

## **Универсальная радиофотонная платформа для обработки сигналов дециметровых и миллиметровых ветровых профайлеров**

А.А. Кузнецов, Г.А. Морозов, О.Г. Морозов, Е.П. Денисенко,  
П.Е. Денисенко, В.Д. Андреев, А.А. Лустина

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

*420111, г. Казань, ул. К. Маркса, 10*

*E-mail: ogmorozov@kai.ru*

*Представлены принципы построения и характеристики универсальной радиофотонной платформы (УРП) для обработки сигналов дециметровых и миллиметровых ветровых профайлеров, в частности, измерения доплеровского изменения частоты и угла прихода радиолокационного микроволнового сигнала непрерывной, ЛЧМ и импульсной формы. На примере измерения доплеровского изменения частоты определены характеристики УРП, которые сравнены с характеристиками других систем аналогичного назначения. Ключевые слова: радарный ветровой профайлер, радиофотоника, доплеровское изменение частоты, угол прихода, программно-аппаратный анализатор спектра*

## **A universal microwave photonic platform for processing signals from decimeter- and millimeter-wave wind profilers**

A.A. Kuznetsov, G.A. Morozov, O.G. Morozov, E.P. Denisenko,  
P.E. Denisenko, V.D. Andreev, A.A. Lustina

*Kazan National Research Technical University named after A.N. Tupolev-KAI.*

*The design principles and characteristics of a universal microwave photonic platform for processing signals from decimeter- and millimeter-wave wind profilers, specifically for measuring the Doppler frequency and angle of arrival of continuous, chirped, and pulsed radar microwave signals, are presented in the paper. Using the example of measuring the Doppler frequency change, the characteristics of the universal microwave photonic platform were determined and compared with the characteristics of other systems of similar purpose.*

*Keywords: radar wind profiler, microwave photonics, Doppler frequency shift, angle of arrival, hardware-software spectrum analyzer*

### **Введение**

В настоящее время в мире не существует универсально профайлера, обеспечивающего измерение ветра в любых погодных условиях. При сложных погодных условиях: в осадках, сильном ветре, при туманах или облачности отличные характеристики демонстрируют радары миллиметрового диапазона. Если же требуется измерять ветер во всем слое тропосферы, то здесь следует дополнительно опираться на профайлеры дециметрового диапазона. При этом обеспечение всепогодности измерений профилей ветра возможно только при комплексном использовании дециметрового профайлера и профайлера миллиметрового диапазона длин волн [1].

Однако измерение доплеровского изменения радиочастоты ДИРЧ и угла прихода (УП), реализованное с помощью электронной элементной базы, не может перекрыть столь большой частотный диапазон и, кроме того, очень восприимчиво к электромагнитным помехам. Благодаря радиофотонным методам, диапазон и точность

измерения ДИРЧ и УП существенно возрастают [2-5]. Кроме того, обработка микроволновых сигналов в оптическом диапазоне позволяет решить проблему применения радарных ветровых профайлеров с различным типом зондирующих сигналов от непрерывных до импульсных для чего отраженные сигналы переносятся на оптическую несущую с помощью электрооптической модуляции на устройствах с полосой пропускания от 40 до 100 ГГц. После оптоэлектронного преобразования в широкополосных фотоприемниках они могут быть оцифрованы и обработаны с помощью технологий подавления помех, программно-определяемых и нейронных сетей в программно-аппаратном анализаторе спектра [6].

В данной работе представлены принципы построения и характеристики универсальной радиофотонной платформы (УРП) для обработки сигналов дециметровых и миллиметровых ветровых профайлеров, показывающие возможности решения поставленных выше задач.

### **Тандемная амплитудно-фазовая модуляция как базовый принцип построения УРП**

В большинстве радиофотонных устройств для измерения, в том числе совместного, ДИРЧ и УП, используются схемы с преобразованием отраженных радиосигналов в несимметричное однополосное или симметричное двухполосное с подавленной несущей оптическое излучение. Если для первого варианта недостатки такого применения известны и широко исследованы (необходимость фазового смещения на  $90^\circ$  в широкой полосе микроволновых частот, узкополосность таких устройств, наличие не до конца подавленной второй боковой полосы), то во втором варианте для реализации используется режим «нулевой» рабочей точки в амплитудном модуляторе Маха-Цендера (АММЦ), как правило, с низким коэффициентом экстинкции. Такой режим не обеспечивает полного подавления несущей частоты лазера на выходе блока модуляторов, что приводит к погрешности определения ДИРЧ и УП за счет появления биений между информативными частотами и неинформативной несущей. Технологически можно установить фильтр по несущей на выходе модулятора, но это не приведет к значительному эффекту и вызовет дополнительные проблемы с необходимостью жесткого соблюдения температурного режима работы устройств в целом.

