



УДК 621.376

DOI: 10.22184/NanoRus.2019.12.89.302.308

ОСОБЕННОСТИ РАЗРАБОТКИ СФ-БЛОКА ИНТЕРФЕЙСА WI-FI 802.11AH

PECULIARITIES OF DEVELOPING THE WI-FI 802.11AH INTERFACE IP-CORE

АНТИМИРОВ Я. В.

ANTIMIROV YA. V.

ИВАНОВА Ю. А.

IVANOVA YU. A.

КУКУШКИН Д. В.

KUKUSHKIN D. V.

ОВЧИННИКОВ А. О.

OVCHINNIKOV A. O.

ЧЕМОДАНОВ Е. В.

CHEMODANOV E. V.

ООО «Дизайн-центр «Система»
 620075, Екатеринбург, ул. Тургенева, д. 18, оф. 302
 Тел.: +7(343) 288-53-45
 info@dc-system.ru

“System” Design Center” Ltd.
 office 302, 18 Turgenev St., 620075, Yekaterinburg
 Tel.: +7(343) 288-53-45
 info@dc-system.ru

Построена модель беспроводного канала передачи данных; предложена модель реализации синхронизатора на основе совмещения авто- и кросс-корреляторов; проведена разработка цифрового СФ-блока для беспроводного канала обмена в соответствии со стандартом IEEE 802.11ah.

Ключевые слова: беспроводная передача данных; синхронизатор; модулятор; демодулятор; СФ-блок.

A model of wireless data transmission channel has been constructed; a modulator based on simultaneous usage of auto- and crosscorrelators has been proposed; IEEE 802.11ah wireless communication IP-core has been developed.

Keywords: wireless communication; synchronizer; modulator; demodulator; IP-core.

В настоящее время системы беспроводной передачи данных находят все более широкое применение в промышленных системах, а также системах промышленного Интернета вещей (ПоТ – Industrial Internet of Things). При этом к данным системам предъявляются противоречивые требования, а именно: экономичность, значительная дальность и высокая скорость передачи данных. Также в настоящее время возрастает интерес к применению беспроводных систем связи в составе космических аппаратов благодаря возможной перспективе существенного снижения массы кабельной сети.

Несмотря на то что сегодня активно применяются многочисленные технологии беспроводных сетей на основе RFID, ZigBee, Bluetooth, Z-Wave, Insteon, LPWan, в том числе поддерживающих работу устройств с низким и сверхнизким (EnOcean, BT LE и «Стриж») энергопотреблением, их возможности ограничены количеством устройств в одной сети, пропускной способностью, радиусом действия и другими параметрами. Применение технологий городских и региональных сетей, таких как WiMAX и LTE, также затруднено в ПоТ из-за большого потребления энергии и относительно высокой стоимости использования. Новый стандарт WiFi 802.11 ah, планируемый к внедрению, нацелен на устранение основных недостатков существующих стандартов, обеспечивая большую зону покрытия и высокие скорости взаимодействия.

По требованию заказчика основной задачей при разработке СФ-блока беспроводной высокоскоростной передачи данных, совместимого со стандартом WiFi 802.11 ah, являлось обеспечение предельной дальности передачи данных, превосходящей требуемые стандартом 1000 м. Для достижения необходимых характеристик критичным являлось решение задачи надежного обнаружения полезного сигнала и точная временная

синхронизация с моментом начала приема пакета. Решение данной задачи потребовало проведения целого комплекса работ.

В данной статье рассматриваются вопросы математического моделирования различных алгоритмов цифровой обработки сигнала приемным трактом, вопросы разработки, прототипирования и испытаний цифрового СФ-блока беспроводной передачи данных, совместимого со стандартом WiFi 802.11 ah.

МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ

Задача детектирования сигнала и генерации импульса временной синхронизации может быть решена с использованием как алгоритма кросс-корреляции входного сигнала, представляющего собой смесь полезного сигнала с шумом, с априорно известными выборками тренировочной последовательности, так и алгоритма автокоррелирования входного сигнала на промежутке априорно известного периода тренировочной последовательности. Проведение математического моделирования различных реализаций корреляторов и их комбинаций позволяет определить наиболее оптимальный алгоритм для предполагаемых условий эксплуатации ИМС, в которую будет встраиваться разрабатываемый СФ-блок.

На первом этапе работ проводился анализ сигнала на выходе каждого из вариантов построения блока, реализующего детектирование сигнала и генерацию импульса временной синхронизации. Согласно реализованному алгоритму кросс-корреляции, на каждом такте схема вычисляет нормированный модуль скалярного произведения последних восьми поступивших на вход системы отсчетов и комплексно-сопряженных априорно известных отсчетов синхропоследовательности. При условии отсутствия шума во входном сигнале и наличия в нем тренировочной последовательности в момент максимального совпадения фаз



коррелируемых сигналов на выходе кросс-коррелятора образуется локальный максимум. Сигнал, формирующийся на выходе кросс-коррелятора при отсутствии шумов, приведен на рис. 1.

Задача обнаружения сигнала во входном сигнале по функции кросс-корреляции при проведении моделирования решалась путем обнаружения заданного количества следующих периодических пиков (превышений уровня порогового устройства) при отсутствии пиков (превышений уровня порогового устройства) на интервале между ними. Временная синхронизация осуществлялась относительно последнего пика, детектированного приемником в последовательности.

