

ФОТОННЫЕ СИСТЕМЫ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ДОПЛЕРОВСКОГО ИЗМЕНЕНИЯ РАДИОЧАСТОТ КАК ОСНОВНОЙ УЗЕЛ СИСТЕМ КОНТРОЛЯ И ДИАГНОСТИКИ ИЗДЕЛИЙ И ПРИРОДНОЙ СРЕДЫ

А.А. Лустина

Казанский национальный исследовательский технический университет
им. А.Н. Туполева-КАИ
Российская Федерация, 420111, Казань, ул. К. Маркса, 10

Аннотация. Основной задачей данной статьи является исследование существующих и перспективных методов и средств построения фотонных систем определения доплеровского изменения радиочастот как основного узла доплеровских радиотехнических систем контроля и диагностики изделий и природной среды с фотонным преобразованием измерительной информации и ее оптоэлектронным детектированием, а также определение путей их дальнейшего развития на основе использования в них преимуществ тандемной амплитудно-фазовой модуляции, скалярных и векторных структурных реализаций, российской импортозамещающей элементной базы.

Ключевые слова: фотонные системы, доплеровское изменение радиочастоты, контроль, диагностика, электронные методы измерения.

Введение

Эффект Доплера, возникающий из-за относительного движения между наблюдателем и источником электромагнитных волн, был широко продемонстрирован как метод и/или использован в системах научных измерений, беспроводной связи, радиолокационных и других электронных приложениях военной и гражданской инфраструктуры [1]. Сегодня эти методы и средства начинают активно использоваться в системах и приборах контроля и диагностики веществ, материалов, изделий и природной среды (расходомерия, контроль параметров раскрытия парашютов, контроль траекторий беспилотных и пилотируемых средств, контроль скорости ветра, движения облаков и др.) В этих сценариях ключевой задачей является количественное и точное различение соответствующего доплеровского изменения радиочастоты (ДИРЧ) и его знака. Традиционные электронные подходы к оценке ДИРЧ включают, например, прямой анализ Фурье, совместный частотно-временной анализ, синфазно-квадратурное смещение и т.д. В последнее время возникли серьезные проблемы, связанные с электронными подходами к оценке ДИРЧ. Во-первых, необходимо высокое разрешение для улучшения характеристик контроля низкоскоростных движущихся потоков и точности определения их скорости, например, в расходомерии. Что еще более важно, поскольку в эксплуатации находятся доплеровские системы контроля и диагностики, работающие в широком диапазоне частот от сотен МГц до сотен ГГц, например, в траекторном или скоростном контроле, по существу ожидается, что оценка ДИРЧ не должна зависеть от значения частот УКВ диапазонов источника и эффективно применяться в широком диапазоне частот, в том числе СВЧ и КВЧ, что может быть трудно реализовать с помощью одноканальных электронных устройств. Кроме того, что касается высокоскоростных сценариев и приложений миллиметрового диапазона, например, ударно-волновых и детонационных, для оценки ДИРЧ обычно требуется большой динамический диапазон измерений по его значению от нескольких Гц до кГц, и даже МГц.

Благодаря особенностям фотоники, большой мгновенной полосе пропускания и невосприимчивости к электромагнитным помехам, фотонные подходы и системы становятся

многообещающими решениями для генерации; модуляции; передачи; приема и обработки сигналов источника; анализа и обработки данных по ДИРЧ; измерения широкополосных сложных сигналов СВЧ/КВЧ диапазонов, особенно часто применяемых для решения задач контроля и диагностики различных изделий и природной среды [2-4]. В данной работе автор сосредоточилась на достижениях и реализации фотонных методов контроля и оценки ДИРЧ, т.е. преобразования СВЧ/КВЧ сигналов передатчика в оптическом диапазоне и получения значения ДИРЧ и его знака после оптоэлектронного детектирования разностных частот передатчика и приемника по огибающей их биений или по постоянному току.

1. Обзор существующих электронных методов измерения ДИРЧ на примере радиолокации

Продольный эффект Доплера для электромагнитных волн и ДИРЧ являются одними из основополагающих принципов радиолокации и радионавигации. В составе радиолокационных и радионавигационных систем эффект Доплера и доплеровские измерители скорости (ДИС) широко применяются для измерения составляющих вектора скорости движения летательных аппаратов (ЛА), угла сноса ЛА, а также определения направления.

Зависимость величины ДИРЧ отраженного от цели радиолокационного сигнала от скорости цели, лежащая в основе работы ДИС, выражается в виде:

$$f_{\text{дирч}} = f_{\text{отр}} - f_3 = 2f_3 \frac{v}{c}, \tag{1.1}$$

где $f_{\text{дирч}}$ – величина ДИРЧ; $f_{\text{отр}}$ – частота отраженного от цели эхо-сигнала; f_3 – частота посылаемого зондирующего сигнал; v – абсолютная скорость цели; c – скорость света.

ДИС на основе измерителей ДИРЧ входят в состав как зондирующих систем наземного базирования, так и бортовых приборов ЛА, к которым, например, относятся доплеровские измерители вектора полной скорости, применяемые в основном на вертолетах, а также доплеровские измерители скорости и угла сноса (ДИСС), которые устанавливаются на самолетах.

В простейшем случае задача ДИС состоит в определении путевой скорости ЛА, то есть его скорости относительно поверхности земли. Такой измеритель скорости строится по схеме, приведенной на рис. 1. В этой схеме величина ДИРЧ сигнала находится путем смешения передаваемого и принимаемого сигнала в блоке смесителя. Как видно из структурной схемы такой прибор представляет собой исключительно электронное устройство. Существуют и другие, более сложные схемы доплеровских измерителей скорости, используемые, например, в составе самолетных ДИСС-7, ДИСС-013.

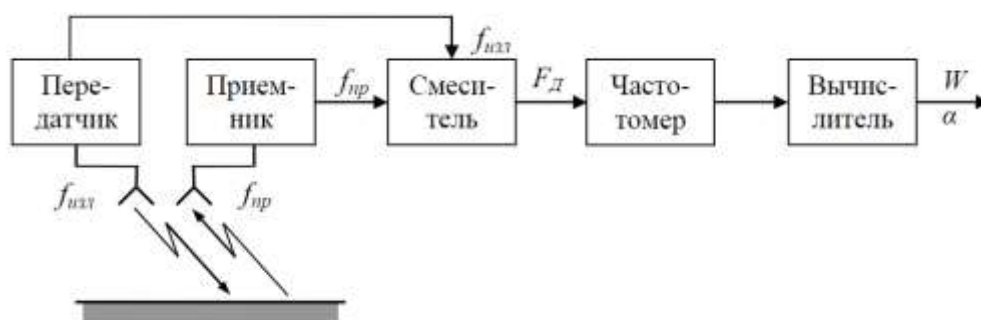


Рис. 1. Структурная схема ДИС

В настоящее время для доплеровских измерителей существует требование стабильной работы и точного определения ДИРЧ в очень широком диапазоне частот зондирующего сигнала. Требование независимости измерения ДИРЧ от несущей частоты особенно актуально для доплеровских измерителей, входящих в состав различных радиолокационных и радионавигационных систем ЛА, диапазон рабочих частот которых измеряется десятками гигагерц. В связи с этим классические схемы реализации ДИС, использующие электронные методы приема и обработки сигналов, имеют ряд серьезных недостатков. Традиционные схемы реализации измерения ДИРЧ сигнала, построенные на электронной компонентной базе не всегда могут обеспечить стабильное и точное измерение в столь широком диапазоне частот. Главным ограничением электронных методов измерения ДИРЧ является так называемое «электронное бутылочное горлышко», заключающееся в ограничении полосы пропускания на высоких частотах из-за низкой скорости обработки сигналов. Другим серьезным ограничением являются электромагнитные помехи, которые могут значительно ухудшить качество работы электронных доплеровских измерителей скорости.

2. Радиофотонные скалярные методы измерения ДИРЧ

Недостатки электронных схем ДИС были полностью или частично устранены в схемах, использующих технологии радиофотоники [1]. Радиофотонные схемы в сравнении с электронными обладают целым рядом неоспоримых преимуществ. Главными достоинствами радиофотонных подходов к построению ДИС является их нечувствительность к электромагнитным помехам, гораздо больший диапазон рабочих частот, значительно увеличенная полоса пропускания, низкие потери передачи и энергопотребление [2-4]. Радиофотонные схемы ДИС отличаются очень высокой точностью измерения ДИРЧ сигнала – до единиц Гц и меньше, что соответствует ошибке определения скорости цели меньше десятков см/с. Кроме того, большинство актуальных на данный момент схем позволяют определять знак и величину ДИРЧ одновременно, а предельное значение измеряемого ДИРЧ доходит до 1 МГц, что позволяет измерять скорость движения всех существующих транспортных систем и потоков с необходимостью контроля скорости [5-7].

В последние несколько лет было предложено большое количество подходов к построению ДИС на основе технологий радиофотоники [8-17], которые можно разделить на несколько групп по ключевым особенностям строения их схем:

1. Методы на основе опорного сигнала и модуляторов Маха-Цандера;
2. Методы с использованием интерферометра Саньяка;
3. Методы с внесением частотного сдвига.

2.1. Методы на основе опорного сигнала и модуляторов Маха-Цандера

К первой группе радиофотонных методов построения ДИС относятся методы [8-10], производящие измерение ДИРЧ с помощью опорного низкочастотного сигнала, а также используют различные структуры на основе модуляторов Маха-Цандера.

В первом методе [8] описана схема измерения ДИРЧ, построенная на каскадной структуре двухканальных двухпортовых модуляторов Маха-Цандера с поляризационным разделением каналов (DPol-MZM) и фазового модулятора (PM), позволяющая одновременно определять величину и знак ДИРЧ (рис. 2).