В работах [7-10] Казанской школы радиофотоники впервые был предложен синтез двухчастотного излучения с высокой степенью подавления несущей, что достигалось путем последовательной амплитудной модуляции и фазовой коммутации исходного одночастотного излучения. Данный способ получил название тандемная амплитудно-фазовая модуляция (ТАФМ) или метод Ильина-Морозова. В работах [11-15] показано, что при корректной настройке схемы, величина подавления несущей может составлять 60 дБ, в то время, как в обычном АММЦ – не более 20 дБ, а коэффициент гармоник высшего порядка составит 1,3%.

Как следует из названия метода, он предназначен для работы с непрерывным радиозондированием. В случае применения импульсного или ЛЧМ радиозондирования ТАФМ может быть реализован на базе АММЦ с высоким коэффициентом экстинкции (до 40-60 дБ), работающим на линейном участке модуляционной характеристики по напряженности электрического поля, а коэффициент гармоник высшего порядка составит 2%.

Таким образом, можно говорить, что для современных радиофотонных методов создания УРП для обработки сигналов дециметровых и миллиметровых ветровых профайлеров характерна проблема подавления оптической несущей. Решением существующей проблемы является метод Ильина-Морозова, построенный на основе

ТАФМ и позволяющий достичь полного подавления несущей, что дает возможность уменьшить погрешность измерений. При этом для различных режимов зондирования могут быть использованы решения как на двух-, так и на одном модуляторе.

### Экспериментальные макеты УРП

УРП имеет структуру двухканального последовательного радиофотонного звена с фильтрацией и состоит из лазера, блока электрооптических модуляторов, волоконной брэгговской решетки (ВБР-фильтра) и фотоприемника (ФД). Один из каналов является измерительным, второй – опорным.

Структурно экспериментальный макет УРП представлен на рис. 1. На вставке представлена аппаратная часть и первый канал ТАФМ1 на амплитудном (2') и фазовом (3') модуляторах производства ПАО «ЛНППК» с рабочей полосой до 10 ГГц. Ниже представлен второй канал ТАФМ2. В качестве АММЦ используется МХАН-LN-40 (2), фазового – МРЗ-LN-20 (3), которые могут обеспечить измерения в полосе частот до 40 ГГц (фирма iXblue Photonics, Франция). Для увеличения полосы пропускания макета необходимо выбрать электрооптические модуляторы с полосой пропускания до 100 ГГц, например, на тонком ниобате лития или арсениде галлия.

