\pi/2$ -DBPSK [7] и интерполируется в 8 раз. Таким образом, заголовок имеет длину 64 отсчета и передается в узкой полосе 100 МГц. Данная структура заголовка существенно повышает надежность его приема из-за увеличения отношения сигнал/шум на входе радиоприемника. Кроме того, дифференциальная модуляция позволяет осуществить некогерентный прием заголовка, что дает возможность закончить за это время точную оценку характеристик канала и эквалайзера и подготовиться к приему информационных символов в поле данных в синхронном режиме.

Приемо-передающее оборудование поддерживает 12 MCS, предусмотренных стандартом IEEE 802.11ad для передачи данных. При этом используются три вида модуляции: 2-ФМ ($\pi/2$ -BPSK), 4-ФМ, 16-КАМ и четыре скорости кодирования: 1/2, 3/4, 5/8 и 13/16. В качестве схемы помехоустойчивого кодирования используются стандартные коды с малой плотностью проверок на четность с длиной кодового слова 672 бита. Список используемых MCS с указанием достигаемых скоростей передачи на уровне одного пакета физического уровня без учета затрат времени на передачу служебных символов и соответствующие скорости передачи данных с учетом потерь на служебные символы при полосе сигналов 800 МГц приведен в таблице 5.

ТАБЛИЦА 5. Скорость передачи данных на физическом уровне для различных схем модуляции и кодирования

TABLE 5. Data Transfer Rate at the Physical Level for Various Modulation and Coding Schemes

MCS-индекс	Тип модуляции	Скорость кода	SINR, дБ	Скорость передачи данных, Мбит/с	
				без учета служебных символов	с учетом служебных символов в пакете
1110000	$\pi/2$ -BPSK	1/2	1,2	400	334
1111000	$\pi/2$ -BPSK	5/8	2,2	500	418
1110100	$\pi/2$ -BPSK	3/4	3,0	600	501
1111100	$\pi/2$ -BPSK	13/16	3,7	650	543
1110001	QPSK	1/2	4,2	800	669
1111001	QPSK	5/8	5,2	1000	836
1110101	QPSK	3/4	6,0	1200	1003
1111101	QPSK	13/16	6,7	1300	1086
1110011	16QAM	1/2	10,2	1600	1337
1111011	16QAM	5/8	11,4	2000	1671
1110111	16QAM	3/4	12,5	2400	2006
1111111	16QAM	13/16	13,2	2600	2173

Примечание: SINR – отношения сигнал/помеха+шум

В силу того, что разрабатываемое приемо-передающее оборудование предназначено для передачи информации в конфигурации «точка-точка» и равноправности направлений связи, в прототипе использован режим передачи с временным разделением восходящей и нисходящей линий связи с адаптивным разделением времени в зависимости от объема передаваемых данных в ту и в другую сторону. Для обеспечения возможности передачи данных на различные расстояния с максимальной пропускной способностью разработанное приемо-передающее оборудование поддерживает дискретное изменение полосы спектра передаваемых сигналов (100, 200, 400 и 800 МГц). Использование принципа дискретного масштабирования рабочей полосы частот в разработанном

SDR-модеме и использование набора оригинальных линзовых и рупорных антенн позволяет в перспективе создать линейку приемо-передающего оборудования миллиметрового диапазона длин волн с возможностью гибкого выбора необходимой скорости передачи информации, дальности связи и стоимости оборудования.

6. Испытания и экспериментальные измерения характеристик прототипа

6.1. Методика испытаний разработанного оборудования

С целью формирования и последующей обработки принятых пакетов физического уровня, которые передаются и принимаются аппаратной частью приемо-передающего оборудования, используется специальное ПО, реализованное в среде Matlab на ПК. Разработанное ПО используется для проведения испытаний и измерения характеристик прототипа приемо-передающего оборудования. ПО позволяет генерировать пакеты в соответствии с выбранным форматом сигналов физического уровня (вида модуляции, скорости кодирования, полосы передачи данных и т. п.), распаковывать принятые пакеты, вычислять вероятности битовых (BER) и пакетных (BLER) ошибок, оценивать суммарное SINR на входе радиоприемника, вычислять и выводить на экран дополнительную информацию с помощью удобного графического интерфейса пользователя.

Для быстрой оценки качества приема сигналов в процессе проведения экспериментов для каждого пакета физического уровня (серии пакетов) ПО позволяет осуществлять визуализацию квадратурных компонент принимаемых сигналов на выходе демодулятора приемника перед декодером. Это осуществляется путем построения модуляционных «созвездий» (Constellations) на плоскости квадратурных компонент и расчета величины среднего квадратичного отклонения (EVM, аббр. от англ. Error Vector Magnitude) принимаемых сигналов от их идеальных (невозмущенных) значений. Величина EVM, измеренная в дБ, оперативно используется для оценки отношения мощности полезного сигнала к суммарной мощности всех помех: теплового шума, фазового шума и межсимвольных помех, связанных с многолучевостью.

Разработанное специальное ПО дает возможность также проводить в реальном времени измерения импульсных характеристик реального канала распространения сигнала с разрешающей способностью 1.25 нс (эквивалентное разрешение по расстоянию составляет 38 см). Это позволяет выявлять причины изменения характеристик системы связи, вызванных переотражениями сигнала от местных предметов (многолучевостью канала), контролировать работу блока эквалайзера в

радиоприемнике и отдельно оценивать уровень и влияние межсимвольных помех на работу приемо-передающего оборудования.

Измерения вероятностей битовых ошибок проводились не менее чем по 20 пакетам физического уровня, каждый из которых имел поле данных длиной 43 136 символов, из которых 37 632 символа использовались для передачи закодированных информационных сообщений. В таблице 6 приведено количество LDPC кодовых блоков и количество передаваемых бит в одном пакете физического уровня для различных видов модуляций и скоростей кодирования.

