ИНЖЕНЕРНЫЙ ВЕСТНИК

издатель ФГБОУ ВПО «Московский государственный технический университет им. Н.Э. Баумана»

К разработке архитектуры СВЧ модема для сетей миллиметрового диапазона длин волн

77-48211/603480

08, август 2013 Тимошенко А. Г.

УДК 621.396

Россия, Москва, Национальный исследовательский университет «МИЭТ <u>timoshenko@edu.miet.ru</u>

Введение

Увеличение спроса на передачу данных с использованием сетей, обладающих высокой пропускной способностью, позволило развивать и внедрять технологии гигабитного и 10-гигабитного *Ethernet*. Развертывание проводных и оптических сетей в условиях бездорожья и в регионах, пострадавших от стихийных бедствий, может быть осложнено отсутствием или повреждением инфраструктуры. Одним из решений данной проблемы является беспроводная высокоскоростная транспортная сеть, работающая в миллиметровом диапазоне длин волн (71–76 ГГц и 81–86 ГГц) [1]. Согласно [2] спектральная эффективность устройств для подобных сетей должна составлять не менее 1 Бит/с/Гц, что соответствует типам модуляции *QPSK* и *QAM* с числом сигналов до 256. Существует решение [3], где частотная эффективность при 16-*QAM* составляет 3,2 Бит/с/Гц.

При использовании устройств связи для сетей миллиметрового диапазона длин волн важным фактором являются погодные условия в месте развёртывания транспортной сети [4]. Несмотря на это, существуют реализации радиолиний [5–7], работающие на частоте 60 ГГц, соответствующей затуханию на молекулах кислорода [4]. Обобщённой архитектуры СВЧ модема, для частот 71 – 76 ГГц и 81 – 86 ГГц с модуляцией сигнала вплоть до 256-QAM в доступной литературе не встречается.

Целью данной статьи является разработка архитектуры СВЧ модема, работающего в составе сети миллиметрового диапазона длин волн, обладающего спектральной эффективностью более 1 Бит/с/Гц и имеющего модуляцию от *QPSK* до 256-*QAM*. Статья организована следующим образом: во первой части статьи описаны особенности, определяющие варианты реализации архитектуры СВЧ модема. Во второй части дана

архитектура радиочастотной части модема с учётом возможностей разнесённого приёма. Третья часть посвящена архитектуре цифровой части СВЧ модема с описанием необходимых элементов восстановления тактовой синхронизации и синхронизации по несущему сигналу, модуляции и демодуляции, фильтрации и другой обработки сигналов. Выводы, результаты и направления дальнейших исследований представлены в последней части статьи.

1. Особенности построения устройств для сетей миллиметрового диапазона длин волн

При разработке устройств для передачи данных на частотах 71 – 76 ГГц и 81 – 86 ГГц будем использовать частотное разделение каналов. При этом согласно [2] для использовать направленные антенны с шириной связи необходимо диаграммы направленности в горизонтальной и вертикальной плоскостях не более 1 градуса, что с RLGC учётом ограничений, накладываемых моделью [8], требует создания радиоинтерфейса 10-гигабитного *Ethernet*. Для реализации сети можно использовать принцип построения, указанный на рисунке 1. Каждый узел транспортной сети миллиметрового диапазона длин волн состоит из четырёх радиоинтерфейсов, соединённых при помощи коммутатора/маршрутизатора с локальными сетями. Радиоинтерфейс, в свою очередь, содержит приёмник и передатчик, работающие на частотах 71 – 76 ГГц и 81 – 86 ГГц, и модуль преобразования сигнала для передачи его в коммутатор/маршрутизатор по *Ethernet*. Таким образом, в состав СВЧ модема входит радиочастотная часть приёмника и передатчика и цифровая часть модуляторадемодулятора и обработки сигнала.