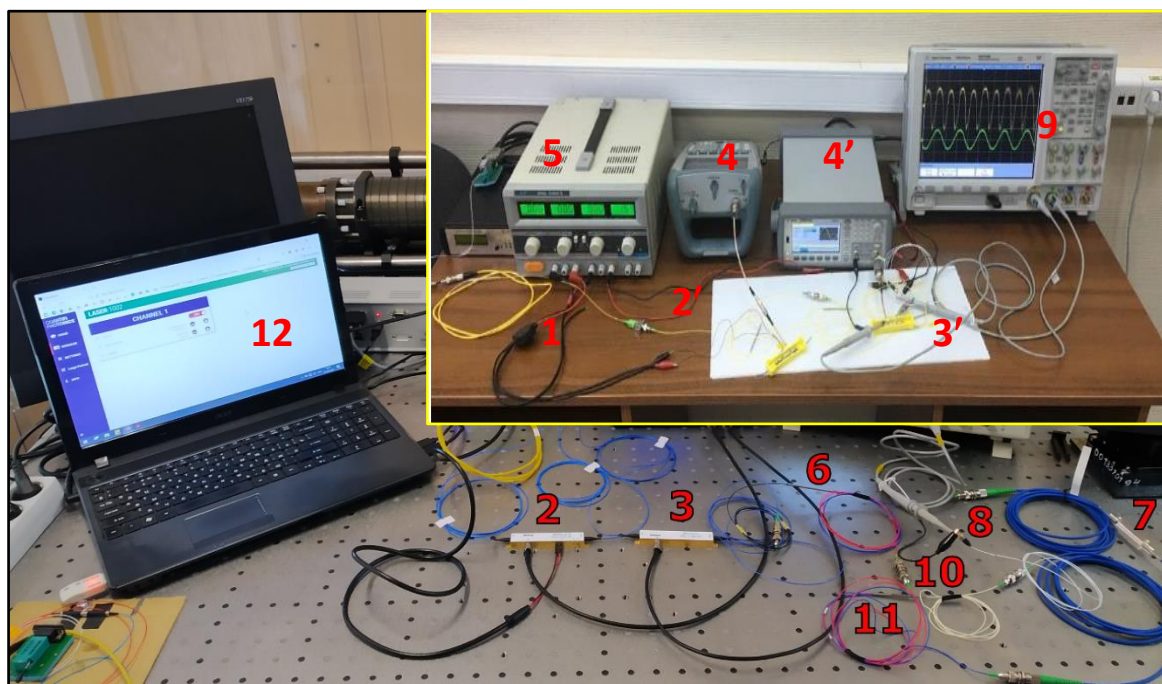


Рис. 1. Общий вид экспериментального макета с двумя каналами ТАФМ

В качестве перестраиваемого лазерного диода (1) используется LaserMatrIQ-1001-1-FA, который генерирует когерентное оптическое излучение спектральной шириной не более 100 кГц, нестабильность выходной мощности – не хуже 0,1 дБ. Далее исходное излучение поступает в модулирующие каналы, состоящий из ТАФМ1 и ТАФМ2.

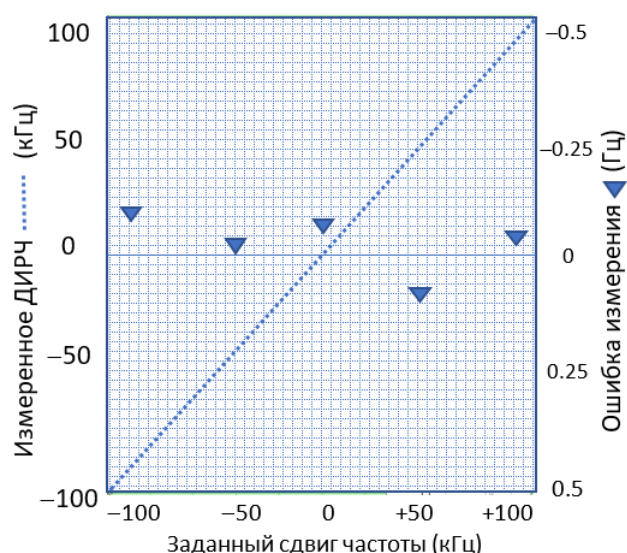
Для формирования выходного излучения на оба АММЦ1,2 (2,2') ТАФМ1,2 подаются управляющие напряжения с двухканального генератора синхронизированного R&FSH8 (4) с соответствующим выбором их параметров и формы. Для задания и поддержания рабочей точки АМ используется контроллер рабочей точки (5) MBC-AN-LAB, данный контроллер предназначен для работы с аналоговыми сигналами и не использует пилот-сигнал. На ФММЦ1,2 (3,3') подаются меандры с генератора специальной формы (4'), синхронизированного с (4).

Сформированное в ТАФМ1,2 излучение поступает через отрезки волокна (6 и 11) на оптический объединитель (10) и далее на фотодетектор (7). Сигнал биений с выхода фотодетектора поступает на цифровой осциллограф с функцией БПФ (9) для визуализации.

Ввиду малой разрядности АЦП осциллографа, анализ сигнала биений осуществлялся специально разработанным нами программно-аппаратным анализатором спектра, имеющим 12-ти разрядные встроенные АЦП, сопряженным с ПЭВМ (12).

В качестве контрольного примера с помощью генератора сигналов специальной формы Rode&Schwarz задавались сигналы, имитирующие зондирующий и отраженный, на частоте 6,5 ГГц. Также задавалось изменение отраженной частоты в диапазоне  $\pm 100$  кГц с шагом 50 кГц. Параметры сигнала, имитирующего отраженный, задавались удовлетворяющими оптимальным параметрам амплитудно-фазового преобразования модулей ТАФМ1,2 с подавлением несущей частоты на 70 дБм при мощности несущей в 1 дБм.

