

ШИРОКОПОЛОСНЫЕ И СВЕРХУЗКОПОЛОСНЫЕ ПАКЕТЫ ДИСКРЕТНЫХ ЧАСТОТ ДЛЯ РЕШЕНИЯ ЗАДАЧ СПЕКТРАЛЬНОЙ НАСТРОЙКИ ВОСХОДЯЩИХ КАНАЛОВ ВОЛОКОННО-ОПТИЧЕСКИХ ТРАНСПОРТНЫХ ДОМЕНОВ СЕТЕЙ ДОСТУПА МОБИЛЬНОЙ СВЯЗИ 5G+

Али Аль-Муфти, В.С. Соколов, Рус.Ш. Мисбахов, О.Г. Морозов, Рин.Ш. Мисбахов

Казанский национальный исследовательский технический университет
им. А.Н. Туполева-КАИ

Российская Федерация, 420111, г. Казань, ул. К. Маркса, д.10

Аннотация. Представлены теоретические и практические результаты поиска путей улучшения метрологических и технико-экономических характеристик систем контроля и управления центральной длиной волны, а именно, инициализации, коррекции и перестройки несущей передатчиков восходящих каналов транспортных доменов сетей доступа 5G+. В основе найденных решений лежат радиофотонные подходы с формированием широкополосных и сверхузкополосных пакетов дискретных частот, а также их комбинации. Разработаны методы анализа и принципы построения систем контроля и управления длиной волны несущей. Сформированы симметричные и ассиметричные многочастотные зондирующие излучения, позволяющие получить при зондировании ими выделенного канала мультиплексора AWG управляющие сигналы, пропорциональные результату сравнения длины волны несущей и центральной длины волны канала. На их основе построены системы контроля и управления с улучшенными отношением сигнал/шум, чувствительностью, точностью и быстродействием, а также снижением стоимости изготовления и эксплуатации.

Ключевые слова: радиофотоника, широкополосный пакет дискретных частот, сверхузкополосный пакет дискретных частот, транспортный домен сети доступа, центральная длина волны восходящего канала, длина волны несущей передатчика, инициализация, коррекция, перестройка, радиофотонный анализатор спектра.

Введение

Недавний экспоненциальный рост пользователей мировой сети Интернет и огромные требования к емкости мобильных приложений связи предъявляют высокие требования к сетям доступа будущего. К 2030 г. ожидается увеличение данных для обмена от 2 до 10 зеттабайт, а использование мобильных данных пользователем вырастет с 5 ГБ в 2020 году до более 250 ГБ в месяц в 2030 году [1, 2]. Чтобы обеспечить потребности недавнего прошлого для обработки требуемого объема данных использовались централизованные радиосети доступа (Cen-RAN), которые могли поддерживать до сотни 100 мегабитных каналов передачи данных без ухудшения производительности. Для обеспечения потребности сегодняшнего дня используется технология облачных радиосетей доступа (Cl-RAN), которые могут поддерживать до сотни 10 гигабитных каналов передачи данных. Согласно отчету ITU-T, к 2030 году пиковая скорость передачи данных по технологии 6G составит ≥ 1 Тбит/с или как минимум будет в 50 раз быстрее, чем в 5G; с задержкой доставки $\leq 0,1$ мс или как минимум - в 10 раз ниже, чем в 5G при любых условиях. Такой скачок сопровождается эволюцией сетей радиодоступа C-RAN (Cen-RAN, Cl-RAN) и развитием сетей открытого радиодоступа O-RAN [3].

C-RAN – это архитектура сети для сотовых систем связи, в которой базовая станция разделена на блок обработки основной полосы частот (BBU) и удаленную радиостанцию (RRH) с антенным блоком таким образом, что BBU множества базовых станций объединены в централизованный или облачный пул BBU, а RRH распределены в каждой обслуживаемой соте. Для их связи формируется транспортный домен сети доступа (ТДСД) сотовой системы связи [3, 4]. В O-RAN ТДСД представляет собой высокоскоростные каналы, соединяющие функции обработки основной полосы частот в цифровом блоке (DU) или блоке (BBU) с удаленными радиоблоками (RU) на сотовой станции, и является критическим элементом в этой архитектурной парадигме. Реализация оптимизированного ТДСД имеет первостепенное значение для раскрытия полного потенциала C-RAN и O-RAN в контексте сетей 5G и 6G [1, 2, 5].

Оптоволокно, известное своей высокой пропускной способностью, надежностью, безопасностью, масштабируемостью и экономической эффективностью, становится особенно подходящим выбором для построения ТДСД для связи, в том числе и на больших расстояниях. Технологии P2P и P2MP, реализуемые в виде пассивных оптических сетей PON, наиболее известны своей исключительной способностью обеспечивать передачу большого объема данных с высокой скоростью и низкой задержкой. Пассивная оптическая сеть с комбинированным временным и волновым мультиплексированием (TWDM-PON) является одной из основных технологий для построения указанных ТДСД [3, 4].

Причина этого состоит в том, что TWDM-PON обеспечивает высокий бюджет мощности и может решать при соответствующих подходах вопросы перераспределения каналов пропускания, их полос, и настройки центральных длин волн при сохранении общего времени доступа в сеть. С другой стороны, проектирование оптического оборудования для радиоинтерфейса общего пользования (CPRI) представляет собой сложную проблему. Это связано с тем, что TWDM-PON должна обеспечить выделенную полосу пропускания на одного абонента, используя строго заданную для него центральную длину волны (несущую) канала для нисходящего и восходящего потоков, независимо от протокола передачи.

Для нисходящих каналов эта задача решается стандартными методами с использованием, например, волновых эталонов. Для восходящих каналов эта задача практически не решена, поскольку требует построения специальных дополнительных каналов связи. В связи с этим вышеупомянутые проблемы CPRI являются препятствиями для развертывания рентабельных и надежных оптических сегментов транспортного домена между BBU, DU и RRH, RU в C- и O-RAN [3, 4].

Управление длиной волны восходящих сигналов в TWDM-PON, если они выступают как магистрали ТДСД для обеспечения стабильной связи от оптического линейного терминала (OLT), связанного с BBU, DU к оптическому сетевому узлу (ONU), связанному с RRH, RU, становится еще более важной задачей, поскольку в сетях 5G и выше существенно увеличивается число микросот, связанных с ними. Для восходящего канала ONU общая задача, решаемая в данной НКР, может быть сформулирована как задача управления длиной волны (частоты) несущей его передатчика в силу возможных ошибок ее установки при начальном соединении с OLT (инициализация), в силу дрейфа длины волны в ходе эксплуатации (коррекция), а также старения лазерного источника (перестройка).

Как показано в ряде работ [6-13], контроль настройки длины волны бесцветного лазерного передатчика, использующегося для построения восходящего канала связи в ТДСД TWDM-PON, на длину волны максимального пропускания канала, выделенного для него в мультиплексоре на базе AWG, реализуется рядом регламентированных и инициативных процедур. К первым относятся процедуры, связанные с построением канала контроля и управления АМСС, регламентированного рекомендацией ITU-T G.989.3. Ко вторым – построение систем с зондированием спектральной характеристики AWG восходящего канала проходного и рефлектометрического типов [3, 4].

АМСС требует значительного времени на настройку длины волны и вносит искажения в структуру информации основного канала связи, поскольку формируется именно в нем различными видами низкочастотной модуляции.

Использование процедур, работающих на пропускание канала, в случае AWG расположенного в зоне OLT, также требует построения специального выделенного канала обратной связи для контроля и управления длиной волны.

К рефлектометрическим, не требующим построения специальных каналов, относятся системы, использующие в качестве информационных сигналы отражения от различного рода зеркал, AWG и обратного рассеяния от волокон снижения TWDM-PON.

Все указанные выше методы, как правило, являются оптоэлектронными, с одночастотным зондированием и используют методы прямого детектирования, которые характеризуются низким отношением сигнал/шум, чувствительностью и точностью контроля, высокими временными затратами на поиск длины волны настройки на канал. В научной школе КНИТУ-КАИ получили развитие радиофотонные, полигармонические подходы к решению близких задач в области брэгговской сенсорики, радиофотонного и векторного анализа цепей, определению мгновенной частоты и амплитуды радиосигналов [14-21]. К ним относятся широкополосные пакеты дискретных частот (ШПДЧ – малокомпонентная оптическая гребенка) и сверхузкополосные пакеты дискретных частот (СПДЧ – набор частотных компонент, сосредоточенных в области зондирующей несущей в сверхузкой полосе, так что их отклик по амплитуде в одной частотной точке спектральной характеристики можно считать одинаковым) [22, 23]. Первые предназначены для дискретного зондирования спектральных характеристик, вторые – для сканирующего.

На основе анализа достоинств указанных подходов (детектирование на разностных, межкомпонентных частотах, лежащих в области минимальных шумов фотоприемника) в НКР предложены процедуры, в том числе комбинированные для контроля центральной длины волны несущей в восходящих каналах при ее инициализации, коррекции и перестройки по отношению к центральной длине волны выделенного канала AWG ТДСД.

Полигармонические методы на основе ШПДЧ и СПДЧ подходов не применялись ранее для решения сформулированной выше задачи управления длиной волны передатчика ONU. Таким образом, тема работы является актуальной, а поставленные в ней цель и задачи исследований позволят найти перспективные и эффективные решения для сформулированной выше задачи.

Цель работы – поиск путей улучшения метрологических и технико-экономических характеристик систем контроля и управления центральной длиной волны, а именно, инициализации, коррекции и перестройки, передатчиков в восходящих каналах ТДСД сетей связи 5G+ на основе использования в них радиофотонных подходов на основе ШПДЧ, СПДЧ и их комбинации.

Поставленная цель работы достигается решением следующих задач:

1. Сравнительный анализ оптоэлектронных и радиофотонных систем контроля центральной длины волны восходящих каналов ТДСД; оценка перспективности применения в них полигармонических устройств для настройки передатчиков на указанную длину волны.

2. Теоретическое обоснование принципов работы систем контроля центральной длины волны восходящих каналов ТДСД на основе радиофотонных ШПДЧ подходов; анализ полученных результатов.

3. Теоретическое обоснование принципов работы систем контроля центральной длины волны восходящих каналов ТДСД на основе радиофотонных комбинированных ШПДЧ/СПДЧ подходов; анализ полученных результатов.

4. Разработка практических рекомендаций по проектированию и эксплуатации систем контроля центральной длины волны восходящих каналов ТДСД на основе радиофотонных ШПДЧ и комбинированных ШПДЧ/СПДЧ подходов.

1. Сравнительный анализ оптоэлектронных и радиофотонных систем контроля центральной длины волны восходящих каналов ТДСД сетей 5G+

К 2030 году прогнозируется, что мобильные сети будут обрабатывать не менее 5000 эксабайт данных в месяц, в то время как глобальный трафик данных, по прогнозам, превысит 3 зетабайта. Кроме того, использование мобильных данных пользователем вырастет с 5 ГБ в 2020 году до более 250 ГБ в месяц в 2030 году, как показано на рис. 1 [1, 2].

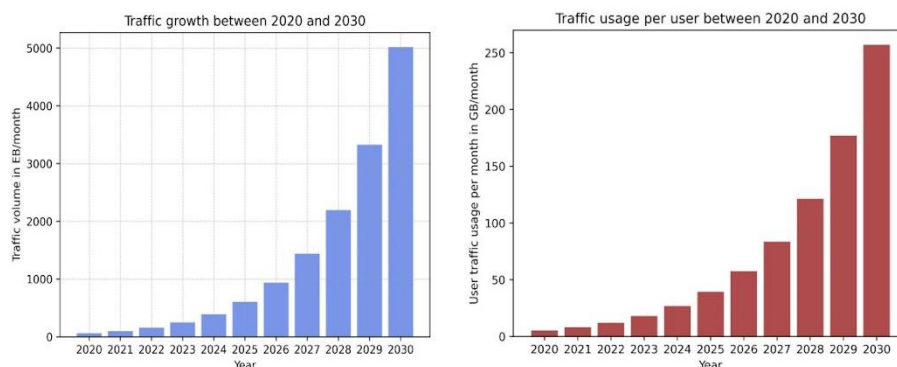


Рис. 1. Рост общего трафика и трафика на одного абонента к 2030 году [1]

Транспортный домен сетей доступа для 5G+. На рис. 2 показана структурная схема беспроводной системы мобильной связи 5G с конкретизацией ТДСД волоконно-оптического транспортного домена (T)WDM-PON сети доступа. BBU, условно разделенная на центральный (CU) и распределенные цифровые модули (DU), и RRH соответственно подключены к OLT и ONU. OLT подключены через оптическую подсеть распределения через мультиплексор AWG_{OLT} (не показан, находится в структуре OLT) на стороне OLT, волокно снижения, мультиплексор AWG_{ONU} (RN) на стороне ONU и подсеть распределения к каждому ONU домена [3].