Рисунок 1 – К пояснению принципа построения транспортной сети миллиметрового диапазона длин волн

2. Архитектура СВЧ приемопередатчика

При построении радиочастотной части модема необходимо учитывать ряд факторов, определяющих как саму архитектуру СВЧ приемопередатчика, так и методы обработки сигналов в нём. Один из важных факторов, ограничивающих скорость передачи информации, – полоса сигнала, обрабатываемого АЦП в приёмнике и ЦАП в передатчике. Создание компактных АЦП и ЦАП, способных обработать сигнал с полосой до 5 ГГц, требует дополнительных затрат на разработку новой элементной базы. Одним из решений данной проблемы является разбиение желаемой полосы на подканалы [9], согласно принципам, заложенным в системах с ортогональным частотным разделением каналов [10]. При этом ключевым недостатком становится пик-фактор, борьба с которым накладывает ограничения на цифровую обработку сигнала [11-12], которая при этом должна обрабатывать сигнал с тактовой частотой не менее 10 ГГц. Искажение сигнала, ограниченного по пиковому уровню, приводит к невозможности определения амплитуднофазового мгновенного положения сигнала, что вызывает ошибку в выходном цифровом потоке. Ещё одним способом борьбы с пик-фактором является ограничение выходной мощности передатчика, что может существенно сократить дистанцию между приёмником и передатчиком.

При реализации СВЧ приемопередатчика с применением технологии пространственного кодирования [10] количество устройств обработки информации увеличится пропорционально количеству используемых антенн, и увеличит сложность блока цифровой обработки сигналов.

Обобщённая схема радиочастотной части модема представлена на рисунке 2. В ней частично учтены проблемы, связанные с увеличением пик-фактора (благодаря линеаризатору, источнику искажений [13] и управлению фазой [14]), дополнительные решения реализованы в цифровом виде. На вход мультиплексора поступают сигналы от N источников, формирующие полосу сигнала, равную 5 ГГц. При необходимости полоса сигнала может быть уменьшена до 5/N ГГц путём отключения формирователей сигнала. В [9] N = 19, в то время как авторы [3] предлагают использовать N = 8. Параметр N зависит от тактовой частоты цифровой схемы и быстродействия АЦП. Достижимое быстродействие ЦАП выше, чем для АЦП, и на практике обрабатываемая полоса сигнала для них больше, чем у АЦП, и не влияет на N. Для СВЧ схем миллиметрового диапазона волн одной из важных проблем является фазовый шум генератора [15]. Для его уменьшения необходимо использовать различные методы компенсации фазового шума, связанные с управлением высокочастотным генератором. Как будет показано ниже, разрядность ЦАП и АЦП определяют параметры модулирующего сигнала.



Рисунок 2 – Блок-схема радиочастотной части модема

На рисунке 3 представлен анализ влияния фазового шума генератора на достижимый уровень отношения сигнала к шуму (*SNR*) по методике, изложенной в [16]. Показаны допустимые виды модуляции для достижения заданной скорости передачи данных 10 Гб/с (заштрихованная область) при использовании различного значения параметра *N*. Для оценки *SNR* использовался генератор с фазовым шумом, равным -102 дБ/Гц [17], и свёрточное кодирование с порождающим многочленом восьмиричной формы для свёрточного кода скорости ½ (171,133) и кодовым ограничением 7. Заявленная в [3] скорость с модуляцией 16-*QAM* достигается при выбранном генераторе, однако в статье указано, что *SNR* составлял около 25 дБ, что включает в себя собственный шум приёмника и генератор с меньшим на порядок уровнем фазового шума, что достижимо только при использовании специализированных методов компенсации фазовых шумов. Для сравнения на рисунке дана кривая *SNR* для генератора с фазовым шумом -110 дБ/Гц, которая указывает на возможность использования более сложного вида модуляции, что способно повысить скорость передачи данных.