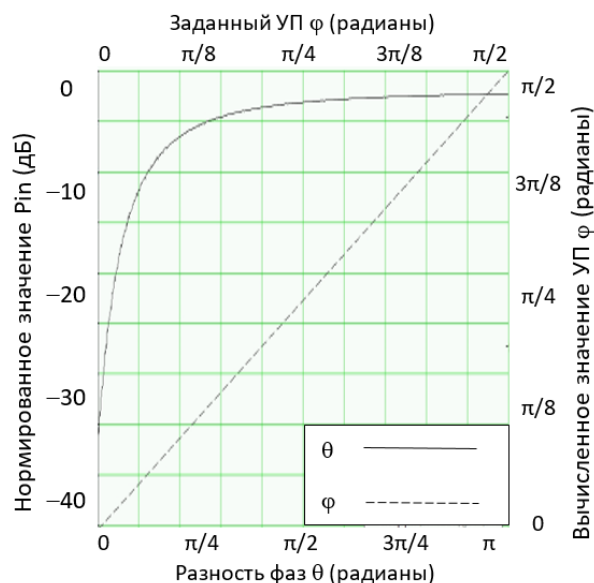
На рис. 2 показано, что полученные в ходе исследования после статистической обработки ошибки измерения ДИРЧ находятся в диапазоне  $\pm 0,1$  Гц.



**Рис. 2. – Измеренное ДИРЧ (штриховая линия) и соответствующая ошибка измерения (треугольники) для частоты отраженного сигнала диапазона 6,5 ГГц с заданным доплеровским измерением частоты в диапазоне  $\pm 100$  кГц**

При анализе выходного сигнала измерителя ДИРЧ без использования ЭВАЦ, а с применением метода поиска трех неизвестных частот и амплитуд, лежащих на одной монотонной кривой (в идеале – прямой), в программно-аппаратном анализаторе спектра, погрешность измерения ДИРЧ при погрешности определения амплитуд информативных компонент в 0,01% и 0,001% от полного диапазона измерений не превышает  $10^{-3}$  и  $10^{-4}$ . Соответственно, при работе с узкополосным устройством цифровой обработки сигнала погрешность измерения скорости ветра оценочно может быть улучшена еще на порядок.

Сплошной линией на рис. 3 показаны зависимость мощности информативной компоненты на частоте зондирования от разности фаз  $\theta$ , а пунктирной линией приведена зависимость измеренного УП от заданного. Графики приведены для погрешности определения амплитуд информативных составляющих в  $10^{-3}$  от полной шкалы измерений выходного тока фотодетектора в программно-аппаратном анализаторе спектра.



**Рис. 3. Зависимость мощности информативной компоненты на частоте зондирования от разности фаз  $\theta$  (сплошная линия, левая и нижняя шкалы) и зависимость измеренного УП от заданного (пунктирная линия, верхняя и правая шкалы)**

На рис. 3 (сплошная линия, левая и нижняя шкалы) показано, что информационная пиковая мощность увеличивается с увеличением разности фаз отраженного сигнала. Реально две антенны, подключенные к радиочастотным входам ТАФМ должны быть расположены практически на расстоянии  $d \sim \lambda/2$  (на частоте зондирования 6,5 ГГц). При этом условии расчетное соотношение между УП и разностью фаз  $\theta$  будет определяться как  $\phi = \sin^{-1}(\theta/\pi)$ .