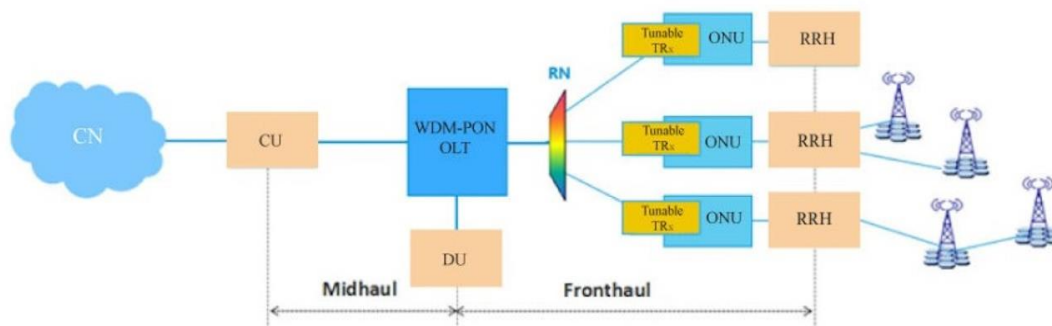


Рис. 2. Структура транспортного WDM-PON домена сети доступа 5G [адаптировано из 27]:

CN – центральная станция с доступом в Интернет; Midhaul – транспортный домен центральной станции; Fronthaul – транспортный домен сети доступа

Предполагается, что AWG_{ONU} , использующийся в качестве мультиплексора, имеет гауссову форму спектральной характеристики пропускания каналов, на центральные длины

волн которых настроены длины волн лазерных трансиверов восходящего потока (US) $EML_{US} 1 \dots N$ ONU (Tunable TRx).

В процессе эксплуатации информация с ONU в восходящем потоке передается путем модуляции информацией RRH лазерного излучения EML_{US} с помощью встроенного в него модулятора. На грубых стадиях процесса настройки длина волны EML_{US} изменяется путем его температурной или электронной регулировки, осуществляемых термоэлектрическим охладителем или модулем электронного управления тока накачки. В процессах точной настройки используются возможности электроабсорбционного модулятора, встроенного EML_{US} , и программного обеспечения драйверов устройств. Для контроля параметров настройки с использованием отражательных методов на входе ONU в структуре лазерного трансивера Tunable TRx установлен фотоприемник (PD), с которого снимается информация для управления длиной волны EML_{US} . В некоторых случаях этот же приемник используется и для приема информации нисходящего потока.

На рис. 3,а показан фрагмент структурной схемы беспроводной системы мобильной связи 5G с конкретизацией транспортного домена и канала AMCC. BBU и RRH соответственно подключены к OLT и ONU. OLT и ONU подключены через оптическую подсеть распределения со сплиттером оптической мощности на стороне ONU [4].

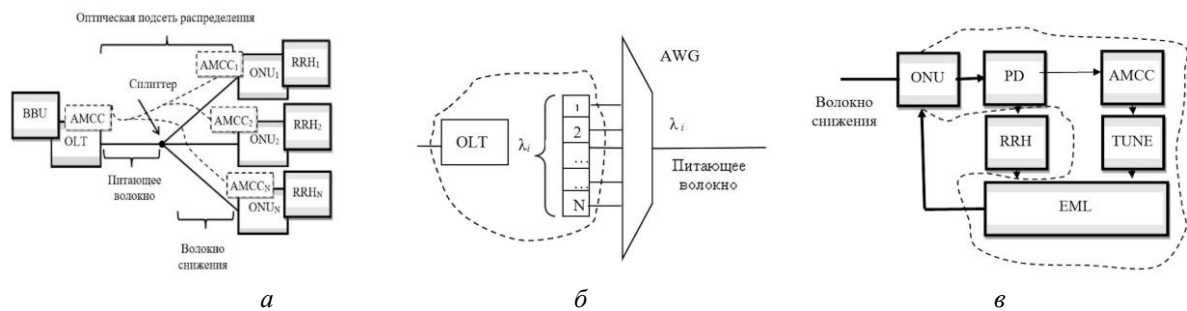


Рис. 3. Структура транспортного WDM-PON домена (а) с детализацией OLT (б) и ONU (в)

Предполагается, что AWG OLT (рис. 3,б) также имеет гауссову форму спектральной характеристики пропускания, используется в качестве мультиплексора/ демультиплексора длин волн $EML 1 \dots N$ на стороне OLT. На входе ONU установлен фотопремник PD (рис. 3,в), с которого снимается информация для инициализации и подстройки длины волны EML.

OLT может иметь в своей структуре контроллер AMCC (ведущий), а каждый ONU – блок обработки AMCC (подчиненный) для управления центральной длиной волны лазера, включающиеся после процесса инициализации. Длина волны на выходе EML ONU изменяется в соответствии с температурой лазера, управляемого термоэлектрическим охладителем (TUNE). Информация с ONU передается путем модуляции внешнего модулятора EML с RRH.

Как уже говорилось выше, построение такой системы может и не иметь в своей структуре канала AMCC. Как правило, инициализация проводится до включения процесса передачи информации, а контрольная настройка может проводиться не чаще 1 раза в сутки, что можно сделать в паузе передачи информации.

В итоге создаваемая система должна выполнять функции регулировки длины волн $1 \dots N$ лазеров EML_{US} восходящего потока для трех случаев: начальная настройка (инициализация), подстройка один раз ежедневно (коррекция) и перестройка при деградации параметров лазера после 1000 часов наработки. При этом будут использоваться только отражательные методы с детализацией шага настройки, соответствующего ширине канала AWG, деленного на 20, и с включением тонких алгоритмических механизмов настройки при попадании зондирующего излучения в зону MSE.

Элементная база и методы настройки ТДСД. Для достижения плотного и эффективного развертывания радиостанций RRH и простой инициализации их центральных длин волн в состав ONU включаются перестраиваемые бесцветные лазерные передатчики, позволяющие легко контролировать длину волны излучения и управлять ей с использованием различных механизмов [7]. К ним в первую очередь относятся поверхностно-излучающие лазеры с вертикальным резонатором (VSCEL), лазеры с распределенной обратной связью (DFB), лазеры с распределённым брэгговским отражателем (DBR) и другие лазеры с прямой модуляцией (DML). Узкополосная настройка может быть достигнута с помощью терморегулирования DBR лазеров (перестройка в диапазоне до 5 нм) или электронного управления трехсекционными DFB лазерами (до 12 нм) и VSCEL (до 40 нм) [6]. В последнее время в связи с развитием технологий интегральной микроволновой фотоники получили распространение лазерные передатчики с внешним модуляционным управлением (EML) на подложках фосфита индия [7], состоящие из DFB лазера и электроабсорбционного модулятора. Передатчики на EML лазерах (непрерывная перестройка в диапазоне до 4 нм) хорошо адаптированы для высокоскоростной передачи данных по оптоволоконным кабелям длиной до 100 км на скоростях 10-40 Гбит/с за счет их высокой когерентности и стабильности длины волны. В некоторых случаях в WDM-PON такой дальности необходимо применение оптических усилителей, однако этот вопрос не является предметом рассмотрения нашей статьи. Для повышения эффективности спектрального разделения каналов в этом случае, как правило, используются два мультиплексора – один на стороне OLT, другой на стороне массива ONU.

Стабильность длины волны в каналах транспортного домена квалифицируется с помощью параметра максимального спектрального отклонения (MSE) длины волны лазерного передатчика от центральной длины волны канала AWG. MSE задается по двум основным причинам, чтобы предотвратить перекрестное проникновение оптического излучения из одного канала AWG в другой канал и чтобы гарантировать, что передатчик работает в выделенном ему канале мультиплексора. MSE определяется по уровню -15 дБ спектральной характеристики канала [24]. Для восходящего потока ширина канала мультиплексора не является фиксированной и может варьироваться как 50, 100 и 200 ГГц с определением MSE как $\pm 12,5$, 20 и 25 ГГц соответственно. Зависимость оптической мощности передатчика для WDM-PON от длины волны, указанная в рекомендациях G.989.2 [8], равна 0,05 и 0,02 дБ/ГГц для скоростей передачи информации в восходящем потоке 2,5 и 10 Гбит/с соответственно. Эти значения необходимы для определения ошибок настройки, которые используют одночастотные методы, работающие на пропускание и рассмотренные нами в [9]. Таким образом, MSE и указанные зависимости позволяют определить шаг настройки центральной длины волны передатчика как величину, соответствующую ширине канала, деленную на 20 [24]. В соответствии с указанными рассуждениями следует иметь в виду, что при выключении/включении лазерного передатчика (инициализация) его центральная длина волны не должна выходить за пределы MSE, далее шаг грубой настройки может быть детализирован с величиной, например, 2,5 ГГц для 50 ГГц канала, и в момент изменения производной мощности при настройке должен включаться более точный механизм, например, предложенный нами в [24].

Процесс одночастотной инициализации. В начальный момент инициализации длины волны OLT и включаемое ONU согласовывают длины волн для восходящей линии связи [7]. Этот режим выполняет две задачи: корректировка начальной ошибки настройки по длине волны и регистрация начальной зарегистрированной мощности EML в качестве опорных значений. После активации ONU (рис. 4) OLT регистрирует и запоминает принимаемую оптическую мощность (P_0) на определенной длине волны, попавшей в контур пропускания AWG, и устанавливает индикатор $i = 0$.

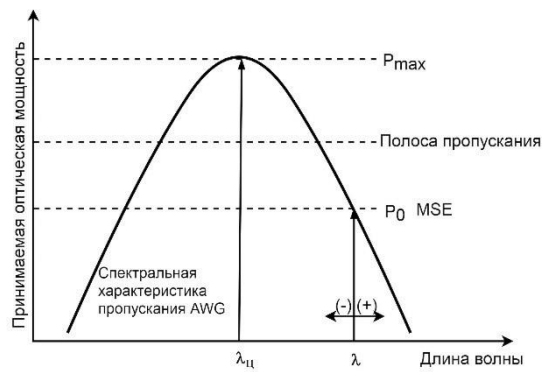


Рис. 4. Одночастотная инициализация длины волны ONU

OLT по отдельному каналу отправляет сообщение о настройке на длину волны, попавшую в область захвата настройки (системного запаса) MSE, с отрицательной расстройкой. ONU сокращает длину волны на выходе в соответствии с сообщением. Пока длина волны не превышает центральную длину волны AWG $\lambda_{ц}$, оптическая принимаемая мощность на OLT увеличивается. OLT повторно отправляет одно и то же сообщение, пока не будет достигнуто уменьшение оптической мощности. Когда OLT обнаруживает такое уменьшение, значение индикатору i присваивается равным 1. Это означает, что длина волны уже находится на противоположной стороне от центра AWG. Затем OLT отправляет сообщение о настройке длины волны так, чтобы была максимизирована оптическая принимаемая мощность, и фиксирует начальную принятую оптическую мощность (P_{max}) в OLT и начальную выходную оптическую мощность (P_{out_max}) ONU. Эти значения регистрируются в качестве опорных и могут быть использованы для подстройки длины волны канала в силу причин, вызванных индивидуальными свойствами EML, его старением или изменениями температуры.

В частности, в [7] представлен многошаговый алгоритм настройки одного канала, который занимает по времени около 5 минут и состоит как минимум из 4 шагов для мультиплексора на упорядоченной волноводной решетке (AWG) с полосой пропускания 100 ГГц. Каждый шаг занимает около 1 минуты и определяется временем тепловой перестройки длины волны лазера. При этом используется метод определения максимального сигнала, прошедшего через AWG, в OLT с обратной связью на ONU.

В [9] представлено решение, в котором излучается зондирующий сигнал на двух разных частотах, генерируемых поочередно в разное время. При этом используется алгоритм сравнения мощностей сигналов на указанных частотах.

Обоснование перехода от одночастотных методов настройки к многочастотным. В обоих рассмотренных случаях обработка ведется путем сравнения мощностей спектральных составляющих, прошедших AWG на разных длинах волн, с заданным или максимальным значением в области «постоянного тока» фотоприемника — области его максимальных шумов. Кроме того, такая обработка подвержена воздействию и других шумов, и помех различной низкочастотной природы.

Известно, что для устранения погрешности измерений, обусловленной неконтролируемыми изменениями мощности зондирующих излучений вследствие нестабильности мощности лазера, потерь направляемого излучения в подводящих световодах и пр. целесообразно использовать дифференциальную регистрацию мощности. Второй метод был реализован при определении разностной энергетики двух составляющих, прошедших AWG на двух близких длинах волн к перестраиваемой. Однако для максимального снижения искажений регистрируемого сигнала вследствие модовых скачков в спектре зондирующего излучения необходимо усреднять результаты измерений мощности, не менее чем по 20 измерениям.

