

РАДИОФОТОННЫЙ ПРИЕМНЫЙ КАНАЛ СВЧ ДИАПАЗОНА С ОПТИЧЕСКИМ ГЕТЕРОДИНИРОВАНИЕМ

С. Ф. Боев¹, В. В. Валуев^{1,2}, В. В. Кулагин^{1,2,3}, В. А. Черепенин²

¹ОАО «РТИ»

²Институт радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова РАН

³Государственный астрономический институт им. П. К. Штернберга
Московского государственного университета им. М. В. Ломоносова

Статья получена 15 декабря 2014 г.

Аннотация. Рассмотрено использование непрерывного стабилизированного лазера, амплитудных модуляторов и узкополосных оптических фильтров для преобразования радиолокационного сигнала в диапазон низких частот. В результате амплитудной модуляции оптической волны СВЧ-сигналом создаются боковые полосы. Оптическая несущая и одна из боковых полос могут быть подавлены с помощью оптических полосовых фильтров на основе, например, микрорезонаторов или волоконных брегговских решеток. Часть лазерного луча модулируется по амплитуде несущим СВЧ сигналом и также фильтруется для подавления оптической несущей и одной из боковых полос. После этого оптические сигналы, содержащие принимаемый сигнал и сигнал СВЧ несущей, могут быть смешаны на фотоприемнике и оцифрованы медленным электронным АЦП. Оценены характеристики такого приемного канала СВЧ диапазона с оптическим гетеродинамированием и найдены оптимальные режимы его работы. Показано, что для современных оптических элементов отношение сигнал/шум на выходе преобразователя может достигать 60-70 дБ и более для СВЧ сигнала с несущей в десятки гигагерц и полосой 100 МГц и выше.

Ключевые слова: микроволновая фотоника, радиофотонный приемный канал, оптическое гетеродинамирование.

Abstract: The use of continuous wave (cw) stable laser together with amplitude modulators and narrow band optical filters to convert radar signal to low (envelope)

frequencies is considered. An amplitude modulation of the cw optical carrier with microwave signal results in creation of the signal sidebands. Then, the optical carrier can be suppressed by filtering one sideband using optical band-pass filter based on, e.g., microresonators or fiber Bragg gratings. Part of the laser beam should be amplitude-modulated with the radar carrier and filtered as well to suppress the optical carrier. After that, optical signals containing radar signal and radar carrier can be mixed at a photodetector and digitized with a slow electronic ADC. Performance capabilities for receiving channel using optical heterodyning are estimated. Parameters for optimal system operation are derived. It is shown that, for modern optical elements, signal-to-noise ratio at the output can be about 60-70 db and more for a microwave signal with a carrier frequency of tens of gigahertz and bandwidth of 100 MHz and higher.

Keywords: microwave photonics, radio-photonic receiving channel, optical heterodyning.

1. Введение.

Современные тенденции развития приемных устройств связаны с бурным прогрессом аналого-цифровых преобразователей (АЦП) и вычислительных возможностей компьютерных систем. Очевидным подходом при их использовании в приемниках СВЧ диапазона является преобразование входного сигнала в цифровой вид уже на начальных стадиях обработки, причем дальнейшая обработка осуществляется уже только для цифрового сигнала. Однако такая стратегия встречает существенные трудности при увеличении несущей частоты входного сигнала. Действительно, при несущей частоте порядка 30-40 ГГц частота оцифровки должна быть как минимум в два раза выше, что представляет значительные трудности для электронных АЦП. Выходом может быть использование радиофотонных систем оцифровки сигнала [1]. Но здесь оказывается трудным обеспечить требуемую разрядность аналого-цифрового преобразования, которая для сигнала с частотой в десятки

гигагерц обычно составляет всего 5-6 эффективных бит (точность преобразования, определяемая внутренними шумами радиофотонных АЦП).