Рисунок 3 – К анализу фазового шума для устройств миллиметровых длин волн

3. Архитектура цифровой части модема

Существуют два варианта реализации СВЧ приемопередатчика: в качестве радиоудлинителя или в качестве радиоинтерфейса. В первом случае каждый из входных *Ethernet* потоков обрабатываем отдельно в прямом и квадратурном каналах, без изменения формы и структуры сигнала. Во втором – информационный сигнал, полученный из эфира, представляет из себя кадр канального уровня стандарта *Ethernet*, после декодирования к кадру необходимо добавить сигнальную информацию физического уровня стандарта *Ethernet*: преамбулу и стартовое слово.

При реализации цифровой части СВЧ модема, как радиоудлинителя, сигнал с RJ-45 можно непосредственно передавать в радиоэфир без предварительной обработки, используя парные сигналы для дифференциальных входов прямого и квадратурного каналов. При этом на радиочастотную часть накладываются жёсткие требования по синхронизации и по корректировке пик-фактора. Вторая проблема, как было описано выше, может быть решена в аналоговом виде или отсутствовать вовсе для рассматриваемой архитектуры, если N = 1. Для уменьшения влияния рассинхронизации требуется введение дополнительного частотного или временного каналов синхронизации путём добавления скремблера и дескремблера. Многоуровневый сигнал, передающийся в линии *Ethernet*, не может быть подвержен помехоустойчивому кодированию, так как это потребует значения *SNR* выше 30 дБ. Это и невозможность поддерживать частотную эффективность больше 1 Бит/с/Гц исключают возможность создания миллиметровых радиоудлинителей с использованием существующей элементной базы. Разработка новой элементной базы, позволяющей проводить аналоговое помехоустойчивое кодирование и многоуровневую модуляцию, существенно увеличит затраты на проектирование.

Менее затратным является способ создания СВЧ приемопередатчика как радиоинтерфейса, когда для передачи используются данные нижнего подуровня канального уровня. Между каналом *Ethernet* и цифровой частью модема с необходимым согласованием устанавливаем микросхему физического уровня (10*GE PHY* на рисунке 4).



Рисунок 4 – Блок схема цифровой части СВЧ модема

Для передачи информации поток данных разбиваем на *N* подканалов, каждый из которых кодируем и модулируем с учётом необходимой скорости передачи и состояния канала. После компенсации увеличения пик-фактора сигнал передаем на входы ЦАП СВЧ приемопередатчика.

Принятый сигнал после компенсаций постоянных смещений, возникающих в приёмной части СВЧ приемопередатчик, проходит через блок компенсации

рассогласования I и Q каналов. Ошибки усиления и фазовые сдвиги в приёмнике, вызванные рассогласованием прямого и квадратурного каналов, способны привести к невозможности однозначной демодуляции сигналов с модуляцией выше 4-QAM. Блок восстановления частоты несущей содержит схему Костаса [18] и элементы быстрого преобразования Фурье, формирующие информацию о частоте и фазе несущего сигнала и о необходимости его корректировки. В блоке коррекции частоты и фазы несущей предусмотрена схема компенсации фазовых шумов генератора. Блок восстановления тактового сигнала с использованием схемы ФАПЧ обеспечивает тактирование всей цифровой части модема. После демодуляции сигнала при его декодировании с помощью счётчика ошибок производим оценку состояния канала связи и корректировку видов модуляции. После декодирования с исправлением ошибок сигнал мультиплексируем и передаём на микросхему физического уровня, где приходящий пакет преобразуется в информационный поток: к нему добавляется преамбула и стартовое слово, далее они передаются через каналы стандарта *Ethernet*.