Для устранения указанных недостатков нами предложена методика инициализации, основанная на принципе измерительного преобразования «две оптические длины волны – амплитуда и фаза микроволнового сигнала, соответствующая разностной частоте оптических длин волн – измеряемая величина расстройки и ее знака». AWG зондируется, как минимум, двухчастотным (рис. 5), а в некоторых случаях трех-, четырех-, пятичастотным зондирующим излучением с известной средней (настраиваемой) и разностными частотами между компонентами.

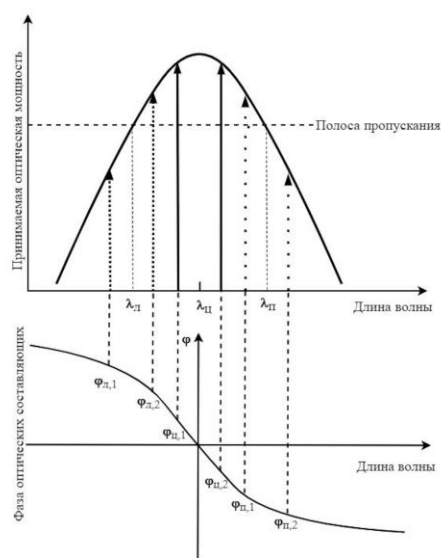


Рис. 5. Амплитудно-частотная (АЧХ) и фазочастотная (ФЧХ) характеристики AWG

В этом случае анализируются параметры огибающей биений между двумя жестко связанными по фазе и исходно равными по амплитуде составляющими на их разностной частоте, как правило, известной, фиксированной и выделяемой узкополосным фильтром в области минимальных шумов фотоприемника.

В случае настройки длины волны ONU на центр ($\lambda_{\text{ц}}$) огибающая биений двух оптических составляющих, разнесенных на полосу пропускания AWG, будет иметь следующие параметры – коэффициент амплитудной модуляции равен 1, разность фаз огибающих биений до и после AWG равна 0. В случае положительной ($\lambda_{\text{л}} < \lambda_{\text{ц}}$) и отрицательной ($\lambda_{\text{п}} > \lambda_{\text{ц}}$) расстроек – коэффициент амплитудной модуляции меньше 1, а разность фаз имеет соответственно положительный или отрицательный знак.

За последнее десятилетие нами убедительно доказана возможность применения указанной методики для измерения различных физических полей с использованием полигармонических технологий зондирования волоконно-оптических датчиков (ВОД) на основе волоконных брэгговских решеток, интерферометров Фабри-Перо, AWG и др. [25-30] и в других приложениях [31-33]. Данные методы являются узкополосными контур AWG зондируется двумя, тремя и выше гармоническими составляющими лазерного излучения. Применение узкополосной перестройки полигармонического излучения или использование систем без перестройки позволило обеспечить требуемую точность измерений и возможный диапазон изменения измеряемых параметров в различных задачах, при этом отмечена меньшая стоимость оптико-электронной измерительной аппаратуры. Несомненно, что это достижимо при выполнении определенных требований, накладываемых на спектральную характеристику исследуемого резонансного устройства, и стабильности внешних температурных условий.

Выводы. Все указанные выше методы, как правило, являются оптоэлектронными, с одночастотным зондированием и используют методы прямого детектирования, которые характеризуются низким отношением сигнал/шум, чувствительностью и точностью контроля, высокими временными затратами на поиск длины волны настройки на канал. В научной школе КНИТУ-КАИ получили развитие радиофотонные, полигармонические подходы к решению близких задач в области брэгговской сенсорики, радиофотонного и векторного анализа цепей, определению мгновенной частоты и амплитуды радиосигналов. К ним относятся широкополосные пакеты дискретных частот (ШПДЧ – малокомпонентная оптическая гребенка) и сверхузкополосные пакеты дискретных частот (СПДЧ – набор частотных компонент, сосредоточенных в области зондирующей несущей в сверхузкой полосе, так что их отклик по амплитуде в одной частотной точке спектральной характеристики можно считать одинаковым). Первые предназначены для дискретного зондирования спектральных характеристик, вторые для сканирующего.

На основе анализа достоинств указанных подходов (детектирование на разностных, межкомпонентных частотах, лежащих в области минимальных шумов фотоприемника) в НКР предложены процедуры, в том числе комбинированные для контроля центральной длины волны несущей в восходящих каналах при ее инициализации, коррекции и перестройки по отношению к центральной длине волны выделенного канала AWG ТДСД.

2. Теоретическое обоснование принципов работы систем контроля центральной длины волны восходящих каналов ТДСД на основе радиофотонных ШПДЧ подходов

Устройство формирования ШПДЧ на основе двухпортового модулятора Маха-Цендера с учетом особенностей характеристик функций Бесселя перового рода. Структурная схема двухпортового модулятора Маха-Цендера (ДПММЦ) показана на рис. 6.

Электрические напряжения V_1 и V_2 , приложенные к обоим электродам ДПММЦ, будут состоять из постоянного смещения для выбора РТ V_{B1} и V_{B2} и радиочастотной составляющей f_m , как правило с одинаковой амплитудой V_m и произвольной фазой φ_{m1} и φ_{m2} :

$$V_1(t) \sim V_{B1} + V_m \sin(2\pi f_m t + \varphi_{m1}), \quad (1)$$

$$V_2(t) \sim V_{B2} + V_m \sin(2\pi f_m t + \varphi_{m2}). \quad (2)$$

Важно отметить, что согласно (1)-(2) и рис. 6 стандартный однопортовый (ОПММЦ) является частным случаем модулятора ДПММЦ, где $\varphi_{m1} = \varphi_{m2} \pm \pi$.

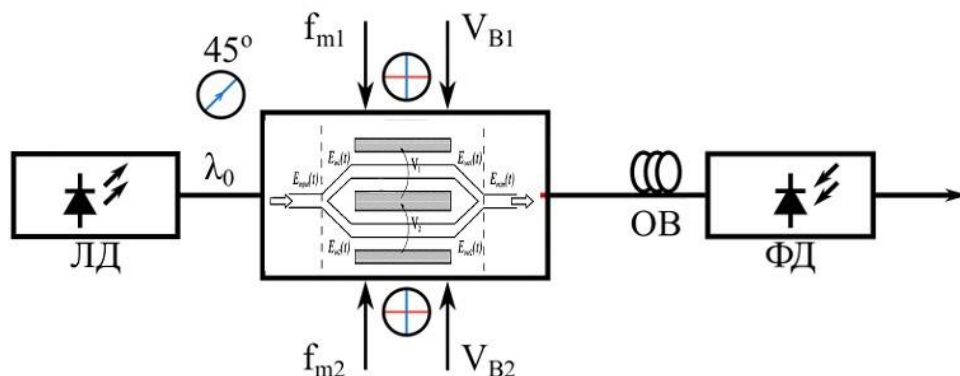


Рис. 6. Структурная схема системы формирования зондирующего излучения на ДПММЦ

Напряженность поля сигнала на его выходе описывается следующим выражением [34, 35]:

$$E_{out}(t) = 0,5E_{in} \left[\exp(j\Delta\phi_1(t)) + \exp(j\Delta\phi_2(t)) \right] \cdot \exp(j\omega_0 t), \quad (3)$$

где $\Delta\phi_1(t)$ and $\Delta\phi_2(t)$ – фазовые сдвиги в первом и втором портах (плечах) модулятора, E_{in} – амплитуда входного оптического сигнала. Фазовые сдвиги определяются воздействием модулирующих сигналов $V_i(t)$ и заданными РТ для обоих плеч ДПММЦ ($i=1, 2$ – номер порта (плеча) модулятора):

$$\Delta\phi_i(t) = \frac{\pi}{V_\pi} (V_i(t) + V_{Bi}), i = 1, 2. \quad (4)$$

Передающая функция ДПММЦ имеет вид:

$$\begin{aligned} \Psi(V_1(t), V_2(t)) &= \frac{E_{out}(t)}{E_{in}(t)} = \frac{1}{2} \left(\exp\left(\frac{j\pi V_1(t)}{V_\pi}\right) + \exp\left(\frac{j\pi V_2(t)}{V_\pi}\right) \right) = \\ &= \cos\left(\frac{\pi}{2V_\pi} (V_1(t) - V_2(t))\right) \cdot \exp\left(j \frac{\pi}{2V_\pi} (V_1(t) + V_2(t))\right). \end{aligned} \quad (5)$$

Положим, что выполняется условия применения ДПММЦ в режиме ОПММЦ $V_1(t) = -V_2(t)$ по модулирующей частоте при работе в одинаковых РТ, тогда получим:

$$\begin{aligned} \Psi &= \cos\left(\frac{\pi}{2V_\pi} (V_1(t) - V_2(t))\right) = \\ &= \cos\left(\frac{\pi \cdot V_m}{V_\pi} \sin\left(\frac{\Delta\phi}{2}\right) \cos\left(\omega_m t + \frac{\Delta\phi}{2}\right) - \frac{\pi \cdot \Delta V_B}{2V_\pi}\right), \end{aligned} \quad (6)$$

где V – амплитуда модулирующего сигнала.

Учитывая (3), получим:

$$\Psi = \cos\left(X \cos(\omega_m t + \Delta\phi/2)\right) \cos(Y) + \sin\left(X \cos(\omega_m t + \Delta\phi/2)\right) \sin Y, \quad (7)$$

где $X = \pi \cdot V_m \sin(\Delta\phi/2)/V_\pi$, $Y = \pi \cdot \Delta V_B / 2V_\pi$, $\Delta V_B = V_{B1} - V_{B2}$.

Приняв в выражении (7) $\sin Y = 1$, получим $\pi \cdot \Delta V_{bias} / 2V_\pi = \pi/2$, или $\Delta V_B = V_\pi$, т.е. полуволновому напряжению.

Тогда

$$\Psi = \sin\left(X \cos(\omega_m t + \Delta\phi/2)\right) = -2 \sum_{k=0}^{\infty} J_{2k+1}(X) \sin((2k+1)\omega_m t). \quad (8)$$

Приняв $\Delta\phi = \pi$, условие равенства ДПММЦ и ОПММЦ, получим $X = (\pi V)/V_\pi$. Тогда, используя функции Бесселя 1-го рода $(2k+1)$ -порядка (9).

Из (7) видно, что несущая частота ω_0 подавлена, а излучение состоит из двух симметричных полос с нечетными гармоническими составляющими радиочастоты – $(\omega_0 + (2k+1)\omega_m)$ и $(\omega_0 - (2k+1)\omega_m)$.

$$\begin{aligned}
 E_{out}(t) &= -2E_{in} \sin(\omega_0 t) \sum_{k=0}^{\infty} J_{2k+1}(X) \sin((2k+1)\omega_m t) = \\
 &= E_0 J_1(X) [\cos(\omega_0 + \omega_m)t - \cos(\omega_0 - \omega_m)t] + \\
 &+ E_0 J_3(X) [\cos(\omega_0 + 3\omega_m)t - \cos(\omega_0 - 3\omega_m)t] + \\
 &+ E_0 J_5(X) [\cos(\omega_0 + 5\omega_m)t - \cos(\omega_0 - 5\omega_m)t] + \dots
 \end{aligned} \tag{9}$$

Из (7) видно, что несущая частота ω_0 подавлена, а излучение состоит из двух симметричных полос с нечетными гармоническими составляющими радиочастоты $-(\omega_0 + (2k+1)\omega_m)$ и $(\omega_0 - (2k+1)\omega_m)$. Видно также, что (9) совпадает с формулой, приведенной в табл. 1, для случая работы ОПММЦ в точке минимального пропускания (МПТВ).

Таблица 1. Аналитические выражения для описания гармонического состава выходного излучения ОПММЦ

РТ	Спектр излучения на выходе ОПММЦ
МПТВ	$E_{вых}(t) = -j \cdot E \cdot e^{j\omega t} \left[2 \sum_{k=0}^{\infty} J_{2k+1}(z) \sin(2k+1)\Omega \cdot t \right]$
МАТВ	$E_{вых}(t) = E \cdot e^{j\omega t} \left[J_0(z) + 2 \sum_{k=1}^{\infty} J_{2k}(z) \cos 2k \cdot \Omega \cdot t \right]$
QB+	$E_{вых}(t) = -j \cdot \frac{\sqrt{2}}{2} E \cdot e^{j\omega t} \left\{ J_0(z) + 2 \sum_{k=1}^{\infty} J_{2k}(z) \cos 2k \cdot \Omega \cdot t + 2 \sum_{k=0}^{\infty} J_{2k+1}(z) \sin(2k+1)\Omega \cdot t \right\}$
QB-	$E_{вых}(t) = \frac{\sqrt{2}}{2} E \cdot e^{j\omega t} \left\{ J_0(z) + 2 \sum_{k=1}^{\infty} J_{2k}(z) \cos 2k \cdot \Omega \cdot t - 2 \sum_{k=0}^{\infty} J_{2k+1}(z) \sin(2k+1)\Omega \cdot t \right\}$

Посмотрим, что можно получить для этих гармоник при разных коэффициентах модуляции или параметрах функции Бесселя, чтобы получить ШПДЧ с максимальным количеством равных по амплитуде компонент.