Представленные выше подходы можно считать в некотором смысле «программой-максимум», когда требуется только высокоскоростной АЦП и мощная компьютерная система. Однако для многих практических приложений требуется решение намного более скромной задачи – прием сигнала с относительно небольшой полосой частот и с несущими частотами в десятки гигагерц. В частности, такие СВЧ сигналы с явно выраженной несущей частотой широко используются в радиолокации. Характерной их особенностью является узкополосность, т.е. относительно небольшой диапазон частот огибающей по сравнению с частотой несущей. В то же время, сама несущая для различных приложений может быть от 8 до 40 ГГц и выше. Применение традиционного подхода требовало бы использования АЦП с частотами оцифровки до 80 ГГц. В настоящее время имеются только несколько экспериментов, подтверждающих принципиальную возможность построения таких систем [2,3], причем многие проблемы создания их коммерческой реализации пока даже не обсуждались в литературе. Существенные трудности имеются также в создании относительно легких и компактных компьютерных систем обработки таких сигналов в реальном времени. В высокоскоростных АЦП каждый соседний временной отсчет обычно обрабатывается своим каналом [1], причем выходной сигнал должен быть получен в результате совместной обработки всех отсчетов, что несомненно требует параллельной обработки информации ввиду высокой частоты отсчетов. В то же время, ввиду относительной узкополосности используемых в радиолокации сигналов, не имеет смысла строить АЦП для этих систем по традиционным для высокоскоростных приложений схемам. Гораздо лучшие результаты может дать подход, основанный на спектрально-интервальном оценивании входного СВЧ сигнала. Мотивация этого подхода такова: перейти от случая обработки каждого временного отсчета своим каналом к случаю обработки каждого спектрального интервала своим каналом. В этом случае входной сигнал

разбивается на несколько спектральных интервалов, в каждом из которых используется относительно медленное электронное АЦП. Во многих случаях выходные сигналы этих АЦП уже достаточны для получения необходимой информации, т.е. совместной обработки выходных сигналов всех каналов не требуется. В предельном случае будет использоваться всего один канал преобразования. В некотором смысле такой подход соответствует обычным методам обработки сигналов СВЧ диапазона с помощью электронных устройств, когда для принимаемого сигнала осуществляется преобразование частоты вниз. Однако электроника не может обеспечить гибкости и универсальности, доступных устройствам, построенным по радиофотонным технологиям.

Ключевым моментом построения радиофотонного приемного канала является разработка опто-электронной схемы преобразования СВЧ сигнала на промежуточную частоту, после чего сигнал уже может быть оцифрован с достаточной степенью точности коммерческими электронными АЦП. Настоящая статья посвящена теоретическому анализу возможных схем построения такого устройства. Оценены возможные характеристики приемного канала СВЧ диапазона с оптическим гетеродинированием и рассмотрены различные режимы его работы. Показано, что можно использовать как гомодинный, так и гетеродинный методы преобразования спектра входного СВЧ сигнала в низкочастотную область и оценена нелинейность преобразования. Для оптических гетеродинов, построенных на современной элементной базе, отношение сигнал/шум на выходе преобразователя может достигать 60-70 дБ и более, а в оцифрованном сигнале могут быть получены 9-11 эффективных бит и более при полосе 100 МГц и выше.

Конечной целью исследований является создание полностью радиофотонного приемного канала с цифровым выходом, включающего диэлектрический антенно-приемный модуль [4,5], многоканальный оптический гетеродин, электронные АЦП и компьютерный блок обработки, а также, возможно, и оптоэлектронный генератор СВЧ сигнала [6,7], что обеспечит

выдающиеся шумовые и электрические характеристики, существенное повышение помехозащищенности и снижение массо-габаритных характеристик всей установки. Для обработки широкополосных сигналов необходимо обеспечить сохранение фазовой информации и малые нелинейности преобразования, что позволит использовать в том числе и когерентную фильтрацию, например, в радиолокационных приемниках.

2. Радиофотонная реализация приемного канала СВЧ диапазона с оптическим гетеродинированием.

Радиофотонная реализация приемного канала может быть построена по следующей схеме (рис. 1). В качестве источника высокостабильного оптического излучения предлагается использовать непрерывный стабилизированный лазер, а также амплитудные модуляторы и узкополосные оптические фильтры для преобразования радиолокационного сигнала в диапазон низких частот. В результате амплитудной модуляции оптической волны СВЧ-сигналом формируются боковые полосы, содержащие полезный сигнал (рис. 2). Оптическая несущая и, возможно, одна из боковых полос могут быть подавлены с помощью оптических полосовых фильтров. Фильтрация может быть осуществлена как с помощью сферических или тороидальных микрорезонаторных фильтров [8,9], так и с помощью волоконных брегговских фильтров, которые обеспечивают полосы пропускания шириной от сотни мегагерц и более [10]. Для создания оптического опорного сигнала, используемого для гетеродинирования, часть лазерного луча модулируется во втором модуляторе по амплитуде СВЧ сигналом, близким по частоте к частоте несущей СВЧ, и также фильтруется для подавления оптической несущей и одной из боковых полос [11]. После этого оптические сигналы, содержащие принимаемый сигнал и сигнал СВЧ несущей, могут быть протектированы фотоприемником и оцифрованы медленным электронным АЦП.