На модулятор DPol-MZM для модуляции оптической несущей подаются низкочастотный опорный сигнал и принимаемый от цели эхо-сигнал. Здесь в верхнем плече модулятора реализуется модуляция опорным сигналом в виде модуляции с одной боковой полосой (SSB), а в нижнем плече – модуляция эхо-сигналом в виде двухполосной модуляции с подавленной несущей (DSB-SC). Промодулированные сигналы с верхнего и нижнего плеча

модулятора ортогональны друг другу по поляризации при использовании четверть волновой пластины с поворотом поляризации на 90° . После объединения двух сигналов происходит их модуляция зондирующим сигналом в блоке фазового модулятора РМ. Полученный сигнал проходит через поляризатор (Pol), усиливается волоконно-оптическим усилителем, легированным эрбием (EDFA), и поступает на оптический полосовой фильтр (OBPF), где подавляется ненужная боковая полоса модулированного сигнала. После фильтра сигнал детектируется фотодиодом (PD). Здесь значение ДИРЧ представляет собой частоту биений между эхо-сигналом и передаваемым сигналом, а направление различается путем смешивания эхо-сигнала и опорного сигнала [8].

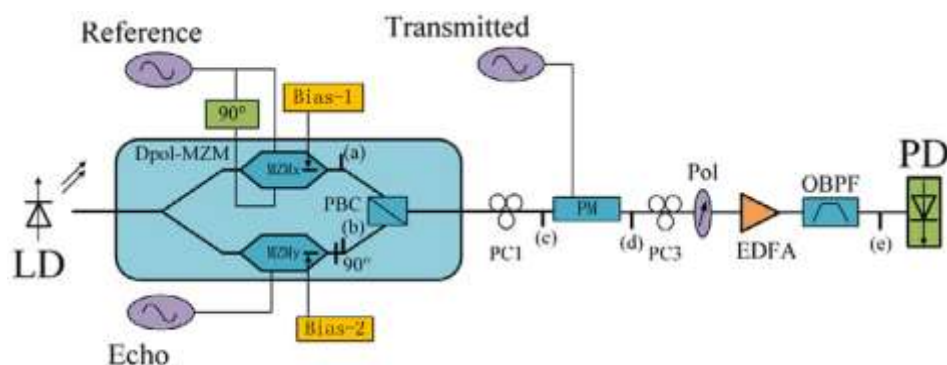


Рис. 2. Структурная схема реализации метода, основанного на применении опорного сигнала и построенного на основе каскадно включенных двухканального двухпортового модулятора Маха-Цандера с поляризационным разделением каналов и фазового модулятора: LD – лазерный диод; Dpol-MZM – двухканальный двухпортовый модулятор Маха-Цандера с поляризационным разделением каналов; MZMx, MZMy – субмодуляторы Dpol-MZM; Bias-1, Bias-2 – напряжения смещения субмодуляторов; Reference – источник опорного сигнала; 90° – четвертьволновая пластина; Echo – источник эхо-сигнала; PBC – поляризационный световой объединитель; PC1, PC3 – контроллеры поляризации; Transmitted – источник зондирующего сигнала; PM – фазовый модулятор; Pol – поляризатор; EDFA – волоконно-оптический усилитель, легированный эрбием; OBPF – оптический полосовой фильтр; PD – фотодиод [8]

В условиях лабораторного моделирования при частоте передаваемого сигнала 20 ГГц, мощности оптического сигнала 10 дБм, уровне эхо-сигнала -40 дБм и ДИРЧ ± 600 кГц величины отношения сигнал/шум (SNR) сигнала биений составили 23,5 дБ и 25,7 дБ. Ошибка измерения ДИРЧ при его вариации в диапазоне от ± 100 кГц, частоте передаваемого сигнала 20 ГГц, величине эхо-сигнала -10 дБм составляет менее 0,1 Гц. При частоте передаваемого сигнала 5 ГГц и мощности эхо-сигнала -40 дБм погрешность измерения ДИРЧ наибольшая и составляет 0,1 Гц, с повышением частоты сигнала до 26 ГГц величина ошибки уменьшается. При изменении мощности эхо-сигнала от 0 до -80 дБм для частот 5 ГГц, 20 ГГц и 26 ГГц погрешность измерения ДИРЧ существенно не изменяется.

Метод [8] показывает достаточную точность измерения ДИРЧ сигнала в диапазоне от ± 100 кГц – менее 0,1 Гц в диапазоне рабочих частот от 5 до 26 ГГц. Метод демонстрирует широкий динамический диапазон – от 0 до -80 дБм, который, однако, ограничивается параметрами используемого в схеме модулятора. Одним из главных недостатков схемы является применение оптического фильтра, который ограничивает работу системы вследствие недостаточной крутизны на низких частотах. Есть два источника нестабильности в схеме – это дрейф постоянного тока смещения модулятора DPol-MZM, а также поляризация сигнала в фазовом модуляторе. Оба фактора вызывают неидеальную модуляцию оптической

несущей, что при детектировании обычно вызывает возникновение сигнала помехи, ухудшение точности измерения и уменьшение динамического диапазона измерений. Сегодня важным недостатком стала недоступность модуляторов типа DPoI-MZM иностранного производства и несовершенство российских аналогов на производствах, только начавших осваивать их производство.

Второй метод [9] для реализации использует схему измерения ДИРЧ, построенную на каскадной структуре двух параллельных двухпортовых модуляторов Маха-Цандера (DD-DPMZM) и однопортового модулятора Маха-Цандера (MZM), позволяющая одновременно определять величину и знак ДИРЧ (рис. 3).

На верхний субмодулятор в составе DD-DPMZM подается опорный сигнал, на нижний субмодулятор подается передаваемый зондирующий сигнал. В результате работы DD-DPMZM получается сигнал промодулированный опорным и передаваемым сигналами с однополосным видом модуляции (SSB). Модулятор MZM реализует двухполосную модуляцию (DSB) сигнала принимаемым эхо-сигналом.

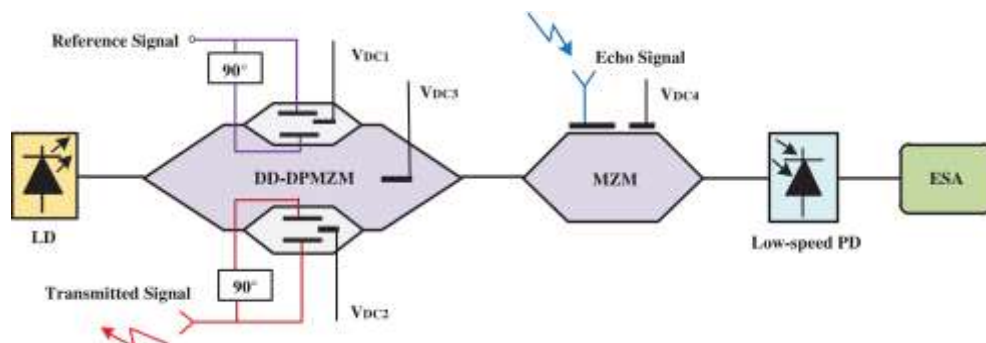


Рис. 3. Структурная схема реализации метода, основанного на применении опорного сигнала и каскадно включенных двух параллельных двухпортовых модуляторов Маха-Цандера и однопортового модулятора Маха-Цандера: LD – лазерный диод; DD-DPMZM – два параллельных двухпортовых модулятора Маха-Цандера; V_{DC1-4} – напряжения смещения модуляторов; 90° – радиочастотные фазосдвигатели на 90° ; Reference Signal – источник опорного сигнала; Transmitted Signal – источник зондирующего сигнала; MZM – модулятор Маха-Цандера; Echo Signal – источник отраженного эхо-сигнала; PD – фотодетектор; ESA – электрический анализатор спектра [9]

На практике такой подход к построению радиофотонного ДИС показал следующие результаты. Для мощности оптического сигнала 8 дБм, опорного сигнала частотой 20 МГц и мощностью 3 дБм, передаваемого сигнала частотой 10 ГГц и мощностью 10 дБм, эхо сигнала мощностью 5 дБм и величины ДИРЧ ± 1 МГц в спектре на выходе фотодетектора PD существует нежелательный сигнал частотой 3 МГц, сгенерированный биениями передаваемого сигнала третьего порядка и эхо-сигнала третьего порядка, вызванными нелинейными характеристиками MZM [9], есть также нежелательный сигнал на частоте 19 МГц или 21 МГц (в зависимости от направления ДИРЧ), вызванный амплитудным и фазовым дисбалансом модуляции SSB. Нежелательные сигналы подавлены относительно информационных сигналов на величину не менее 30,4 дБ и не менее 30 дБ соответственно. Ошибка измерения ДИРЧ при частоте передаваемого сигнала 10 ГГц, величине смещения частоты ± 10 и ± 100 кГц не превышает $\pm 0,06$ Гц. Для частот передаваемого сигнала 5 и 18 ГГц и величине смещения частоты ± 100 кГц ошибка измерения ДИРЧ также менее $\pm 0,06$ Гц.

Метод [9] характеризуется высокой точностью измерения ДИРЧ – в диапазоне смещения частоты от ± 100 кГц при частоте зондирующего сигнала от 5 до 18 ГГц ошибка не превышает 0,06 Гц. К недостаткам метода следует отнести наличие в спектре на выходе

фотодетектора двух нежелательных сигналов, один из которых сгенерирован биениями передаваемого сигнала третьего порядка и эхо-сигнала третьего порядка, появление которых вызвано нелинейными характеристиками модулятора MZM, а второй нежелательный сигнал появляется из-за амплитудного и фазового дисбаланса SSB модуляции [9]. Таким образом, неидеальность модуляции оптической несущей РЧ-сигналами в обоих модуляторах приводит к возникновению нежелательных составляющих в спектре на выходе системы, причем величина этих помех может увеличиться при отсутствии должного контроля рабочих точек модуляторов. Аналогично с предыдущим типом модулятора, важным недостатком стала недоступность модуляторов типа DD-DPMZM иностранного производства и несовершенство их российских аналогов на предприятиях, только начавших осваивать их производство.