Рабочая точка D (рис. 7) соответствует $X=3,054$, что позволяет формировать равные по амплитуде первую и третью гармоники, имеющие равные нормированные амплитуды 0,319.

Рабочая точка E (рис. 7) соответствует $X=5,31$ и позволяет формировать равные по амплитуде первую, третью и пятую гармоники, имеющие близкие друг к другу нормированные амплитуды в области 0,3.

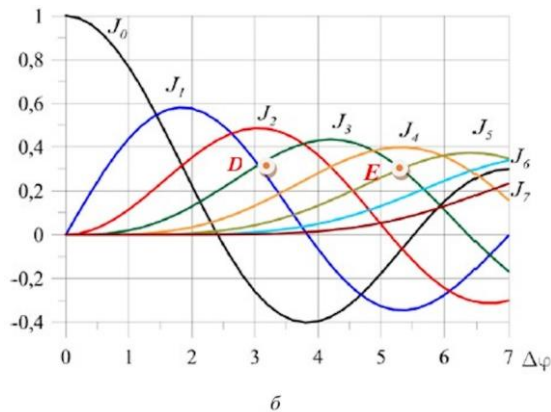


Рис. 7. Значения функции Бесселя первого рода 1-7 порядков с указанием точек максимальных амплитуд 1, 3 и 5-ой гармоник

Это позволяет, управляя параметрами модуляции, получить многочастотный сигнал с одинаковыми по амплитуде нечетными гармониками и различным спектральным составом. Результаты численного моделирования сведены в табл. 2.

Результаты моделирования (на пакете Optisystem 20.0 (демоверсия)) представлены на рис. 8,а. Анализируя рис. 8,а, можно говорить о возможности формирования ШПДЧ, как максимум 6-ти компонентного, которое может быть использовано для увеличения диапазона дискретной настройки. Может быть создано и 8-ми компонентное ШПДЧ с учетом некоторого неравенства амплитуды одной гармоники трем другим.

Приняв в выражении (7) $\cos Y = 1$, можно получить ШПДЧ с нечетным числом гармоник от 3 до 7 с равными амплитудами, включая составляющей на частоте несущей, 2, 4 и 6-ой гармоник (табл. 3, рис. 8, б).

Таблица 2. Зависимость амплитуд функции Бесселя 1,3,5 и 7-ого порядков от ее параметра

	Двухчастотный режим	Четырехчастотный режим	Шестичастотный режим	Восьмичастотный режим
$(V/V_m)\pi$	1,84	3,054	5,31	7,9
$J_1[(V/V_m)\pi]$	0,582	0,319	-0,346	0,22
$J_3[(V/V_m)\pi]$	0,105	0,319	0,302	-0,289
$J_5[(V/V_m)\pi]$	$4,76 \times 10^{-3}$	0,046	0,3	0,21
$J_7[(V/V_m)\pi]$	$9,95 \times 10^{-5}$	$2,86 \times 10^{-3}$	0,073	0,314

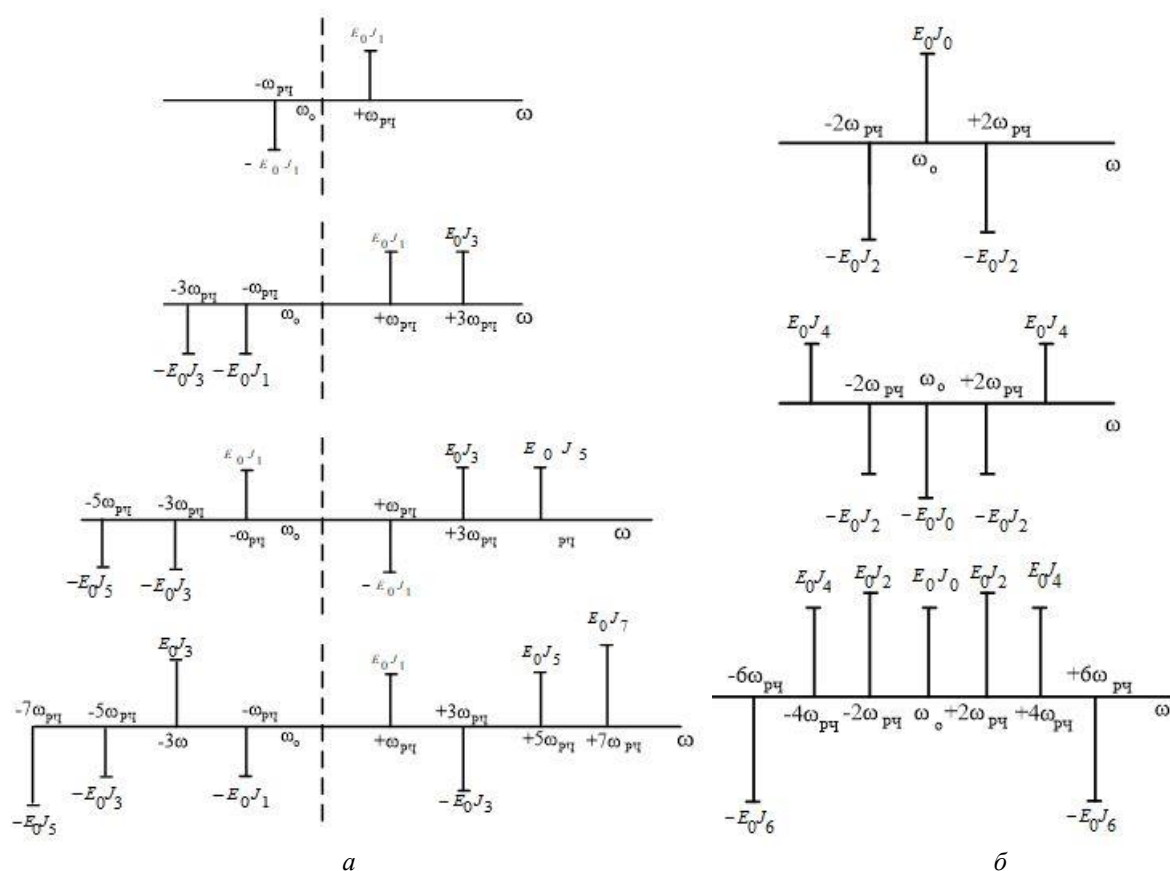


Рис. 8. Значения функции Бесселя первого рода 1, 3, 5 и 7-го порядков (а) и 0, 2, 4 и 6-го порядков с указанием возможности формирования ШПДЧ с практически равными амплитудами (б)

Таблица 3. Зависимость амплитуд функции Бесселя 0,2,4 и 6-ого порядков от ее параметра

	Одночастотный режим	Трехчастотный режим	Пятичастотный режим	Семичастотный режим
$(V/V_{\pi})\pi$	0	1,828	4,22	6,59
$J_0[(V/V_{\pi})\pi]$	1	0,3237	- 0,3737	0,27
$J_2[(V/V_{\pi})\pi]$	0	0,3237	0,32	- 0,31
$J_4[(V/V_{\pi})\pi]$	0	0,025	0,32	0,27
$J_6[(V/V_{\pi})\pi]$	0	0	0,06	0,31

Формирование ШПДЧ с дополнительными гармониками и вариативным шагом их расстановки около базовых компонент. Анализ спектральной характеристики AWG ставит задачу формирования специально адаптированных к нему ШПДЧ.

Это могут быть широко расставленные компоненты с шагом определяемым крутизной склона спектральной характеристики или близко расположенные компоненты для прецизионного анализа вершины. Добиться таких эффектов можно используя второй ОПММЦ, установленный перед ДПММЦ, в котором происходит формирование шага ШПДЧ по требуемому закону.

Пример получения ШПДЧ с малым разносом на основе метода сплиттирования для анализа вершины спектральной характеристики AWG показан на рис. 9,а

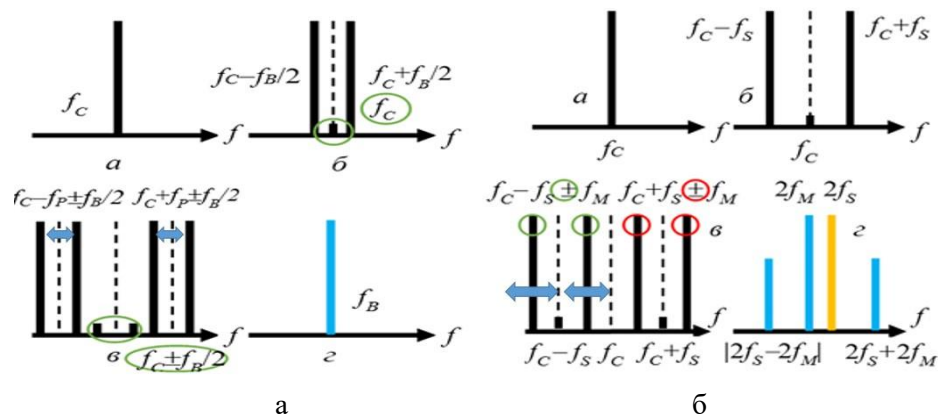


Рис.9. Спектрограммы формирования ШПДЧ методом сплиттирования (а) и аддитивного разнosa (б)

Пример получения ШПДЧ с большим разносом в пределах шага сетки частот на основе метода аддитивного разнosa для анализа склонов спектральной характеристики AWG показан на рис. 9,б.

На каждом из рис. 9 показаны: несущая (а); спектр выходного излучения первого модулятора (б); спектр излучения второго модулятора для простейшей двухкомпонентной гребенки (в); радиочастотный спектр для обработки данных настройки на центральную длину волны AWG (г).

Вычислительный эксперимент. Для численного эксперимента была выбрана AWG с гауссовым профилем, с параметрами $\mu=1443$ и $\sigma=1$. Для этой AWG было произведено дискретное сканирование диапазона длин волн $\lambda=1548-1552$ нм двухкомпонентной ШПДЧ с разносом частот 24 ГГц. Каждая точка настройки соответствует изменению амплитуд отраженных компонент согласно спектральной характеристики (СХ) AWG [3].

Для каждого из значений сканирующих сигналов численно строилась кривая колебаний сигнала и численно искалась огибающая этого сигнала для потока данных в реальном времени. По известным значениям минимума и максимума огибающей, вычислялся коэффициент модуляции огибающей и сопоставлялся текущему значению сканирующего двухчастотного сигнала и центральной длине волны AWG.

На рис. 10 показана зависимость коэффициента модуляции (КМ) от изменения длины волны настройки (верхняя кривая), полученная в результате численного моделирования, и СХ используемой AWG (нижняя кривая).

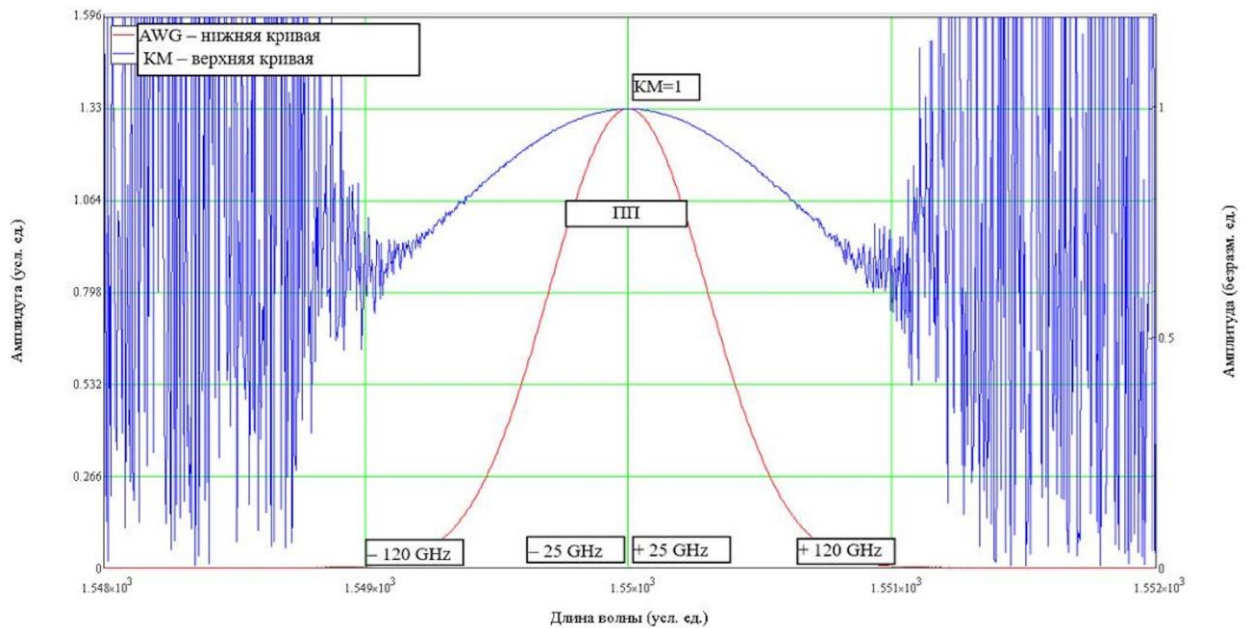


Рис. 10. Результат численного эксперимента: зависимость коэффициента модуляции огибающей биений двухчастотного сигнала от центральной длины волны настройки (верхняя кривая); СХ AWG – нижняя кривая

Видно, что кривая СХ AWG с высокой точностью совпадает на центральной длине волны с теоретической зависимостью амплитудных изменений характерных для КМ огибающей биений, используемой для двухчастотного метода настройки длины волны излучения ONU на центральную длину волны AWG OLT (КМ=1) [3].