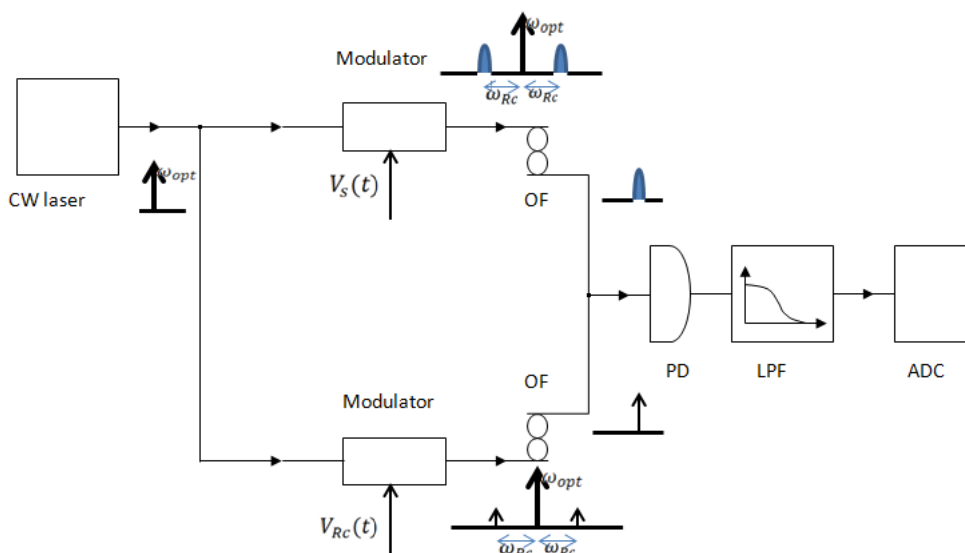


Рис. 1. Принципиальная схема приемного канала СВЧ диапазона с оптическим гетеродинированием: OF – оптические узкополосные фильтры, PD – фотодетектор, LPF – фильтр низкой частоты, ADC – электронный аналого-цифровой преобразователь. Верхний (по схеме) оптический фильтр выделяют боковую полосу излучения лазера, промодулированного по амплитуде входным СВЧ сигналом $V_s(t)$. Нижний (по схеме) оптический фильтр также выделяет соответствующую боковую полосу излучения лазера, но промодулированного по амплитуде сигналом $V_{Rc}(t)$ с частотой, близкой к частоте несущей СВЧ (гетеродинирование) или равной ей (гомодинирование). Оба оптических сигнала с выходов фильтров смешиваются на фотодетекторе, в результате осуществляется перемещение спектра СВЧ сигнала к промежуточной (нулевой) частоте.

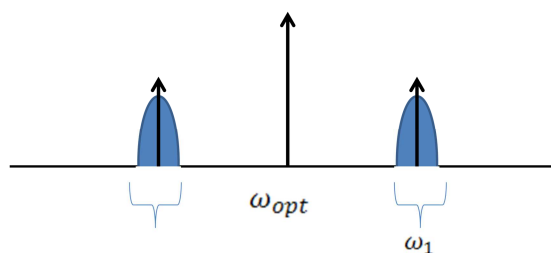


Рис. 2. Расположение оптической несущей и боковой полосы с СВЧ сигналом. Фильтр должен быть настроен на частоту ω_1 .

Для радиолокатора с относительно небольшой шириной спектра огибающей импульсов определяющей при выборе параметров приемного канала является ширина спектра огибающей СВЧ сигнала, т.е. длительность импульса радиолокатора или величина частотного чирпа излучаемого сигнала. Пусть, например, длительность импульса составляет 5 нс, что соответствует полосе огибающей 200 МГц. Очевидно, что электронное АЦП должно оцифровать эту огибающую без потерь, т.е. требуемая частота оцифровки электронного АЦП должна составлять 400 МГц (двойная частота сигнала). При этом микрорезонаторный фильтр для сигнала должен иметь ширину полосы пропускания также 200 МГц, эту же максимальную частоту должен иметь и фотодетектор. Для фильтрации опорной оптической частоты для гетеродинирования можно использовать и более узкополосные фильтры.