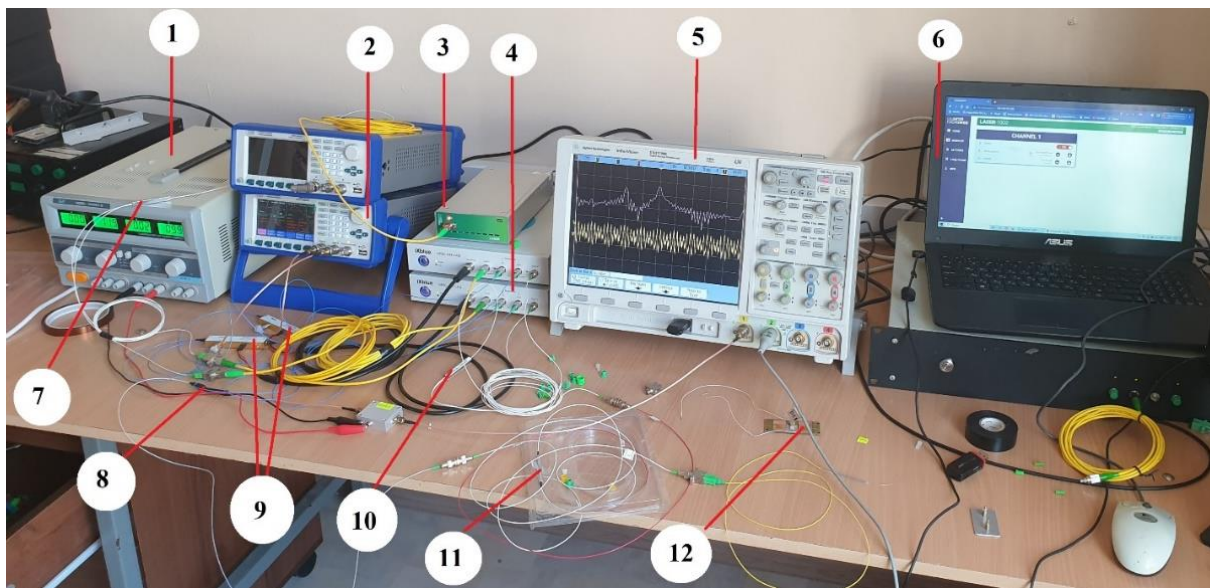
Вычисленное значение УП было получено на основе измеренных значений пиковой мощности и расчетных уравнений и также показано на рис. 3 (пунктирная линия, верхняя и правая шкалы). Результат статистических оценок по массиву измерений показывает, что погрешность измерения УП в диапазоне от 0 до  $\pi/2$  составляет угол меньше  $\pm 1,7$  мрад. В идеальном случае информативная компонента равна 0 при разности фаз  $\theta=0$  и равна нормированной 1 при  $\theta=\pi$ . Однако на практике из-за несбалансированности сигналов на двух радиочастотных портах ТАФМ, отклонении параметров преобразования от оптимальных, нормализованная информативная пиковая мощность составляет около  $-35$  дБ при разности фаз  $\theta=0$  и  $-2$  дБ при разности фаз  $\theta=\pi$ .

Несомненно, следует учитывать, что расчеты и оценки, приведенные в главе, оперируют с идеально стабильными частотами лазерного излучения и имитирующих сигналов.

Для апробации УРП с заменой двухмодуляторного ТАФМ был разработан и собран экспериментальный макет, формирующий зондирующий и отраженный радиосигналы и их двухчастотные отклики в оптическом диапазоне с использованием одного модулятора АММЦ (рис. 4).

Модуляция оптической несущей радиосигналами была реализована с помощью двух АММЦ (ПАО ПНППК, Пермь) работающих в нулевой рабочей точке, что позволяет также реализовать ТАФМ. Выходные сигналы с каналов АММЦ поступают на поляризационный мультиплексор, а затем на поляризатор, чтобы на фотодетектор поступали сигналы одной поляризации. Сформированный комплексный или интерферирующий сигнал поступает на низкочастотный ФД с полосой пропускания 1-2 ГГц. Затем для анализа электрическими сигналами используется представленный нами в [6] программно-аппаратный анализатор спектра.





**Рис. 4. –Экспериментальный стенд для исследования характеристик УРП на АММЦ:**  
 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.

При анализе выходного сигнала измерителя ДИРЧ с применением метода поиска одной неизвестной частоты и амплитуды отраженного сигнала, лежащих на одной монотонной кривой (в идеале – прямой), погрешность измерения не ухудшилась по сравнению с УРП на двухмодуляторной ТАФМ. Соответственно, при работе с узкополосным устройством цифровой обработки сигнала погрешность измерения скорости ветра оценочно может быть улучшена еще на порядок.

Погрешность измерения разности фаз при измерении УП с помощью AD8302 составляет менее  $1^\circ$  при динамическом диапазоне входного сигнала переменного тока от  $-60$  до  $0$  дБ в системе  $50$  Ом с фазой  $\pm 90^\circ$ . При этом был предложен более точный алгоритм определения УП с использованием нейронных сетей.

#### **Анализ метрологических и технико-экономических характеристик УРП на примере измерения ДИРЧ**

В качестве классической характеристики оценки ДИРЧ в различных приложениях доплеровских систем является минимально приемлемое отношение сигнал/шум (ОСШ).

В предложенных подходах большая часть шума системы вносится отраженным сигналом при условии, что непрерывный зондирующий сигнал микроволнового диапазона имеет минимальную шумовую составляющую. Как правило, к отраженному сигналу добавляется аддитивный белый гауссовский шум  $n(t)$ . Таким образом, отраженный сигнал с шумом может быть выражен как  $\sin(2\pi(2f_s)t) + n(t)$  и будет использован для модуляции оптической несущей в измерительном канале. Для рассматриваемого нами примера с ДИРЧ  $\pm 100$  кГц и несущей  $6,5$  ГГц после компьютерного моделирования ОСШ в  $-20$  дБ можно считать минимально приемлемым для надежной оценки ДИРЧ в теории. Когда ОСШ ниже этого порога, электрический сигнал на частоте  $f_{\text{ДИРЧ}}$  невозможно отличить от шумового фона.