Зафиксировав полученные значения СХ AWG в невозмущенном состоянии можно дополнительно внести в процесс настройки процедуру, связанную с возможным изменением температуры AWG.

Выводы. Таким образом, предложены структуры ШПДЧ для дискретного процесса настройки несущей передатчика на центральную длину волны AWG. При известной форме описания спектральной характеристики AWG можно настроить несущую передатчика за два шага при первом шаге с попаданием в зону MSE. Таким образом перестройка обеспечивается на порядок быстрее, чем в стандартных одночастотных методах.

Отношение сигнал/шум при использовании обработки сигнала на частоте биений компонент ШПДЧ имеет выигрыш в один-два порядка. Погрешность измерения амплитуд ШПДЧ, зависящих от спектральной характеристики обеспечивается радиофотонным анализатором спектра с наклонным фильтром и достигает 10^{-3} . Основной проблемой системы контроля и управления несущей частоты в восходящем канале является необходимость жесткого контроля рабочих точек и уходов температуры, или необходимость разработки программного обеспечения, позволяющего их учесть. Данные вопросы будут рассмотрены в главе 4 НКР.

3. Теоретическое обоснование принципов работы систем контроля центральной длины волны восходящих каналов ТДСД на основе радиопотонных комбинированных ШПДЧ/СПДЧ подходов

Основы СПДЧ. Преимущества СПДЧ показаны в работах [36–39]. СПДЧ определено как излучение, содержащее две и более частотных компонент с фиксированными разностными частотами, максимальная из которых подобрана таким образом, что при прохождении такого излучения через канал AWG, изменение амплитуд всех гармоник происходит пропорционально одной и той же величине, а минимальная – превышает спектральную ширину лазера, при этом начальные фазы каждой из компонент строго детерминированы, а их разность известна.

Сформулированное определение СПДЧ позволяет описать его некоторые свойства. Во-первых, разрешающая способность зондирования не будет превышать максимальной разностной частоты СПДЧ, а минимальная будет определяться исходя из обеспечения минимума собственных шумов фотоприемника. Во-вторых, зондирование в одной точке может быть сведено к решению задачи определения коэффициента пропорциональности изменения амплитуд. В-третьих, СПДЧ могут быть как симметричными по амплитуде и/или частоте, так и асимметричными. По априорной оценке, асимметричные СПДЧ обладают большей информационной емкостью сигнала, чем симметричные. В общем случае, симметричные по частоте СПДЧ с равномерным шагом, формируют $N-1$ уравнение (где N – количество гармоник СПДЧ) выражений, используемых для расчета коэффициента пропорциональности изменения амплитуд. Асимметричный по частоте СПДЧ, состоящий из N частот, позволяет сформировать систему уже из $(N-1)!$ линейно независимых уравнений, получаемых по результатам фильтрации на разностных частотах.

В работах автора проведен анализ двух, трех и четырех частотных СПДЧ [36–39]. Показаны их достоинства и недостатки. В докладе приведем решения, которые можно охарактеризовать как комбинацию ШПДЧ/СПДЧ подходов на примере получения ШПДЧ компонент, окруженных СПДЧ компонентами. Данный спектр по аналогии близок к спектру телевизионного сигнала.

Основное различие между приведенными схемами заключается в спектре радиочастотного возбуждения ОПММЦ: трехчастотного и двухчастотного, что позволяет сформировать вокруг каждой ШПДЧ гармоники пару или больше СПДЧ гармоник с различными разностными частотами. Таким образом каждая компонента ШПДЧ становится адресной.

Последовательное радиочастотное формирование трехкомпонентного СПДЧ сигнала. Для пояснения метода на рис. 11 представлены спектрограммы оптических излучений на выходе лазера (рис. 11,а); модулирующего АМ радиочастотного колебания, сформированного последовательно включенными генераторами опорной частоты f_B , подключенного на вход амплитудной модуляции генератора сканирующей частоты f_S (рис. 11,б); ОПММЦ (рис. 11,в-д), работающего соответственно в точке квадратуры (QB), нулевой или минимальной точке пропускания (MITB) и рабочей точке максимального пропускания (MATB) соответственно, как разновидности ШПДЧ (табл. 1) и выходной радиосигнал ШФД (рис. 11,е) для процедуры настройки, достаточно общий для всех случаев.

Непрерывное лазерное излучение (рис. 11,а) с амплитудой E_C и несущей частотой f_C поступает с ЛД с распределенной обратной связью на ОПММЦ, работающий в различных рабочих точках. Этим достигается формирование ШПДЧ в группах на n -ых гармониках nf_S , которые содержат в себе боковые полосы АМ-радиосигнала, разнесенные на частоту $2nf_B$, равной n -ой гармонике удвоенной опорной частоты (СПДЧ компоненты). Отличие от ШПДЧ методов заключается в том, что гармоники n -ого порядка опорной (низкочастотной) частоты f_B (рис. 11,е) содержат информацию о спектральной характеристике AWG.

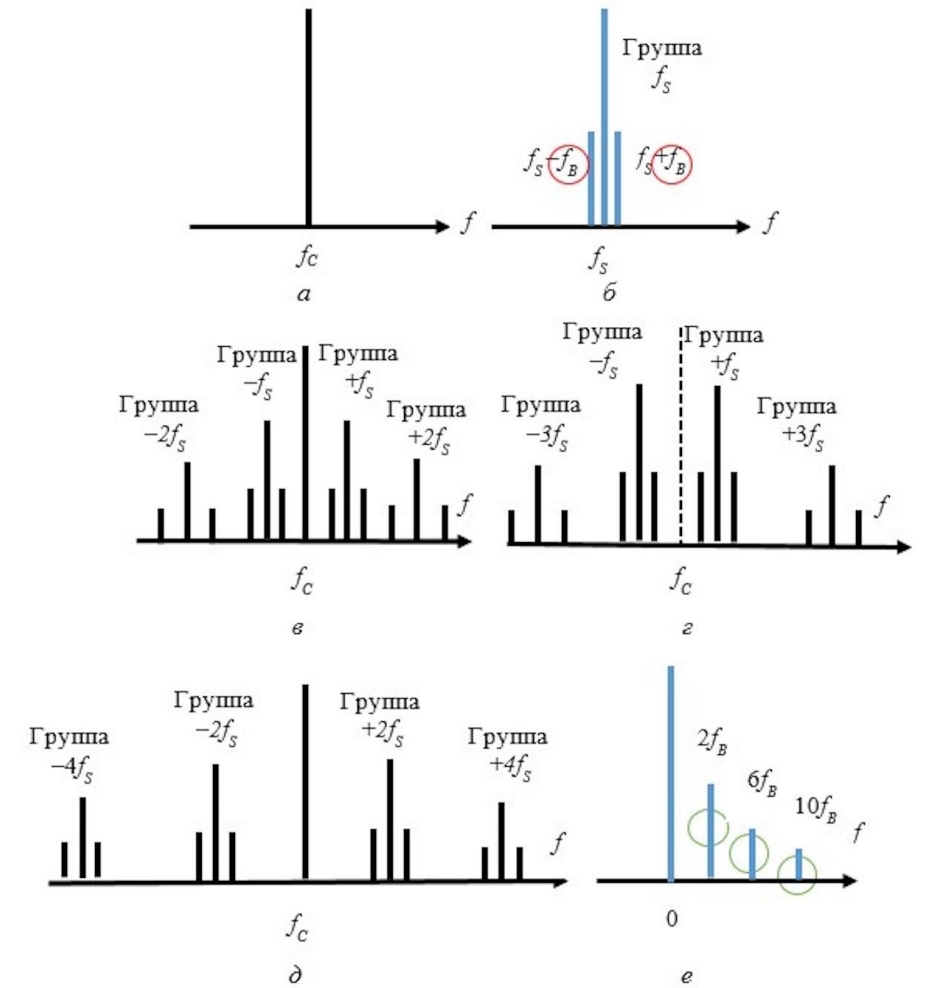


Рис. 11. Спектрограммы формирования ШПДЧ/СПДЧ гребенок с последовательным формированием

Параллельное радиочастотное формирование двухкомпонентного СПДЧ сигнала. Для пояснения метода на рис. 12 представлены спектрограммы оптических излучений на выходе лазера (а); модулирующего двухчастотного радиочастотного колебания, сформированного генератором двухчастотного сигнала (GTS) на компонентах опорной f_B и сканирующей f_s частот (б); ОПММЦ (в), работающего в МГТВ, и на выходе фотоприемника (в).

Непрерывное лазерное излучение (рис. 12, а) с амплитудой E_c и несущей частотой f_c поступает на ОПММЦ, работающий в МГТВ. Выбирается параметр модуляции $m=3,105$ (точка D, рис. 7). ОПММЦ модулируется двухчастотным микроволновым сигналом с разнесом частот $2f_B$, (рис. 12,б) который может быть получен с модуля двухтоновой модуляции микроволнового генератора сканирующей частоты или синтезирован в микроконтроллере.

Для примера приведем спектрограмму, полученную с модуля микроволнового генератора сканирующей частоты Agilent (рис. 13).

Этим достигается формирование ШПДЧ в группах на 1-ой и 3-ей гармониках частоты nf_s , которые содержат в себе (рис. 12,в) боковые полосы двухчастотного радиосигнала, разнесенные на частоту $2nf_B$, равной n -ой гармонике удвоенной опорной частоты.

Ток на выходе фотодетектора, установленного после АWG, при калибровке можно описать с помощью разложения Якоби-Ангера с выделением искомым составляющих на частоте f_B (рис. 12,г):

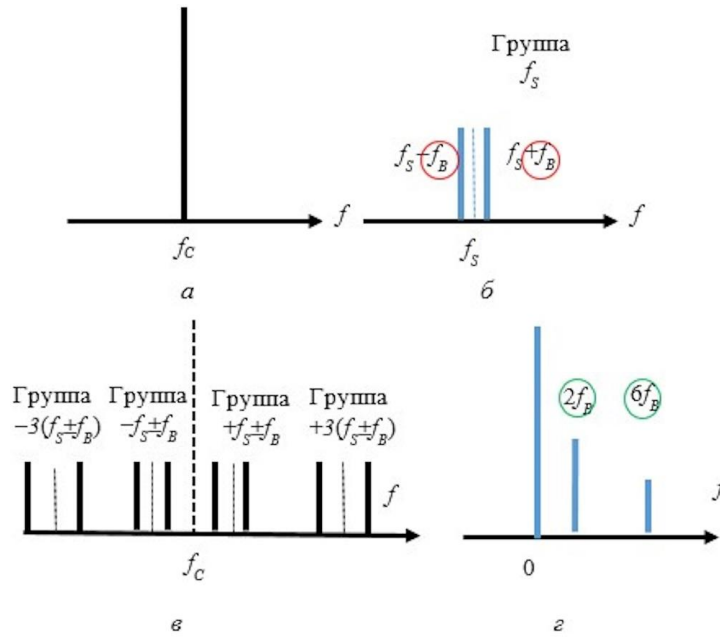


Рис. 12. Спектрограммы формирования ШПДЧ/СПДЧ гребенок с параллельным формированием