Характерной чертой следующего метода построения радиофотонного измерителя ДИРЧ [10] является использование структуры, построенной на модуляторе, реализующем квадратурную фазовую манипуляцию с двойной поляризацией (DP-QPSK) (рис. 4). Данный модулятор представляет собой дорогостоящую систему, которая содержит четыре однопортовых MZM, соединенных параллельно по два в двух каналах, разделенных по поляризации.

Передаваемый и низкочастотный опорный сигналы подаются на верхний DP-MZM, который при этом реализует двухполосную модуляцию с подавленной несущей (DSB-SC).

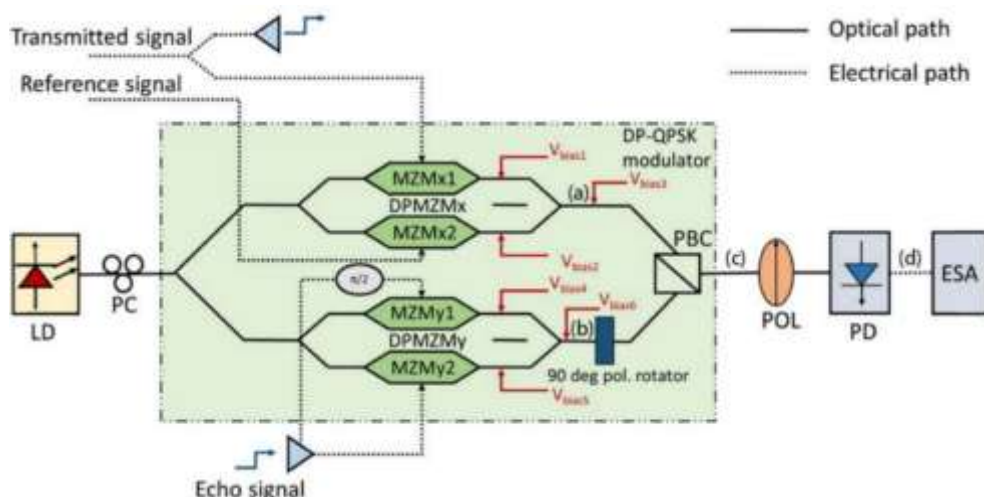


Рис. 4. Структурная схема для реализации метода, основанного на применении опорного сигнала и модулятора для квадратурной фазовой манипуляции с двойной поляризацией (DP-QPSK): LD – лазерный диод; PC – контроллер поляризации; Transmitted signal – источник зондирующего сигнала; Reference signal – источник опорного сигнала; Echo signal – источник эхо-сигнала; MZMx1, MZMx2, MZMy1, MZMy2 – субмодуляторы; $V_{bias1-6}$ – напряжения смещения модуляторов; $\pi/2$ – четвертьволновая пластина для изменения поляризации на 90° ; DP-MZM – двухпараллельный модулятор Маха-Цандера; PBC – поляризационный световой объединитель; DP-QPSK modulator – модулятор для квадратурной фазовой манипуляции с двойной поляризацией; POL – поляризатор; PD – фотодиод; ESA – электрический анализатор спектра [10]

На нижний модулятор DP-MZM поступает принимаемый эхо-сигнал, происходит однополосная модуляция с подавленной несущей (SSB-CS). Полученные в результате модуляции сигналы с ортогональными состояниями поляризации от двух DP-MZM объединяются. Затем сигнал проходит через поляризатор и детектируется фотодиодом (PD). Величина ДИРЧ сигнала в этом методе соответствует частоте биений между опорным и переда-

ваемым сигналами, а информацию о знаке ДИРЧ можно получить, сравнивая частоту биений между передаваемым и опорным сигналами с частотой биений эхо-сигнала и опорного сигнала [10].

В этом методе подавление несущей при модуляции РЧ-сигналами в DP-QPSK модуляторе находится на уровне 20 дБ. Для передаваемого сигнала частотой 20 ГГц, опорного сигнала частотой 20,0003 ГГц и их мощности, равной 10 дБм для каждого, а также эхо-сигнала мощностью 0 дБм, и ДИРЧ сигнала в диапазоне от ± 100 кГц получено, что отношение сигнал/шум в спектре на выходе фотодиода составляет не менее 30,3 дБ, а погрешность измерения ДИРЧ не превышает 10 Гц. Работа схемы также проверена для частот передаваемого сигнала 15 ГГц, 35 ГГц и 39 ГГц и такого же диапазона значений ДИРЧ. Для этих случаев отношение сигнал/шум превышает 30 дБ, а ошибка измерения ДИРЧ также не превышает 10 Гц. Для этого метода также показано, что при мощности передаваемого сигнала 10 дБм, в том же диапазоне ДИРЧ и варьировании мощности эхо-сигнала от 0 до -30 дБм ошибка определения ДИРЧ не превышает 10 Гц, однако при дальнейшем уменьшении мощности эхо-сигнала не представляется возможным распознать полезный сигнал на фоне шума.

Главной особенностью такой схемы измерения ДИРЧ является ее работа в широком диапазоне зондирующих частот – от 15 до 39 ГГц, при котором наибольшая ошибка измерения ДИРЧ сигнала в диапазоне от ± 100 кГц составляет 10 Гц, что можно считать довольно хорошей точностью. Однако это больше, чем в похожих методах, основанных на модуляторах Маха-Цандера и опорном сигнале. Кроме того, характерной особенностью является применение опорного сигнала с частотой, сравнимой с частотой зондирующего сигнала, то есть применяемый в этом методе опорный сигнал нельзя назвать низкочастотным, он на несколько порядков больше, чем в других методах. Погрешность измерения ДИРЧ не зависит от мощности эхо-сигнала, а наименьшая обнаруживаемая мощность эхо-сигнала для такой схемы составляет -30 дБм. Однако такой метод обладает всеми недостатками схожих с ним методов – диапазон рабочих частот сверху ограничивается возможностями модулятора, причем очень важно контролировать рабочие точки верхнего и нижнего модуляторов двухпараллельных модуляторов DP-MZM в составе DP-QPSK для корректной реализации модуляции оптической несущей РЧ-сигналами. Опять повторим, что сегодня важным недостатком стала недоступность модуляторов типа DP-QPSK иностранного производства и несовершенство и дороговизна их российских аналогов на предприятиях, только начавших осваивать их производство.

2.2 Методы с использованием интерферометра Саньяка

Во вторую группу радиофотонных методов построения ДИС входят методы [11-12], характерной особенностью которых является применение интерферометра Саньяка (ИС) для модуляции оптической несущей РЧ-сигналами, при этом в схемах, реализующих эти методы, опорный сигнал не применяется.

Главными компонентами схемы, реализующей метод [11], являются ИС и схема синфазно-квадратурного детектирования (рис. 5).

В такой схеме оптическая мощность на входе ИС делится оптическим ответвителем поровну на два канала. В состав ИС входит однонаправленный двухпортовый модулятор Маха-Цандера (MZM), на верхнее плечо которого поступает принимаемый эхо-сигнал, а на нижнее подается зондирующий сигнал, причем рабочая точка модулятора настраивается для создания I/Q-каналов. Часть сигнала, идущая в петле по часовой стрелке, модулируется в MZM РЧ-сигналами, а часть сигнала, идущая против часовой стрелки, не модулируется в

модуляторе MZM. После прохождения ИС сигналы объединяются, причем оптический объединитель подавляет оптическую несущую примерно до $-15,5$ дБм для достижения большего коэффициента преобразования.

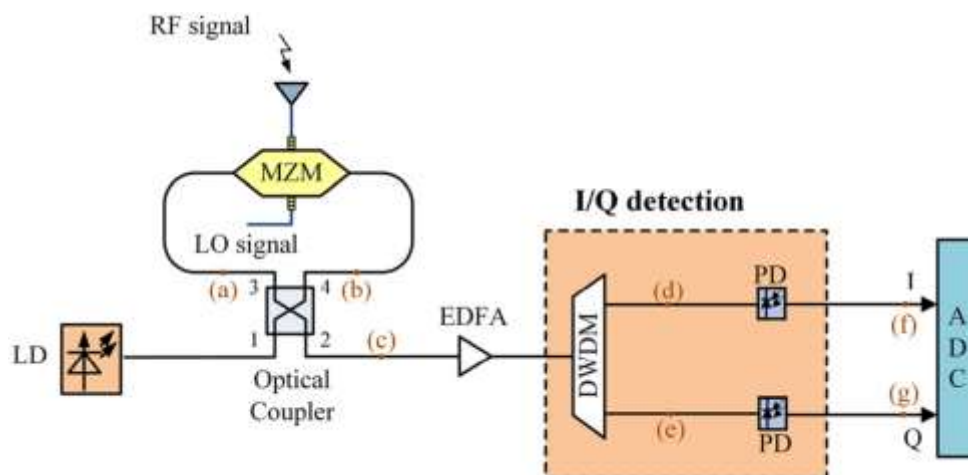


Рис. 5. Структурная схема реализации метода, использующего ИС и схему синфазно-квадратурного детектирования: LD – лазерный диод; Optical Coupler – оптический объединитель; LO signal – источник зондирующего сигнала; MZM – двухпортовый модулятор Маха-Цандера; RF signal – источник эхо-сигнала; EDFA – волоконно-оптический усилитель, легированный эрбием; I/Q detection – схема синфазно-квадратурного детектирования; DWDM – демультиплексор с плотным волновым разделением; PD – фотодиод; ADC – аналого-цифровое преобразование [11]

Для компенсации потерь мощности сигнал проходит через волоконно-оптический усилитель, легированный эрбием (EDFA). Затем сигнал поступает в часть схемы, реализующей I/Q-детектирование. Здесь сигнал сначала попадает на демультиплексор с плотным волновым разделением (DWDM), где, при условии, что оптическая несущая находится посередине между двумя каналами мультиплексора, боковые полосы ± 1 -го порядка разделяются между двумя каналами. Сигналы в обоих каналах детектируются фотодиодами. Величину ДИРЧ можно получить из анализа спектра полученных сигналов, а направление или знак ДИРЧ можно определить по разности фаз между ними. Например, когда знак ДИРЧ положительный, сигнал ДИРЧ в канале Q на 90° опережает сигнал ДИРЧ в канале I, что означает, что цель движется в направлении сигнала излучения [11].