ТАБЛИЦА 6. Количество кодовых блоков и бит в составе одного пакета для полосы 800 МГц

TABLE 6. Number of Blocks and Bits in One Packet for the 800 MHz Band

Вид модуляции	Число кодовых блоков	Общее число передаваемых бит	Число информационных бит			
			1/2	5/8	3/4	13/16
BPSK	56	37632	18816	23520	28224	30576
QPSK	112	75264	37632	47040	56448	61152
16QAM	225	151200	75600	94500	113400	122850

Несложно показать, что при полном отсутствии битовых ошибок в серии измерений BER по 20 пакетам для самой низкой спектральной эффективности (BPSK, скорость кодирования 1/2) с доверительной вероятностью $\beta = 0,95$ уровень битовых ошибок не превысит значение 10^{-5} . При этом с такой же доверительной вероятностью уровень пакетных ошибок (PER, аббр. от англ. Packet Error Ratio) не превысит значение 0,0025. Аналогичным образом при проведении экспериментальных измерений оценивались верхние границы доверительных интервалов для вероятностей битовых и пакетных ошибок и для других модуляций и скоростей кодирования.

Тестирование и экспериментальное измерение характеристик разработанного прототипа приемо-передающего оборудования проводилось в различных режимах работы: как в лабораторных условиях, так и в близких к реальным условиям работы. В настоящую статью включены экспериментальные результаты для режимов работы с сигналами с полосой 800 МГц, при которых возможно достижение максимальных пропускных способностей. Проведенные испытания работы прототипа с сигналами с меньшей полосой (100, 200, 400 МГц) и, соответственно, меньшей скоростью передачи данных, показали, что при таких режимах работы обеспечивается большая дальность радиосвязи, поскольку при этом достигаются большие отношения сигнал/шум и эти сигналы существенно меньше подвержены межсимвольной интерференции.

6.2. Лабораторные исследования характеристик прототипа

В ходе лабораторных экспериментальных исследований прототипа приемо-передающего оборудования были проведены две серии измерений: в обычной лабораторной комнате и в специальной безэховой камере. При этих исследованиях измерялись вероятности битовых и пакетных ошибок и уровни SINR для разных модуляций и скоростей кодирования. Для контроля работы системы связи также выводились диаграммы созвездий для различных модуляций, вероятности битовых ошибок без использования схемы помехоустойчивого кодирования и измеренные импульсные переходные характеристики канала распространения сигнала.

6.2.1. Измерения в лабораторной комнате

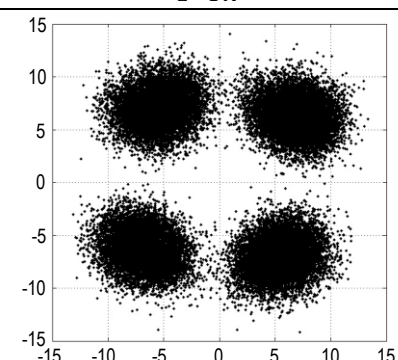
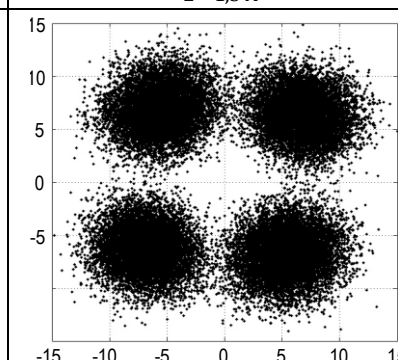
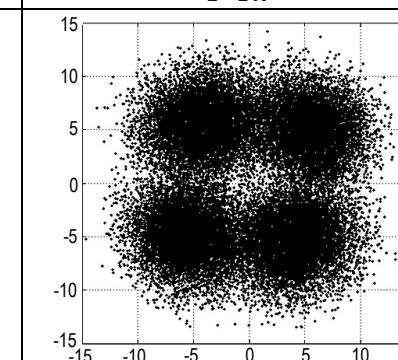
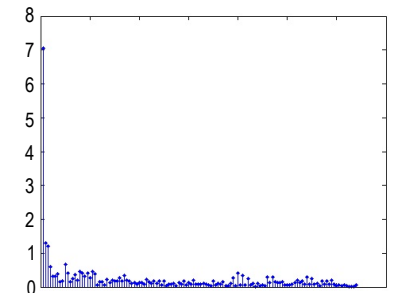
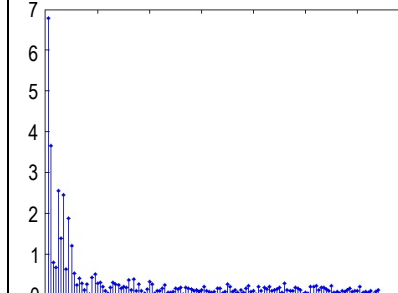
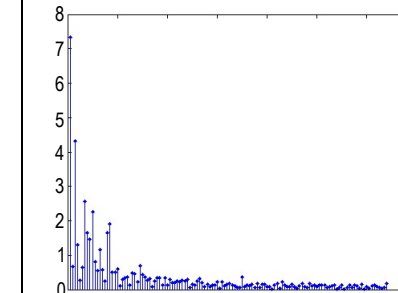
При измерениях в лабораторной комнате в качестве излучающей и приемной антенн использовался открытый конец волновода типа WR15 (конфигурация антенн «волновод-волновод»). Устанавливалась заниженная мощность передатчика $P_{TX} = 4,2$ дБм одинаковая для всех модуляций и скоростей

кодирования. Расстояние между передатчиком и приемником (L) варьировалось: 1; 1,5; 2 м.