Разрядность ЦАП и АЦП при этом будут играть ключевую роль как с точки зрения вида модуляции, так и сложности системы обработки цифровой информации. Любое преобразование цифрового сигнала приводит к увеличению рассеиваемой мощности, и согласно [19] увеличение разрядности обрабатываемой информации также приводит к росту этой мощности. На рисунке 5 представлены общие зависимости соотношения сигнал-шум для АЦП различных разрядностей, работающих в системах связи. Пунктирные линии соответствуют различной модуляции (от 4-QAM до 256-QAM) с учётом свёрточного кодирования, с параметрами приведенными выше, а сплошные – зависимости SNR от эффективной разрядности квантователя. Красная линия показывает минимально допустимую разрядность для каждого вида модуляции. Эффективная разрядность на 1÷4 бита меньше, чем номинальная разрядность АЦП (зелёная зона на рисунке 5), что осложняет реализацию цифровой части модема. Для примера на графике представлены данные из [3], и видно, что запас по SNR для АЦП составляет около 10 дБ. Аналогичные результаты могут быть получены для ЦАП, где роль эффективной разрядности выполняет динамический диапазон свободный от паразитных составляющих [20]. На практике разрядность ЦАП с выбранным быстродействием на 4÷6 бит выше, чем для АЦП [3].



Рисунок 5 – К оценке разрядности АЦП приёмника

Заключение

Архитектура СВЧ модема, работающего в миллиметровом диапазоне длин волн, использующего спектральную эффективность более 1 Бит/с/Гц и модуляции от *QPSK* и до 256-*QAM*, включает в себя цифровую и радиочастотную части. Построение модема на основе сверхбыстродействующих схем требует создания новой элементной базы и использования методов параллельной обработки сигналов. Последнее может привести к нежелательному увеличению пик-фактора, компенсация которого возможна как в радиочастотном, так и в цифровом виде. Цифровая часть помимо обработки сигналов *Ethernet* обеспечивает модуляцию и демодуляцию, а также в приёмнике восстановление тактовой синхронизации и синхронизации по несущему сигналу, модуляции и демодуляции, фильтрации, коррекции пик-фактора и другой обработки сигналов.

Второй проблемой для устройств, работающих в миллиметровом диапазоне длин волн, является фазовый шум высокочастотного генератора. В статье приведён анализ фазового шума с точки зрения типов модуляции сигналов, который показал, что использование генератора из [17] с коэффициентом шума –102 дБ не позволяет получить модуляцию лучше 64-*QAM*. Для получения лучших результатов требуется уменьшать мощность фазовых шумов до уровня –110 дБ. Разрядность цифровой части, определяющая сложность реализуемой схемы, зависит от разрядности АЦП. В статье представлен анализ разрядности АЦП для различных видов модуляции, что позволяет ограничить разрядность цифровой части. Для обеспечения 64-*QAM* достаточно 8-разрядного АЦП с эффективным числом бит не менее 6.

Результаты получены в рамках выполнения проектов проблемноориентированных поисковых исследований по ГК № 14.514.11.4072 ФЦП «Исследования и разработки по приоритетным направлениям развития научно-технологического комплекса России на 2007—2013 годы».

Список литературы

1.Planning of the 71-76 GHz and 81-86 GHz Bands for Millimeter WaveHigh Capacity Fixed Link Technology / Australian Commun. Media Authority (ACMA),Dec.2006.SPP2006-11,47p.Pежимдоступа:http://www.acma.gov.au/webwr/radcomm/frequency_planning/planning_71-76_81-86%20ghz%20bands_millimetre.pdf (дата обращения 08.04.2013).

2. Об упрощении процедуры выделения полос радиочастот 71-76 ГГц и 81-86 ГГц для использования радиорелейными станциями прямой видимости / Решение ГКРЧ от 15 июля 2010 г. № 10-07-04-1. Режим доступа: <u>http://www.grfc.ru/grfc/norm_doc/verdict/005578</u> (дата обращения: 10.04.2013).

3. Min-Soo Kang, Bong-Su Kim, Kwang Seon Kim, Woo-Jin Byun, and Hyung Chul Park 16-QAM-Based Highly Spectral-Efficient E-band Communication System with Bit Rate up to 10 Gbps // ETRI Journal, Volume 34, Number 5, October 2012, pp.649-654.

 Вишневский В., Фролов С., Шахнович И. Радиорелейные линии связи в миллиметровом диапазоне: новые горизонты скоростей // Электроника НТБ, № 1, 2011. — С. 90—97.