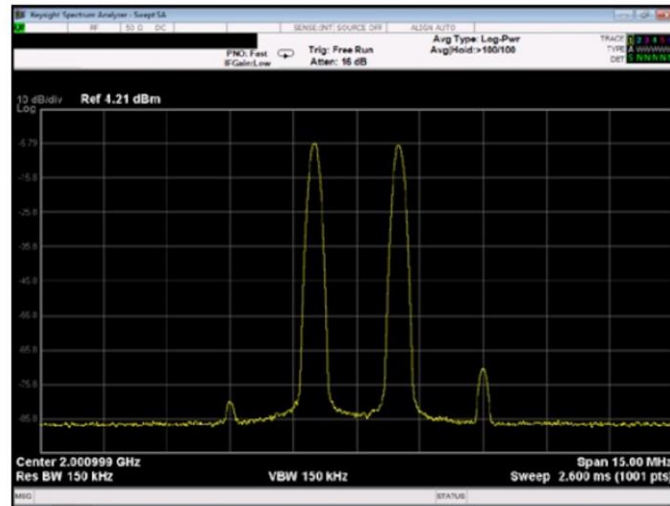


Рис. 13. Двухчастотный сигнал с центральной частотой 2 ГГц и разностной частотой 300 кГц (пример)

$$I \propto \Re(nf_B) E_{\text{outP}} E_{\text{outP}}^* = \gamma E_C^2 \left\{ 2\Re(f = nf_B) J_n(m_B(nf_B)) J_n(m_S(f_S)) \cos(2\pi nf_B t + \varphi) + \sum_n \Re(f = 0) + \sum_{n,m} \Re(f = nf_s \pm nf_B) \right\}, \quad (10)$$

где $n=1,3$

где $J_n(m(nf_B))$ и $J_n(m_S(nf_s))$ функции Бесселя 1-го рода n -го порядка, определяющие амплитуду искоемых частотных компонент, $\Re(nf_B)$ спектральный отклик УФД. В итоге, нормируя (10) к фототоку для реперной частоты f_R , получим относительный спектральный отклик AWG, помножив его на характеристику системы контроля и управления:

$$S_{21}(nf_s) = I_{nf_s}(nf_B) / I_{f_R}(f_B) = m_s^2(nf_s) / m_s^2(f_R), \text{ где } n=1,3. \quad (11)$$

Из (11) видно, что относительный спектральный отклик AWG может быть измерен с помощью предложенного метода, заключающегося в формировании ЦПДЧ/СПДЧ компонент, дискретном сканировании характеристики AWG и регистрации информационного сигнала на фиксированных низких частотах в узкополосном калиброванном фотодетекторе с нормировкой по реперному значению, определяемому при описании AWG при установке в сеть.

Численный эксперимент. Для численного эксперимента была выбрана AWG_{ONU} с гауссовым профилем с центральной длиной волны 1553,33 нм (193 ТГц). Для одного из каналов AWG_{ONU} с центральной частотой было произведено численное сканирование диапазона длин волн 1549,32-1557,36 нм (192,5-193,5 ТГц) трехчастотным сигналом. Каждая точка настройки соответствовало изменению амплитуд обратно рассеянных компонент, прошедших соответствующий канал AWG_{ONU} [4].

Критерий попадания трехчастотного сканирующего излучения в частотный диапазон выделенного канала:

$$\frac{D_0(\omega)}{D_c(\omega)} = \frac{1}{2} \left(\frac{A_L(\omega)}{A_R(\omega)} + \frac{A_c(\omega)}{A_L(\omega)A_R(\omega)} + \frac{A_R(\omega)}{A_L(\omega)} \right) \cong const, \quad (12)$$

где D – амплитуды огибающих биений, а A – амплитуды компонент гребенки.

Введем дополнительное условие, которое заключается в том, чтобы разностная частота между левой и правой гармониками $\Omega_L + \Omega_R$ была меньше требуемой точности настройки. Выдвинутое требование позволяет сделать вывод о том, что если одна из амплитуд гребенки равна нулю, то и близкие к ней амплитуды остальных компонент тоже будут экстремально близки к нулю. Таким образом настройка происходит за пределами выделенного канала AWG_{ONU}, и тем более не в зоне MSE.

Выполнение критерия и условия было бы эффективно, если между каналами в AWG_{ONU} существовали защитные зоны с общим нулевым уровнем. Это, как правило, не соблюдается и какой-то уровень соседнего канала перекрестно существует и в выделенном, но с большим ослаблением в – 40...–60 дБ. Для поиска путей решения задачи различения каналов определим возможные значения Ω_L и Ω_R . Во введении показано, что шаг грубой настройки может быть детализирован с величиной, например, 2,5 ГГц для 50 ГГц канала AWG_{ONU} [4]. Таким образом, значение суммы Ω_L и Ω_R не должно превышать 2,5 ГГц при произвольном выборе соотношений между Ω_L и Ω_R . Если это соотношение сделать уникальным для каждого канала можно говорить об адресности настройки дополнительно с выполнением введенных критерия и условия. Если частоты Ω_{L1} и Ω_{R1} для первого канала AWG_{ONU} появляются на выходе фотоприемника для второго канала, полученные данные отбраковываются и не участвуют в процессе настройки.

Для каждого шага настройки численно восстанавливалась спектральная характеристика гауссова канала AWG_{ONU}. Вычислительная процедура проводилась с помощью аппарата быстрого преобразования Фурье. На рис. 14 показана восстановленная форма канала AWG_{ONU} методом трехчастотной ШПДЧ/СПДЧ гребенки. Видно, что кривая спектральной характеристики AWG_{ONU} с высокой точностью совпадает на центральной длине волны с теоретической зависимостью амплитудных изменений, вычисленных аналитически (залитые маркеры) и численно (не залитые маркеры). Относительная погрешность восстановления спектральной характеристики AWG_{ONU} (тонкая линия, рис. 14) по амплитуде не превышает 5×10^{-3} , что определено по методике, приведенной в [40]. При этом, в спектральной области канала эта погрешность на порядок меньше чем в спектральной области его отсутствия, что также видно на рис. 7. Данная ситуация подтверждает верность введения критерия попадания в канал, условия соответствия суммы разностных частот значению детализации настройки и условию адресности измерений.

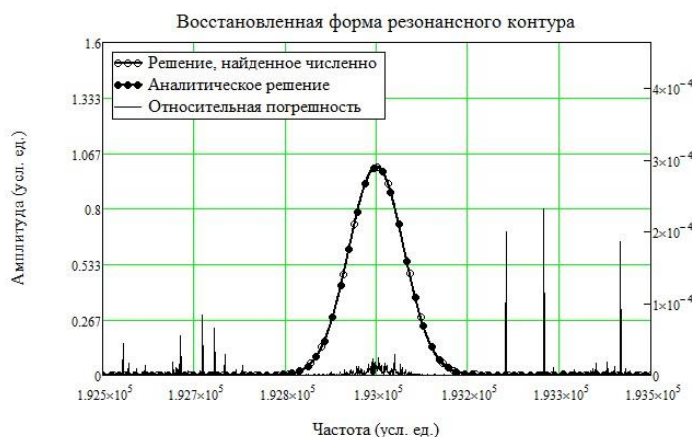


Рис. 14. Восстановленная спектральная характеристика канала AWG

Поскольку настройку можно проводить не по одной компоненте ШПД, а по нескольким, возникает избыточность измерений, которая необходима для повышения их точности.

Выводы. Таким образом, предложены структуры ШПДЧ/СПДЧ гребенок при параллельном и последовательном возбуждении ОПММЦ для дискретного процесса настройки несущей передатчика на центральную длину волны AWG. В отличие от ШПДЧ гребенок анализ настройки происходит на низких опорных частотах и их гармониках, что снижает стоимость схемы системы в целом и делает возможность ее реализации на одном ОПММЦ и узкополосном фотодетекторе.

4. Стенд для экспериментальных исследований и элементная база для его реализации

Экспериментальный стенд. Для апробации разработанного макета системы на основе ШПДЧ/СПДЧ гребенок был собран опытный образец, формирующий как двух, так и трехчастотное симметричное СПДЧ с использованием единого модулирующего каскада. Структурная схема и внешний вид образца представлены на рис. 15 на рабочем столе.

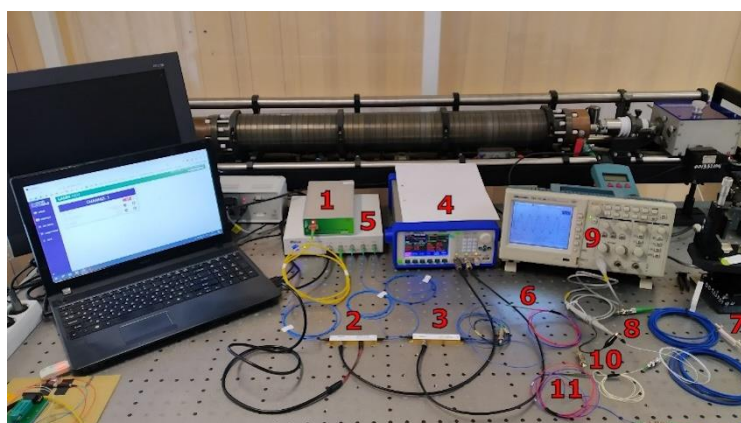


Рис. 15. Внешний вид опытного образца радиофотонной части системы контроля и управления

Опишем элементную базу, использованную для построения опытного образца (рис. 15). В качестве перестраиваемого лазерного диода (1) используется LaserMatrIQ-1001-1-FA [41], данный лазерный источник генерирует когерентное оптическое излучение спектральной шириной не более 100 кГц, шаг точной перестройки – 1 МГц, нестабильность выходной

мощности – не хуже 0,1 дБ. Далее исходное излучение поступает в модулирующий каскад, состоящий из последовательно включенных амплитудных (2) и (3) модуляторов. Для формирования двухкомпонентной ШПДЧ/СПДЧ гребенки управляющие напряжения с двухканального генератора АКИП 3407/5А (4) подаются на оба модулятора. Трехчастотная ШПДЧ/СПДЧ гребенка формируется на модуляторе (2) по методу последовательного возбуждения. В качестве ОПММЦ используется МХАН-LN-40 [42]. Для задания и поддержания рабочей точки АМ используется контроллер рабочей точки (5) МВС-AN-LAB [43], данный контроллер предназначен для работы с аналоговыми сигналами и не использует пилот-сигнал.

Сформированная ШПДЧ/СПДЧ гребенка поступает через оптический делитель (6) на АWG (7) и далее на фотодетектор (8). В качестве АWG используется волоконная брэгговская решетка. Сигнал биений с выхода фотодетектора поступает на цифровой осциллограф с функцией БПФ Tektronix TDS 1012В (9) для визуализации. Ввиду малой разрядности АЦП осциллографа, анализ сигнала биений осуществлялся сторонним МК STM32F103C8T6, имеющим 12-и разрядные встроенные АЦП. Для построения ФЧХ СПДЧ с выхода первого делителя через разъемный соединитель (10), выполняющий функцию перестраиваемого аттенюатора и второй делитель (11) излучение подается на фотодетектор.

Предварительно проведем оценку погрешности восстановления амплитуд гармоник ШПДЧ/СПДЧ гребенки. Результирующая погрешность измерения (приведенная к электрическому сигналу) определится исходя из следующего выражения:

$$Err = (\Delta A_L + \Delta A_M) S_{PD} + N_{PD} + N_{ADC} \quad (13)$$

где ΔA_L – флуктуация мощности лазера, ΔA_M – флуктуация амплитуд гармоник после прохождения через модулирующий каскад, S_{PD} – чувствительность фотодиода (0,9А/Вт), N_{PD} – шумы фотоприемника, N_{ADC} – шумы квантования АЦП осциллографа.

Первое слагаемое в выражении (13) отражает флуктуацию мощности оптического излучения, которое приводит к флуктуации тока фотодиода пропорционально его чувствительности. Флуктуация мощности лазера составляет $\pm 0,001$ дБ, в относительных единицах (выходная мощность лазера составляла величину 0 дБм): $\Delta A_L = 2 \cdot 10^{-6}$. Параметр ΔA_M определяется стабильностью выходной мощности (поддержания рабочей точки) КРТ, для используемой модели КРТ эта величина равна $\pm 0,1$ дБ, что достаточно много. Путем модернизации КРТ данную величину удалось снизить до $\pm 0,01$ дБ, что в относительных единицах, приведенной к мощности лазера, получим $\Delta A_M = 2 \cdot 10^{-4}$. Таким образом, нестабильность рабочей точки ОПММЦ вносит значительно больший вклад в флуктуацию оптической мощности, поэтому величиной ΔA_L можно пренебречь. С учетом чувствительности используемого фотодиода $S_{PD} = 0,9$ А/Вт получим относительную нестабильность тока на выходе фотодиода $\pm 2 \cdot 10^{-4}$.

Для оценки параметра N_{PD} на постоянном токе и на разностной частоте воспользуемся шумовой характеристикой фотодиода (рис. 16), где показано, что разница в уровне шумов составляет около 20 дБ.