На выходе автокоррелятора сигнал формировался путем вычисления модуля скалярного произведения последних восьми поступивших отсчетов на вход системы на комплексно сопряженные восемь отсчетов, предшествующих им. Таким образом, по мере накопления в блоке автокоррелятора второго периода синхропоследовательности сигнал на выходе автокоррелятора постепенно возрастал и также постепенно падал после завершения передачи синхропоследовательности. При последовательном приеме нескольких периодов сигнала на выходе автокоррелятора формировалось плоское плато, как показано на рис. 2.

Задача обнаружения сигнала во входном сигнале по функции автокорреляции при проведении моделирования решалась путем сравнения нормированного выхода автокорреляционной функции с пороговым уровнем. При превышении сигналом порогового уровня на промежутке времени, большем или равном длительности искомой синхропосылки, сигнал считался обнаруженным. Временная синхронизация осуществлялась относительно момента падения уровня сигнала на выходе автокоррелятора ниже порогового уровня. Недостатком такого метода синхронизации являлась низкая точность установления момента временной синхронизации, связанная с низкой скоростью спада сигнала на выходе автокоррелятора в сравнении со скоростью спада импульсных сигналов на выходе кросс-коррелятора.

Для нахождения оптимального алгоритма обнаружения и синхронизации в реальных условиях распространения радиосигнала производилось исследование влияния моделируемых параметров радиоканала на выходной сигнал автокоррелятора и кросс-коррелятора. Поскольку уровень пиков на выходе кросс-коррелятора и уровень плато на выходе автокоррелятора определяются взаимной энергией коррелируемых сигналов, исследовалось возможное падение данных уровней под действием возмущающих параметров. На корректность принимаемых пороговым устройством значений влияют в первую очередь математическое ожидание уровня генерируемого отклика на синхропоследовательность на выходе корреляторов и отрицательные флуктуации, которые также необходимо учитывать при выборе уровня порогового устройства. При оценке этих параметров

в ходе математического моделирования оценивается эффективный динамический диапазон d блока обнаружения и синхронизации:

$$d = \frac{\bar{K} - D(K)}{K_{\max}} \cdot 100\%,$$

где K — сигнал на выходе блока обнаружения и синхронизации, D — дисперсия, K_{\max} — максимально возможное значение на выходе блока.

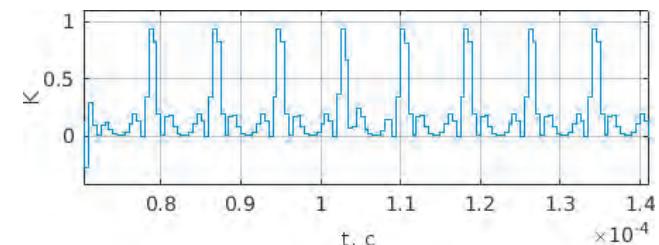


Рис. 1. Сигнал, формирующийся на выходе кросс-коррелятора при отсутствии шумов (t — время, K — нормализованный выходной сигнал)

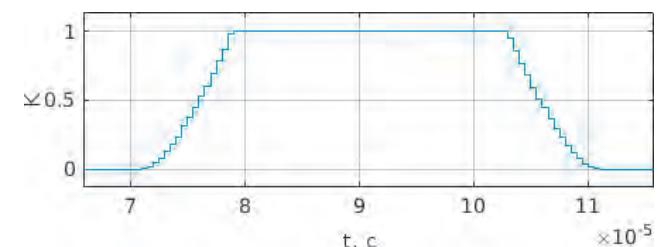


Рис. 2. Сигнал, формирующийся на выходе автокоррелятора при отсутствии шумов (t — время, K — нормализованный выходной сигнал)

Таблица 1. Зависимость эффективного динамического диапазона блока обнаружения и синхронизации от отношения сигнал/шум при различных значениях небаланса I/Q

Отношение сигнал/шум (SNR)	2	3	5	10	20
Кросс-коррелятор, небаланс I/Q 1°	59,4	63	72	85,3	97,2
Автокоррелятор, небаланс I/Q 1°	40,5	48	61,5	79	96
Кросс-коррелятор, небаланс I/Q 5°	58,7	63	72	83	95,8
Автокоррелятор, небаланс I/Q 5°	40,5	48	61	79	96
Кросс-коррелятор, небаланс I/Q 15°	58	61,5	71	82,5	94,4
Автокоррелятор, небаланс I/Q 15°	40,5	48	60	79	96

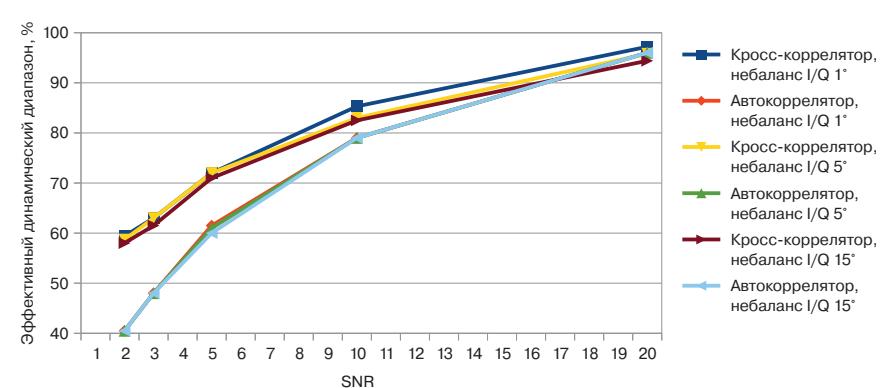


Рис. 3. Зависимость эффективного динамического диапазона блока обнаружения и синхронизации от отношения сигнал/шум при различных значениях небаланса I/Q



