

ВЕКТОРНЫЙ ИЗМЕРИТЕЛЬ ДОПЛЕРОВСКОГО СДВИГА ЧАСТОТЫ ЛОКАЦИОННОГО СИГНАЛА НА ОСНОВЕ ТАНДЕМНОЙ АМПЛИТУДНО-ФАЗОВОЙ МОДУЛЯЦИИ И ВОЛОКОННОЙ БРЭГГОВСКОЙ РЕШЕТКИ, ПОДДЕРЖИВАЮЩЕЙ ПОЛЯРИЗАЦИЮ

*А.А. Лустина¹, П.Е. Денисенко¹, Р.М. Шагвалиев², А.А. Иванов¹,
О.Г. Морозов¹, Г.А. Морозов¹, К.В. Викулов¹, К.А. Силаков¹*

¹Казанский национальный исследовательский технический университет
им. А.Н. Туполева-КАИ
420111, Российская Федерация, г. Казань, ул. К. Маркса, 10

²ПАО “Татнефть”
423450, Российская Федерация, г. Альметьевск, ул. Ленина, 75

Аннотация. Для измерения доплеровского сдвига частоты (ДСЧ) локационного сигнала, необходимого для контроля параметров полета БПЛА при приближении к зоне, закрытой для воздушного движения, разработаны два основных радиофотонных метода: скалярного и векторного фотосмещения. В статье, после проведенного анализа и определения преимуществ последнего, предлагается концепция построения радиофотонного векторного измерителя ДСЧ на основе тандемной амплитудно-фазовой модуляции (ТАФМ) локационным и отраженным сигналами оптической несущей и частотного дискриминатора доплеровского сдвига, построенного на волоконной брэгговской решетке, поддерживающей поляризацию (ВБР-ПП). В качестве прототипа векторного измерителя используется ранее предложенный радиофотонный скалярный измеритель ДСЧ на основе ТАФМ локационным, опорным и отраженным сигналами оптической несущей и частотного дискриминатора доплеровского сдвига на ВБР с равными средними значениями показателя преломления по основным осям волокна, в котором она была записана. По сравнению с прототипом предлагается отказаться от использования опорного сигнала, а базовую часть схемы на основе ТАФМ переформатировать в схему с возможностью реализации синфазного $I(t)$ и квадратурного $Q(t)$ обнаружения отраженного сигнала. Приведены структура и экспериментальный стенд радиофотонного векторного измерителя ДСЧ, описание принципов их работы и результаты первых экспериментов, подтвердивших возможность упрощения конструкции измерителя, повышения стабильности его работы при изменении внешних условий, методика определения величины и знака ДСЧ на основе амплитудно-фазового радиочастотного детектора с погрешностью измерения менее 1° . Достигнутая погрешность измерения ДСЧ составляет ± 1 Гц.

Ключевые слова: БПЛА, радиолокация, радиофотоника, доплеровский сдвиг частоты, скалярный измеритель, векторный измеритель, тандемная амплитудно-фазовая модуляция, волоконная брэгговская решетка, поддерживающая поляризацию, амплитудно-фазовый детектор.

Введение

Измерение доплеровского сдвига частоты (ДСЧ) имеет важные приложения в беспроводной связи, радиоэлектронной борьбе и радиолокационных системах [1]. В большинстве случаев, особенно в радиолокации, оценка ДСЧ должна осуществляться в широком рабочем диапазоне частот (десятки ГГц), чего трудно достичь с помощью традиционных электронных технологий из-за их спектральных ограничений. Для решения этой проблемы были предложены методы изменения ДСЧ на основе технологий

радиофотоники, отвечающих условию применения в диапазоне рабочих частот, как минимум до 40 ГГц, при использовании электрооптических модуляторов на ниобате лития.

Для измерения ДСЧ были разработаны два основных радиопотонных метода: скалярного и векторного фотосмещения [2-5].

В подходе, основанном на скалярном фотосмещении [2-3], доплеровская частота будет выявляться при смещении локационного и отраженного сигналов в оптической области и детектировании на фотодиоде. Простота процесса требует и его простой реализации, в частности на базе тандема электрооптических модуляторов (ЭОМ) [2]. Локационный сигнал подается на ЭОМ1 для модуляции оптической несущей. Эхо-сигнал подается на ЭОМ2 для модуляции выходного сигнала ЭОМ1. На выходе ЭОМ2 формируются оптические сигналы, равные ДСЧ, которые детектируются низкочастотным фотодиодом как электрический или радиосигнал. Однако при реализации скалярного фотосмещения требуется применение дополнительных методик и технических решений для различения направления движения цели, т.е. определение знака ДСЧ. Как правило, такой методикой является формирование опорного сигнала [3], а техническим решением – применение дополнительного устройства сдвига несущей частоты или частоты локационного сигнала.

В подходе, основанном на смещении оптических векторов [4-5], локационный и эхо сигналы обрабатываются в двух каналах на ортогонально поляризованных составляющих оптической несущей или с использованием ЭОМ, поддерживающих модуляцию по ортогональным поляризациям. На уровне фотоприемного устройства в этой схеме измерений вводится фотонное гибридное векторное смещение: фазовое $I(t)$ и квадратурное к нему, фазовое $Q(t)$. Детектирование производится, как правило, на двух фотодиодах или балансном фотоприемнике. Дифференцируя фазовое соотношение между $I(t)$ и $Q(t)$ [4], определяется значение и знак ДСЧ.