В этом методе в каждом из I/Q-каналов подавление оптической несущей, а также нежелательной боковой полосы относительной информационной боковой полосы может достигать 30 дБ. Для передаваемого сигнала мощностью 10 дБм и частотой 20 ГГц, мощности эхо-сигнала 0 дБм и ДИРЧ ± 1 МГц ошибка определения смещения частоты составляет 5 и 3 Гц соответственно. Для эксперимента с частотой передаваемого сигнала в диапазоне от 10 до 40 ГГц и смещения частоты в пределах ± 100 кГц ошибка измерения ДИРЧ составила менее 8 Гц.

Метод имеет довольно простую схему реализации, полностью оптическую структуру, не содержит зависящих от частоты электронных компонентов, имеет низкий дисбаланс I/Q-компонент [11]. В отличие от предыдущей группы методов, где информацию и о величине, и о знаке ДИРЧ можно было получить из спектра на выходе системы, в этом методе дополнительно требуется наличие осциллографа для определения знака ДИРЧ. Однако из-за использования оптического фильтра для разделения I/Q-каналов в демультиплексоре DWDM существует минимальная частота зондирующего сигнала, и она составляет

примерно 10 ГГц. На частотах менее 10 ГГц наблюдается недостаточное подавление нежелательных частот. Кроме того, явным недостатком метода является необходимость контролировать рабочую точку модулятора MZM для создания I/Q-каналов.

В отличие от предыдущего метода в схеме, реализующей метод [12], в ИС применяется фазовый модулятор, при прохождении которого в обоих направлениях оптический сигнал модулируется РЧ-сигналами (рис. 6).

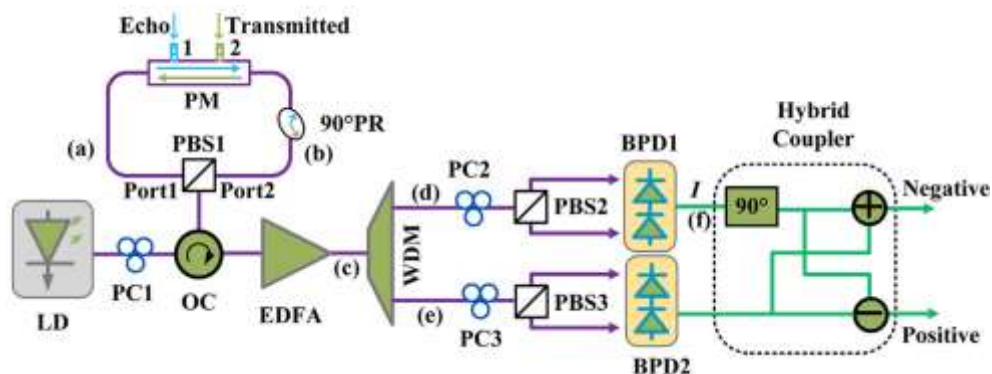


Рис. 6. Структурная схема метода, реализованного на основе ИС и схемы балансного детектирования: LD – лазерный диод; PC1, PC2, PC3 – контроллеры поляризации; OC – оптический циркулятор; PBS1, PBS2, PBS3 – поляризационные светоделители; PM – фазовый модулятор; 90°PR – поворот поляризации на 90°; Echo – источник эхо-сигнала; Transmitted – источник зондирующего сигнала; EDFA – волоконно-оптический усилитель, легированный эрбием; WDM – демультиплексор по длине волн; BPD1, BPD2 – балансные фотодетекторы; 90° – сдвиг фазы на 90°; Hybrid Coupler – гибридный объединитель; Negative, Positive – «отрицательный» и «положительный» порты [12]

Оптический сигнал, движущийся по часовой стрелке, модулируется эхо-сигналом, а оптический сигнал, движущийся против часовой стрелки, модулируется передаваемым зондирующим сигналом [12]. Выходной поляризационно-мультиплексированный оптический сигнал после петли Саньяка также поступает на волоконно-оптический усилитель, легированный эрбием (EDFA). Затем сигнал аналогичным образом разделяется на две боковые полосы с помощью демультиплексора с волновым разделением (WDM), которые отправляются в I-канал и Q-канал соответственно. В I-канале контроллер поляризации (PC2) используется для настройки состояния поляризации оптического сигнала и введения статического фазового сдвига, он настроен на $\theta = 45^\circ$ [12]. Сигнал затем делится на два тракта с помощью поляризационного светоделителя (PBS) и подается на два порта балансного фотодетектора BPD. Таким образом в канале I получается сигнал ДИРЧ с понижающим преобразованием. Регулировка контроллера поляризации позволяет получить регулируемый по фазе сигнал ДИРЧ, что позволяет создать фотонный микроволновый фазовращатель [12]. Аналогичным образом работает Q-канал. Для различения направления используется электрический низкочастотный гибридный ответвитель 90°. Он используется для объединения выходных сигналов двух каналов, где фазовый сдвиг на 90° добавляется к одному из выходных сигналов I/Q-каналов, а затем реализуются сложение и вычитание сигналов в I-канале и Q-канале [12]. Таким образом реализуются «положительный» и «отрицательный» выходные порты. Например, при положительном ДИРЧ сигнал будет наблюдаться только на «положительном» выходе системы. Частота такого сигнала несет информацию и о величине ДИРЧ.

В этом методе при использовании зондирующего сигнала частотой 16 ГГц и ДИРЧ со значением ± 1 МГц для положительного ДИРЧ сигнал обнаруживается на «положительном» порте, его уровень на 79 дБ выше, чем уровень сигнала на «отрицательном» порте, аналогично для отрицательного ДИРЧ. При моделировании такая схема измерения ДИРЧ показывает хороший динамический диапазон. Так для передаваемого сигнала частотой 16 ГГц и ДИРЧ величиной 1 МГц возможно определение величины ДИРЧ в диапазоне мощности эхо-сигнала от 5 до -65 дБм. При мощности эхо-сигнала менее -65 дБм отношение сигнал/шум для сигнала ДИРЧ на выходе близко к нулю, и поэтому измерение ДИРЧ невозможно. С уменьшением мощности эхо-сигнала ошибка измерения ДИРЧ увеличивается. К сожалению, в описании метода не приведены количественные оценки ошибки измерения ДИРЧ, однако можно ожидать, что они находятся на уровне погрешности измерения ДИРЧ, приведенной в предыдущем методе, так как его структурная схема во многом схожа со структурной схемой рассматриваемого метода.

Рассматриваемый метод [12] имеет несколько особенностей, которые улучшают качество измерений, а также упрощают схему. Главным отличием этого метода является применение фазового модулятора вместо модулятора Маха-Цандера в схеме ИС, что избавляет от необходимости дополнительно контролировать рабочую точку модулятора во избежание дрейфа постоянного тока смещения. Другим упрощением схемы является применение особой схемы обработки электрического сигнала после фотодетекторов, позволяющей наглядно определять знак ДИРЧ сигнала и избавляющей от необходимости использовать осциллограф, как в предыдущем случае. Кроме того, важным улучшением схемы является применение метода балансного детектирования, который позволяет значительно подавить интермодуляционные искажения второго порядка [12], что благоприятно влияет на разрешающую способность измерений и возможный динамический диапазон. Однако, такая схема измерения ДИРЧ не лишена недостатков предыдущей, заключающихся в использовании демультиплексора каналов, построенного на основе оптических фильтров, которые ограничивают диапазон рабочих частот снизу частотой примерно 10 ГГц, так как недостаточно подавляют оптическую несущую и нежелательные частоты. Фазовый модулятор в составе ИС также ограничивает полосу рабочих частот системы.

Основным недостатком указанных схем является необходимость применения осциллографа для определения знака ДИРЧ, либо сложной дорогостоящей системы оптоэлектронной обработки двух поляризационно разделённых сигналов, требующих наличия в схеме множества поляризационно обеспечивающих элементов. И для этих схем следует отметить, что сегодня важным недостатком стала недоступность балансных и I/Q фотоприемников иностранного производства и несовершенство, и дороговизна их российских аналогов на предприятиях, только начавших осваивать их производство.

2.3 Методы с внесением частотного сдвига

Особенностью третьей группы радиофотонных методов [13-17] определения ДИРЧ сигнала является внесение частотного сдвига для обработки сигналов и получения информации о величине и знаке ДИРЧ.

Первый метод группы реализуется с использованием фазовых модуляторов и акустооптического модуля сдвига частоты [13]. В такой схеме (рис. 7) оптический сигнал разделяется на два канала оптическим ответвителем.