На данном этапе анализировалось влияние нарушения орто-гональности квадратурных составляющих приемника на исследуемые функции. Результаты моделирования зависимости эффективного динамического диапазона выходного сигнала исследуемых автокоррелятора и кросс-коррелятора от соотношения сигнал/шум (SNR) на выходе при различных величинах взаимного рассогласования квадратурных компонент приведены в табл. 1 и на рис. 3.

Таблица 2. Зависимость эффективного динамического диапазона блока обнаружения и синхронизации от отношения сигнал/шум при различных условиях распространения радиосигнала

Отношение сигнал/шум (SNR)	2	3	5	10	20
Кросс-коррелятор, RA	53,8	55,9	63,6	67,8	76,2
Автокоррелятор, RA	40	49	68	79	93
Кросс-коррелятор, TU	48,9	50,3	53,8	56,6	63,6
Автокоррелятор, TU	39,8	45,4	66,1	74,8	89
Кросс-коррелятор, BU	50	52	55,2	65,7	67,1
Автокоррелятор, BU	38,4	44	63,8	82,5	93
Кросс-коррелятор, HT	48,2	50	52,4	55,2	57,3
Автокоррелятор, HT	33,5	51,5	62	68,5	75,5

Таблица 3. Зависимость эффективного динамического диапазона блока обнаружения и синхронизации от отношения сигнал/шум при различных значениях рассогласования приемника и передатчика по частоте

Отношение сигнал/шум (SNR)	2	3	5	10	20
Кросс-коррелятор, $\Delta f = 0$	48,9	50,3	53,8	56,6	63,6
Автокоррелятор, $\Delta f = 0$	39,8	45,4	66,1	74,8	89
Кросс-коррелятор, $\Delta f = 18000$	48,2	49,2	49,6	51	53,8
Автокоррелятор, $\Delta f = 18000$	28	37	53,1	75	83,2
Кросс-коррелятор, $\Delta f = 36000$	43	43,3	44,7	46,8	48,9
Автокоррелятор, $\Delta f = 36000$	20	37	51	69,2	76,2
Кросс-коррелятор, $\Delta f = 54000$	39,1	39,1	39,8	41,2	42,6
Автокоррелятор, $\Delta f = 54000$	37	46	58	79	82,5

На приведенном графике отражено, что рассогласование квадратурных составляющих не приводит к ощутимому ухудшению характеристик на выходе корреляторов.

Разработка СФ-блока велась для совместной работы с радиочастотным трактом, использующим аналоговую схему разделения сигнала на квадратурные составляющие, с обеспечением точности разделения вплоть до одного градуса (данный уровень рассогласования применяется далее на всех этапах моделирования). В связи с этим реализация разделения в цифровом виде в составе СФ-блока нецелесообразна, поскольку это усложняет СФ-блок без значимого улучшения характеристик системы.

Анализ результатов моделирования показал, что при добавлении в смесь только белого аддитивного шума кросс-корреляционная схема обеспечивает большую разрешающую способность, что обусловлено использованием априорно известной информации о форме сигнала, не используемой в автокорреляторе. Однако системы, в составе которых должен применяться разрабатываемый СФ-блок, должны также работать в условиях наличия мультиплексивного шума, обусловленного многолучевым распространением и эффектом Доплера, аппроксимируемого при моделировании релеевским каналом с замираниями. Для определения влияния мультиплексивного шума проводилось исследование влияния релеевских каналов, характерных для загородной местности (RA), типичной городской местности (TU), осложненной городской местности (BU) и холмистой местности (HT) на эффективный динамический диапазон систем (см. табл. 2 и рис. 4). Величина доплеровского сдвига частоты при моделировании принималась заведомо завышенной, равной 300 Гц.