Таким образом, благодаря механизму фотонного смещения частот локационного и эхо-сигналов можно достичь широкого диапазона рабочих частот. Если первый подход значительно выигрывает по простоте реализации, но расширение его функциональных возможностей требует включения дополнительных устройств, то второй подход свободен от этого недостатка. Кроме того, векторный подход, позволяет получить как значение, так и знак ДСЧ с помощью простой цифровой обработки дискретизированного сигнала после обнаружения его $I(t)$ и $Q(t)$ компонент, в частности, с помощью выполнения быстрого преобразования Фурье (FFT) и отслеживания изменения их фаз [5]. Таким образом, обработка сигнала в приемнике упрощается по сравнению с предыдущим подходом. Общим недостатком обоих подходов является наличие паразитных гармоник в модулирующем сигнале, а во втором случае наличие множества элементов, поддерживающих поляризационное разделение в различных участках схемы [2-5].

В этой статье мы предлагаем компактную схему реализации широкополосного измерения ДСЧ, реализованного на основе синфазного $I(t)$ и квадратурного $Q(t)$ обнаружения доплеровского сигнала с применением тандемной амплитудно-фазовой модуляции (ТАФМ), которая характеризуется высоким уровнем спектральной чистоты модулированных сигналов. Устройство на основе ТАФМ представлено нами в [6], где показаны ее преимущества при скалярном фотосмещении. В этой же работе показана возможность достижения высокой спектральной частоты выходного двухчастотного излучения с полностью подавленной несущей, что основано на ранее опубликованных работах [7, 8]. Второй особенностью предлагаемой схемы является применение частотного дискриминатора на основе волоконной брэгговской решетки (ВБР-ПП), поддерживающей ортогональные поляризации распространения в ней $I(t)$ и $Q(t)$ компонент, что позволит минимизировать в ней число применяемых поляризационно-зависимых устройств.

Отметим, что в [6] также есть частотный дискриминатор на ВБР, но используемая решетка не поддерживает поляризацию воздействующего на него излучения.

Для этого в первой части статьи проводится сравнительный анализ известных решений для реализации скалярного и векторного фотосмещения, детализируются их достоинства и недостатки. Во второй части приводится структурная схема измерителя и поясняется принцип работы ВБР-ПП. В третьей части представлен экспериментальный стенд и показаны первые результаты измерений ДСЧ по новой схеме. В заключении обсуждаются полученные результаты и дальнейшие направления исследований.

1. Анализ существующих решений для реализации скалярного и векторного определения ДСЧ

В [2] рассматривается эффективный скалярный подход с использованием двух ЭОМ, представляющий один из первых вариантов фотонной оценки ДСЧ f_D , способной обеспечить более высокое разрешение и широкий диапазон рабочих частот, по сравнению с электронными технологиями. Структурная схема устройства показана на рис. 1.

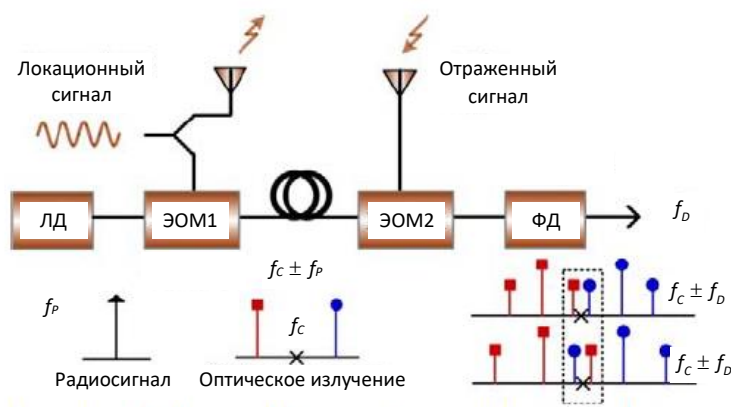


Рис. 1. Структурная схема устройства и спектральные диаграммы в его контрольных точках [2]

В предлагаемом устройстве два ЭОМ1 и ЭОМ2 соединены последовательно. Рабочая точка ЭОМ1 смещается в точку минимального пропускания для подавления оптической несущей f_c , генерируемой лазерным диодом ЛД, а у ЭОМ2 – в точку квадратуры. Реплика локационного сигнала микроволнового диапазона f_p подается на ЭОМ1, а отраженный сигнал с неизвестным ДСЧ – на ЭОМ2. На выходе ЭОМ2 формируются две целевые (точно обведены на рис. 1) оптические боковые полосы $f_c \pm f_D$, близкие к оптической несущей, расстояние между которыми в два раза превышает оцениваемую ДСЧ. Биение частот между двумя целевыми оптическими боковыми полосами в низкочастотном фотодиоде (ФД) формирует низкочастотный электрический сигнал, и интересующая величина ДСЧ может быть получена с помощью его спектрального анализа. В [2] отмечается, что получено двукратное улучшение разрешения оценки ДСЧ, так как был удвоен разнос частот отражающий его. Кроме того, оценка ДСЧ полностью независима от частоты локационного сигнала, что устраняет ограничение на диапазон рабочих частот устройства по сравнению с электронным подходом.

Другими словами, предлагаемый подход гарантирует широкое использование для определения скорости цели. Однако, при его использовании невозможно определить направление движения цели. Для его определения схема должна быть дополнена устройством сдвига частоты, формирующим опорный сигнал.

В [3] представлена такая скалярная схема. Ее структурная схема показана на рис. 2. Излучение от ЛД на частоте f_c разделяется на два канала в оптическом делителе (ОД).