В таблице 7 представлены примеры диаграмм рассеяния сигналов («созвездия») с полосой 800 МГц для QPSK-модуляции. Под диаграммами рассеяния сигналов приведены: измеренные величины битовых ошибок без использования помехоустойчивого кодирования (BER), битовые и пакетные ошибки с использованием помехоустойчивого кодирования (BER-LDPC и PER) для скорости кодирования 3/4, уровни SINR и пропускные способности (ТН) на уровне одного пакета физического уровня с учетом затрат на служебные символы. Измерения характеристик проводились в лабораторной комнате путем усреднения по 20 пакетам физического уровня и показали, что при конфигурации антенн типа «волновод-волновод» информационные пакеты принимаются с малой вероятностью ошибок ($< 10^{-2}$) только на малых расстояниях до 1,5–2 м. На расстояние 2 м устойчиво передавались пакеты только с BPSK модуляцией. Пакеты с QPSK модуляцией передаются на это расстояние уже с недопустимо большой вероятностью ошибки (PER = 0,87).

ТАБЛИЦА 7. Диаграммы рассеяния сигналов («созвездия») для QPSK модуляций и импульсные переходные характеристики канала связи при измерениях в лабораторной комнате

TABLE 7. Signal Scattering Diagrams ("Constellations") for QPSK Modulations and Pulse Transient Characteristics of the Communication Channel during Measurements in the Laboratory Room

$L = 1$ м	$L = 1,5$ м	$L = 2$ м
		
BER = $1,0 \times 10^{-3}$ BER-LDPC < $2,6 \times 10^{-6}$ PER < $1,3 \times 10^{-3}$ SINR = 11,6 дБ ТН = 1003 Мбит/сек	BER = $2,7 \times 10^{-3}$ BER-LDPC < $2,6 \times 10^{-6}$ PER < $1,3 \times 10^{-3}$ SINR = 7,0 дБ ТН = 1003 Мбит/сек	BER = $3,0 \times 10^{-2}$ BER-LDPC = $2,6 \times 10^{-2}$ PER = 0,87 SINR = 5,1 дБ ТН – срыв передачи
Импульсные переходные характеристики канала		
		

Из измеренных импульсных переходных характеристик канала видно, что наблюдается сильная многолучевость, обусловленная лучами, отраженными от стен и различных предметов, находящихся в комнате, которые из-за широких диаграмм направленности открытых волноводов составляют существенную часть мощности принимаемых сигналов, т. е. канал является существенно частотно-селективным. При этом показательное время спада импульсной переходной характеристики равно 20 нс. Это в два раза превышает длительность используемого защитного интервала, равного 10 нс, что приводит к сильной межсимвольной интерференции. Полученные экспериментальные результаты соответствуют расчетам бюджета линии связи и еще раз демонстрируют, что для систем миллиметрового диапазона длин волн необходимо использовать высоконаправленные антенны с большими коэффициентами усиления.

На диаграммах рассеяния QPSK при больших SINR ($L = 1$ м) отчетливо виден вклад фазовых шумов передающей и приемной частей РЧ-блока приема и передачи сигналов, и/или нелинейности усилителя передающей части, приводящие к размытию диаграмм рассеяния по окружности. Видно,

что вклад этих искажений сигнала может стать определяющим фактором для передачи сигналов с модуляциями высокого порядка при больших SINR.

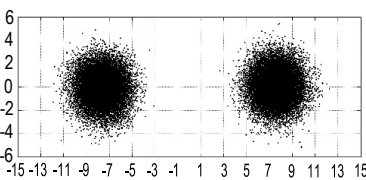
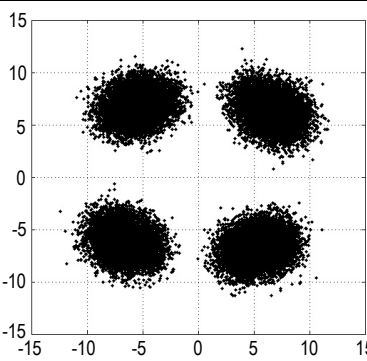
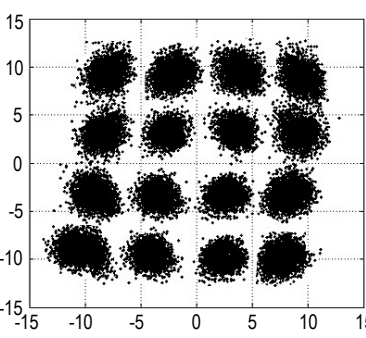
6.2.2. Измерения в безэховой камере

При измерениях в безэховой камере в радиопередатчике в качестве излучающего элемента служит прямоугольная рупорная антенна (см. таблицу 1), а на приемном конце линии связи использовался открытый конец волновода типа WR15 (конфигурация антенн «рупор – волновод»). Расстояние между передатчиком и приемником является фиксированным 5 м и определяется максимальным размером безэховой камеры. Установленная заниженная мощность передатчика $P_{TX} = 4,2$ дБм одинакова для всех модуляций и скоростей кодирования.

В таблице 8 представлены примеры диаграмм рассеяния сигналов («созвездия») с полосой 800 МГц для BPSK, QPSK и 16-QAM модуляций. Под диаграммами рассеяния сигналов приведены данные аналогичные таблице 7. Измерения характеристик проводились путем усреднения по 20 пакетам физического уровня.