За базисное значение возьмем величину темнового тока как амплитуду шума на разностной частоте. Известно, что темновой ток формируется собственными шумами фотоприемника (преимущественно, тепловыми), допуская, что для выбранной разностной частоты шумы типа $1/f$ пренебрежимо малы, и основной вклад в шумы фотоприемника вносят именно тепловые шумы, примем значение темнового тока за амплитуду шумов на разностной частоте.

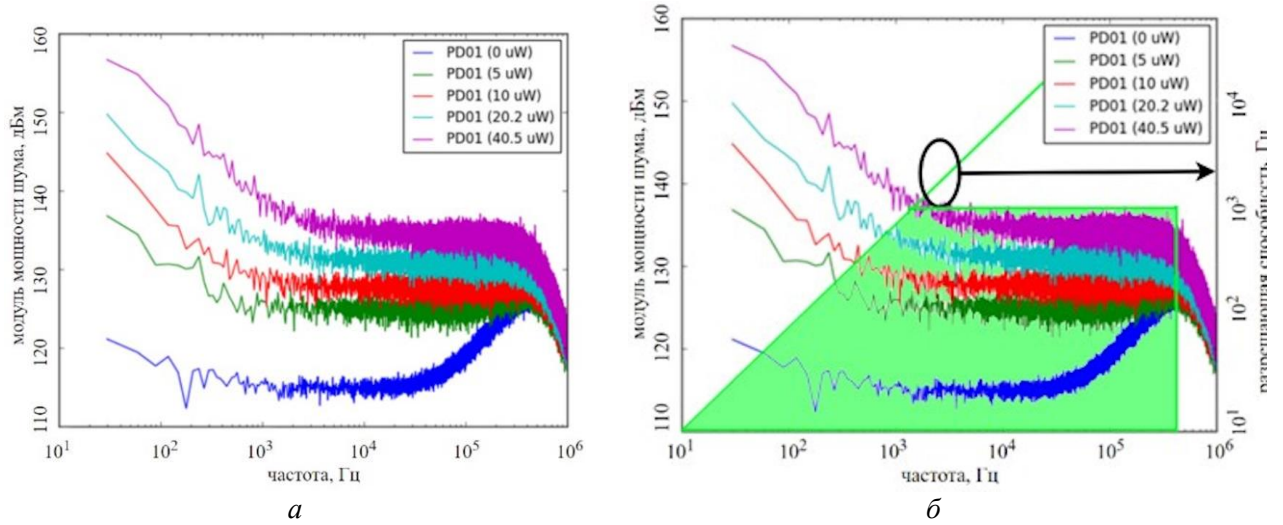


Рис. 16. Модуль мощности шума фотоприемника Koheron PD01 для различных значений мощности оптического излучения (а) и порядок определения минимальной разностной частоты (б) [44]

В относительных единицах величина шума на разностной частоте составит $N_{PD_AC} = 1 \cdot 10^{-5}$. Учитывая, что на постоянном токе уровень шума на 20 дБ больше, величина шума на постоянном токе (в относительных единицах) составит $N_{PD_DC} = 1 \cdot 10^{-4}$.

Шумы квантования определяются исходя из следующего выражения:

$$N_{ADC} = 2^{-b} \quad (14)$$

где b – разрядность АЦП, для используемого АЦП $b = 12$, следовательно, $N_{ADC} = 2 \cdot 10^{-4}$.

Подставим полученные значения в (13):

$$\begin{aligned} Err_{DC} &= 2 \cdot 10^{-4} + 1 \cdot 10^{-4} + 2 \cdot 10^{-4} = 5 \cdot 10^{-4}, \\ Err_{AC} &= 2 \cdot 10^{-4} + 0,1 \cdot 10^{-4} + 2 \cdot 10^{-4} = 4,1 \cdot 10^{-3} \end{aligned} \quad (15)$$

Таким образом, погрешность вычисления коэффициента изменения амплитуд равна квадратному корню погрешности измерения самих амплитуд сигналов биений на разностных частотах, равно как и погрешности восстановления спектральной характеристике AWG. Таким образом, с использованием имеющегося оборудования переход от анализа постоянного сигнала к сигналу на разностной частоте позволяет в 1,22 раза снизить погрешность восстановления контура. Дальнейшее повышение метрологических характеристик может быть достигнуто путем использования малошумящих фотоприемников, прецизионных КРТ и АЦП большей разрядности [45].

Элементная база для импортозамещения. В реализации систем выбрана разработанная и произведенная в России элементная база для лазерных передатчиков, модуляторов и фотоприемников (ПАО ПННПК, ЛЛС, НИИ «Полус»), которая использовалась ранее для построения РФАСХ ШАЭОММЦ и ШФД [46-50]. В качестве базового модуля выбран лазерный передающий модуль LT-40А с встроенным абсорбционным модулятором, производства ЛЛС. Для его модернизации автором разработан новый модулятор LiNbO₃ на кремнии [51].

Проекты разработанных систем представлены автором в работах [52-60]. Их описание в данной работе не приводится.

Работа выполнена при финансовой поддержке МОН РФ по программе Приоритет-2030.

Список литературы

1. Fayad, A. Design of Cost-Efficient Optical Fronthaul for 5G/6G Networks: An Optimization Perspective / A. Fayad, T. Cinkler, Rak J. et al. // Sensors. - 2022. - 22(23). - 9394. <https://doi.org/10.3390/s22239394>
2. Fayad A., Cinkler, T., Rak J. Toward 6G Optical Fronthaul: A Survey on Enabling Technologies and Research Perspectives / A. Fayad, T. Cinkler, J. Rak // IEEE Communication surveys & tutorials. - 2021 - V. 14, No.8. - August 2021. – P.1-38.
3. Макаров И. А. Инициализация центральной длины волны восходящего потока транспортного WDM-PON домена радиосетей доступа мобильной связи 5G / И.А. Макаров, С.Г. Алюшина, В.О. Анучин и др. // Вестник Поволжского государственного технологического университета. Сер.: Радиотехнические и инфокоммуникационные системы. - 2020. - № 2 (46). - С. 70-86. DOI: <https://doi.org/10.25686/2306-2819.2020.2.6>
4. Макаров И. А. Рефлектометрические методы настройки длины волны лазера восходящего канала в транспортном WDM-PON домене радиосетей доступа мобильной связи 5G / И.А. Макаров, С.Г. Алюшина, В.О. Анучин и др. // Вестник Поволжского государственного технологического университета. Сер.: Радиотехнические и инфокоммуникационные системы. - 2020. - № 3 (47). - С. 66-84. DOI: <https://doi.org/10.25686/2306-2819.2020.3.66>
5. Postprint of: Fayad A., Cinkler T., Rak J., 5G/6G optical fronthaul modeling: cost and energy consumption assessment // Journal of Optical Communications and Networking. - 2023. - Vol. 15, Iss.9. - P. - D33-D46, DOI: [10.1364/JOCN.486547](https://doi.org/10.1364/JOCN.486547)
6. Honda K. Wavelength control method of upstream signals using AMCC in WDM-PON for 5G mobile fronthaul / K. Honda, H. Nakamura, K. Hara et al. // Optics Express. - 2019. - Vol.27(19). - P. 26749–26756.
7. Luo Y. Physical Layer Aspects of NG-PON2 Standards - Part 2: System Design and Technology Feasibility / Y. Luo, H. Roberts, K. Grobe et al. // J. Opt. Commun. Netw. - 2016. - Vol. 8(1). - P. 43-52.
8. Kim Do-Won. Analysis of Center Wavelength Shift of VCSEL Light in AWG for WDM-PON Applications / Do-Won Kim, Jaeho Song, Gwangyong Yi. // Acta Photonica Sinica. - 2014. - Vol. 43(7). - P. 706001.
9. Mitsolidou C. A 5G C-RAN Optical Fronthaul Architecture for Hotspot Areas Using OFDM-Based Analog IFoF Waveforms / Mitsolidou C., Vagionas C., Mesodiakaki et al.// Applied Sciences. - 2019. - Vol. 9. - P. 4059.
10. Moon Jung-Hyung. An automatic wavelength control method of a tunable laser for a WDM-PON / Moon Jung-Hyung, Choi Ki-Man, Mun Sil-Gu, and Lee Chang-Hee // Journal Photonics Technology Letters. - 2009. - Vol. 21(5). - P. 325-327.
11. Lee J. H. Self-wavelength initialization method for the Bragg-grating based tunable light source in WDM passive optical network / J.H. Lee, K.O. Kim, Myoung S.-Il et al.// Optics Express. - 2011. - Vol. 19(26). - P. B522-B530.
12. Sang-Rok Mun. A Self Wavelength Tracking Method for a Cost Effective WDM-PON with Tunable Lasers / Sang-Rok Mun, Jung-Hyung Moon, Sang-Min Oh, and Chang-Hee Lee // OSA Technical Digest. - 2010. - OFC/NFOEC. - P. OWG7.
13. Moon J. A self wavelength managed tunable laser for WDM-PONs / J. Moon, K. Choi, S. Mun, and C. Lee // Proceedings of the ECOC. - 2008. - P. Th.1.F.2.

14. Moon S-R. Automatic wavelength control method using Rayleigh backscattering for WDM-PON with tunable lasers / S-R. Moon, H-K. Lee, and C-H. Lee // OSA Technical Digest. - 2011. - CLEO. - P. CFH-1.
15. Morozov O.G. Synthesis of Two-Frequency Symmetrical Radiation and Its Application in Fiber Optical Structures Monitoring/ O.G. Morozov, G.A. Morozov, G.I. Il'in and T.S. Sadeev // [Fiber Optic Sensors], Rijeka: InTech. 2012. - P. 137-164. Available from: <http://intechopen.com/books/fiber-optic-sensors/synthesis-of-two-frequency-symmetrical-radiation-and-its-application-in-fiber-optical-structures-mon>.
16. Morozov O.G. Poly-harmonic Analysis of Raman and Mandelstam-Brillouin Scatterings and Bragg Reflection Spectra/ O.G. Morozov, G.A. Morozov, I.I. Nureev and A.A. Talipov // [Advances in Optical Fiber Technology: Fundamental Optical Phenomena and Applications], Rijeka: InTech Europe. - 2015. - P. 55-97. Available from: <http://intechopen.com/books/advances-in-optical-fiber-technology-fundamental-optical-phenomena-and-applications/poly-harmonic-analysis-of-raman-and-mandelstam-brillouin-scatterings-and-bragg-reflection-spectra>.
17. Il'in G.I. Theory of symmetrical two-frequency signals and key aspects of its application / G.I. Il'in, O.G. Morozov and A.G. Il'in // Proc. of SPIE. - 2014. - Vol. 9156. - P. 91560M.
18. Morozov O.G. Two-frequency analysis of fiber-optic structures / O.G. Morozov, D.L. Aibatov, G.I. Il'in et al. // Proc. of SPIE. - 2006. - Vol. 6277. - P. 62770E.
19. Morozov O.G. Two-frequency scanning of FBG with arbitrary reflection spectrum / O.G. Morozov, D.L. Aybatov // Proc. of SPIE. - 2007. - Vol. 6605. - P. 660506.
20. Morozov O.G. Methodology of symmetric double frequency reflectometry for selective fiber optic structures / O.G. Morozov, O.G. Natanson, D.L. Aybatov et al. // Proc. of SPIE. 2008. Vol. 7026. P. 70260I.
21. Morozov O.G. Metrological aspects of symmetric double frequency and multi frequency reflectometry for fiber Bragg structures / O.G. Natanson, D.L. Aybatov, V.P. Prosvirin, et al. // Proc. of SPIE. - 2008. - Vol. 7026. - P. 70260J.
22. Morozov O.G. Spectrum conversion investigation in lithium niobate Mach-Zehnder modulator / O.G. Morozov and D.L. Aybatov // Proc. of SPIE. - 2010. - Vol. 7523. - P. 75230D.
23. Ильин Г.И. К теории квазигармонических колебаний / Г.И. Ильин, А.Г. Ильин, О.Г. Морозов // Вестник Поволжского государственного технологического университета. Серия: Радиотехнические и инфокоммуникационные системы. - 2014. - № 3 (22). - С. 6-33.
24. Морозов О.Г. Амплитудно-фазовая модуляция в системах радиофотоники / О.Г. Морозов, Г.И. Ильин // Вестник Поволжского государственного технологического университета. Серия: Радиотехнические и инфокоммуникационные системы. - 2014. - № 1 (20). - С. 6-42.
25. Ivanov A.A. Multiple frequencies analysis in tasks of FBG based instantaneous frequency measurements / A.A. Ivanov, A.J. Sakhabutdinov, O.G. Morozov et al. // Proc. of SPIE.- 2018. - Vol. 10774. - P. 107740Y.
26. Agliullin T.A. Load Sensing Bearings for Automotive Applications Based on Addressed Fiber Bragg Structures / T.A. Agliullin, I.U. Kurbaev, R.R. Gubaidullin et al // Proc. of IEEE Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SYNCHROINFO). - 2019. - P. 1-5.
27. Gubaidullin R.R. Application of Addressed Fiber Bragg Structures for Measuring Tire Deformation / R.R. Gubaidullin, A.Z. Sahabutdinov, T.A. Agliullin et al. // Proc. of IEEE Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SYNCHROINFO). - 2019. - P. 1-7.