В радиофотонном приемном канале может быть использовано как гомодинное, так и гетеродинное преобразование сигнала. В первом случае середина полосы фильтра СВЧ сигнала должна быть равна частоте оптической моды, используемой для гетеродинирования. В случае гетеродинной обработки сигнала частота оптической моды должна быть смещена относительно полосы фильтра, выделяющего оптический сигнал с СВЧ модуляцией, на требуемую величину. Гетеродинный метод позволяет сохранять фазовую информацию СВЧ сигнала при использовании только одного опорного сигнала, в то время, как при гомодинном преобразовании необходимо в общем случае иметь два опорных сигнала с разностью фаз в 90 градусов. В то же время, при гетеродинном преобразовании полоса электронного АЦП должна быть больше полосы СВЧ сигнала, выделяемого фильтром, на величину промежуточной частоты; для гомодинной обработки достаточно электронного АЦП с полосой, равной полосе фильтра. При этом нелинейность гомодинного метода преобразования определяется только отношением амплитуд сигнальной и опорной волны на фотодетекторе и оказывается существенно выше нелинейности гетеродинного метода, при использовании которого можно разнести спектры сигнала около нулевой и промежуточной частот и применить

цифровую частотную фильтрацию. Для устойчивой работы системы может потребоваться подстройка частот узкополосных оптических фильтров, что может быть осуществлено, в частности, управлением температурой элементов, определяющих частоту.

Для оценки отношения сигнал/шум в работе вычислялась величина сигнала, соответствующая методу обработки (гомодинирование или гетеродинирование), а также используемому режиму работы модулятора. Для схем с узкополосными оптическими фильтрами предполагалось, что модуляторы Маха-Цандера работают в режиме противофазного возбуждения плеч СВЧ сигналом, и выбиралась квадратурная рабочая точка (настройка «на склоне»). Для схемы без применения узкополосных оптических фильтров подавление несущей оптической частоты осуществлялось в модуляторах, которые работали в режиме с нулевой средней мощностью на выходе (работа «в темном пятне»). Учитывались основные шумы [1], определяющие чувствительность установки – дробовой шум фотодетектирования, включая влияние темнового тока, тепловые шумы цепи фотодетектора с последующим усилителем низкой частоты, флуктуации интенсивности лазера и др.. Полоса приемного канала определяется полосой узкополосных оптических фильтров, которая выбирается, исходя из ширины полосы огибающей СВЧ сигнала. При расчетах в качестве базовой была выбрана полоса СВЧ сигнала, равная 50 МГц (длительность СВЧ импульсов 20 нс). При этом основным шумом, определяющим чувствительность, в большинстве случаев являлся дробовой шум фотодетектирования. Темновой ток для современных фотодетекторов оказывается достаточно малым, так что практически не имеет существенного значения при расчете чувствительности. Тепловые шумы оказывали влияние только при достаточно малой мощности лазерной накачки. Несущая частота СВЧ сигнала предполагалась порядка 10 ГГц и более, так что флуктуации интенсивности лазера не играли существенной роли. Временные неопределенности аналого-цифрового преобразования при выбранной полосе

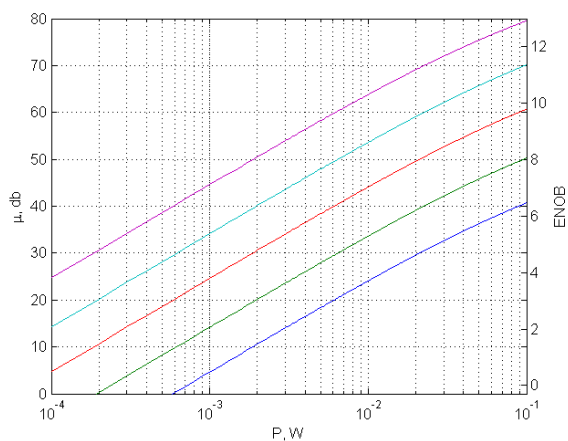
огибающей СВЧ сигнала также не приводят к заметному уменьшению отношения сигнал/шум.