В верхнем канале последовательно соединены два модулятора ЭОМ1 и ЭОМ2. Отличие от схемы (рис. 1) заключается в том, что ЭОМ1 формирует не двухполосное, а однополосное модулированное локационным сигналом излучение с подавленной несущей $f_c - f_p$. В нижнем канале оптическая несущая сдвигается вверх на определенное значение f_A (от МГц до сотен МГц) в устройстве сдвига оптической частоты, например, акустооптическом модуляторе (АОМ). Оптические сигналы из двух каналов через оптический объединитель (ОО) отправляются на низкочастотный ФД, где выделяется сигнал с ДСЧ. Величину и знак ДСЧ можно получить путем анализа его спектра, сравнивая измеренную частоту низкочастотного сигнала с заданной частотой сдвига оптической несущей.

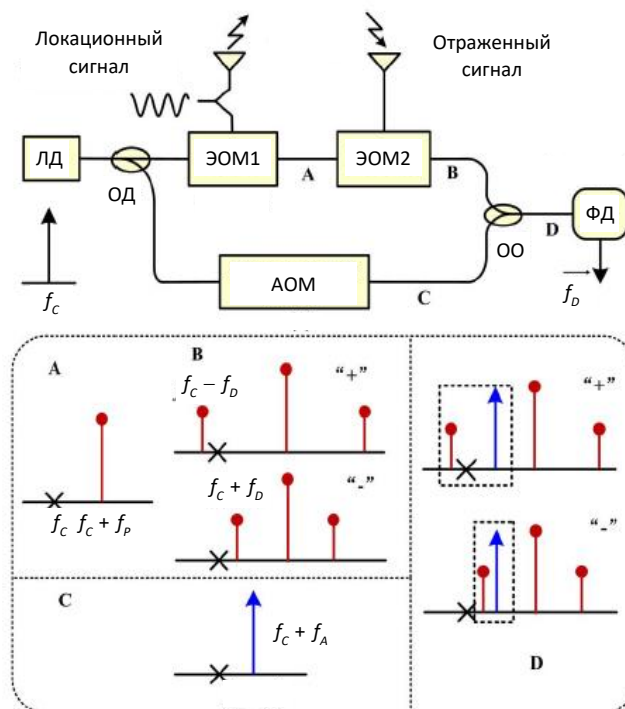


Рис. 2. Структурная схема устройства и спектральные диаграммы в его контрольных точках [3]

Двухмодуляторная схема измерения ДСЧ на основе векторного подхода [4] показана на рис. 3.

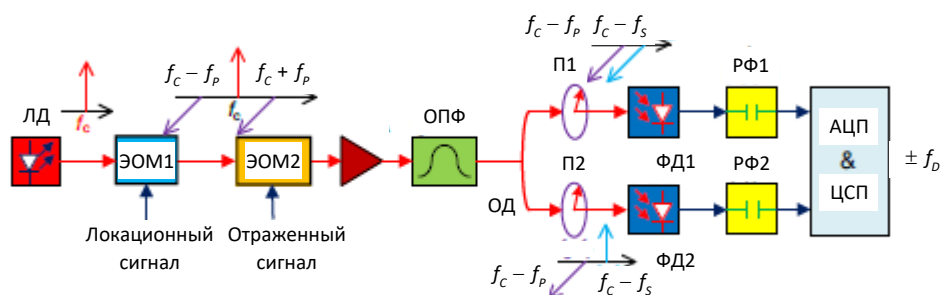


Рис. 3. Структурная схема устройства и спектральные диаграммы в его контрольных точках [4]

Лазерное излучение с ЛД на частоте оптической несущей f_c модулируется репликой локационного сигнала f_p в ЭОМ1, который является фазовым. ЭОМ2 это поляризационный модулятор, который представляет собой специальный модулятор, поддерживающий фазовую модуляцию по двум главным поляризационным осям с противоположными

индексами фазовой модуляции [4]. Он управляется отраженным сигналом, а состояние поляризации падающего света имеет угол 45° к одной из его главных осей. Оптический полосовой фильтр (ОПФ) используется для выбора нижних боковых полос первого порядка $f_c - f_p$ и $f_c - f_s$, полученных после фазовой модуляции и модуляции поляризации.

Затем модулированный сигнал разделяется поляризаторами П1 и П2 и направляется каждый на свой фотоприемник ФД1 и ФД2. На выходе получают два сигнала биений, равные ДСЧ, с разностью фаз 90° , что указывает на то, что реализовано синфазное $I(t)$ и квадратурное $Q(t)$ обнаружение. После дискретизации электрических сигналов на доплеровской частоте, выделенных радиочастотными фильтрами РФ1 и РФ2, в двух ветвях с помощью двухканального АЦП получается комплексный сигнал $S(t) = yI(t) + jxQ(t)$. Далее, выполняя БПФ по $S(t)$ в цифровом сигнальном процессоре (ЦСП), можно узнать значение ДСЧ. Отслеживая изменение фазы комплексного сигнала, можно узнать знак ДСЧ: опережающая фаза указывает на то, что знак ДСЧ отрицателен (цель удаляется), а отстающая фаза означает, что знак ДСЧ положителен (цель приближается).

Таким образом, определение знака ДСЧ может быть выполнено и в двух-модуляторной схеме, без дополнительных устройств, если использовать обе оси поляризационного модулятора. Поляризационный модулятор применялся и в [2], и в [3], однако, в них использовалась только одна его ось и режим работы амплитудного модулятора с подавлением несущей.

Другим видом поляризационного модулятора, используемым в схеме измерения ДСЧ [5], является модулятор Маха-Цендера с поляризационным разделением каналом (ММЦ-ПРК). Предлагаемая радиофотонная векторная схема измерения ДСЧ показана на рис. 4.