28. Morozov O.G., External amplitude-phase modulation of laser radiation for generation of microwave frequency carriers and optical poly-harmonic signals: an overview / Morozov O.G., Il'in G.I., Morozov G.A. et al. // Proc. of SPIE. - 2016. - Vol. 9807. - P. 980711.
29. Morozov O.G. RZ, CS-RZ, and soliton generation for access networks applications: problems and variants of decisions / O.G. Morozov // Proc. of SPIE. - 2012. - Vol. 8410. - P. 84100P.
30. Sahabutdinov A.Z. Calibration of combined pressure and temperature sensors / A.Z. Sahabutdinov, A.A. Kuznetsov, I.I. Nureev et al. // International Journal of Applied Engineering Research. - 2015. - Vol. 10(24). - P. 44948-44957.
31. Морозов Г.А. Резонансные методы мониторинга технологических процессов отверждения полимеров в функционально адаптивных СВЧ-реакторах / Г.А. Морозов, О.Г. Морозов, А.Р. Насыбуллин // Известия Самарского научного центра Российской академии наук. - 2012. - Т. 14. - № 1-2. - С. 568-572.
32. Касимова Д.И. Оценка возможностей применения волоконных решеток Брэгга с гауссовым профилем отражения в качестве датчика температуры / Д.И. Касимова, А.А. Кузнецов, П.П. Крыницкий и др. // Вестник Поволжского государственного технологического университета. Серия: Радиотехнические и инфокоммуникационные системы. 2013. № 2 (18). С. 73-81.
33. Морозов О.Г. Измерение мгновенной частоты с помощью двухчастотного зондирования / О.Г. Морозов, А.А. Талипов, А.А. Федоров и др. // Научно-технический вестник Поволжья. - 2012. - № 4. - С. 146-149.
34. Аль-Муфти А.М. Комбинированное применение основ широкополосного и сверхузкополосного пакетов дискретных частот для создания компактных радиопотонных анализаторов спектральных характеристик широкополосных амплитудных модуляторов Маха-Цендера и фотодетекторов. Часть I. Симметричное двухполосное многочастотное зондирующее излучение / А.М. Аль-Муфти, В.С. Соколов, Р.Ш. Мисбахов и др. // Электроника, фотоника и киберфизические системы. - 2024. - Т. 4. - № 4. - С. 43-58.
35. Аль-Муфти А.М. Комбинированное применение основ широкополосного и сверхузкополосного пакетов дискретных частот для создания компактных радиопотонных анализаторов спектральных характеристик широкополосных амплитудных модуляторов Маха-Цендера и фотодетекторов. Часть II. Радиопотонных интеррогатор / А.М. Аль-Муфти, В.С. Соколов, Р.Ш. Мисбахов // Электроника, фотоника и киберфизические системы. - 2024. - Т. 4. - № 4. - С. 68-82.
36. Василец А. Ал. Метод четырехчастотной инициализации каналов связи транспортного домена сетей 5G / А.Ал. Василец, А.Ан. Василец, Аль-Муфти Али и др. // Научно-технический вестник Поволжья. - 2023. - № 11. - С. 339-342.
37. Василец А. Ал. Анализ метода четырехчастотной инициализации каналов связи транспортного домена сетей 5G / А.Ал. Василец, С.А. Василец, Аль-Муфти Али и др. // Научно-технический вестник Поволжья. - 2023. - № 11. - С. 343-346.
38. Айметдинова У.А. Анализ метода четырехчастотной инициализации каналов связи транспортного домена сетей 5G /6G / У.А. Айметдинова, Д.А. Веденькин, Аль-Муфти Али и др. // Научно-технический вестник Поволжья. - 2023. - № 9. - С. 140-143.
39. Булдакова К.Э. Анализ метода трехчастотной инициализации каналов связи транспортного домена сетей WIFI6/7 / К.Э. Булдакова, П.Е. Денисенко, Аль-Муфти Али // Научно-технический вестник Поволжья. - 2023. - № 9. - С. 152-154.
40. Аглиуллин Т.А. Многоадресные волоконные брэгговские структуры в радиопотонных сенсорных системах / Т. А. Аглиуллин, В. И. Анфиногентов, Р. Ш. Мисбахов и др. // Труды учебных заведений связи. - 2020. - Т. 6. - № 1. - С. 6-13.

41. Перестраиваемый лазерный источник matrIQ-Laser [Электронный ресурс]. – URL: <https://lenlasers.ru/product/perestraivaemyj-lazernyj-istochnik-matriq-laser/> (дата обращения: 04.05.2025).
42. MXAN-LN-40 [Электронный ресурс]. – URL: <https://sphotronics.ru/catalog/amplitude-eo-modulator/mxan-ln-40/> (дата обращения: 04.05.2025).
43. MBC-AN-LAB - настольный аналоговый КРТ. [Электронный ресурс]. – URL: <https://sphotronics.ru/catalog/eom-mbc/mbc-an-lab/> (дата обращения: 04.05.2025).
44. Low noise photodetector [Электронный ресурс]. – URL: <https://www.koheron.com/photonics/pd100-photodetection> (дата обращения: 04.05.2025).
45. Кузнецов А.А. Основы теории и техники радиофотонного векторного анализа с применением сверхузкополосного пакета дискретных частот как нового типа зондирующего излучения / А.А. Кузнецов, И.И. Нуреев, А.Ж. Сахабутдинов и др. // В книге: V Научный форум телекоммуникации: теория и технологии ТТТ-2021. Материалы XIX Международной научно-технической конференции. Самара, 2021. – С. 22-27.
46. Техническое описание. Модулятор интегрально-оптический фазовый ИОФМ-01. ПАО «Пермская научно-производственная приборостроительная компания». Текст: электронный. URL: <https://disk.pnppk.ru/d/s/zhoWdCjS1PbtafQ1T58IHGBCDn6tQOYg/bD1tCnrBGExV6I-qWkyDr9qZmr5liuaD-TLLAYSqvlws> (дата обращения 11.01.2025).
47. Комплект передающего оптического модуля ПОМ-27 и приемного оптического модуля ПрОМ-15: сайт. – URL: <https://niipolyus.ru/products/optical-modules/664693> (дата обращения 23.01.2025). – Текст: электронный.
48. Техническое описание. Модулятор интегрально-оптический сверхвысокочастотный ИОМ-01-40. ПАО «Пермская научно-производственная приборостроительная компания». URL: <https://disk.pnppk.ru/d/s/zhoThfgZUPSajoT5gbnAapVIDT0jm8QE/6h6WyesfJx0I0YBZLwEEyPCnKW5YZ8WU-FrLAKgSvlws> (дата обращения 11.01.2025).
49. Техническое описание. Модулятор интегрально-оптический сверхвысокочастотный ИОМ-02. ПАО «Пермская научно-производственная приборостроительная компания». URL: https://disk.pnppk.ru/d/s/zhoV7jjg0pmnkyr7rnoKWgsi3mT3kwVX/INaZEqr-BRH4TSrHmKspp_tmvpqRPXdw-L7IAVRavlws (дата обращения 11.01.2025).
50. Техническое описание. Амплитудный интегрально оптический СВЧ модулятор IMODUL PM – 20 – 2 – PM – PM – FC/UPC. АО «ЛЛС». URL: https://lenlasers.ru/upload/iblock/477/Amplitudnyy-elektroopticheskiy-modulyator-1550-nm_-10_-20_-40-GGs.pdf (дата обращения 11.01.2025).
51. Аль-Муфти А.М., Оптимизация фотонной модуляции: высокопроизводительные LINBO3-кремниевые модуляторы Маха-Цендера для превосходной сверхвысокой эффективности использования полосы пропускания / А.М. Аль-Муфти, О.Г. Морозов // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. - 2024. - Т.18. - № 5. - С. 21-28.
52. Al-Mufti A. Tunable and ultraflat optical frequency COMB generator using a single-drivemulti-RF Mach-Zender modulator in a cascaded intensity modulators and phase modulators / Al-Mufti A., Morozov O.G.// T-Comm. - 2024. - Т. 18. - № 4. - С.48-54.
53. Almufti A.M. 1 Tbit/S per lambda high order quadrature amplitude modulation (128-256QAM) coherent optical transmission system design to support (5G+)/ A.M. Almufti, O.G. Morozov // Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications. - 2023. - Т. 6. - № 1. - С.16-19.
54. Morozov O.G. Simulation with investigation for 16 Tbit/S high order quadrature amplitude modulation dual polarization coherent optical transmission system for 5G and beyond / O.G. Morozov, A.M. Almufti //Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications. - 2023. - Т. 6.- № 1. - С.266-270.
55. Almufti A.M. Experimental investigation and comparison of modulation types for high capacity broadband transmission system to support 5G networks / A.M. Almufti, O.G. Morozov,

R.Sh. Misbakhov, Ya.K. Garovov, A.M. Niyazgulyeva // Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications. - 2023. - Т. 6. - № 1. - С.6-10.

56. Ali M.H. Evaluating characteristics of 2.5 Gbps GPON using varios distance and wavelength / M.H. Ali, H.A. Abu-Alsaad, A.M.Almufti // IOP Conference Series: Materials Science and Engineering. - 2021. - Т. 1105. - № 1. - С. 012027.

57. Ali M.H. Experimental investigation between WDM-PON and DWDM-PON using different channel spacing / M.H.Ali, A.M. Almufti, S.M. Saber // IOP Conference Series: Materials Science and Engineering. - 2020. - Т. 745. - № 1. - С. 012037.

58. Ali M.H. Simulative analyzing of covering suburban areas with 32 X 10 GBPS DWDM-PON FTTH using different dispersion and power / M.H. Ali, A.M. Almufti, H.A. Abu-Alsaad //Journal of Communications. - 2019. - Т. 14. - № 5. - С. 381.

59. Морозов О.Г. Амплитудно-фазовый электрооптический метод генерации сантиметровых, миллиметровых и субмиллиметровых волн / О.Г. Морозов, Г.А. Морозов, Г.И. Ильин и др. / В сборнике: Распространение радиоволн. Сборник докладов XXVIII Всероссийской открытой научной конференции. Редколлегия: Д.С. Лукин, Д.В. Иванов, Н.В. Рябова и др. Йошкар-Ола, 2023. - С. 360-363.

60. Морозов О.Г. Комплексный подход к генерации многокомпонентных частотных гребенок / О.Г. Морозов, И.И. Нуреев, А.Ж. Сахабутдинов и др. / В сборнике: Распространение радиоволн. сборник докладов I Всероссийской молодежной научной школы-конференции, посвященной памяти Д. С. Лукина, Йошкар-Ола, 2024. - С. 88-92.

WIDEBAND AND ULTRA-NARROWBAND DISCRETE FREQUENCY PACKETS FOR SOLVING PROBLEMS OF SPECTRAL TUNING OF MOBILE 5G+ ACCESS NETWORKS FIBER-OPTIC TRANSPORT DOMAINS UPLOAD CHANNELS

Ali M. Al-Mufti, V.S. Sokolov, Rus.Sh. Misbakhov, O.G. Morozov, Rin.Sh. Misbakhov

Kazan National Research Technical University named after A.N. Tupolev-KAI
10, K. Marx, Kazan, 420111, Russian Federation

Annotation. Theoretical and practical results of the search for ways to improve the metrological and technical and economic characteristics of central wavelength monitoring and control systems, namely, initialization, correction and restructuring of the carrier of uplink transmitters of transport domains of 5G+ access networks, are presented. The solutions found are based on microwave photonic approaches with the formation of wideband and ultra-narrowband discrete frequency packets, as well as their combinations. Analysis methods and principles for constructing carrier wavelength monitoring and control systems have been developed. Symmetrical and asymmetric multi-frequency probing emissions have been formed, which make it possible to obtain control signals proportional to the result of comparing the carrier wavelength and the central wavelength of the channel when probing a dedicated channel of the AWG multiplexer. On their basis, monitoring and control systems with an improved signal-to-noise ratio, sensitivity, accuracy and speed, as well as reduced manufacturing and operating costs have been built.

Keywords: microwave photonics; wideband discrete frequency package; ultra-narrowband discrete frequency package; access network transport domain; central wavelength of the uplink channel; transmitter carrier wavelength; initialization; correction; restructuring; microwave photonic spectrum analyzer.

Статья представлена в редакцию 20 марта 2025 г.