Приемный канал можно рассматривать как некое устройство, предназначенное для измерения характеристик входного сигнала. В этом случае собственные шумы этого измерительного устройства можно охарактеризовать отношением сигнал/шум на выходе в предположении, что входной сигнал является нешумящим, или, если сравнивать это измерительное устройство с широкополосным АЦП, эффективным числом бит оцифровки входного СВЧ сигнала [1]. Поэтому ниже наряду с отношением сигнал/шум будут приводиться также и значения эффективного числа бит оцифровки. Амплитуда опорной волны определяется в конечном счете максимально возможной величиной индекса модуляции. В расчетах ниже предполагается, что мощность лазера делится поровну между сигнальным и опорным каналами (рис. 1) и используются одинаковые модуляторы для опорной и сигнальной волн, причем для опорной волны индекс модуляции равен 1. Остальные параметры при расчете отношения сигнал/шум были следующими: темновой ток и относительные амплитудные шумы лазера принимались равными нулю, коэффициент преобразования фотодетектора 1 А/Вт, эквивалентное сопротивление нагрузки фотодетектора 50 Ом, коэффициент шума усилителя после фотодетектора порядка единицы, температура 300 К.

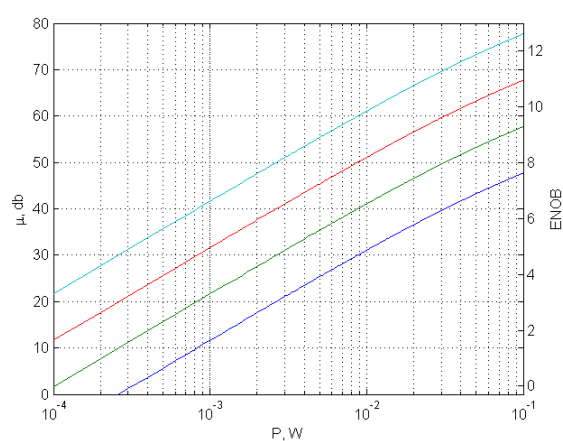
3. Гомодинный режим преобразования.

Отношение сигнал/шум для гомодинного преобразования в приемном канале в зависимости от мощности оптической волны на входе в модуляторы при различных величинах полосы СВЧ сигнала и индекса модуляции СВЧ сигналом оптической волны представлено на рис. 3. Отношение сигнал/шум при мощности оптической волны на модуляторе, равной 10 мВт, может составлять от 25 до 65 дБ в зависимости от значения других параметров установки (индекса модуляции и полосы канала), что приблизительно составляет от 4 до 10 эффективных бит оцифрованного сигнала.

Гомодинное преобразование характеризуется значительной нелинейностью, что связано с перекрытием спектров сигнала и его квадрата на выходе преобразователя. При этом нелинейность оказывается тем меньше, чем меньше индекс модуляции СВЧ сигналом оптической волны в сигнальном плече приемного канала и чем больше амплитуда оптической волны, используемой в качестве опорной для гомодинирования (в расчетах амплитуда опорной волны предполагалась постоянной). Зависимость нелинейности преобразования от индекса модуляции приведена на рис. 4. Для индекса модуляции, равного 0.1, нелинейность преобразования, определяемая как отношение максимума квадрата сигнала на выходе преобразователя к сигналу, составляет -26 дБ, что во многих случаях недопустимо велико. При этом отношение сигнал/шум равно 45 дБ (около 7 эффективных бит оцифрованного сигнала). Улучшить линейность преобразования можно, используя различные схемы компенсации квадратичного члена, в том числе, и при цифровой обработке сигнала после его оцифровки. Другими возможностями увеличения линейности являются увеличение мощности оптической волны в опорном плече за счет уменьшения мощности в измерительном, а также применение аппаратных методов компенсации нелинейности преобразования, основанных на вычитании сигналов с двух выходов модулятора Маха-Цандера. Как уже отмечалось, для приема сигнала с гомодинным преобразованием в общем случае требуется наличие двух опорных волн с разностью фаз в 90 градусов.