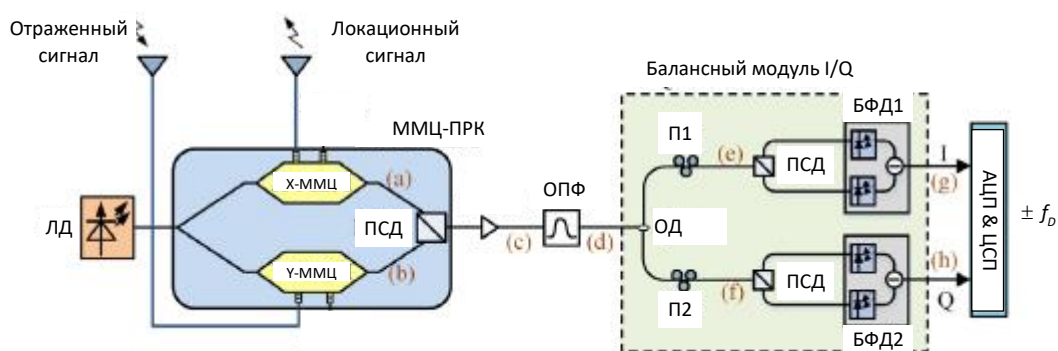


Рис. 4. Структурная схема устройства и спектральные диаграммы в его контрольных точках [5]

ММЦ-ПРК содержит два ММЦ, ориентированных по ортогональным осям x и y (X-ММЦ и Y-ММЦ) и поляризационный светоделитель (ПСД). Излучение от ЛД вводится в модулятор и распределяется на два ортогональных канала под углом 45° к их главным осям x и y соответственно. Оба ММЦ смещены в нулевую рабочую точку, при этом оптические несущие подавляются. Два оптических сигнала после X-ММЦ (управляется локационным сигналом) и Y-ММЦ (управляется отраженным сигналом) мультиплексируются с ортогональными поляризациями с помощью выходного ПСД. Далее верхние оптические боковые полосы поляризационно-мультиплексированного сигнала отфильтровываются оптическим полосовым фильтром (ОПФ). Ортогональный оптический сигнал после ОПФ может быть описан, соответственно, как сигнал с каналами синфазного $I(t)$ и квадратурного $Q(t)$ обнаружения, аналогично [4], только вместо нижних боковых полос используются верхние. После преобразования двумя балансными фотоприемниками БФД1 и БФД2 и оцифровки в модуле АЦП может быть обнаружена ДСЧ и ее знак,

рассчитанная в ЦСП аналогично [4]. В [5] вместо двух ФД используется более сложная схема балансного фотодетектирования, которая позволяет исключать межполяризационные искажения.

Сравнение рабочей частоты, ошибок, преимуществ и недостатков для нескольких радиофотонных схем измерения ДСЧ приведено в табл. 1.

Таблица 1. Сравнительные характеристики рассмотренных и предложенной схемы

Источник	ЭОМ1	ЭОМ2	ОПФ/ПСД	Диапазон, ГГц	ДСЧ, кГц	Точность, Гц
[2]	ПолМ	ФМ	+/+	10-30	?90?	доли
[3]	ПолМ	ФМ	+/-	10-20	±90	60
[4]	ФМ	ПолМ	-/-	5-40	±1000	12
[5]	Х-ММЦ	У-ММЦ	-/±	6-40	±100	8
[Статья]	Х-ТАФМ	У-ТАФМ	+/+	2-40	±100	±1

В предложенных схемах [4, 5] нижняя рабочая частота диапазона измерений ограничена частотой среза оптического полосового фильтра, а верхняя рабочая частота – полосой пропускания модулятора. Нами для исследования выбраны модуляторы на основе ниобата лития, для которого полоса пропускания коммерческих модуляторов не может превышать 40 ГГц. При выборе модуляторов на основе тонкого ниобата лития полоса может быть увеличена до 110 ГГц [9]. Таким образом, рабочий диапазон известных устройств радиофотонного векторного измерения ДСЧ может быть улучшен за счет использования модуляторов с большей полосой пропускания.

Ограничением известных устройств радиофотонного векторного измерения ДСЧ является их стабильность. Как правило, такие устройства требуют подстройки, как на стадии вхождения в рабочий режим, так и после, в течение каждого часа. Отмечается деградация их характеристик и после длительной эксплуатации. Основной проблемой, приводящей к нестабильности системы, является дрейф смещения рабочих точек модуляторов и их поляризационная чувствительность к изменяющимся параметрам окружающей среды. В предлагаемой схеме дрейф смещения можно оптимизировать с помощью применения коммерческих контроллеров смещения рабочей точки модулятора. Управление поляризацией, как правило, осуществляется ручной настройкой контроллеров поляризации в каждом канале, что в практических приложениях неосуществимо. Чтобы повысить практичность предлагаемой схемы необходимо заменить контроллеры с ручным управлением [6] на электронные.

Как видно из [5] интегральное оптическое исполнение всех элементов схемы позволяет существенно повысить стабильность схемы, исключив даже электронные регулировки. А для оптических настроек можно использовать преимущества схем с ТАФМ, в которых отсутствуют как подавленная несущая, так и гармоники высших порядков. Подобные решения изложены в [10, 11] и заключаются в контроле частоты биений между компонентами выходного двухчастотного излучения ТАФМ на любой стадии измерений, включая и возможность контроля ухода длины ЛД.