Помимо шумов отраженного сигнала, следует отметить, что в предлагаемых подходах присутствуют также оптические шумы от ЛД, ФД и модуляторов. В этом случае на практике требуется более высокое ОСШ.

В табл. 1 и табл. 2 приведены метрологические и технико-экономические характеристики ряда систем измерения ДИРЧ [16-18], включая данные для различных вариантов реализации УРП и ее подсистем [2-6].

**Таблица 1. Сравнительный анализ систем измерения ДИРЧ по метрологическим характеристикам (данные для УРП выделены серым цветом)**

Вид системы	Максимальная частота, ГГц	Ошибка определения ДИРЧ, Гц	Ключевые устройства системы
Универсальная ШРФСО ДИРЧ с гетеродином	18	$\pm 5 \times 10^{-3}$	Фазовый модулятор + поляризационно-разделенный модулятор + настраиваемый оптический фильтр + двойной фотодетектор
Векторная ШРФСО ДИРЧ с поляризационным модулятором	18	$\pm 5 \times 10^{-6}$	Поляризационный модулятор + оптический полосовой фильтр + двойной фотодетектор
Векторная ШРФСО ДИРЧ с ТАФМ	8, 12, 20	0,1	Тандемный амплитудно-фазовый модулятор + поляризатор + фотодетектор
Скалярная ШРФСО ДИРЧ с ТАФМ	8, 12, 20	0,2	Тандемный амплитудно-фазовый модулятор + ЧД-ВБР + два фотодетектора
Векторная ШРФСО ДИРЧ с АММЦ	8, 12, 20	0,5	Амплитудный модулятор Маха-Цендера + поляризатор + два фотодетектора
Векторная ШРФСО ДИРЧ с поляризационно-фазовой модуляцией	39	$\pm 10$	Квадратурный модулятор с фазовым сдвигом (DP-QPSK) + фотодетектор
Универсальная скалярно-векторная ШРФСО ДИРЧ	40	$\pm 12$	Квадратурный модулятор с фазовым сдвигом (DP-QPSK) + оптический полосовой фильтр + двойной фотодетектор
Скалярная ШРФСО ДИРЧ с оптическим сдвигом частоты и гетеродинированием	20	$\pm 60$	Поляризационный модулятор + акустико-оптический модулятор + фазовый модулятор + настраиваемый оптический фильтр + фотодетектор
Векторная ШРФСО ДИРЧ с частотным сдвигом и интерферометром Саньяка	30	Высокая	Поляризационный двухпортовый модулятор Маха-Цендера + волоконная брэгговская решетка с интерферометром Саньяка + двойной фотодетектор

**Таблица 2. Сравнительный анализ систем измерения ДИРЧ по технико-экономическим характеристикам (данные для УРП выделены серым цветом)**

Вид системы	Оптический диапазон, ГГц	Ошибка, Гц	Преимущества	Ограничения
Скалярная ШРФСО ДИРЧ на двухпортовом ММЦ	10-40	$\leq 5 \times 10^{-6}$	Сверхвысокая точность и простая структура	Фиксированная частота среза мультиплексора с плотным разделением по длине волны
Векторная ШРФСО ДИРЧ с поляризационным модулятором	10-18	$\leq 5 \times 10^{-6}$	Сверхвысокая точность	Частотная зависимость
Векторная ШРФСО ДИРЧ с ТАФМ	4-8, 8-12, 12-20	0,1	Высокая точность, простая структура	Температурная нестабильность системы
Скалярная ШРФСО ДИРЧ с ТАФМ	4-8, 8-12, 12-20	0,2	Высокая точность, простая структура	Температурная нестабильность системы
Векторная ШРФСО ДИРЧ с АММЦ	4-8, 8-12, 12-20	0,5	Высокая точность, очень простая структура	Высокий уровень паразитных частот преобразования
Скалярная ШРФСО ДИРЧ на двухпортовом ММЦ с поляризационным делением	5-40	$\leq 8$	Сверхширокая полоса пропускания	Нестабильность системы
Скалярная ШРФСО ДИРЧ на двухпортовом ММЦ	10-40	$\leq 16$	Частотное картирование	Сложность структуры и низкое разрешение
Универсальная скалярно-векторная ШРФСО ДИРЧ	5-40	$\leq 12$	Сверхширокая полоса пропускания и простая структура	Низкий коэффициент преобразования и нестабильность системы