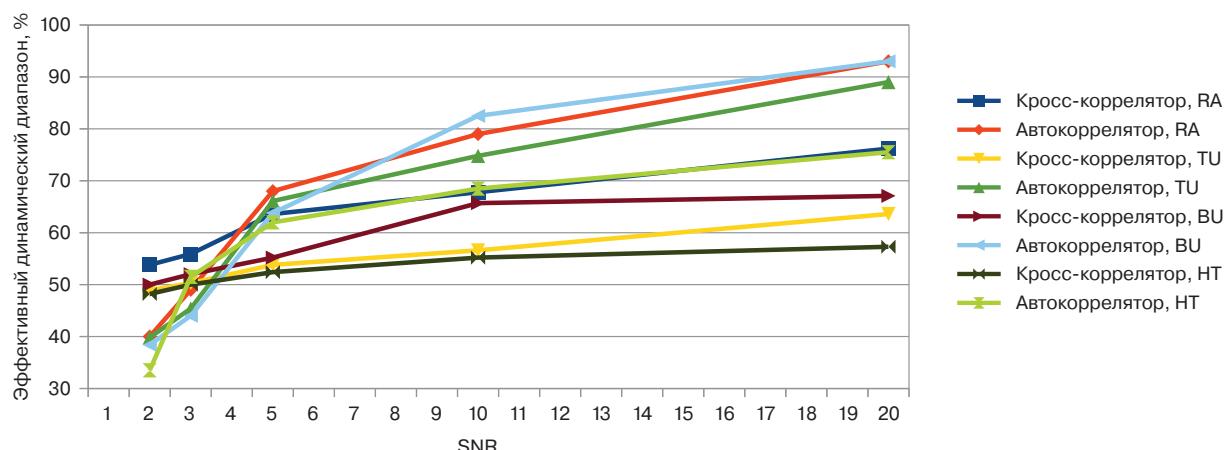


Рис. 4. Зависимость эффективного динамического диапазона блока обнаружения и синхронизации от отношения сигнал/шум при различных условиях распространения радиосигнала

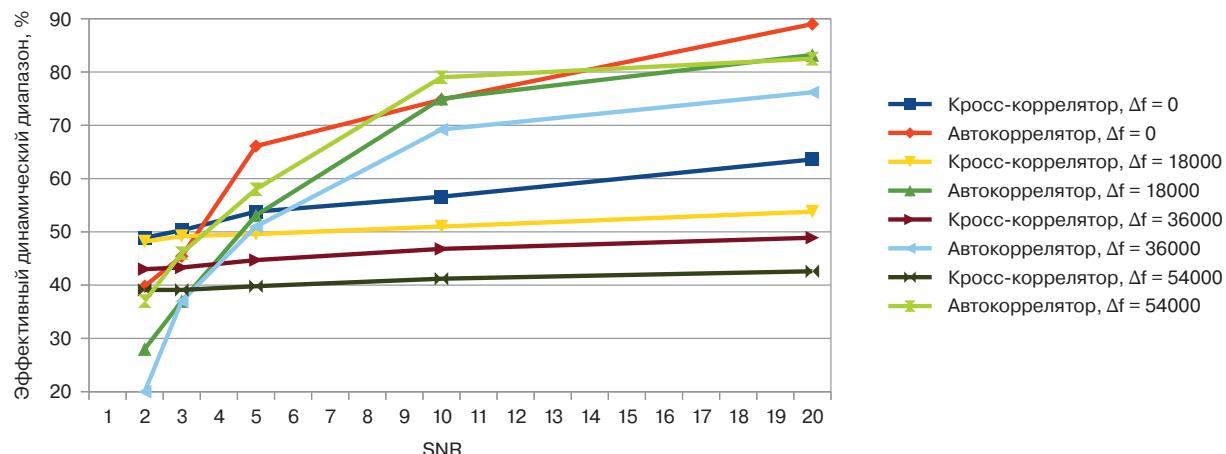


Рис. 5. Зависимость эффективного динамического диапазона блока обнаружения и синхронизации от отношения сигнал/шум при различных значениях рассогласования приемника и передатчика по частоте

На приведенном графике заметно резкое ухудшение характеристик выходного сигнала кросс-коррелятора, обусловленное искажением формы сигнала мультиплексной помехой. С другой стороны, выходной сигнал автокоррелятора имеет приемлемые характеристики при величине отношения сигнал/шум выше трех при любых моделируемых условиях окружающей среды, включая холмистую местность. Учитывая, что системы, в составе которых будет использоваться СФ-блок, предназначены в том числе для использования в городских условиях, для последующих этапов математического моделирования использовался только канал Релея с замираниями с типичными для города характеристиками (TU).

На следующем этапе математического моделирования определялось влияние величины рассогласования приемника и передатчика по частоте на эффективный динамический диапазон системы (табл. 3 и рис. 5).

Приведенный график демонстрирует существенное преимущество реализации алгоритма обнаружения сигнала на базе автокорреляторов над схемами, базирующимися на кросс-корреляции. Это преимущество обусловлено тем, что автокорреляционная функция не привязана к конкретной форме искомого сигнала, что значительно снижает чувствительность решения к мультиплексным искажениям сигнала. Действительное преимущество автокорреляционной схемы даже больше,