3. Развитие радиофотонного метода измерения ДСЧ на основе ТАФМ и ВБР-ПП

В качестве развития радиофотонного скалярного метода измерения ДСЧ на основе ТАФМ [6], во-первых, предлагается отказаться от использования третьего канала ТАФМ, формирующего опорный сигнал, а, во-вторых, базовую часть схемы переформатировать в схему с возможностью реализации векторного синфазного $I(t)$ и квадратурного $Q(t)$ обнаружения. Структурная схема новой, упрощенной схемы на основе ТАФМ приведена на рис. 5.

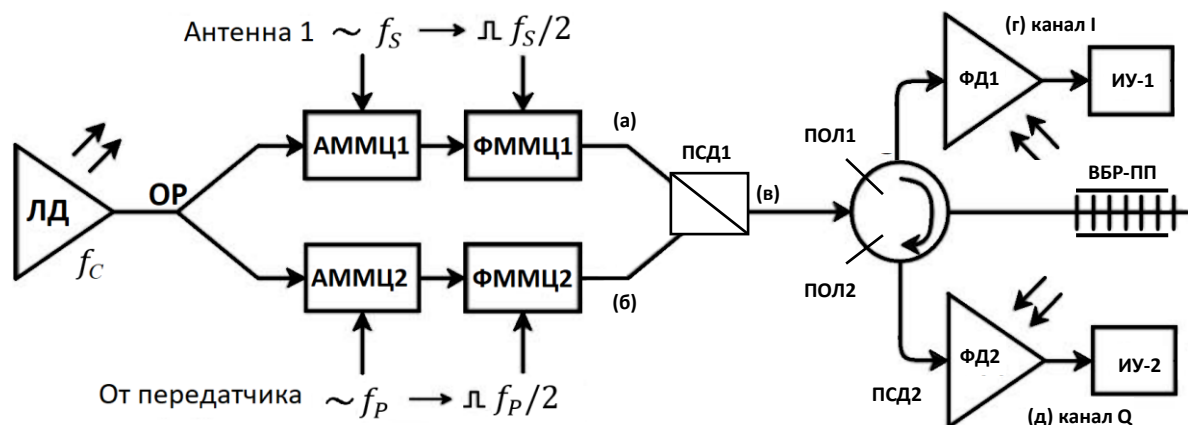


Рис. 5. Структурная схема радиофотонного векторного измерителя:
 ЛД – лазерный диод; ТАФМ1,2: амплитудные АММЦ1,2 и фазовые ФММЦ1-2 модуляторы;
 ОЦ – оптический циркулятор; ИУ1,2 – измерительное устройство, порты 1,2

Оптическая несущая генерируется ЛД и направляется на оптический разветвитель ОР, разделяющий излучение на два канала. Верхний канал, аналогично методу [18], называется измерительным, так как на его АММЦ1, работающий в точке квадратуры, поступает отраженный от цели сигнал f_s , смещенный на некоторую измеряемую величину ДСЧ f_D . Измерительный канал содержит подсистему ТАФМ1, формирующую сигнал $f_c \pm f_s$. Для этого на выходе двух каналов установлен ПДС1, так что его оси поляризации являются ортогональными для излучения ЛД и совпадают с осями поляризации ФММЦ. Нижний канал – опорный, так как здесь путем подачи на аналогичную подсистему ТАФМ2 от передатчика локационного сигнала f_p формируются частоты $f_c \pm f_p$, относительно которых проводится измерение ДСЧ. С помощью вращателя поляризации выходное излучение этого канала ортогонально по поляризации излучению измерительного канала. С выходов подсистем ТАФМ1-ТАФМ2 сигналы объединяются в ПДС1, а спектр объединенного сигнала выглядит следующим образом (рис. б).

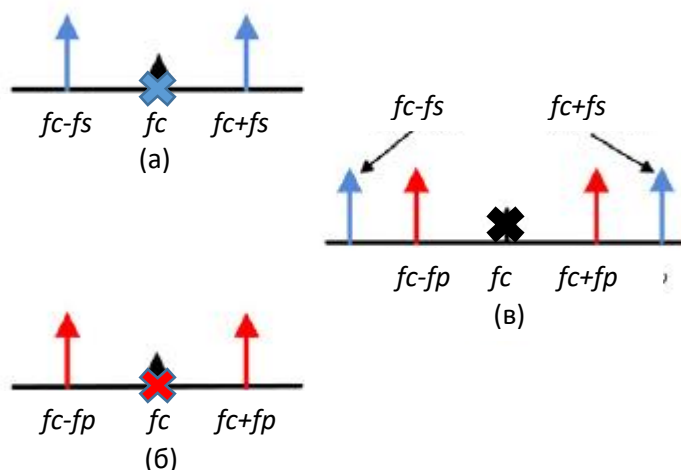


Рис. 6. Спектр объединенного оптического сигнала (в) с измерительного (а) и опорного (б) каналов при наличии ДСЧ

На рис. 6 составляющие $f_c \pm f_s$ показывают положение частот эхо-сигнала относительно опорного при положительном ДСЧ. Основное отличие от скалярной схемы [6] заключается в том, что поляризации $f_c \pm f_s$ и $f_c \pm f_p$ отличаются на угол θ . В случае движения цели на РЛС ДСЧ в принимаемом эхо-сигнале отсутствует, то есть $f_s = f_p$, спектр

сигнала после модуляции в подсистемах ТАФМ и объединения содержит только две ортогональные по поляризации составляющие на частотах $f_c \pm f_p = f_c \pm f_s$. Для определения ДСЧ и скорости движения цели в этом случае следует обратиться к работе [12].