ТАБЛИЦА 8. Диаграммы рассеяния сигналов («созвездия») для BPSK, QPSK и 16-QAM модуляций при измерениях в безэховой камере

TABLE 8. Signal Scattering Diagrams ("Constellations") for BPSK, QPSK and 16-QAM Modulations during Measurements in an Anechoic Chamber

BPSK	QPSK	16-QAM
		
$BER < 4,0 \times 10^{-6}$ $BER-LDPC < 5,3 \times 10^{-6}$ $PER < 2,7 \times 10^{-3}$ $SNR = 14,8$ дБ $TH = 501$ Мбит/сек	$BER = 2,8 \times 10^{-4}$ $BER-LDPC < 2,6 \times 10^{-6}$ $PER < 1,3 \times 10^{-3}$ $SNR = 14,8$ дБ $TH = 1003$ Мбит/сек	$BER = 5,8 \times 10^{-3}$ $BER-LDPC = 6,7 \times 10^{-5}$ $PER = 3,3 \times 10^{-2}$ $SNR = 14,8$ дБ $TH = 2006$ Мбит/сек

Исследования в безэховой камере показали, что канал связи в безэховой камере близок к идеальному однолучевому каналу с аддитивным белым гауссовским шумом. В этих условиях при конфигурации антенн типа «рупор – волновод» на расстоянии 5 м величина SINR достигала значения в 14,5 дБ и информационные пакеты для всех используемых видов модуляций при скорости кодирования 3/4 принимались с малой вероятностью пакетных ошибок ($PER < 0,05$). В то же время на диаграммах рассеяния видны относительно сильные искаже-

ния созвездий, связанные с I/Q -дисбалансом, фазовыми шумами и нелинейностью передатчика. Без применения специальных схем компенсации эти искажения становятся основным ограничивающим фактором для модуляции 16-QAM.

6.3. Полевые испытания

При полевых испытаниях проводились исследования характеристик прототипа приемопередающего оборудования для базового расстоя-

ния между передатчиком и приемником 100 м для нескольких сценариев окружающей обстановки. Однако при всех измерениях приемная и передающая станции находились на линии прямой видимости (сценарий LOS, аббр. от англ. Line-of-Sight). Измерялись битовые и пакетные ошибки с использованием помехоустойчивого кодирования (BER-LDPC и PER) для для всех 12 MCS. Использовалась антенная конфигурация «линза – рупор» при мощности передатчика 4,2 дБм.

Проведенные измерения показали, что для всех сценариев окружающей обстановки из-за высокой направленности используемых антенн импульс-

ная переходная характеристика канала определялась в основном одним прямым лучом и результаты измерений повторялись для всех сценариев расположения антенн в пределах погрешностей. В таблице 9 приведены усредненные результаты измерения BER-LDPC и PER по 10 сериям измерений. Каждая серия состояла из 20 пакетов физического уровня. В таблице также приведены соответствующие скорости передачи на уровне одного пакета физического уровня без учета затрат времени на передачу служебных символов и соответствующие скорости передачи данных с учетом потерь на служебные символы.

ТАБЛИЦА 9. Сводная таблица результатов экспериментальных измерений при полевых испытаниях $L = 100$ м

TABLE 9. Summary Table of the Results of Experimental Measurements during Field Tests $L = 100$ m

Тип модуляции	Скорость кода	Скорость передачи, Мбит/с		BER -LDPC	PER
		на физическом уровне	в пакете		
$\pi/2$ -BPSK	1/2	400	334	$<8,0 \times 10^{-6}$	$<2,7 \times 10^{-3}$
$\pi/2$ -BPSK	5/8	500	418	$<6,4 \times 10^{-6}$	$<2,7 \times 10^{-3}$
$\pi/2$ -BPSK	3/4	600	501	$<5,3 \times 10^{-6}$	$<2,7 \times 10^{-3}$
$\pi/2$ -BPSK	13/16	650	543	$<4,9 \times 10^{-6}$	$<2,7 \times 10^{-3}$
QPSK	1/2	800	669	$<4,0 \times 10^{-6}$	$<1,3 \times 10^{-3}$
QPSK	5/8	1000	836	$<3,2 \times 10^{-6}$	$<1,3 \times 10^{-3}$
QPSK	3/4	1200	1003	$<2,6 \times 10^{-6}$	$<1,3 \times 10^{-3}$
QPSK	13/16	1300	1086	$<2,4 \times 10^{-6}$	$<1,3 \times 10^{-3}$
16-QAM	1/2	1600	1337	$<2,0 \times 10^{-6}$	$<6,7 \times 10^{-4}$
16-QAM	5/8	2000	1671	$2,2 \times 10^{-5}$	$9,2 \times 10^{-3}$
16-QAM	3/4	2400	2006	$8,4 \times 10^{-5}$	$4,2 \times 10^{-2}$
16-QAM	13/16	2600	2173	$2,8 \times 10^{-4}$	$1,2 \times 10^{-1}$

Полученные результаты показывают, что разработанный прототип обеспечивает скорость передачи данных в пакете до 2 Гбит/с на расстоянии 100 м при использовании 16-QAM модуляции со скоростью кода 3/4 при допустимых пакетных ошибках PER $< 0,05$. Однако при скорости кодирования 13/16 вероятность пакетных ошибок достигает 12 %. Следует отметить, что увеличение мощности передатчика при модуляции 16-QAM не позволило снизить вероятности пакетных ошибок, по всей видимости, из-за возникающих нелинейных искажений сигналов в радиопередатчике на фоне неустраняемого остаточного фазового шума.

7. Применение адаптивного алгоритма демодуляции для компенсации I/Q-дисбаланса и нелинейных искажений сигнала на стороне передатчика

Проведенные экспериментальные исследования выявили, что используемые в РЧ-блоке прототипа микросхемы HMC6000 и HMC6001 компании Hittite Microwave Corporation обладают высоким уровнем фазовых шумов, I/Q-дисбалансом около 8–10 % и

большими нелинейными искажениями при максимальных мощностях (10–12 дБм). Следует отметить, что присутствие сильных фазовых шумов типично для систем связи миллиметрового диапазона длин волн [19, 20]. Для борьбы с фазовыми шумами в прототипе использовался известный алгоритм, компенсирующий линейный тренд фазовых набегов в радиоприемнике на основе периодических коротких пилотных сигналов [7], подробно описанный в работе [21].