5. Yang K. S., Choi S. T., Nishi S., Tokuda K., Kim Y. H. 60 GHz HighIntegrated Transceiver for Broad Band Short Distance Communication. Режим доступа:http://www.ursi.org/Proceedings/ProcGA05/pdf/C06.4%2801679%29.pdf (датаобращения 12.04.2013)

6. Reynolds S. K., Floyd B. A., Pfeiffer U. R., Beukema T., Grzyb J., Haymes C., Gaucher B., Soyuer M. A Silicon 60-GHz Receiver and Transmitter Chipset for Broadband Communications // IEEE Journal of solid-state circuits, Vol. 41, No. 12, December 2006, pp. 2820–2831

7. Parsa A., Razavi B. A New Transceiver Architecture for the 60-GHz Band // IEEE Journal of solid-state circuits, Vol. 44, No. 3, March 2009, pp. 751–762

8. Zhang J., Drewniak, J.L.; Pommerenke, D.J.; Koledintseva, M.Y.; DuBroff, R.E.; Cheng, W.; Zhiping Yang; Chen, Q.B.; Orlandi, A. Causal RLGC(f) Models for Transmission // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, Vol. 52, No. 1, February 2010, pp. 189-198

9. Radio frequency channel arrangements for fixed service systems operating in the bands 71-76 GHz and 81-86 GHz / ECC RECOMMENDATION (05)07, Dublin, February 2009, 12 p.

10. Исмаилов А.В., Кукушкин Д.С., Казаков Л.Н. Комплексная оценка

радиоканалов по информационным символам MIMO-OFDM сигналов с помощью многомерной фильтрации Калмана // Наука и образование. МГТУ им. Н.Э. Баумана. Электрон. журн. 2012. № 10. DOI: 10.7463/1012.0465244

 Макаров С.Б., Рашич А.В. Применение блочного кодирования для снижения пик-фактора сигналов с OFDM// Труды СПбГТУ № 507. — СПб. : Изд-во Политехнического университета, 2008. — С. 170—178.

12. Калмыков В.В., Юдачев С.С. Кодовые последовательности для системы связи на основе технологии UWB-CDMA// Наука и образование. МГТУ им. Н.Э. Баумана. Электрон. журн. 2012. № 1. Режим доступа: <u>http://technomag.edu.ru/doc/291354.html</u> (дата обращения 15.04.2013)

Dittmer T.W. Composite crest factor reduction: пат. US7983358 B2 CIIIA
июля 2011

14. Anvari K. Phase rotation technique to reduce Crest Factor of multi-carrier signals: пат. US7391713 B2 США 24 июня 2008

15. Fixed Service in Europe: Current use and future trends post 2011 / ECCReport173,March2012.Режимдоступа:http://www.erodocdb.dk/Docs/doc98/official/pdf/ECCRep173.PDF(дата обращения15.04.2013)

 Grebenkemper C.J. Local Oscillator Phase Noise and its effect on Receiver Performance / Tech-notes, Watkins-Johnson Company, Vol. 8 No. 6 November/December 1981, 13 p.

Min-Soo Kang, Bong-Su Kim, Kwang-Seon Kim, Woo-Jin Byun, Myung-Sun Song, Seung-Hyeub Oh, Wireless PtP system in E-band for gigabit Ethernet // The
12th International Conference on Advanced Communication Technology (ICACT),
February 2010, pp. 733 – 736

18. Сорохтин Е.М., Сорохтин М.М. Алгоритм цифровой демодуляции многопозиционных фазоманипулированных сигналов для реализации в программируемой логике // Вестники Нижегородского государственного университета им.Н.И. Лобачевского, 2010, № 5(2). — С. 389—392

 Landauer R. Irreversibility and Heat Generation in the Computing Process // IBM Journal, July 1961, pp. 183-191

20. Тимошенко А.Г., Перцев Л.В., Можняков М.А. О влиянии разрядности и быстродействия ЦАП на параметры каналов связи // Естественные и технические науки, М.: Спутник+, № 6, 2011. — С. 447—449