В табл. 1 отмечено, что разработанные варианты УРП могут работать в различных, в том числе и широких диапазонах частот, что определяется характеристиками импортозамещающих модуляторов. Эти схемы являются самыми простыми среди всех

вышеперечисленных систем, и их точность измерения относительно высока (занимает золотую середину между грубыми и сверхточными). Кроме того, в работе учитывался в основном процесс оценки ДИРЧ непрерывных СВЧ-сигналов. Фактически, предполагая, что частота повторения импульсов намного больше или меньше ДИРЧ в некоторых конкретных приложениях, аналогичным образом переданные и принятые несущие частотного заполнения импульсных сигналов также могут быть проанализированы с помощью ТАФМ. Следовательно, предлагаемый фотонный подход также может быть применен для анализа импульсных и ЛЧМ сигналов зондирования.

Сравнение рабочей частоты, ошибок, преимуществ и ограничений для систем измерения ДИРЧ, включая разработанные варианты УРП, приведено в табл. 2. В предлагаемых схемах нижняя и верхняя рабочие частоты несущего сигнала ограничены полосой пропускания используемых модуляторов 4-8, 8-12, 12-20 ГГц. В принципе полоса пропускания коммерческих модуляторов на ниобате лития может достигать 60 ГГц. Следовательно, охват по диапазону частот УРП на основе ТАФМ можно улучшить, используя модуляторы с большей полосой пропускания.

### **Выводы**

Предложена УРП для обработки сигналов дециметровых и миллиметровых ветровых профайлеров, в частности, измерения доплеровского изменения частоты и угла прихода радиолокационного микроволнового сигнала непрерывной, ЛЧМ и импульсной формы, варианты реализации которой имеют очень простую структуру и невысокую стоимость, характеризуются широким диапазоном рабочих частот в десятки ГГц и высокой надежностью работы, обусловленной простой процедурой калибровки и контроля частотной юстировки элементов, тем более, если они изготовлены на базе интегральных фотонных схем.

В общем случае для любого варианта обработки выходного сигнала ошибки измерения ДИРЧ находятся в диапазоне  $\pm 0,1$  Гц. Следовательно, использование предложенной УРП на основе технологий радиофотоники и ТАФМ для контроля ДИРЧ отраженного сигнала позволит измерять скорость ветра с ошибкой менее мм/с при угле возвышения антенны радара  $60^\circ$ . Экспериментальные результаты показывают, что измерение УП в диапазоне от 0 до  $\pi/2$  возможно с погрешностью менее  $\pm 1,7$  мрад при определении мощности информативной компоненты на частоте отраженного сигнала с погрешностью  $\pm 10-3$ .

Ограничением предлагаемых вариантов УРП на основе ТАФМ, впрочем, как и всех остальных приведенных систем, является температурная стабильность системы. Ухудшение производительности системы можно, очевидно, наблюдать после длительной работы. Основной проблемой, приводящей к нестабильности системы, является дрейф смещения рабочих точек в модуляторе и чувствительность поляризации к температуре окружающей среде в векторных системах. В системе на АММЦ оба модулятора работают в нулевых точках для подавления несущей, а дрейф смещения можно оптимизировать с помощью коммерческого контроллера рабочей точки. Для контроля температурной стабильности может быть предложена и специальная схема мониторинга с элементом получения сигнала стабилизации на частотном дискриминаторе.