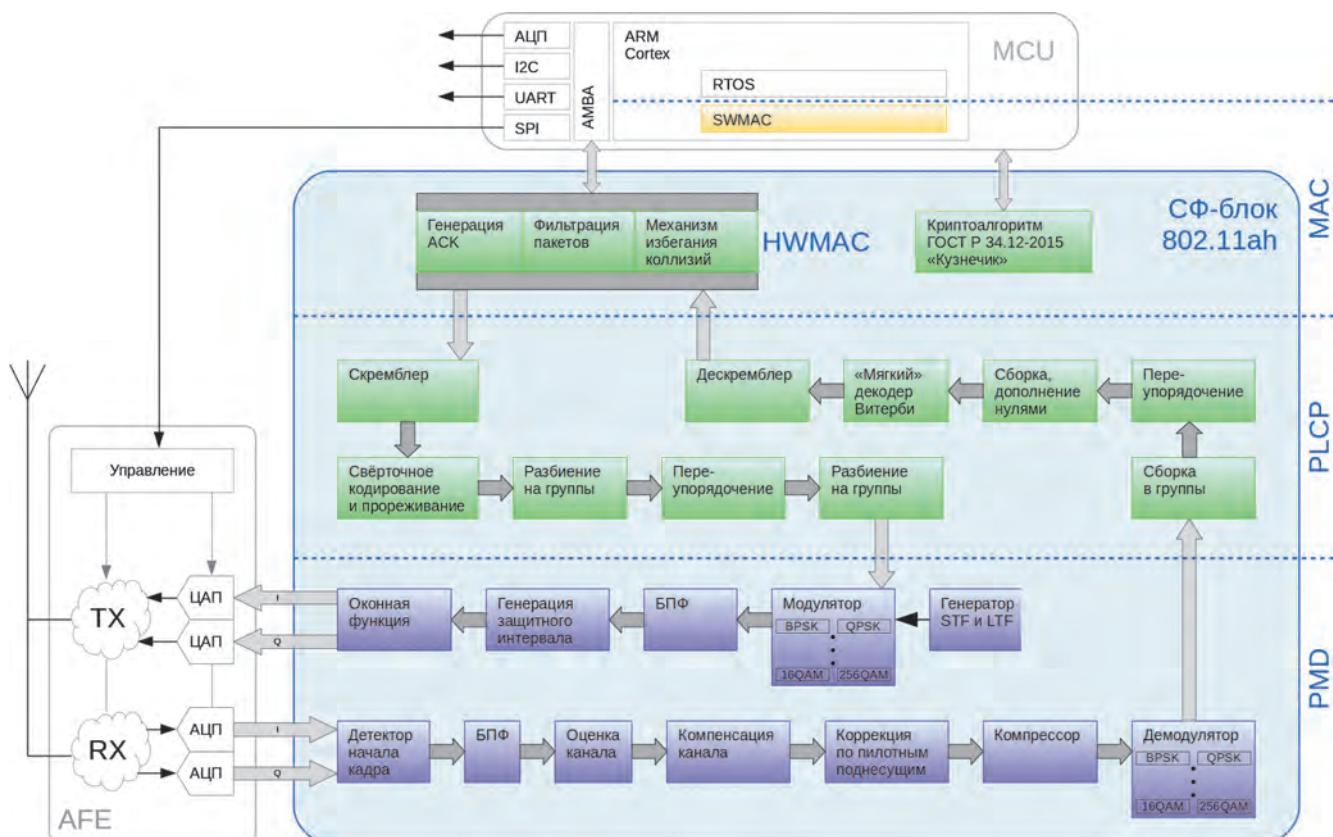


Рис. 6. Блок-схема разработанного СФ-блока



что видно из приведенного выше графика, поскольку мультиплексивные помехи вызывают возникновение ложных пиков на выходе кросс-коррелятора, существенно ограничивающих динамический диапазон снизу. На выходе автокоррелятора такой эффект не наблюдается, поскольку его сигнал меняется значительно медленнее.

Результаты проведенного математического моделирования позволили сделать вывод, что кросс-корреляционная схема не может быть применена для обнаружения сигнала в смеси, однако схему синхронизации СФ-блока нельзя ограничить автокорреляционным алгоритмом временной синхронизации, поскольку низкая точность временной синхронизации способна привести к ощутимому уменьшению дальности работы системы. Для объединения преимуществ автокорреляционного и кросс-корреляционного методов было предложено использовать комбинированный метод с обнаружением сигнала в смеси автокоррелятором и генерацией импульса временной синхронизации кросс-коррелятором. На основе данного метода реализован детектор начала кадра, включенный в СФ-блок для ИМС, предназначенных для применения в составе ПоТ-систем.

СТРУКТУРА СФ-БЛОКА

В данном разделе рассматриваются вопросы проектирования структуры и разработки СФ-блока цифровой части приемопередатчика (рис. 6).

Постановкой задачи было определено, что сопряжение с аналоговым трактом, содержащим ЦАП и АЦП (с которыми будет вести обмен подуровень PMD), гетеродины, смесители и усилители, осуществляется по цифровому интерфейсу ЦАП и АЦП. Также СФ-блок должен обеспечивать сопряжение с системой «верхнего уровня», реализующей функционал различных ПоТ-устройств.

При проведении разработки была предложена структура СФ-блока, содержащая все необходимые для организации беспроводной передачи данных по стандарту 802.11ah составляющие: подуровни PMD (physical medium dependent), PLCP (physical level convergence protocol) и MAC (media access control), в состав которого входит модуль, реализующий криптоалгоритм ГОСТ Р 34.12-2015 «Кузнецик». Подуровень PMD совместно с внешним аналоговым радиочастотным трактом (analog front-end, AFE, обеспечивающий первичную фильтрацию, гетеродинирование и цифроаналоговое и аналого-цифровое преобразования) образуют физический уровень системы (PHY). Подуровень PMD содержит модули, необходимые для получения/передачи битового потока из/в радиоэфир. Подуровень PLCP содержит модули, обеспечивающие восстановление принятой информации. Подуровень MAC, состоящий из аппаратной и программной (SWMAC) частей, реализует «высокоуровневые» функции управления каналом.

Также в состав блока включен аппаратный модуль, отвечающий за работу MAC-уровня. В результате всестороннего анализа требований, предъявляемых к СФ-блоку, было принято решение разделить подуровень MAC на две части: аппаратную, реализующую функции с жесткими требованиями по времени (проверка целостности и фильтрация пакетов, формирование подтверждений (ACK), механизм избегания коллизий, входящие в состав модуля HWMAC СФ-блока), и программную (SWMAC).