После объединения в ПДС1 излучение направляется на частотный дискриминатор, реализованный в этой схеме на двух ортогонально сориентированных поляризаторах Пол1 и Пол2 и волоконной брэгговской решетке, поддерживающей поляризацию (ВБР-ПП) [13]. ВБР-ПП используется для спектрально-поляризационного разделения двухчастотного излучения измерительного и опорного каналов. Поляризаторы сориентированы так, что Пол1 имеет ось поляризации, расположенную под углом 45° к осям поляризации составляющих нижней боковой полосы, а Пол2 – -45° к осям поляризации составляющих верхней боковой полосы.

На рис. 7 показан спектр пропускания окна прозрачности ВБР-ПП по осям x (\parallel) и y (\perp), на рис. 8 – разделение спектра выходных радиосигналов по поляризации (каналы I и Q), где каждая составляющая соответствует по частоте сформированной для данной поляризации компоненты. Расстояние между двумя пиками отражения ω_{\parallel} и ω_{\perp} , соответствующими двум ортогональным поляризациям, определяется коэффициентом двулучепреломления либо анизотропного волокна, либо волокна типа «панда».

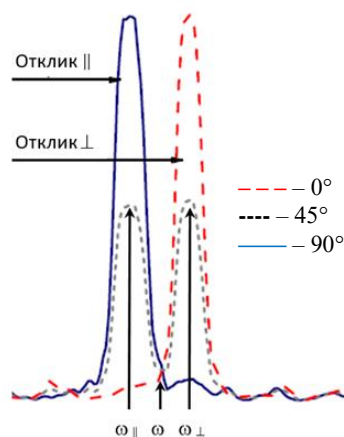


Рис. 7. Спектр отражения ВБР-ПП по осям x (\parallel) и y (\perp)

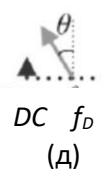
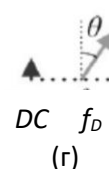


Рис. 8. Спектр сигнала на выходе ФД1 (г) и ФД2 (д): θ – оси поляризации радиосигналов

Регулируя состояние поляризации с помощью двух поляризаторов, два канала настраиваются так, чтобы они были квадратурными. Таким образом формируется синфазное $I(t)$ и квадратурное $Q(t)$ обнаружение.

Сигнал ДСЧ в канале I имеет разность фаз 90° по сравнению с сигналом ДСЧ в канале Q. Понятно, что по отдельным сигналам в каналах I или Q вряд ли можно различить знак ДСЧ. Благодаря двум различным сигналам из двух каналов мы сможем различить знак ДСЧ по разности фаз между двумя сигналами. Когда сигнал ДСЧ в канале Q на 90° опережает сигнал ДСЧ в канале I, знак ДСЧ положительный. В обратной ситуации знак ДСЧ отрицательный. Для определения разности фаз используется амплитудно-фазовый детектор, например, AD8302, работающий в диапазоне $0 \dots 2,7$ ГГц, с входными портами ИУ1 и ИУ2.

4. Экспериментальная проверка работоспособности метода

Для проверки работы метода на практике была собрана экспериментальная установка, изображенная на рис. 9.

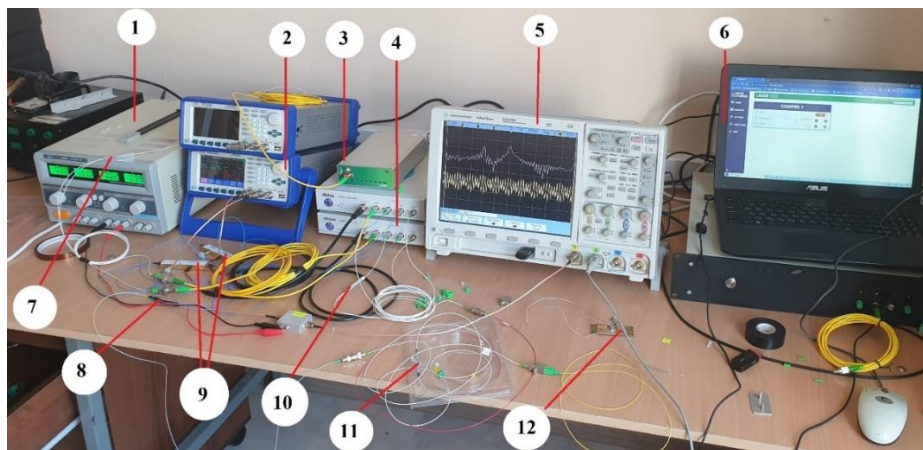


Рис. 9. Экспериментальная установка для проверки работы метода

Собранная схема (рис. 9) состоит из следующих приборов:

- 1) Источник тока, задающий смещение рабочих точек модуляторов;
- 2) Генератор РЧ-сигналов, имитирующих локационный и отраженный сигналы;
- 3) Лазер – источник лазерного излучения, генерирующий оптическую несущую;
- 4) Стабилизаторы рабочих точек модуляторов АММЦ;
- 5) Осциллограф;
- 6) Компьютер, используемый для настройки лазера;
- 7) Оптический разветвитель;
- 8) Фотодетектор;
- 9) Модуляторы АММЦ;
- 10) Оптический объединитель;
- 11) Оптический циркулятор с встроенными поляризаторами;
- 12) Фильтр на ВБР-ПП.

В связи с отсутствием ФММЦ для создания блоков ТАФМ, модуляция оптической несущей РЧ-сигналами была реализована с помощью двух АММЦ (ПАО ПНППК, Пермь), работающих в нулевой рабочей точке, что позволяет также реализовать ТАФМ (показано в [имп]).