Для компенсации I/Q-дисбаланса модулятора/демодулятора и нелинейных искажений сигнала, вызванных неидеальной работой усилителя мощности в радиопередатчике, был реализован адаптивный алгоритм, предложенный в работе [22]. Этот алгоритм обработки принимаемых сигналов включает в себя две основные операции.

Во-первых, параметры суммарных линейных (I/Q-дисбаланс) и нелинейных (в усилителе мощности) искажений сигнала, вызванных неидеальной работой блоков передатчика, оцениваются путем статистического анализа распределений комплексных амплитуд сигнала.

Во-вторых, «мягкие» метрики (LLR, аббр. от англ. Log-Likelihood Ratio), используемые в LDPC-декодере, вычисляются при демодуляции сигналов с учетом корректировки опорного модуляционного созвездия. Статистическая оценка искажений из-за I/Q -дисбаланса и нелинейности усилителя мощности проводилась на основе построения диаграмм рассеяния полученных комплексных амплитуд QAM-сигналов.

Пошаговое описание этапов обработки сигналов в радиоприемнике для компенсации искажений в радиопередатчике приведено ниже.

Шаг 1. Используя априорное знание структуры модуляционного созвездия (например, 16-QAM созвездия), в комплексной области принимаемого сигнала создается однородная двумерная сетка из ячеек достаточно малого размера. Путем тестирования предложенного алгоритма выявлено, что размер элементарных ячеек должен составлять не более 0,05 от максимальной амплитуды сигнала.

Шаг 2. Для каждой ячейки созданной двумерной сетки вычисляется количество символов принятого модулированного сигнала, попадающих в область этой ячейки.

Шаг 3. Производится обработка полученного двумерного массива счетчика символов (гистограмм) принятого модулированного сигнала, попадающих в области ячеек, путем двумерной фильтрации с гауссовским ядром. Данная обработка аналогична двумерной обработке изображений для борьбы с зашумленностью или после его сжатия. После двумерной фильтрации исходных данных производится поиск локальных максимумов, которые затем используются как новые точки опорного модуляционного созвездия. При практической реализации двумерной фильтрации радиус окна для гауссовского фильтра подбирался путем нескольких последовательных циклов обработки по критерию совпадения количества полученных максимумов с количеством точек в модуляционном созвездии принимаемого сигнала (например, до 16 точек для 16-QAM модуляции).

Шаг 4. Координаты точек, соответствующих локальным максимумам полученного двумерного массива, используются в качестве опорных в процессе демодуляции принятых сигналов при вычислении евклидовых расстояний в алгоритмах демодуляции сигналов для более точного вычисления «мягких» LLR-метрик (для каждого принятого бита), которые подаются на LDPC-декодер приемника.

Примеры гистограмм принимаемых сигналов с модуляцией 16-QAM, полученные до и после применения двумерной гауссовской фильтрации, показаны на рисунках 8а и 8б, соответственно.

Эффективность предложенного адаптивного алгоритма демодуляции и декодирования с компен-

сацией в радиоприемнике линейных и нелинейных искажений сигналов передатчиком была проверена путем обработки нескольких серий экспериментальных измерений характеристик созданного прототипа приемо-передающего оборудования. Наиболее эффективным оказалось применение данного алгоритма для демодуляции и декодирования сигналов с модуляцией 16-QAM и высокой скоростью кодирования 3/4.

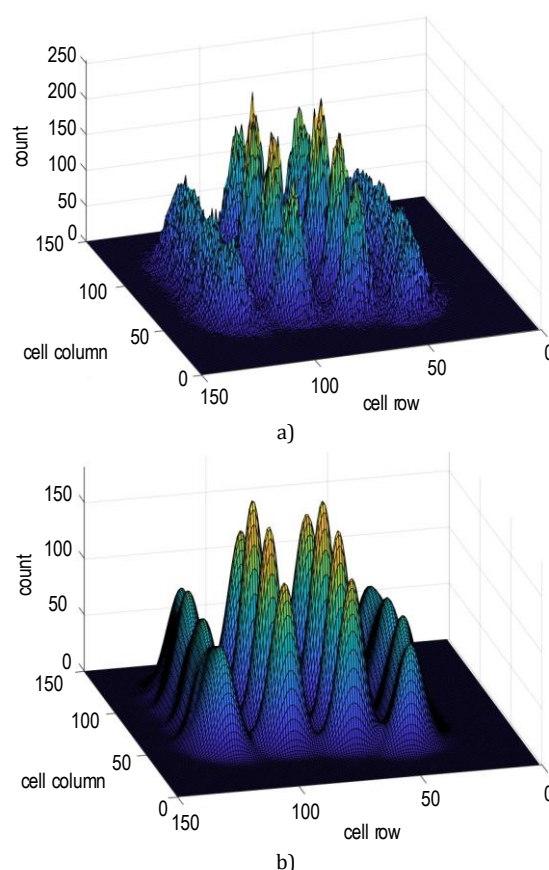


Рис. 8. Примеры гистограмм сигналов с модуляцией 16-QAM до (а) и после (б) применения двумерной гауссовской фильтрации

Fig. 8. Examples of Histograms of Signals with 16-QAM Modulation before (a) and after (b) the Two-Dimensional Gaussian Filtering Application

Результаты измерений вероятностей блоковых ошибок в 11 сериях экспериментов в случае использования адаптивного алгоритма компенсации и без него приведены в таблице 10, из которой видно, что применение предложенного адаптивного алгоритма при одинаковых условиях передачи позволило снизить вероятность пакетных ошибок приблизительно в два раза. По сравнению с известными схемами предварительного предискажения сигналов в радиопередатчике предлагаемый самообучающийся алгоритм демонстрирует гораздо меньшую сложность и поэтому может быть рекомендован для применения в приемопередающем оборудовании небольших и дешевых релейных станций.