а)



б)

Рис. 3. Отношение сигнал/шум μ для гомодинного преобразования в приемном канале в зависимости от мощности оптической волны на модуляторе. (а). Полоса СВЧ сигнала фиксирована и равна 50 МГц, индекс модуляции СВЧ сигналом оптической волны ($\pi V_s/V\pi$) равен 0.01 (синяя кривая), 0.03 (зеленая кривая), 0.1 (красная кривая), 0.3 (светло зеленая кривая) и 1 (фиолетовая кривая). (б). Индекс модуляции фиксирован и равен 0.1, полоса приемного канала равна 1 ГГц (синяя кривая), 100 МГц (зеленая кривая), 10 МГц (красная кривая) и 1 МГц (светло зеленая кривая).

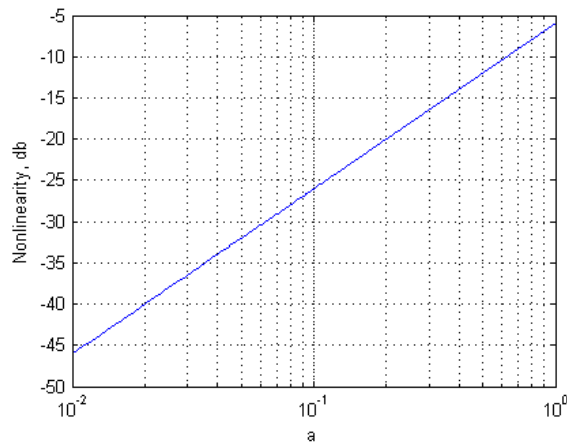
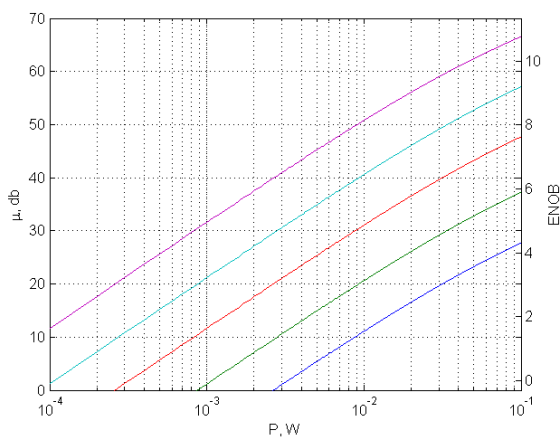


Рис. 4. Зависимость нелинейности гомодинного преобразования (отношения максимума квадрата сигнала на выходе преобразователя к сигналу) от индекса модуляции a СВЧ сигналом оптической волны.

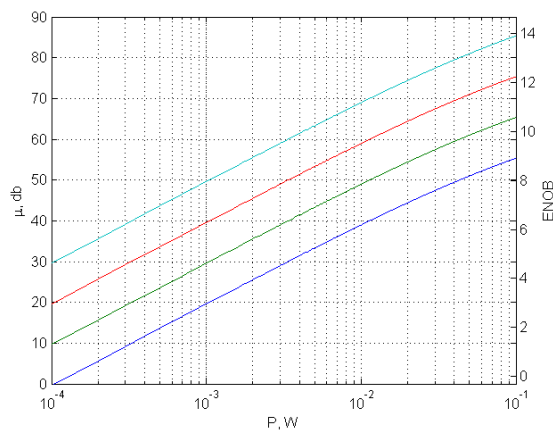
4. Гетеродинный режим преобразования.

Отношение сигнал/шум для гетеродинного преобразования в приемном канале в зависимости от мощности оптической волны на модуляторе при различных величинах полосы СВЧ сигнала и индекса сигнальной модуляции представлено на рис. 5. При гетеродинном режиме преобразования частоты вниз в выходном сигнале присутствует как спектр огибающей преобразуемого сигнала, располагающийся вокруг промежуточной частоты, так и спектр квадрата огибающей вблизи нулевой частоты. Чтобы спектры не перекрывались, промежуточная частота должна быть как минимум в три раза больше, чем ширина спектра сигнала. Исходя из полосы преобразуемого сигнала в 50 МГц, промежуточная частота должна быть не менее 150 МГц, а