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



## Литература

1. Стерлядкин В.В., Горелик А.Г., Щукин Г.Г. Обзор методов и средств ветрового зондирования атмосферы // В кн. «Проблемы дистанционного зондирования, распространения и дифракции радиоволн. Конспекты лекций. Сер. "III Всероссийские Арmandовские чтения: молодежная школа", Муром, 2013, с. 24-42.
2. Морозов О.Г., Морозов Г.А., Ильин Г.И. и др. Радиофотонный метод определения угла прихода отражённого радиолокационного сигнала на основе тандемной амплитудно-фазовой модуляции // Вестник Поволжского государственного технологического университета. Серия: Радиотехнические и инфокоммуникационные системы. 2021. № 1 (49). С. 50-62.
3. Морозов О.Г., Морозов Г.А., Ильин Г.И. и др. Радиофотонный метод определения доплеровского изменения частоты отражённого радиолокационного сигнала на основе тандемной амплитудно-фазовой модуляции // Вестник Поволжского государственного технологического университета. Серия: Радиотехнические и инфокоммуникационные системы. 2021. № 2 (50). С. 63-75.
4. Морозов О.Г., Морозов Г.А., Ильин Г.И. и др. Простой модуль локационных измерений доплеровского сдвига частоты и угла прихода на основе двухканальной поляризационной тандемной амплитудно-фазовой модуляции. Часть 1 // Вестник Поволжского государственного технологического университета. Серия: Радиотехнические и инфокоммуникационные системы. 2022. № 3 (55). С. 58-71.
5. Морозов О.Г., Морозов Г.А., Ильин Г.И. и др. Простой модуль локационных измерений доплеровского сдвига частоты и угла прихода на основе двухканальной поляризационной тандемной амплитудно-фазовой модуляции. Часть 2 // Вестник Поволжского государственного технологического университета. Серия: Радиотехнические и инфокоммуникационные системы. 2023. № 2 (58). С. 67-81.
6. Морозов О.Г., Морозов Г.А., Ильин Г.И. и др. Программно-аппаратный анализатор спектра для радиофотонных устройств измерения доплеровского сдвига частоты и его знака // Вестник Поволжского государственного технологического университета. Серия: Радиотехнические и инфокоммуникационные системы. 2022. № 1 (53). С. 65-80.
7. Морозов О.Г. Амплитудно-фазовое преобразование частоты в системах временной и частотной рефлектометрии волоконно-оптических информационных и измерительных сетей // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2004. Т. 7. № 1. С. 63-71.
8. Морозов О.Г., Айбатов Д.Л., Просвирин В.П., Смирнов А.С. Амплитудно-фазовые методы формирования зондирующих излучений для систем анализа волоконно-оптических структур // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2007. Т. 10. № 3. С. 119-124.
9. Морозов, О.Г., Айбатов Д.Л., Садеев Т.С. Синтез двухчастотного излучения и его применение в волоконно-оптических системах распределенных и мультиплексированных измерений // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2010. Т. 13. № 3. С. 84-91.
10. Морозов, О.Г., Ильин, Г.И. Амплитудно-фазовая модуляция в системах радиофотоники // Вестник Поволжского государственного технологического университета. Серия: Радиотехнические и инфокоммуникационные системы. 2014. № 1 (20). С. 6-42.
11. Ильин, Г.И., Морозов, О.Г., Польский, Ю.Е. ЛЧМ-лидар с преобразованием частоты // Оптика атмосферы и океана. 1995. Т. 8. № 12. С. 1871.
12. Ильин, Г.И., Морозов, О.Г., Польский, Ю.Е. Исследование ЛЧМ-лидара с преобразованием частоты // Оптика атмосферы и океана. 1997. Т. 10. № 02. С. 219-224.

13. Ильин, Г.И., Морозов, О.Г., Польский, Ю.Е. Особенности построения электрооптических амплитудно-фазовых формирователей двухчастотного лазерного излучения для дифференциальных ЛЧМ-лидаров // Оптика атмосферы и океана. 1998. Т. 11. № 5. С. 513-516.
14. Ильин, Г.И., Морозов, О.Г., Польский, Ю.Е. Применение амплитудно-фазового преобразования частоты лазерного излучения для создания специальных схем ЧМ-лидаров // Оптика атмосферы и океана. 1999. Т. 12. № 4. С. 360-363.
15. Айбатов Д.Л., Морозов О.Г., Садеев Т.С. Преобразование спектра оптического излучения в двухканальном модуляторе Маха-Цендера и ROF-фильтр на его основе // Нелинейный мир. 2010. Т. 8. № 5. С. 302-309.
16. Лустина А.А., Денисенко П.Е., Шагвалиев Р.М. и др. Векторный измеритель доплеровского сдвига частоты локационного сигнала на основе тандемной амплитудно-фазовой модуляции и волоконной брэгговской решетки, поддерживающей поляризацию // Электроника, фотоника и киберфизические системы. 2023. Т. 3. № 2. С. 32-43.
17. Лустина А.А. Фотонные системы определения доплеровского изменения радиочастот как основной узел систем контроля и диагностики изделий и природной среды // Электроника, фотоника и киберфизические системы. 2024. Т. 4. № 1. С. 64-84.
18. Денисенко Е.П. Радиофотонные системы локализации источников микроволнового излучения по углу прихода для беспроводных сенсорных систем контроля и диагностики изделий и природной среды // Электроника, фотоника и киберфизические системы. 2024. Т. 4. № 2. С. 44-60.