**ТАБЛИЦА 10. Результаты измерений вероятностей
блоковых ошибок**

TABLE 10. Measurement Results of Block Error Probabilities

Номер эксперимента	BLER	
	без адаптации	с адаптацией
0	0,080	0,053
1	0,147	0,062
2	0,089	0,067
3	0,098	0,049
4	0,076	0,053
5	0,111	0,058
6	0,124	0,053
7	0,116	0,071
8	0,102	0,049
9	0,156	0,071
10	0,147	0,053
Ср. по всем экспериментам	0,113	0,058

Заключение

В ходе исследований характеристик разработанного прототипа приемно-передающего оборудования была продемонстрирована скорость передачи данных до 2 Гбит/с на расстояние 100 м и возможность уверенной передачи со скоростью до 500 Мбит/с на расстояние до 300 м с вероятностями пакетных ошибок менее 5 %. В то же время было выявлено, что используемые в РЧ-блоке прототипы микросхем HMC6000 и HMC6001 компании Hittite Microwave Corporation обладают высоким уровнем фазовых шумов, I/Q -дисбалансом около 8–10 % и при максимальных мощностях передатчика (10–12 дБм) достаточно большими нелинейными

искажениями. Для борьбы с фазовыми шумами был разработан и реализован специальный алгоритм, компенсирующий линейный тренд фазовых набегов в радиоприемнике с помощью применения периодических коротких пилотных символов, используемых в стандарте IEEE 802.11ad. Для компенсации I/Q -дисбаланса модулятора/демодулятора и нелинейных искажений усилителя мощности передатчика был разработан и реализован адаптивный алгоритм демодуляции и декодирования (адаптивный LDPC-декодер), позволивший повысить эффективность передачи сигналов с модуляцией 16-QAM и уменьшить вероятность пакетных ошибок при пороговых уровнях SNR приблизительно в два раза, доведя их до приемлемого уровня.

Исследования характеристик прототипа приемно-передающего оборудования позволили также наметить план дальнейших работ по улучшению его характеристик с целью достижения более высоких скоростей передачи данных на большие расстояния. В частности, для улучшения характеристик прототипа планируется использовать новые РЧ-микросхемы с лучшими характеристиками, которые, согласно спецификациям, имеют меньший уровень фазовых шумов и меньшие нелинейные искажения. Кроме того, для передачи сигналов с модуляциями высокого порядка (64- и 256-QAM) возможно применение более сложных цифровых алгоритмов компенсации нелинейных искажений, в том числе и разрабатываемых в настоящее время специально для систем связи 5G NR в миллиметрового и субтерагерцового диапазонов длин волн.

Список источников

1. Rappaport T.S., Sun S., Mayzus R., Zhao H., Azar Y., Wang K., et al. Millimeter Wave Mobile Communications for 5G Cellular: It Will Work! // IEEE Access. 2013. Vol. 1. PP. 335–349. DOI:10.1109/ACCESS.2013.2260813
2. Boccardi F., Heath R.W., Lozano A., Marzetta T.L., Popovski P. Five disruptive technology directions for 5G // IEEE Communications Magazine. 2014. Vol. 52. Iss. 2. PP. 74–80. DOI:10.1109/MCOM.2014.6736746
3. Sakaguchi K., Haustein T., Barbarossa S., STRINATI E.C., Clemente A., DESTINO G., et al. Where, When, and How mmWave is Used in 5G and Beyond // IEICE Transactions on Electronics. 2017. Vol. E100-C. Iss. 10. PP. 790–808. DOI:10.1587/transele. E100.C.790
4. Liu D., Gaucher B., Pfeiffer U., Grzyb J. Advanced Millimeter-wave Technologies: Antennas, Packaging and Circuits. John Wiley & Sons, 2009. 832 p.
5. Perahia E., Cordeiro C., Park M., Yang L.L. IEEE 802.11ad: Defining the Next Generation Multi-Gbps Wi-Fi // Proceedings of the 7th IEEE Consumer Communications and Networking Conference (CCNC IEEE, Las Vegas, USA, 9–12 January 2010). IEEE, 2010. DOI:10.1109/CCNC.2010.5421713
6. Nitsche T., Cordeiro C., Flores A.B., Knightly E.W., Perahia E., Widmer J.C. IEEE 802.11ad: directional 60 GHz communication for multi-Gigabit-per-second Wi-Fi // IEEE Communications Magazine. 2014. Vol. 52. Iss. 12. PP. 132–141. DOI:10.1109/MCOM.2014.6979964
7. 802-11:2012/Amd.3:-2014 - ISO/IEC/IEEE. International 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 (adoption of IEEE Std 802.11ad-2012). IEEE, 2014. DOI:10.1109/IEEESTD.2014.6774849
8. Ghasempour Y., da Silva C.R.C.M., Cordeiro C., Knightly E.W. IEEE 802.11ay: Next-Generation 60 GHz Communication for 100 Gb/s Wi-Fi // IEEE Communications Magazine. 2017. Vol. 55. Iss. 12. PP. 186–192. DOI:10.1109/MCOM.2017.1700393
9. Da Silva C.R.C.M., Lomayev A., Chen C., Cordeiro C. Analysis and Simulation of the IEEE 802.11ay Single-Carrier PHY // Proceedings of the International Conference on Communications (ICC, Kansas City, USA, 20–24 May 2018). IEEE, 2018. DOI:10.1109/ICC.2018.8422532
10. 802.11ay-2021. 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 2: Enhanced Throughput for Operation in License-exempt Bands above 45 GHz. IEEE, 2021. DOI:10.1109/IEEESTD.2021.9502046

11. Dahlman E., Parkvall S., Skold J. 5G NR: The Next Generation Wireless Access Technology. Academic Press, 2018. DOI:10.1016/C2017-0-01347-2