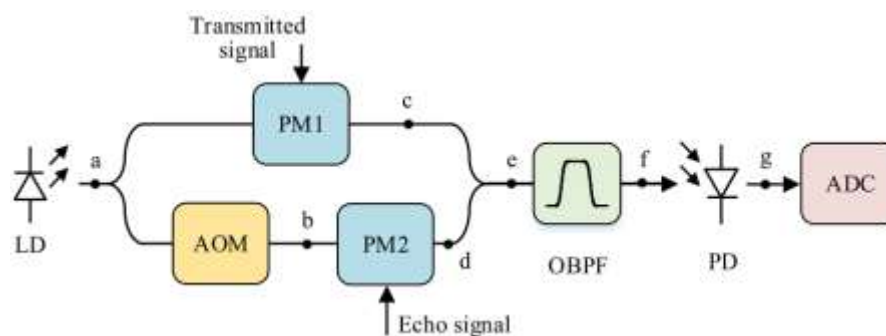


Рис. 7. Структурная схема для реализации метода на основе фазовых модуляторов и акустооптического модуля сдвига частоты: LD – лазерный диод; АОМ – акустооптический модулятор; PM1, PM2 – фазовые модуляторы; Transmitted signal – источник зондирующего сигнала; Echo signal – источник эхо-сигнала; ОБПФ – оптический полосовой фильтр; PD – фотодетектор; ADC – аналого-цифровое преобразование [13]

В верхнем канале происходит модуляция оптической несущей передаваемым зондирующим сигналом с помощью фазового модулятора (PM1). В нижнем канале оптическая несущая сначала претерпевает сдвиг по частоте в результате работы акустооптического модулятора (АОМ), а затем происходит ее модуляция принятым эхо-сигналом в фазовом модуляторе (PM2). Проходя с выходов модуляторов через оптический объединитель, сигналы объединяются и попадают на оптический полосовой фильтр (ОБПФ), где нижние боковые полосы сигнала подавляются. Затем сигнал детектируется фотодетектором (PD).

Значение и направление ДИРЧ получается путем сравнения двух частот низкочастотных электрических сигналов, генерируемых фотодетектором. Описаны результаты моделирования работы метода для частот зондирующего сигнала 10 и 12 ГГц, сдвига частоты величиной 40 МГц и изменения ДИРЧ сигнала в диапазоне от ± 1 МГц. В первом случае получено отношение сигнал/шум в спектре на выходе системы не менее 30 дБ, во втором случае – не менее 41 дБ. Ошибка измерения ДИРЧ не превышает $\pm 0,63$ Гц и $\pm 0,7$ Гц для первого и второго случая соответственно.

Преимуществами метода [13] является использование фазовых модуляторов вместо модуляторов Маха-Цандера, что упрощает и удешевляет схему, делает ее более стабильной вследствие отсутствия дрейфа задающего рабочую точку ММЦ по постоянному напряжению. Результаты измерения системы не зависят от фазы сигнала, а для получения результата достаточно использовать только электрический анализатор спектра. Главным недостатком системы является использование полосового оптического фильтра, который на низких частотах не способен обеспечить качественное подавление нежелательных частот, что уменьшает отношение сигнал/шум в результирующем спектре и может стать причиной появления помех, другое ограничение накладывают фазовые модуляторы, ограничивающие работу системы на более высоких частотах.

Следующий метод группы [14] реализуется с использованием для модуляции РЧ-сигналами оптической несущей модуляторов Маха-Цандера, а также два параллельных приемника с квадратурной фазовой манипуляцией (DP-QPSK receiver), реализующий балансное I/Q-детектирование (рис. 8). В схеме, оптическая несущая сначала разделяется на два канала с одинаковой мощностью.

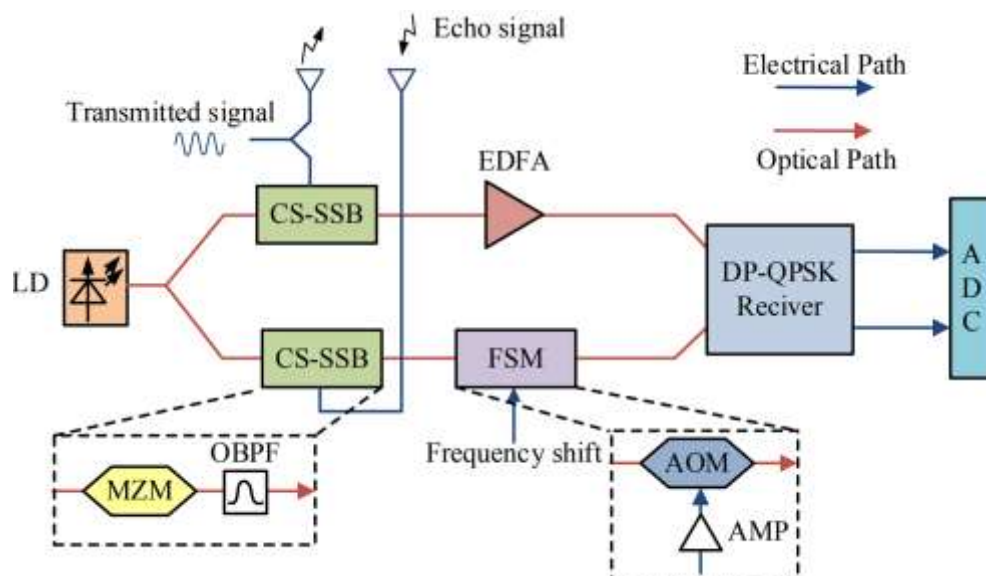


Рис. 8 – Структурная схема для реализации метода на основе сдвига частоты и двух параллельных приемников с квадратурной фазовой манипуляцией: LD – лазерный диод; CS-SSB – блок однополосной модуляции с подавленной несущей; MZM – модулятор Маха-Цендера; OBPF – оптический полосовой фильтр; Transmitted signal – источник зондирующего сигнала; Echo signal – источник эхо-сигнала; EDFA – волоконно-оптический усилитель, легированный эрбием; FSM – модуль, вносящий сдвиг частоты; AOM – акусто-оптический модулятор; AMP – амплитудный усилитель; DP-QPSK receiver – приемник с двойной поляризацией и квадратурной фазовой манипуляцией; ADC – аналого-цифровое преобразование [14]

В верхнем канале происходит ее модуляция передаваемым зондирующим сигналом в виде однополосной модуляции с подавленной несущей (SSB-CS) в блоке CS-SSB, построенном на базе MZM и OBPF, подавляющего нежелательную боковую полосу. В нижнем канале аналогичным образом в блоке CS-SSB происходит модуляция оптического сигнала отраженным от цели эхо-сигналом. Сигнал в нижнем канале поступает на модуль сдвига частоты (FSM), который состоит из акустооптического модулятора (AOM) и электронного усилителя мощности (AMP). После внесения частотного сдвига сигнал в нижнем канале поступает на DP-QPSK приемник. Сигнал в верхнем канале после модуляции усиливается в волоконно-оптическом усилителе, легированном эрбием (EDFA), и аналогичным образом поступает на DP-QPSK приемник.

Приемник DP-QPSK объединяет два сигнала для генерации 8 световых состояний в комплексном пространстве с помощью двух поляризационных светоделителей (PBS) и двух когерентных гибридных смесителей 2×4 [14]. В системе используются только 4 световых состояния, которые подаются на две пары балансных фотодетекторов (BPD), и формируются I/Q-каналы. Затем фототоки усиливаются трансимпедансными усилителями в каждом канале. Величина ДИРЧ в этом методе получается путем вычитания из выходного сигнала внесенного частотного сдвига.

В результате моделирования работы такой схемы измерения ДИРЧ получено, что для частот зондирующего сигнала 10, 20, 30 и 40 ГГц и ДИРЧ сигнала в диапазоне от ± 100 кГц ошибка измерения составляет менее 5 Гц. Отношение сигнал/шум в выходном спектре системы в общем случае превышает 20 дБ.

Характерной особенностью такой схемы измерения ДИРЧ является использование DP-QPSK приемника, реализующего балансное I/Q-детектирование, что положительно сказывается на стабильности системы, а также снижает интермодуляционные искажения [14]. К недостаткам системы следует отнести сложное его строение и высокую стоимость, относительно невысокую точность определения ДИРЧ, применение оптических фильтров, которые потенциально ограничивают работоспособность системы на частотах менее 10 ГГц, а также необходимость контролировать рабочую точку модуляторов Маха-Цандера для корректной модуляции оптической несущей РЧ-сигналами. И для этой схемы следует отметить, что сегодня важным недостатком стала недоступность I/Q фотоприемников иностранного производства и несовершенство, и дороговизна их российских аналогов на предприятиях, только начавших осваивать их производство.

Главной особенностью метода [15] является использование при его реализации двух-портового модулятора Маха-Цандера (DD-MZM) одновременно для модуляции оптического сигнала РЧ-сигналами и внесения частотного сдвига. В схеме для реализации этого метода оптический сигнал, поступающий на модулятор DD-MZM, разделяется на два канала (рис. 9).