Из-за особенностей спектральной характеристики модуляторов по зоне с максимальной равномерностью в качестве локационного сигнала выбран $f_p=10$ ГГц, поступающего на опорный канал системы. В качестве отраженного сигнала f_s применялся сигнал с частотой, варьировавшейся от 9,9999 до 10,0001 ГГц, что имитировало приход отраженного сигнала с ДСЧ в диапазоне ± 100 кГц. Результаты эксперимента снимались с осциллографа, позволяющего наблюдать как спектр сигнала на выходе системы, так и осциллограмму сигнала биений, а также с амплитудно-фазового детектора для определения знака ДСЧ (рис. 10).

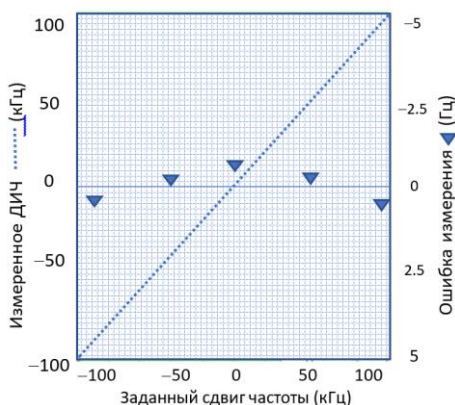


Рис. 10. Измеренное ДСЧ (штриховая линия) и соответствующая ошибка измерения (треугольники) для частоты локационного сигнала 10 ГГц и ее заданного сдвига в диапазоне ± 100 кГц

При анализе выходного сигнала векторного измерителя ДСЧ без использования ЭВАЦ, а с применения метода поиска одной неизвестной частоты и амплитуды отраженного сигнала, лежащих на одной монотонной кривой (в идеале – прямой), погрешность измерения ДСЧ при погрешности определения амплитуд информативных компонент в 0,01% и 0,001% от полного диапазона измерений не превышает 10^{-3} и 10^{-4} [14]. Соответственно, при работе с узкополосным устройством цифровой обработки сигнала погрешность измерения скорости движения объекта оценочно может быть улучшена еще на порядок. Погрешность измерения разности фаз с помощью AD8302 составляет менее 1° при динамическом диапазоне входного сигнала переменного тока от -60 до 0 дБ в системе 50 Ом с фазой $\pm 90^\circ$. Несомненно, следует учитывать, что расчеты и оценки, приведенные в статье, получены в предположении идеально стабильных частот лазерного излучения и имитирующих сигналов.

5. Заключение

Предложена новая схема радиофотонного векторного метода измерения ДСЧ, использующая тандемную амплитудно-фазовую модуляцию и ВБР-ПП, в качестве спектрально-поляризационного дискриминатора частот. Структура схемы содержит два канала ТАФМ – измерительный и опорный – с ортогональными поляризациями оптических модулированных излучений и каналы синфазного $I(t)$ и квадратурного $Q(t)$ обнаружения их радиоконтакт. При компьютерном моделировании использовался частотный дискриминатор на ВБР-ПП, состоящий из двух ортогональных ВБР компонент, вырезающих одну из боковых полос комплексного сигнала с информацией о ДСЧ. В результате моделирования новой схемы получена зависимость измеренной частоты от заданной, максимальная погрешность которой составила ± 1 Гц.

Понятно, что по отдельным сигналам в каналах I или Q вряд ли можно различить знак ДСЧ. Благодаря двум различным сигналам из двух каналов мы сможем различить знак ДСЧ по разности фаз между двумя сигналами. Когда сигнал ДСЧ в канале Q на 90° опережает сигнал ДСЧ в канале I , знак ДСЧ положительный. В обратной ситуации знак ДСЧ отрицательный. Для определения разности фаз используется амплитудно-фазовый детектор, например, AD8302, работающий в диапазоне $0...2,7$ ГГц, с входными портами ИУ1 и ИУ2.

Проведена экспериментальная проверка работоспособности новой векторной схемы. В результате анализа экспериментальных результатов определено, что они согласуются как с теорией, так и с результатами компьютерного моделирования схемы, а полученные ошибки измерения объясняются неидеальностью условий проведенного эксперимента. Несомненно, следует учитывать, что расчеты и оценки, приведенные в статье, получены в предположении идеально стабильных частот лазерного излучения и имитирующих сигналов.

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

Список литературы

1. Zhuo, H. A Photonic approach for Doppler-Frequency-Shift and Angle-of-Arrival Measurement without direction ambiguity / H. Zhuo and A. Wen // Journal of Lightwave Technology. - 2021. - V. 39(6). - P. 1688-1695. DOI: <https://doi.org/10.1109/JLT.2020.3042272>.
2. Zou, X. Wide-open, high-resolution microwave/millimeter-wave Doppler frequency shift estimation using photonics technology / X. Zou, W. Li, B. Lu et al. // arXiv.1404.2077. 2014. DOI: <https://doi.org/10.48550/arXiv.1404.2077>.