12. Maltsev A., Lomayev A., Pudeyev A., Bolotin I., Bolkhovskaya O., Seleznev V. Millimeter-wave Toroidal Lens-Array Antennas Experimental Measurements // Proceedings of the International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting (Boston, USA, 08–13 July 2018). IEEE, 2018. PP. 607–608. DOI:10.1109/APUSNCURSINRSM.2018.8608633

13. Bolkhovskaya O., Maltsev A., Seleznev V., Bolotin I. Cost-Efficient RAA Technology for Development of the High-Gain Steerable Antennas for mmWave Communications // In: Tallón-Ballesteros A.J., Chen C.H. (ed.) Machine Learning and Artificial Intelligence. Vol. 332. IOS Press, 2020. PP. 346–353. DOI:10.3233/FAIA200800

14. Yong S.-K., Xia P., Valdes-Garcia A. 60GHz Technology for Gbps WLAN and PAN: From Theory to Practice. John Wiley & Sons, 2011. 296 p.

15. Shabany M., Gulak P.G. Efficient Compensation of the Nonlinearity of Solid-State Power Amplifiers Using Adaptive Sequential Monte Carlo Methods // IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers. 2008. Vol. 55. Iss. 10. PP. 3270–3283. DOI:10.1109/TCSI.2008.925376

16. Bhat S., Chockalingam A. Compensation of power amplifier nonlinear distortion in spatial modulation systems // Proceedings of the 17th International Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications (SPAWC, Edinburgh, UK, 03–06 July 2016). IEEE, 2016. DOI:10.1109/SPAWC.2016.7536802

17. Maltsev A., Shikov A., Pudeev A., Kim S., Yang S. A Method for Power Amplifier Distortions Compensation at the RX Side for the 5G NR Communication Systems // In: Tallón-Ballesteros A.J. (ed.) Proceedings of CECNet 2022. Vol. 363. IOS Press, 2022. PP. 119–129. DOI:10.3233/FAIA220526

18. Wyglinski A.M., Getz R., Collins T., Pu D. Software-Defined Radio for Engineers. Artech House, 2018. 378 p.

19. Levanen T., Tervo O., Pajukoski K., Renfors M., Valkama M. Mobile Communications Beyond 52.6 GHz: Waveforms, Numerology, and Phase Noise Challenge // IEEE Wireless Communications. 2021. Vol. 28. Iss. 1. PP. 128–135. DOI:10.1109/MWC.001.2000185

20. Qi Y., Hunukumbure M., Nam H., Yoo H., Amuru S. On the Phase Tracking Reference Signal (PT-RS) Design for 5G New Radio (NR) // Proceedings of the 88th Vehicular Technology Conference (VTC-Fall, Chicago, USA, 27–30 August 2018). IEEE, 2018. DOI:10.1109/VTCFall.2018.8690852

21. Maltsev A., Pudeev A., Kim S., Yang S., Choi S., Myung S. Phase Tracking Sequences for 5G NR in 52.6–71 GHz Band: Design and Analysis // In: Tallón-Ballesteros A.J. (ed.) Proceedings of CECNet 2021. Vol. 345. IOS Press, 2021. PP. 268–282. DOI:10.3233/FAIA210412

22. Ermolaev G.A., Bolkhovskaya O.V., Maltsev A.A. Advanced Approach for TX Impairments Compensation Based on Signal Statistical Analysis at the RX Side // Proceedings of the Wave Electronics and its Application in Information and Telecommunication Systems (WECONF, St. Petersburg, Russia, 31 May 2021–04 June 2021). IEEE, 2021. DOI:10.1109/WECONF51603.2021.9470687

References

1. Rappaport T.S., Sun S., Mayzus R., Zhao H., Azar Y., Wang K., et al. Millimeter Wave Mobile Communications for 5G Cellular: It Will Work! *IEEE Access*. 2013;1:335–349. DOI:10.1109/ACCESS.2013.2260813

2. Boccardi F., Heath R.W., Lozano A., Marzetta T.L., Popovski P. Five disruptive technology directions for 5G. *IEEE Communications Magazine*. 2014;52(2):74–80. DOI:10.1109/MCOM.2014.6736746

3. Sakaguchi K., Haustein T., Barbarossa S., STRINATI E.C., Clemente A., DESTINO G., et al. Where, When, and How mmWave is Used in 5G and Beyond. *IEEE Transactions on Electronics*. 2017;E100-C(10):790–808. DOI:10.1587/transele.E100.C.790

4. Liu D., Gaucher B., Pfeiffer U., Grzyb J. *Advanced Millimeter-wave Technologies: Antennas, Packaging and Circuits*. John Wiley & Sons; 2009. 832 p.

5. Perahia E., Cordeiro C., Park M., Yang L.L. IEEE 802.11ad: Defining the Next Generation Multi-Gbps Wi-Fi. *Proceedings of the 7th IEEE Consumer Communications and Networking Conference, CCNC IEEE, 9–12 January 2010, Las Vegas, USA*. IEEE; 2010. DOI:10.1109/CCNC.2010.5421713

6. Nitsche T., Cordeiro C., Flores A.B., Knightly E.W., Perahia E., Widmer J.C. IEEE 802.11ad: directional 60 GHz communication for multi-Gigabit-per-second Wi-Fi. *IEEE Communications Magazine*. 2014;52(12):132–141. DOI:10.1109/MCOM.2014.6979964

7. 8802-11:2012/Amd.3:-2014 - ISO/IEC/IEEE. *International 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 (adoption of IEEE Std 802.11ad-2012)*. IEEE; 2014. DOI:10.1109/IEEESTD.2014.6774849

8. Ghasempour Y., da Silva C.R.C.M., Cordeiro C., Knightly E.W. IEEE 802.11ay: Next-Generation 60 GHz Communication for 100 Gb/s Wi-Fi. *IEEE Communications Magazine*. 2017;55(12):186–192. DOI:10.1109/MCOM.2017.1700393