МОДУЛЯТОР

Передача пакета информации начинается с его формирования средствами системы верхнего уровня (SWMAC). Сформированный пакет без изменений передается на вход скремблера, который производит кодирование данных в целях обеспечения равномерного распределения нулевых и единичных битов в потоке данных, даже если исходный пакет содержит длинные последовательности нулей и/или единиц.

После скремблера данные подаются на вход двоичного сверточного кодера с прореживанием, вносящего в поток данных избыточность, обеспечивающую возможность восстановления на приемной стороне информации в случае ее искажения при передаче через радиоэфир.

После кодирования биты потока подвергаются переупорядочению, объединяются в группы и затем в пределах каждой группы подвергаются повторному переупорядочению. Размер группы соответствует числу битов в символе модуляции. Первичное переупорядочение битов позволяет избежать сосредоточенной потери целой группы битов в результате искажения символа модуляции. Повторное переупорядочение выполняется с тем, чтобы возможное искажение соседних битов приводило после демодуляции к максимальному перемещению точки, соответствующей этой группе битов на комплексной плоскости.

Результат переупорядочения вновь разбивается на группы, дополняется «пилотами» на определенных поднесущих частотах, дополняется преамбулой, содержащей служебную информацию, и передается в нижележащий подуровень PMD.

В подуровне PMD группы битов последовательно подаются на модулятор, который в соответствии с заданным типом модуляции (BPSK, QPSK, 16QAM, 256QAM...) отображает каждую группу битов в точку на комплексной плоскости, формируя на своем выходе пару значений I и Q. В начале передачи каждого кадра на модулятор подается короткая (STF) и длинная (LTF) тренировочная последовательность, вырабатываемые соответствующим генератором.

Пары отсчетов I и Q подаются на входы блока быстрого преобразования Фурье, переводящего их из частотной области во временную. К полученной последовательности отсчетов добавляется защитный интервал, позволяющий избежать взаимного наложения соседних OFDM-символов, а накладываемая затем оконная функция сужает спектр сигнала. Полученный в результате работы перечисленных блоков поток отсчетов I и Q передается в аналоговый тракт, где происходит их преобразование в аналоговую форму, перенос на несущую частоту и передача в эфир.

ДЕМОДУЛЯТОР

Принятый из радиоэфира аналоговый сигнал обрабатывается в радиочастотном тракте, где происходит его усиление, перенос сигнала на промежуточную частоту с выделением синфазной I и квадратурной Q составляющих и их преобразование в цифровую форму.

Поток цифровых отсчетов с выхода радиочастотного тракта подается на блок детектора начала кадра, работа которого была описана выше. Сформированные кадры поступают на вход блока БПФ, переносящего их в частотную область. В результате на выходах блока выделяются сигналы соответствующих поднесущих.

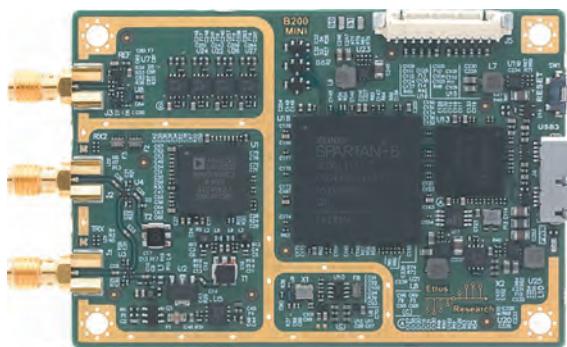


Рис. 7. Плата B200mini

Блок оценки канала, опираясь на заранее известную структуру тренировочных последовательностей, передаваемых в начале каждого кадра, определяет АЧХ и ФЧХ радиоканала, используя которые, блок коррекции канала производит коррекцию искажений символов данных. Окончательная коррекция искажений производится на основании анализа «пилотных» поднесущих, на которых последовательности заранее известны.

Компрессор производит нормализацию амплитуды сигнала, после чего он подается на демодулятор.

Цифровые данные с выхода демодулятора поступают в «мягкой» форме, т.е. каждый бит принимает не только фиксированные значения 0 и 1, но и ряд промежуточных из диапазона 0,1, что соответствует точности, с которой был демодулирован конкретный бит.

Поток данных подвергается операциям группирования и переупорядочения, обратным тем, которым он подвергался на передающей стороне, а затем поступает на «мягкий» декодер Виттерби, выполняющий восстановление информации и коррекцию ошибок. Цифровые данные проходят дескремблер, восстанавливающий исходную цифровую информацию, и передаются в подуровень MAC.