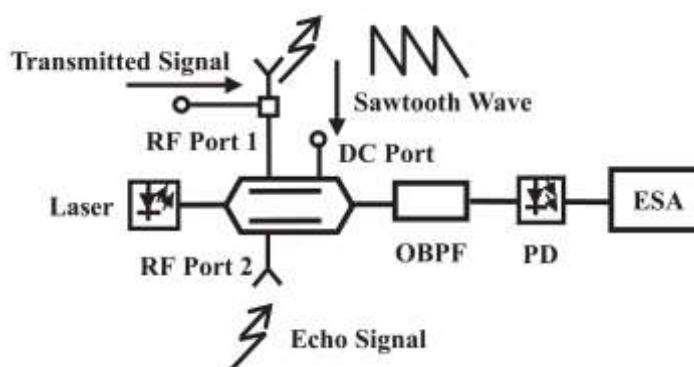


Рис. 9. Структурная схема метода, для реализации которого используется пилообразный сигнал для внесения частотного сдвига: Laser – лазер; Transmitted Signal – источник зондирующего сигнала; Echo Signal – источник эхо-сигнала; RF Port 1,2 – РЧ-порты модулятора; DC Port – порт постоянного тока; DD-MZM – двух-портовый модулятор Маха-Цандера; Sawtooth Wave – источник пилообразного сигнала; OBPF – оптический полосовой фильтр; PD – фотодетектор; ESA – электрический анализатор спектра [15]

Верхнее плечо модулятора выполняет функции амплитудно-фазовой модуляции, для чего на него подается передаваемый зондирующий сигнал и реализуется модуль фазового сдвига. Модуль фазового сдвига организован на входе постоянного смещения верхнего плеча (DC Port), с помощью пилообразного напряжения на котором контролируется разность фаз между сигналами в двух плечах DD-MZM [15]. В отличие от обычной работы, когда на DC-порт DD-MZM модулятора подается постоянное напряжение, на этот порт подается низкочастотный пилообразный сигнал с амплитудой, в два раза превышающей напряжение переключения порта. В этом случае реализуется сдвиг оптической частоты. В нижнем плече модулятора DD-MZM происходит модуляция оптической несущей отраженным эхо-сигналом. Для обеспечения модуляции в этой схеме нет необходимости задавать рабочую точку модулятора. После модуляции и преобразования сигналы с обоих плеч объединяются, выходной сигнал состоит из двух наборов оптических несущих и боковых полос, где один набор сдвинут по частоте. Затем сигнал фильтруется оптическим полосовым

фильтром (OBPF) и две верхние боковые полосы, сгенерированные передаваемым и эхо-сигналом регистрируются фотодетектором (PD). Информация о величине и знаке ДИРЧ сигнала получается путем вычитания из информационной частоты пилообразного сигнала, подаваемого на модулятор DD-MZM. При этом, если частота информационного сигнала больше, чем частота пилообразного, тогда ДИРЧ имеет положительный знак, если наоборот, то ДИРЧ со знаком «минус».

Моделирование работы схемы показало, что для зондирующего сигнала частотой 10 ГГц и варьировании величины ДИРЧ в пределах ± 100 кГц погрешность измерения ДИРЧ находится в пределах $\pm 0,1$ Гц. При использовании передаваемого сигнала частотой 19,95 ГГц и варьировании ДИРЧ в тех же пределах ошибка измерения смещения частоты находится в пределах $\pm 0,22$ Гц. При изменении передаваемого сигнала от 10 до 19,95 ГГц и фиксированной величины ДИРЧ ошибка измерения находится в диапазоне от $-0,03$ до $0,06$ Гц. Для оптического излучения мощностью 10 дБм, использования передаваемого сигнала частотой 10 ГГц и величины ДИРЧ в диапазоне ± 50 кГц информационный сигнал в спектре на выходе фотодетектора имеет амплитуду примерно на 30 дБ выше, чем у других сигналов. При частоте передаваемого сигнала 19,95 ГГц и ДИРЧ величиной ± 20 кГц амплитуда информационной частоты более чем на 25 дБ больше остальных сигналов.

Главным достоинством метода [15] является отсутствие необходимости задавать рабочую точку модулятора DD-MZM. Для получения результата можно использовать как электрический анализатор спектра, так и обычный частотомер, что удешевляет схему. К недостаткам метода следует отнести применение оптического фильтра, который не обеспечивает достаточного подавления оптической несущей и ее копии со сдвигом частоты, что вызывает появление нежелательных сигналов в спектре на выходе фотодетектора. Особенно сильно недостатки оптического фильтра проявляются на более низких частотах зондирующего сигнала. Отметим и минимизированную схему, которая существенно отличается своей простотой по сравнению с остальными, рассмотренными в этой статье.

Схема, используемая в методе [16], во многом схожа со схемой из метода [15], главным отличием является подход к внесению частотного сдвига. Аналогично предыдущему случаю в этой схеме применяется двухпортовый модулятор Маха-Цандера (DD-MZM) для которого нет необходимости задавать и контролировать рабочую точку (рис. 10).

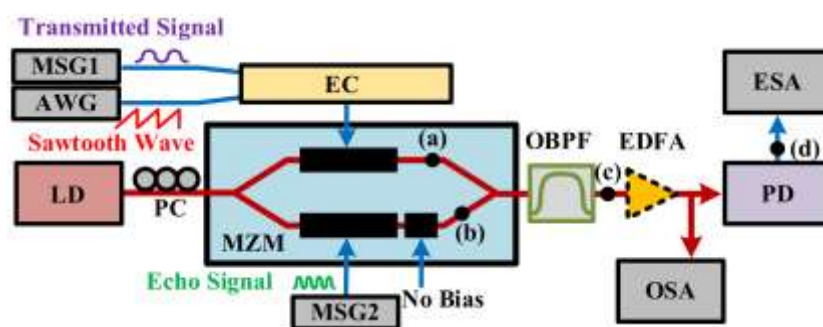


Рис. 10. Структурная схема метода, реализованного внесением частотного сдвига с предварительным объединением зондирующего и пилообразного сигналов: LD – лазерный диод; PC – контроллер поляризации; Transmitted Signal – источник зондирующего сигнала; Sawtooth Wave – источник пилообразного сигнала; DD-MZM – двухпортовый модулятор Маха-Цандера; EC – электрический объединитель сигналов; Echo Signal – источник эхо-сигнала; OBPF – оптический полосовой фильтр; EDFA – волоконно-оптический усилитель, легированный эрбием; OSA – оптический анализатор спектра; PD – фотодетектор; ESA – электрический анализатор спектра [16]

Оптическая несущая разделяется на входе модулятора на два канала с равной мощностью. Зондирующий сигнал предварительно объединяется в электрическом каплере (ЕС) с низкочастотным пилообразным сигналом, амплитуда которого равна удвоенному половолновому напряжению плеча фазовой модуляции [16]. Объединенный РЧ-сигнал поступает в верхний канал модулятора DD-MZM, где происходит модуляция оптической несущей и ее частотный сдвиг на величину частоты пилообразного сигнала. В нижнем плече оптический сигнал модулируется отраженным от цели эхо-сигналом. После модуляции сигналы с обоих каналов модулятора DD-MZM объединяются.

Далее они поступают на оптический полосовой фильтр (ОВПФ), который выделяет только нижние боковые полосы сигнала. Затем сигнал проходит через волоконно-оптический усилитель, легированный эрбием (EDFA), и детектируется фотодетектором (PD). Информацию о величине и знаке ДИРЧ сигнала получают путем вычитания из сигнала на выходе фотодетектора частоты пилообразного сигнала, подаваемого на модулятор.

На практике при использовании пилообразного сигнала частотой 1 МГц, амплитудой 14,95 В и изменении частоты зондирующего сигнала от 6 до 18 ГГц при его мощности в 5 дБм и мощности эхо-сигнала 0 дБм получено, что для ДИРЧ величиной ± 100 кГц оптическая несущая всегда подавляется полосовым фильтром на величину не менее 22,2 дБ. Приведены результаты моделирования при частоте зондирующего сигнала 10 ГГц, частоте пилообразного сигнала 1 МГц и изменении мощности эхо-сигнала от -20 до -80 дБм. Согласно приведенным спектрам, при мощности эхо-сигнала -40 дБм и менее, амплитуда нежелательной гармоники на частоте 1 МГц превышает амплитуду информационной гармоники. Аналогичные результаты получены при изменении зондирующей частоты на 17 ГГц и пилообразного сигнала частотой 500 кГц. Для частот зондирующего сигнала от 6 до 17 ГГц, пилообразного сигнала частотой 1 МГц и ДИРЧ ± 100 кГц ошибка измерения, согласно графикам, не превышает 0,06 Гц, а при использовании пилообразного сигнала частотой 500 кГц ошибка измерения ДИРЧ уменьшается.

К достоинствам метода [16] следует отнести высокую точность измерения ДИРЧ в широком диапазоне частот зондирующего сигнала. В схеме нет необходимости использовать контроллер тока смещения, так как нет необходимости задавать рабочую точку модулятора. Очевидным недостатком метода является присутствие в выходном спектре фотодетектора нежелательного сигнала на частоте в 1 МГц, наличие которого обусловлено биениями остаточной оптической несущей и ее смещенной по частоте копии. Такие помехи объясняются недостаточным подавлением оптической несущей в полосовом оптическом фильтре. Как и в других методах, оптический фильтр ограничивает работу схемы на низких частотах. Кроме нежелательного сигнала на частоте в 1 МГц в спектре на выходе фотодетектора также присутствуют другие помехи, причиной которых является неидеальная форма пилообразного сигнала. Таким образом для точного измерения ДИРЧ требуется идеальный пилообразный сигнал.

Главными компонентами схемы, реализующей метод [17], являются два фазовых модулятора и дисперсионная среда между ними. Оптическая несущая сначала поступает на первый фазовый модулятор (PM1) и модулируется отраженным от цели эхо-сигналом (рис. 11).