9. Da Silva C.R.C.M., Lomayev A., Chen C., Cordeiro C. Analysis and Simulation of the IEEE 802.11ay Single-Carrier PHY. *Proceedings of the International Conference on Communications, ICC, 20–24 May 2018, Kansas City, USA*. IEEE; 2018. DOI:10.1109/ICC.2018.8422532

10. 802.11ay-2021. *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 2: Enhanced Throughput for Operation in License-exempt Bands above 45 GHz*. IEEE; 2021. DOI:10.1109/IEEESTD.2021.9502046

11. Dahlman E., Parkvall S., Skold J. *5G NR: The Next Generation Wireless Access Technology*. Academic Press; 2018. DOI:10.1016/C2017-0-01347-2
12. Maltsev A., Lomayev A., Pudeyev A., Bolotin I., Bolkhovskaya O., Seleznev V. Millimeter-wave Toroidal Lens-Array Antennas Experimental Measurements. *Proceedings of the International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting, 08–13 July 2018, Boston, USA*. IEEE; 2018. p.607–608. DOI:10.1109/APUSNCURSINRSM.2018.8608633
13. Bolkhovskaya O., Maltsev A., Seleznev V., Bolotin I. Cost-Efficient RAA Technology for Development of the High-Gain Steerable Antennas for mmWave Communications. In: *Tallón-Ballesteros A.J., Chen C.H. (ed.) Machine Learning and Artificial Intelligence. vol.332*. IOS Press; 2020. p.346–353. DOI:10.3233/FAIA200800
14. Yong S.-K., Xia P., Valdes-Garcia A. *60GHz Technology for Gbps WLAN and PAN: From Theory to Practice*. John Wiley & Sons; 2011. 296 p.
15. Shabany M., Gulak P.G. Efficient Compensation of the Nonlinearity of Solid-State Power Amplifiers Using Adaptive Sequential Monte Carlo Methods. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*. 2008; 55(10):3270–3283. DOI:10.1109/TCSI.2008.925376
16. Bhat S., Chockalingam A. Compensation of power amplifier nonlinear distortion in spatial modulation systems. *Proceedings of the 17th International Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications, SPAWC, 03–06 July 2016, Edinburgh, UK*. IEEE; 2016. DOI:10.1109/SPAWC.2016.7536802
17. Maltsev A., Shikov A., Pudeev A., Kim S., Yang S. A Method for Power Amplifier Distortions Compensation at the RX Side for the 5G NR Communication Systems. In: *Tallón-Ballesteros A.J. (ed.) Proceedings of CECNet 2022. vol.363*. IOS Press; 2022. p.119–129. DOI:10.3233/FAIA220526
18. Wyglinski A.M., Getz R., Collins T., Pu D. *Software-Defined Radio for Engineers*. Artech House; 2018. 378 p.
19. Levanen T., Tervo O., Pajukoski K., Renfors M., Valkama M. Mobile Communications Beyond 52.6 GHz: Waveforms, Numerology, and Phase Noise Challenge. *IEEE Wireless Communications*. 2021;28(1):128–135. DOI:10.1109/MWC.001.2000185.
20. Qi Y., Hunukumbure M., Nam H., Yoo H., Amuru S. On the Phase Tracking Reference Signal (PT-RS) Design for 5G New Radio (NR). *Proceedings of the 88th Vehicular Technology Conference, VTC-Fall, 27–30 August 2018, Chicago, USA*. IEEE; 2018. DOI:10.1109/VTCFall.2018.8690852
21. Maltsev A., Pudeev A., Kim S., Yang S., Choi S., Myung S. Phase Tracking Sequences for 5G NR in 52.6–71 GHz Band: Design and Analysis. In: *Tallón-Ballesteros A.J. (ed.) Proceedings of CECNet 2021. vol.345*. IOS Press; 2021. p.268–282. DOI:10.3233/FAIA210412
22. Ermolaev G.A., Bolkhovskaya O.V., Maltsev A.A. Advanced Approach for TX Impairments Compensation Based on Signal Statistical Analysis at the RX Side. *Proceedings of the Wave Electronics and its Application in Information and Telecommunication Systems, WECONF, 31 May 2021–04 June 2021, St. Petersburg, Russia*. IEEE; 2021. DOI:10.1109/WECONF51603.2021.9470687

Статья поступила в редакцию 29.12.2022; одобрена после рецензирования 31.03.2023; принята к публикации 04.04.2023.

The article was submitted 29.12.2022; approved after reviewing 31.03.2023; accepted for publication 04.04.2023.

Информация об авторах:

БОЛХОВСКАЯ
Олеся Викторовна

кандидат физико-математических наук, доцент, доцент кафедры статистической радиофизики и мобильных систем связи Национального исследовательского Нижегородского государственного университета им. Н.И. Лобачевского
 <https://orcid.org/0000-0002-6679-9295>

ЕРМОЛАЕВ
Григорий Александрович

аспирант кафедры статистической радиофизики и мобильных систем связи Национального исследовательского Нижегородского государственного университета им. Н.И. Лобачевского
 <https://orcid.org/0000-0003-4213-953X>

ТРУШКОВ
Сергей Николаевич

аспирант кафедры статистической радиофизики и мобильных систем связи Национального исследовательского Нижегородского государственного университета им. Н.И. Лобачевского
 <https://orcid.org/0000-0002-5599-7157>

МАЛЬЦЕВ
Александр Александрович

доктор физико-математических наук, профессор, заведующий кафедрой статистической радиофизики и мобильных систем связи Национального исследовательского Нижегородского государственного университета им. Н.И. Лобачевского
 <https://orcid.org/0000-0001-8694-0033>