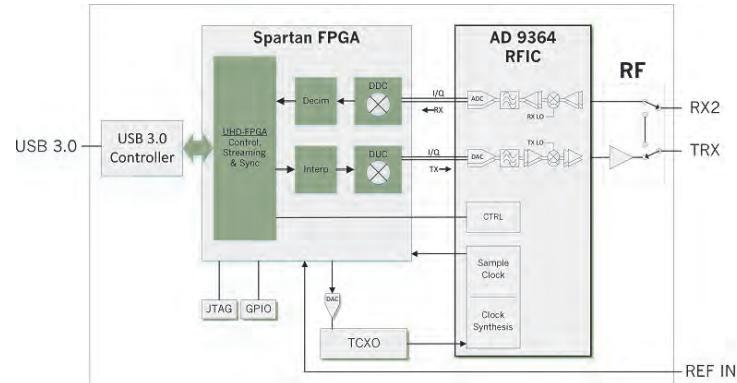
Блок HWMAC анализирует MAC-адрес принятого пакета, и, если принятый пакет предназначен данному узлу, передает его в систему верхнего уровня, одновременно формируя и отправляя на передачу пакет подтверждения (ACK).

КРИПТОГРАФИЧЕСКИЙ БЛОК

В связи с тем что информация, передаваемая через радиоэфир, легко доступна для перехвата, стандарты беспроводной связи регламентируют в том числе криптографические способы защиты передаваемой информации. Для ускорения выполнения операций шифрования и расшифрования в состав СФ-блока включен модуль аппаратной реализации криптоалгоритма.

При выборе алгоритма шифрования основной характеристической являлась возможность использования стандарта на территории РФ. Этому критерию удовлетворяют два стандарта ГОСТ 28147-89 («Магма») и ГОСТ Р 34.12-2015 («Кузнецик») [5, 6], имеющих одинаковую длину ключа (256 битов). Одно из различий состоит в размере блоков открытого текста: ГОСТ 28147-89 («Магма») рассчитан на шифрование текста длиной 64 бита, а ГОСТ Р 34.12-2015 («Кузнецик») — 128 битов.

Шифр «Магма» строится на базе сетей Фейстеля [7], которые подразумевают разбиение обрабатываемого блока данных



на несколько субблоков, один из которых обрабатывается некоторой функцией и накладывается на один или несколько остальных субблоков. Новый шифр «Кузнецик» использует SP-сеть (подстановочно-перестановочную) — преобразование, состоящее из нескольких одинаковых раундов, при этом каждый раунд состоит из линейного и нелинейного преобразований, а также операции наложения ключа. В отличие от сети Фейстеля при использовании SP-сети преобразуется весь входной блок, а не его половина.

Из работ по исследованию на криптоанализ шифров «Магма» и «Кузнецик» [8] известно, что алгебраическая иммунность блоков шифра «Магма» равна 2, а «Кузнецика» — 3. Алгебраическая иммунность — это способность противостоять разного рода алгебраическим атакам на регистры сдвига с линейной обратной связью.

Для блока замены шифра «Магма», который использует восемь блоков замены размером 4×4 бита, можно сформировать 21 линейно независимое уравнение, в системе которых будут встречаться 37 уникальных одночленов. Тогда при параллельном вычислении уравнений для восьми блоков замены на компьютере необходимо затратить 20 часов, а сложность анализа одного раунда шифра составит 219 [8].

Для блока замены шифра «Кузнецик», который использует блоки замены размером 8×8 битов, можно составить не менее 441 линейно независимых уравнений с 697 одночленами. Сложность метода равна сложности решения линейной системы — 233.

Анализируя структурные отличия указанных алгоритмов шифрования и проведенный криптоанализ, для реализации в аппаратном криптографическом блоке был выбран алгоритм «Кузнецик». Аппаратный блок поддерживает следующие режимы шифрования:

- простая замена;
- простая замена с зацеплением;
- гаммирование;
- гаммирование с обратной связью по шифртексту;
- гаммирование с обратной связью по выходу;
- выработка имитовставки, используемая в качестве хеш-функции при безопасной беспроводной передаче данных по протоколу WPA2.

ПРОВЕРКА И ОТРАБОТКА

Для проверки и отработки разработанных алгоритмов и модулей в реальных условиях в качестве системы прототипирования на начальных этапах использовалась готовая плата SDR



(Software-Defined radio) B200mini производства Ettus Research (рис. 7), а на завершающих этапах использовались платы, разработанные и предоставленные заказчиком, имеющие схожую с B200mini структуру, но отличающийся форм-фактор.

В состав системы прототипирования включен радиочастотный тракт с коммутатором «прием – передача» и усилителем мощности передатчика, стандартный радиочастотный аналоговый блок, содержащий приемный (малошумящий усилитель, смеситель, фильтры и высокоскоростной АЦП), передающий (высокоскоростной ЦАП, фильтры, смеситель, усилитель мощности) тракты и системы выработки опорных частот, и ПЛИС Xilinx Spartan-6, содержащая блок цифровой обработки сигналов.

На базе системы прототипирования изготовлен макет системы беспроводной передачи, обеспечивающий проведение исследований разработанной системы беспроводной передачи данных в лабораторных и в полевых условиях, а также обеспечивающий проверку разработанного СФ-блока с задействованием стандартной измерительной аппаратуры (векторный генератор ВЧ-сигналов Keysight N5182B, спектроанализаторы Keysight N9010A и Keysight N9040B), позволяющей подтвердить соответствие стандарту 802.11ah (рис. 8).

В результате проверки работы системы беспроводной передачи данных, совместимой со стандартом WiFi 802.11 ah и выполненной на основе разработанного СФ-блока, было установлено, что при использовании стандартных ненаправленных штыревых антенн и скорости передачи данных 700 Кбит/с устойчивая связь обеспечивается на дальности 1000 м в условиях прямой видимости, а максимальная дальность связи составляет 4500 м при скорости 30 Кбит/с. Также в ходе испытаний была подтверждена возможность передачи с помощью разработанного СФ-блока TCP/IP-пакетов и маршрутизации трафика между ПоТ-устройством и Интернетом.