ширина полосы АЦП – не менее 200 МГц. Для численных оценок отношения сигнал/шум ниже выбрана полоса при гетеродинировании, равная 250 МГц. Из рис. 5 следует, что при мощности оптической волны на модуляторе, равной 10 мВт, отношение сигнал шум в этом случае может составлять от 11 до 51 дБ в зависимости от величины индекса модуляции. Так как нелинейность может быть сделана малой в случае гетеродинирования и разнесения полос сигнала и квадратичной помехи, индекс модуляции можно выбирать относительно большим, например, равным 0.5, что дает для отношение сигнал/шум значение, приблизительно равное 45 дБ, т. е. около 7 эффективных бит оцифрованного сигнала. Таким образом, гомодинное преобразование оказывается несколько более эффективным (при меньшем индексе модуляции дает близкое отношение сигнал/шум), но требует дополнительного канала с другой фазой опорной волны и мер по повышению линейности преобразования. В то же время, если при гетеродинировании допустимо частичное перекрытие спектров сигнала вокруг промежуточной частоты и квадратичной помехи, ширину полосы приемного канала можно уменьшить, что позволит увеличить отношение сигнал/шум на несколько децибел. Аналогичного результата можно достичь увеличением индекса модуляции или мощности лазера. Так, при увеличении мощности оптической волны на модуляторе до 30 мВт отношение сигнал/шум увеличивается почти на 10 дБ, что обеспечивает около 1.5 дополнительных эффективных бит оцифрованного сигнала.



а)



б)

Рис. 5. Отношение сигнал/шум μ для гетеродинного преобразования в приемном канале в зависимости от мощности оптической волны на модуляторе. (а). Полоса СВЧ сигнала фиксирована и равна 250 МГц, индекс модуляции СВЧ сигналом оптической волны ($\pi V_s/V\pi$) равен 0.01 (синяя кривая), 0.03 (зеленая кривая), 0.1 (красная кривая), 0.3 (светло зеленая кривая) и 1 (фиолетовая кривая). (б). Индекс модуляции фиксирован и равен 0.5, полоса приемного канала равна 1 ГГц (синяя кривая), 100 МГц (зеленая кривая), 10 МГц (красная кривая) и 1 МГц (светло зеленая кривая).

5. Модулятор в режиме подавления несущей оптической частоты.

Интересным режимом является работа радиофотонного приемного канала при использовании модуляторов в режиме подавления несущей оптической частоты на одном из выходов модулятора (работа «в темном пятне»). В этом случае использование узкополосных оптических фильтров необязательно, что увеличивает отношение сигнал/шум, так как позволяет собрать сигнал с обеих боковых полос. Как и ранее, в опорном канале формируются две боковые полосы оптической волны путем ее модулирования несущей частотой СВЧ сигнала (также в режиме подавления несущей оптической частоты), которые используются для преобразования вниз боковых полос в сигнальном канале. Отношение сигнал/шум для гомодинного преобразования в этом случае представлено на рис. 6. При мощности оптической волны на модуляторе, равной 10 мВт, оно составляет 64 дБ для индекса модуляции, равного 0.1, что составляет более 10 эффективных бит оцифрованного сигнала. Нелинейность преобразования определяется в соответствии с рис. 4.