3. Lu, B. Wideband Doppler frequency shift measurement and direction ambiguity resolution using optical frequency shift and optical heterodyning / B. Lu, W. Pan, X. Zou et al. // Opt Lett. 2015. - V. 40(10). - P. 2321-4. DOI: <https://doi.org/10.1364/OL.40.002321>.
4. Zhang, F. Photonics-based wideband Doppler frequency shift measurement by in-phase and quadrature detection / F. Zhang, J. Shi and S. Pan. // Electron. Lett. - 2018. - V. 54. - P. 708-710. DOI: <https://doi.org/10.1049/el.2018.0873>.
5. Kang, B. 6-40 GHz photonic microwave Doppler frequency shift measurement based on polarization multiplexing modulation and I/Q balanced detection / B. Kang, Y. Fan, W. Wang et al. // Opt. Com. - 2020. - V. 456. - P. 124579, DOI: <https://doi.org/10.1016/j.optcom.2019.124579>.
6. Морозов, О.Г. Радиотехнический 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. Сер.: Радиотехнические и инфокоммуникационные системы. - 2021. - № 1(49). - С. 63-75. DOI: <https://doi.org/10.25686/2306-2819.2021.1.63>
7. 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. - V. 9156. - P. 91560M. DOI: <https://doi.org/10.1117/12.2054753>.
8. Morozov, O.G. External amplitude-phase modulation of laser radiation for generation of microwave frequency carriers and optical poly-harmonic signals: an overview / O.G. Morozov, G.I. Il'in, G.A. Morozov et al. // Proc. of SPIE., 2016. - V. 9807. - P. 980711. DOI: <https://doi.org/10.1117/12.2231948>.
9. Yang, F. Monolithic thin film lithium niobate electro-optic modulator with over 110 GHz bandwidth / F. Yang, X. Fang, X. Chen et al. // Chin. Opt. Lett. - 2022. - V. 20. - P. 022502. DOI: <https://doi.org/10.3788/COL202220.022502>.
10. Morozov, O.G. Instantaneous microwave frequency measurement with monitoring of system temperature / O.G. Morozov, A.A. Talipov, M.R. Nurgazizov, A.A. Vasilets // Proc. of SPIE., 2014. - V. 9156. - P. 91560N. DOI: <https://doi.org/10.1117/12.2054256>.
11. Morozov, O.G. Instantaneous frequency measurement of microwave signals in optical range using "frequency-amplitude" conversion in the π -phase-shifted fiber Bragg grating / O.G. Morozov, A.A. Talipov, M.R. Nurgazizov et al. // Proc. of SPIE., 2014. - V. 9136. - P. 91361B. DOI: <https://doi.org/10.1117/12.2051126>.
12. Морозов, О.Г. Простой модуль локационных измерений доплеровского сдвига частоты и угла прихода на основе двухканальной поляризационной тандемной амплитудно-фазовой модуляции. Часть 1 / О.Г. Морозов, Г.А. Морозов, Г.И. Ильин и др. // Вестник Поволжского государственного технологического университета. Сер.: Радиотехнические и инфокоммуникационные системы. - 2022. - № 3(55). - С. 58-71. DOI: <https://doi.org/10.25686/2306-2819.2022.3.58>.
13. Caucheteur, C. Polarization-assisted fiber Bragg grating sensors: tutorial and review / C. Caucheteur, T. Guo and J. Albert // Journal of Lightwave Technology. - 2017. - V. 35(16), - P. 3311-3322. DOI: <https://doi.org/10.1109/JLT.2016.2585738>.
14. Морозов, О.Г. Программно-аппаратный анализатор спектра для радиотехнических устройств измерения доплеровского сдвига частоты и его знака / О.Г. Морозов, Г.А. Морозов, Г.И. Ильин и др. // Вестник Поволжского государственного технологического университета. Сер.: Радиотехнические и инфокоммуникационные системы. - 2022. - № 1 (53). - С. 65-80. DOI: <https://doi.org/10.25686/2306-2819.2022.1.65>.

VECTOR METER DOPPLER FREQUENCY SHIFTS LOCATION SIGNAL BASED ON TANDEM AMPLITUDE-PHASE MODULATION AND A FIBER BRAGG GRATING SUPPORTING POLARIZATION

*A.A. Lustina¹, P.E. Denisenko¹, R.M. Shagvaliyev², A.A. Ivanov¹,
O.G. Morozov¹, G.A. Morozov¹, K.V. Vikulov¹, K.A. Silakov¹*

¹Kazan National Research Technical University named after A.N. Tupolev-KAI
10, st. K. Marx, Kazan 420111, Russian Federation

²PJSC Tatneft
75, st. Lenina, Almetyevsk, 423450, Russian Federation

Annotation. To measure the Doppler frequency shift (DFS) of the radar signal, which is necessary to control the UAV flight parameters when approaching an area closed to air traffic, two main radio photon methods have been developed: scalar and vector photomixing. In the article, after the analysis and determination of the advantages of the latter, the concept of constructing a radio-photon vector DFS meter based on tandem amplitude-phase modulation (TAPM) with the location and reflected signals of an optical carrier and a frequency Doppler shift discriminator built on a fiber Bragg grating that maintains polarization (FBG) is proposed. -PP). As a prototype of the vector meter, the previously proposed radiophoton scalar DFS meter based on TAFM is used with the location, reference and reflected signals of the optical carrier and the Doppler shift frequency discriminator on the FBG with equal average values of the refractive index along the main axes of the fiber in which it was recorded. Compared with the prototype, it is proposed to abandon the use of the reference signal, and reformat the basic part of the TAFM-based circuit into a circuit with the possibility of implementing in-phase $I(t)$ and quadrature $Q(t)$ reflected signal detection. The structure and experimental stand of the radiophoton vector DFS meter, a description of the principles of their operation and the results of the first experiments, which confirmed the possibility of simplifying the design of the meter, increasing the stability of its operation when external conditions change, a method for determining the magnitude and sign of the DFS based on an amplitude-phase radio frequency detector with a measurement error, are given. less than 1° . The achieved measurement error of the DFS is ± 1 Hz.

Keywords: UAV, radar, radio photonics, Doppler frequency shift, scalar meter, vector meter, tandem amplitude-phase modulation, polarization-maintaining fiber Bragg grating, amplitude-phase detector.

Статья представлена в редакцию 15 июля 2023 г.