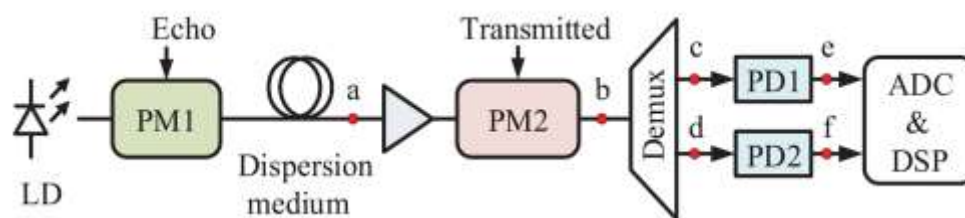


Рис. 11. Структурная схема для реализации метода, включающая дисперсионную среду для внесения частотного сдвига: LD – лазерный диод; Echo – источник эхо-сигнала; PM1, PM2 – фазовые модуляторы; Dispersion medium – дисперсионная среда; EDFA – волоконно-оптический усилитель, легированный эрбием; Transmitted – источник зондирующего сигнала; Demux – демультиплексор; PD1, PD2 – фотодетекторы; ADC – аналого-цифровое преобразование; DSP – цифровая обработка сигнала [17]

Промодулированная отраженным сигналом несущая проходит через дисперсионную среду (Dispersion medium), которая вносит фазовые сдвиги между ней и двумя боковыми полосами. Вносимые дисперсионной средой фазовые сдвиги отличаются по величине, что вызвано тем, что разные компоненты света распространяются в среде с разной скоростью.

С выхода дисперсионной среды сигнал предварительно усиливается для компенсации потерь и поступает на второй фазовый модулятор (PM2), где модулируется передаваемым зондирующим сигналом. Полученный сигнал разделяется демультиплексором (Demux) по длине волны на два канала. В верхний и нижний каналы поступает сигнал от одной боковой полосы, содержащей оба РЧ-сигнала, а оптическая несущая подавляется, что соответствует однополосной модуляции с подавленной несущей. Сигналы в обоих каналах детектируются фотодетекторами (PD1, PD2). На выходе фотодетекторов получают синусоидальные сигналы с одинаковой частотой, но различающиеся по фазе. Частоты сигналов соответствуют значению ДИРЧ. Вследствие прохождения через дисперсионную среду, верхняя и нижняя боковые полосы получают разные фазовые сдвиги, и поэтому электрические сигналы биений, полученные на фотодетекторах, также имеют разные фазы. Частота каждого электрического сигнала указывает на величину ДИРЧ, а по разности фаз между этими сигналами судят о направлении ДИРЧ: если фаза сигнала от верхнего фотодетектора опережает фазу от второго, то направление ДИРЧ положительное, в противном случае направление отрицательное. Разность фаз от 0° до $+180^\circ$ указывает на то, что ДИРЧ положительна, а разность фаз между -180° и 0° соответствует отрицательной ДИРЧ [17].

В результате лабораторного моделирования получены следующие результаты. Для зондирующего сигнала частотой 20 ГГц показано, что максимальное подавление оптической несущей в демультиплексоре составляет 42,6 дБ. При использовании зондирующего сигнала частотой 10 и 14 ГГц и ДИРЧ в диапазоне ± 1 МГц отношение сигнал/шум в спектре на выходе фотодетектора составляет 34,7 дБ, а величина ошибки, согласно представленным графикам зависимости величины ошибки от значения ДИРЧ, составляет менее 0,1 Гц.

Главным преимуществом метода [17] является упрощенная структура схемы без сложных модуляторов в составе. Благодаря применению простых компонентов для системы характерна хорошая стабильность. Система может точно измерять ДИРЧ в диапазоне ± 1 МГц в диапазоне частот зондирующего сигнала от 10 до 14 ГГц. Главный недостаток предложенного метода заключается в применении в схеме оптических фильтров, выполняющих роль демультиплексора, что ограничивает работоспособность системы на низких частотах из-за недостаточного подавления нежелательных сигналов. Кроме того, схема не способна определять знак ДИРЧ при разности фаз выходных сигналов равной $\pm 180^\circ$.

2.4 Выводы по разделу

На основе проведенного анализа актуальных на сегодняшний день радиофотонных подходов к построению схем измерения ДИРЧ [8-17] составлена сравнительная табл. 1, содержащая информацию о ключевых особенностях строения предложенных схем, их диапазонах рабочих частот и точности определения ДИРЧ сигнала.

Табл.1. Сравнительная таблица радиофотонных методов измерения ДИРЧ

| Метод | Модулятор Маха-Цандера | Фазовый модулятор | Оптический фильтр | Зондирующий сигнал, ГГц | Диапазон ДИРЧ, кГц | Ошибка измерения ДИРЧ, Гц |
|---------|------------------------|-------------------|-------------------|-------------------------|--------------------|---------------------------|
| 1 [8] | + | + | + | 5-26 | ±100 | 0,1 |
| 2 [9] | + | | | 5-18 | ±100 | 0,06 |
| 3 [10] | + | | | 15-39 | ±100 | 10 |
| 4 [11] | + | | + | 10-40 | ±100 | 8 |
| 5 [12] | | + | + | 16 | ±1000 | нет данных |
| 6 [13] | | + | + | 10-12 | ±1000 | 0,7 |
| 7 [14] | + | | + | 10-40 | ±100 | 5 |
| 8 [15] | + | + | + | 10-19,95 | ±100 | 0,6 |
| 9 [16] | + | + | + | 6-17 | ±100 | 0,03 |
| 10 [17] | | + | + | 10-14 | ±1000 | 0,1 |

Рассмотренные радиофотонные методы измерения ДИРЧ для удобства анализа и классификации были разделены на три группы, исходя из главных особенностей строения их схем, однако внутри каждой группы методы также различаются подходами к реализации одних и тех же функций, поэтому требуется их более детальное сравнение. Наиболее важным является рассмотрение блоков, используемых для получения модуляции требуемого типа.

Ряд методов [8-11, 14-16] для модуляции оптического сигнала РЧ-сигналами применяют структуры на основе модулятора Маха-Цандера, что является наиболее распространенным и одним из простых решений. В методах [15, 16] при работе ММЦ нет необходимости задавать рабочую точку, и ММЦ работают в режиме обычных фазовых модуляторов. В методах [8-11, 14] требуется настраивать определенную рабочую точку модуляторов, что потенциально несет риски для стабильности системы, так как в таких случаях возможен дрейф напряжения смещения, задающего рабочую точку используемых ММЦ, что потенциально может привести к негативным последствиям в виде неидеальной модуляции оптического сигнала РЧ-сигналами, а также недостаточного подавления оптической несущей, что снижает точность измерений. Проблему дрейфа напряжения смещения, как правило, пытаются решить, используя специальные контроллеры напряжения смещения [10], однако это усложняет схему и делает ее более дорогостоящей.

Методы [12, 13, 15-17] для модуляции оптического сигнала применяют фазовые модуляторы, однако для подавления оптической несущей в таких схемах применяются полосовые оптические фильтры, которые в большинстве своем подавляют несущую недостаточно, что вызывает появление в спектре на выходе системы нежелательных сигналов биеений несущей с информативными частотами сигнала и увеличивает погрешность измерений. Кроме того, применение фильтров ограничивает возможности системы на более низких частотах зондирующего сигнала из-за недостаточной крутизны их характеристик.

Для реализации модуляции оптического сигнала РЧ-сигналами и подавления несущей частоты рассмотренные методы [8-17], в основном, используют структуры на основе модуляторов Маха-Цандера или комбинации из фазовых модуляторов и полосовых оптических фильтров. Такие подходы, как сказано выше, имеют свои существенные недостатки, а подавление оптической несущей в таких случаях обычно составляет около 20 дБ [10] и лишь в редких случаях достигает 40 дБ [17].

Таким образом, можно говорить, что для современных радиофотонных методов измерения ДИРЧ характерна проблема подавления оптической несущей. Решением существующей проблемы современных радиофотонных методов измерения ДИРЧ является метод Ильина-Морозова [18], построенный на основе тандемной амплитудно-фазовой модуляции (ТАФМ) и позволяющий достичь полного (до –100 дБ) подавления несущей, что дает возможность уменьшить погрешность измерений. Другим методом может быть метод Т. Kawanishi и др. [19] с повышением экстинкции модулятора и подавлением несущей до –51 дБ. Третьим методом – метод В.Н. Biswas [20], который, однако, трудно реализовать с помощью модуляционных подходов с передачей информации о ДИРЧ.

Заключение

Анализ приведенных в статье материалов показал, что общим ограничением для создания высокоэффективных радиофотонных систем определения (РФСО) ДИРЧ остается ряд нерешенных задач.

I. Стоимость РФСО ДИРЧ имеет решающее значение для всей системы контроля и диагностики в целом. Новые широкодиапазонные ФСО ДИРЧ с высокими разрешением и точностью должны соответствовать принципам проектирования с более низкой стоимостью, более простыми изготовлением и структурой, более дешевыми МЗМ. Последние за-

рубежные работы в этой области используют сложные составные MZM, в том числе с поляризационным разделением, которые недоступны в силу санкций и имеют очень высокую стоимость. Это важные факторы, которые следует учитывать при практическом проектировании и применении с учетом того, что в российских условиях доступны относительно простые и дешевые амплитудные модуляторы Маха-Цендера (АММЦ) и фазовые модуляторы (ФМ) производства ПАО ПНППК и других компаний.

II. Самой простой РФСО ДИРЧ с заданными нами целевыми показателями является зарубежная гетеродинная система на основе двух параллельных двухпортовых MZM. Однако за такую простоту приходится платить отсутствием привязки частоты гетеродина к частоте передатчика или ее сверхсложной реализацией в виде устройства сдвига частоты. Нестабильность частоты передатчика и ее «условная» привязка к частоте гетеродина приводят к погрешности оценки ДИРЧ, поскольку их величины на частотах в десятки ГГц сравнимы. MZM и АММЦ с использованием режима нулевой рабочей точки не обеспечивают полного подавления несущей частоты лазера на выходе блока модуляторов, что приводит к погрешности определения ДИРЧ за счет появления биений между информативными частотами и неинформативной несущей. В этом случае следует рассмотреть возможность применения в ДИС методов подавления несущей V.N. Biswas, T. Kawanishi и др., а также метода ТАФМ Ильина-Морозова, разработанный в КНИТУ-КАИ.