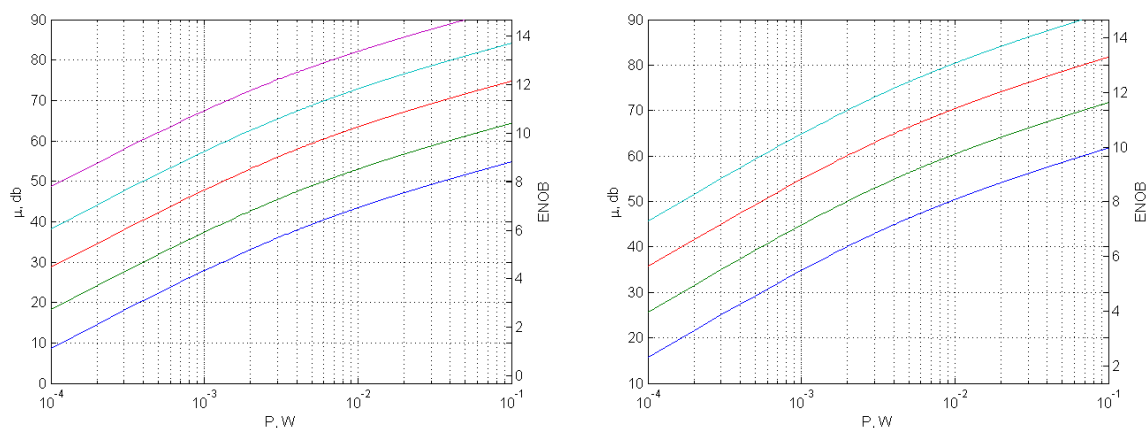


Рис. 6. Отношение сигнал/шум μ для гомодинного преобразования в приемном канале и использования модуляторов в режиме подавления несущей оптической частоты. (а). Полоса СВЧ сигнала фиксирована и равна 50 МГц, индекс модуляции СВЧ сигналом оптической волны ($\pi V_s/V\pi$) равен 0.01 (синяя кривая), 0.03 (зеленая кривая), 0.1 (красная кривая), 0.3 (светло зеленая кривая) и 1 (фиолетовая кривая). (б). Индекс модуляции фиксирован и равен 0.1, полоса приемного канала равна 1 ГГц (синяя кривая), 100 МГц (зеленая кривая), 10 МГц (красная кривая) и 1 МГц (светло зеленая кривая).

6. Заключение.

Рассмотренные выше режимы работы радиофотонного приемного канала с оптическим гетеродинированием могут быть использованы в исследованной схеме для ее применения в качестве универсального приемного канала, обеспечивающего ширину полосы до 100 МГц (длительность сигналов до 10 нс) с частотой несущей в десятки ГГц при отношении сигнал/шум, равном 60-70 дБ (10-11 эффективных бит оцифрованного сигнала). Перспективным может быть также применение режима подавления несущей оптической частоты в модуляторах приемного канала. В этом случае в несколько раз повышается отношение сигнал/шум, а также не требуется использовать узкополосные оптические фильтры в схеме.

Работа выполнена при финансовой поддержке РФФИ (грант 14-29-08177-офи-м).

Литература

1. George C. Valley, “Photonic analog-to-digital converters,” *Optics Express*, vol. **15**, pp. 1955-1982 (2007).
2. A. S. Bhushan, P. V. Kelkar, B. Jalali, O. Boyraz, and M. Islam, “130-GSa/s photonic Analog-to-digital converter with time stretch preprocessor, *IEEE Photonic Technol. Lett.*, **14**, 684-686 (2002).
3. Y. Han and B. Jalali, “Photonic time-stretched analog-to-digital converter: fundamental concepts and practical considerations,” *J. Lightwave Technol.*, **21**, 3085-3103 (2003).
4. A. B. Matsko, A. A. Savchenkov, V. S. Ilchenko, D. Seidel, L. Maleki, “On the sensitivity of all-dielectric microwave photonic receivers”, *J. of Lightwave Technol.*, **28**, 3427–3438 (2010).
5. M. Hossein-Zadeh, “Photonic microwave receivers based on high-Q optical resonance”, In: *Laser Resonators, Microresonators, and Beam Control XIV*, edited by Alexis V. Kudryashov, Alan H. Paxton, Vladimir S. Ilchenko, Lutz Aschke, Kunihiro Washio, *Proc. of SPIE Vol. 8236*, 82360T (2012).
6. X. S. Yao, L. Maleki, “High frequency optical subcarrier generator”, *Electronics Letters*, **30**, 1525 (1994).
7. E. Salik, N. Yu, L. Maleki, “An Ultralow Phase Noise Coupled Optoelectronic Oscillator”, *IEEE Photonics Technology Letters*, **19**, № 6, 444–446 (2007).
8. A. B. Matsko, and V. S. Ilchenko, “Optical resonators with Whispering-Gallery Modes- Part-I: Basics”, *IEEE J. of Selected Topics in Quantum Electron.*, **12**(1), 3-14 (2006).
9. V. S. Ilchenko, and A. B. Matsko, “Optical resonators with Whispering-Gallery Modes- Part-II: Applications”, *IEEE J. of Selected Topics in Quantum Electron.*, **12**(1), 15-32 (2006).
10. Васильев С. А., Медведков О. И., Королев И. Г. и др., “Волоконные решетки показателя преломления и их применения”, *Квант. электроника*, **35** (12), 1085-1103 (2005).
11. Richard W. Ridgway, Carl L. Dohrman, and Joshua A. Conway, “Microwave Photonics Programs at DARPA”, *J. of Lightwave Technol.*, **32**, 3428–3439 (2014).