В настоящее время разработанный СФ-блок уже используется в составе аппаратуры заказчика, выполненной на ПЛИС, а также проведен оценочный синтез в базис стандартных ячеек технологии TSMC и ведутся работы по верификации СФ-блока в кремнии.

Авторы считают, что новизна проделанной работы заключается в том, что был предложен комбинированный метод синхронизации с входным сигналом при обнаружении пакета автокоррелятором и временной синхронизацией кросс-коррелятором. Также был разработан и верифицирован полностью отечественный цифровой СФ-блок приемопередатчика Wi-Fi 802.11ah, на основе которого могут быть созданы разнообразные ИМС для применения в широком спектре решений ПоТ.

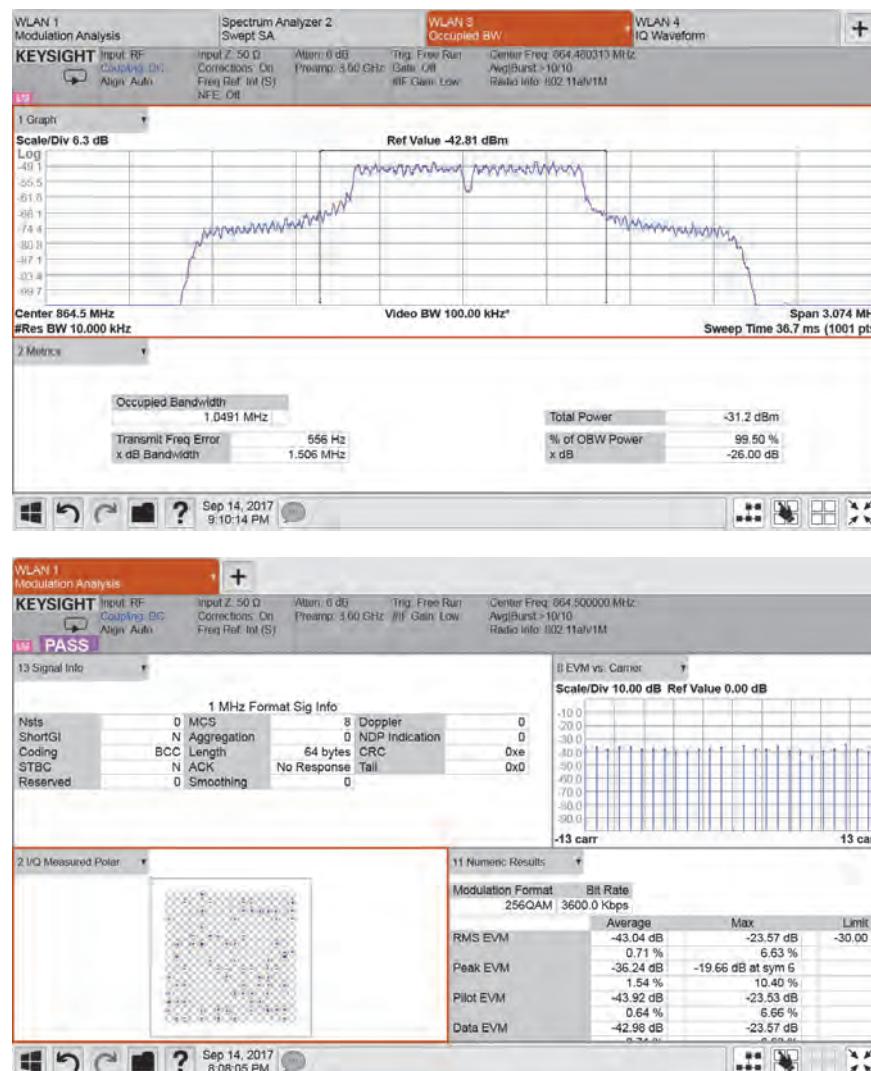


Рис. 8. Результаты анализа радиочастотных сигналов, генерируемых разработанным СФ-блоком

ЛИТЕРАТУРА

1. 802.11ah-2016 — 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: Sub 1 GHz License Exempt Operation.
2. COST 207: Digital land mobile radio communications.
3. Mailand M., Richter R., and Jentschel H.-J. *IQ-imbalance and its compensation for non-ideal analog receivers comprising frequency-selective components* // Adv. Radio Sci., 4, 2006. P. 189–195.
4. Зяброва В. В., Йоханнессон Р., Павлушкин В. А. Обнаруживающие и корректирующие способности сверточных кодов // Пробл. передачи информ. Т. 40, Вып. 3, 2004. — С. 3–12.
5. ГОСТ Р 34.12-2015 Блочные шифры.
6. ГОСТ Р 34.13-2015 Режимы работы блочных шифров.
7. Портал [Электронный ресурс]. — URL: //www.ixbt.com/soft/alg-encryption.shtml (дата обращения: 02.03.2016).
8. Маро Е. А. Реализация алгебраической атаки на шифры ГОСТ Р 34.12-2015 [Текст] / Е. А. Маро. Южный федеральный университет, Таганрог.