III. Для оценки ДИРЧ были разработаны два основных радиофотонных метода: скалярного и векторного фотосмещения. Благодаря механизму фотосмещения частот передатчика и отраженного сигнала можно достичь широкого рабочего диапазона РФСО ДИРЧ по частоте. Если скалярный подход значительно выигрывает по простоте реализации, то расширение его функциональных возможностей для определения знака ДИРЧ требует включения гетеродина. Векторный подход свободен от этого недостатка и позволяет получить как значение, так и знак ДИРЧ с помощью простой цифровой обработки дискретизированного сигнала после обнаружения его $I(t)$ и $Q(t)$ компонент, в частности, с помощью выполнения быстрого преобразования Фурье и отслеживания изменения их фаз. Таким образом, обработка сигнала в приемнике упрощается. Общим недостатком обоих подходов является наличие паразитных гармоник в модулированном оптическом сигнале, а в векторном дополнительно требуется множество элементов, поддерживающих поляризационное разделение измерительных каналов на различных участках схемы. Поэтому, как и в п. II следует рассмотреть возможность применения в РФСО ДИРЧ методов прецизионного подавления несущей V.N. Biswas, T. Kawanishi и др., а также метод ТАФМ Ильина-Морозова, но уже с точки зрения их применения в поляризационно разделенных каналах, содержащих только один поляризационный частотный дискриминатор, например, на основе волоконной брэгговской решетки (ВБР), поддерживающей ортогональные поляризации (ВБР-ПП) распространения в ней $I(t)$ и $Q(t)$ компонент, что позволит минимизировать число применяемых поляризационно-зависимых устройств.

IV. Если методам оценки ДИРЧ с дополнительным определением знака и без него посвящено много работ в библиографии РФСО ДИРЧ, то работ, касающихся определения ДИРЧ при периодическом импульсном зондировании, при многочастотных и многоточечных измерениях автором найдено не много. Соответственно при проектировании программно-аппаратного комплекса оценки ДИРЧ множественность задач должна быть учтена не только по частотной структуре обрабатываемых сигналов (например, с гетеродином или без него), но и с учетом одновременного контроля множества сигналов, для чего должен быть проанализирован опыт применения других по назначению радиофотонных систем: спектрального анализа, измерения мгновенной частоты, фотонной фильтрации радиосигналов и др.

Отмеченные выше обстоятельства обуславливают актуальность темы и постановку научно-технической задачи разработки широкодиапазонной РФСО ДИРЧ на основе ТАФМ, что является предметом дальнейших научных исследований автора [21, 22].

Работа выполнена при финансовой поддержке МОН РФ по программе Приоритет-2030, выполняемой КНИТУ-КАИ.

Список литературы

1. Capmany J. and Novak D. Microwave photonics combines two worlds / J. Capmany and D. Novak // *Nature Photonics*. – 2007. – 1. – P. 319-330.
2. Yao J. Microwave Photonics / J. Yao // *Journal of Lightwave Technology*. – 2009. – Vol. 27. – No. 3. – P. 314-335.
3. Pan S. Microwave Photonic Radars // S. Pan, Y. Zhang // *Journal of Lightwave Technology*. – 2020. – Vol. 38. – No. 19. – P. 5450-5484.
4. Chen V. C. Micro-Doppler effect in radar: phenomenon, model, and simulation study / V. C. Chen, F. Li, S.-S. Ho, H. Wechsler // *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*. – 2006. – Vol. 42. – No. 1. – P. 2-21.
5. Coldren L.A. Photonic integrated circuits for microwave photonics in: *Proceedings of 2010 IEEE Topical Meeting on Microwave Photonics (MWP)*, Montreal, Quebec, Canada, October, 2010. - P. 1-4.
6. Stöhr A. Millimeter-wave photonic components for broadband wireless systems / A. Stöhr, S. Babel, P. J. Cannard et al. // *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. – 2010. – V. 58. – P.3071-3082.
7. Supradeepa V. R. Comb-based radiofrequency photonic filters with rapid tunability and high selectivity / V. R. Supradeepa, C. M. Long, R. Wu et al. / *Nature Photonics*. – 2012. - V.6. – P. 186-194.
8. Zhuo H. Photonic Doppler frequency shift measurement without ambiguity based on cascade modulation / H. Zhuo, A. Wen, Z. Tu // *Optics Communications*. – 2020. – Vol. 470. – Art. no. 125798.
9. Yang B. Wideband Doppler frequency shift measurement and direction discrimination based on optical single sideband modulation with a fixed low-frequency reference signal / B. Yang, H. Zhao, H. Chi, S. Yang // *Optics Communications*. – 2021. – Vol. 499. – Art. no. 127306.
10. Li J. Simple approach for Doppler frequency shift estimation based on a dual-polarization quadrature phase shift keying (DP-QPSK) modulator / J. Li, W. Yu, Z. Zhang et al. // *Applied Optics*. – 2020. – Vol. 59. – No. 7. – P. 2114-2120.
11. Gao Y. A Simple and All-Optical Microwave Doppler Frequency Shift and Phase Measurement System Based on Sagnac Loop and I/Q Detection / Y. Gao, B. Kang, Y. Chen et al. // *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*. – 2021. – Vol. 70. – P. 1-9. – Art. no. 5500809.
12. Chen D. Doppler frequency shift measurement and direction discrimination based on a bidirectional phase modulator and a Sagnac loop / D. Chen, T. Shang, G. Li, X. Liu, Y. Zhang // *Optik*. – 2021. – Vol. 241. – Art. no. 165850.
13. Yi C. A PM-based approach for Doppler frequency shift measurement and direction discrimination / C. Yi, H. Chi, B. Yang, T. Jin // *Optics Communications*. – 2020. – Vol. 458. – Art. no. 124796.
14. Kang B. Wideband microwave Doppler frequency shift measurement based on acousto-optic frequency shift and DP-QPSK receiver / B. Kang, X. Li, Y. Fan et al. // *Measurement*. – 2021. – Vol. 178. – Art. no. 109388.

15. Huang C. All-Optical Pulsed Signal Doppler Frequency Shift Measurement System / C. Huang, E. H. W. Chan // *IEEE Photonics Journal*. – 2021. – Vol. 19. – No. 6. – P. 1-7.
16. Chen Y. Simplified Doppler Frequency Shift Measurement Enabled by Serrodyne Optical Frequency Translation / Y. Chen, T. Shi // *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*. – 2022. – Vol. 32. – No. 5. – P. 452-455.
17. Yi C. A Photonic Approach for Doppler Frequency Shift Measurement With Dispersion Medium / C. Yi, H. Chi, T. Jin // *IEEE Photonics Journal*. – 2020. – Vol. 12. – No. 5. – P. 1-8.
18. Морозов О.Г. Радиофотонный метод определения доплеровского изменения частоты отражённого радиолокационного сигнала на основе тандемной амплитудно-фазовой модуляции / О. Г. Морозов, Г. А. Морозов, Г. И. Ильин и др. // *Вестник Поволжского государственного технологического университета. Серия: Радиотехнические и инфокоммуникационные системы*. – 2021. – № 2(50). – С. 63-75.
19. T. Kawanishi, T. Sakamoto, A. Chiba, M. Tsuchiya, and H. Toda, "Ultra high extinction-ratio and ultra low chirp optical intensity modulation for pure two-tone lightwave signal generation," in *Conference on Lasers and Electro-Optics/Quantum Electronics and Laser Science Conference and Photonic Applications Systems Technologies*, OSA Technical Digest (CD) (Optica Publishing Group, 2008), paper CFA1.
20. Biswas B.N. Optical Generation of mm-Wave Signal with Wide Linewidth Lasers for Broadband / B.N. Biswas // *Communications*, January 2007. - P.IERS Online. - 3(7). – P.1058-1063.
21. Морозов О.Г. Программно-аппаратный анализатор спектра для радиофотонных устройств измерения доплеровского сдвига частоты и его знака / О.Г. Морозов, Г.А. Морозов, Г.И. и др. // *Вестник Поволжского государственного технологического университета. Серия: Радиотехнические и инфокоммуникационные системы*. - 2022. - № 1 (53). - С. 65-80.
22. Морозов О.Г. Радиофотонный метод определения угла прихода отраженного радиолокационного сигнала на основе тандемной амплитудно-фазовой модуляции / О.Г. Морозов, Г.А. Морозов, Г.И. Ильин и др. // *Вестник Поволжского государственного технологического университета. Серия: Радиотехнические и инфокоммуникационные системы*. - 2021. - № 1 (49). - С. 50-62.

PHOTON DOPPLER DETERMINATION SYSTEMS CHANGES IN RADIO FREQUENCIES AS A MAIN UNIT OF CONTROL AND DIAGNOSTICS SYSTEMS FOR PRODUCTS AND THE NATURAL ENVIRONMENT

A.A. Lustina

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

Annotation. The main objective of this article is to study existing and promising methods and means for constructing photonic systems for determining Doppler changes in radio frequencies as the main unit of Doppler radio engineering systems for monitoring and diagnosing products and the natural environment with photonic conversion of measurement information and its optoelectronic detection, as well as determination of ways for their further development based on the use of the advantages of tandem amplitude-phase modulation, scalar and vector structural implementations, and Russian import-substituting element base.

Key words: photonic systems, Doppler change of radio frequency, control, diagnostics, electronic measurement methods.

Статья представлена в редакцию 01 июля 2024г.