EDN: ZWTABP DOI: https://doi.org/10.65912/2782-5507.2026.22.3.007
УДК 621.383 *2.2.6, 2.2.7, 2.2.8*

РАДИОФОТОННЫЙ МОДУЛЬ ИЗМЕРЕНИЙ УГЛА ПРИХОДА НА ОСНОВЕ ДВУХКАНАЛЬНОЙ ПОЛЯРИЗАЦИОННОЙ ТАНДЕМНОЙ АМПЛИТУДНО-ФАЗОВОЙ МОДУЛЯЦИИ И ЕГО МОДЕРНИЗАЦИЯ

О.Г. Морозов, Г.А. Морозов, П.Е. Денисенко, Е.П. Денисенко

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

Аннотация. В статье предлагается радиофотонный модуль измерений угла прихода (УП) эхосигналов в системах телекоммуникации и связи, интегрированных с системами сенсорики и радиолокации, который позволяет удобно и точно получать информацию путем сравнения фазы огибающих биений сигналов двух каналов, разделенных по поляризации, и преобразования их разности в мощность. В модуле используются два параллельных тандемных амплитудно-фазовых модулятора (ТАФМ), реализованных на последовательно соединенных амплитудном и фазовом модуляторах Маха-Цендера. Они предназначены для получения двухчастотных сигналов с подавленной несущей и разностной частотой, равной микроволновой частоте сигналов отражения (активный режим) или определения местоположения (пассивный режим) с соседних элементов линейной антенной решетки. В первой части статьи приведен сравнительный анализ существующих радиофотонных методов и средств измерения УП, описан принцип действия предложенного модуля, оценочно показаны его преимущества и недостатки. Предполагаемые целевые характеристики заключаются в измерении УП в диапазоне от 0 до $\pi/2$ с погрешностью менее ±1,7 мрад при идеальном вычислительном и лабораторном эксперименте по классическим методикам преобразования фазы в мощность. Применение новой методики преобразования фазы, основанной на постоянной фазе коммутации опорного и измерительного сигналов, позволили предложить применение нейронной сети для измерения УП. Результаты применения нейронной сети позволили уменьшить погрешность измерения фазы отраженного сигнала до ±1,25 мрад практически во всем диапазоне измерений. Во второй части статьи рассматривается модернизация модуля с переходом к реализации ТАФМ на базе одного амплитудного модулятора в каждом канале. Полученные характеристики ненамного хуже представленных в первой части при расширенном диапазоне однозначного определения угла прихода от $-\pi/2$ до $\pi/2$ с погрешностью менее ±3,5 мрад при идеальном вычислительном и лабораторном эксперименте, что позволяет говорить об эффективности упрощения и удешевления системы в целом.

Ключевые слова: радиофотоника, интегрированная радиотехническая система, угол прихода, преобразование «фаза-мощность», поляризационное разделение каналов, тандемный амплитудно-фазовый модулятор, амплитудный модулятор Маха-Цендера.

Введение

В последние годы разработка интеллектуальных систем телекоммуникации и связи, интегрированных с системами сенсорики и радиолокации, вышла на новый уровень сложности. Одной из новых, активно развивающихся их функций является функция определения местоположения и параметров движения объектов, входящих в зону их обнаружения и измерения в реальном времени [1-2], что включает в себя одновременное измерение угла прихода (УП) [3-4] отраженного от них (активный режим) или излученного ими (пассивный режим) микроволнового радиосигнала. Траекторию движения рядом идущего объекта можно оценить с помощью УП, который можно рассчитать через разность фаз между двумя

отраженными или излученными микроволновыми радиосигналами, принимаемыми пространственно-разнесенными антеннами, установленными на контролирующем объекте. Однако узкая полоса пропускания и низкая стабильность электронных устройств ограничивает применение традиционных радиотехнических систем. В последнее время, благодаря неотъемлемым преимуществам большой мгновенной полосы пропускания, низким потерям при передаче и невосприимчивости к электромагнитным помехам, разработано множество методов и средств, основанных на технологиях радиофотоники, для реализации локационных радиоизмерений [5-12] в оптическом диапазоне.

Для измерения УП используются разные методы [3, 13-17]. В [13] приводятся основы классических методов измерений УП на основе технологий фотоники в фазированных антенных решетках. В [14] УП переводится в эквивалент когерентной временной задержки, который можно получить путем измерения частоты режекции радиофотонного фильтра. Кроме того, УП также может быть получен путем измерения оптической мощности [15], постоянного выходного напряжения системы с одной поляризацией [16] или отношения постоянных выходных напряжений системы с двумя ортогональными поляризациями [3, 12, 17].

Использование радиофотонного измерителя УП с поляризационно разделенными каналами [12] дает вместо классического двухканального измерителя с одинаковой поляризацией три ключевых преимущества: высокую точность, устойчивость к помехам и аппаратную компактность. Волоконные тракты чувствительны к температуре и вибрациям. В схеме с разделением поляризаций ортогональные сигналы идут по одному общему волокну. Фазовые дрейфы одинаково влияют на оба канала. Это полностью устраняет погрешность измерений. Прием сигналов в двух разных поляризациях позволяет компенсировать случайные изменения поляризации приходящей волны. Система сохраняет работоспособность даже при многолучевом распространении сигнала или работе в условиях отражений.

Недавно была предложена простая схема измерения УП на основе стандартного оптоволоконного канала связи с поляризационным разделением двух двухпортовых параллельных модуляторов Маха-Цендера (ММЦ) и оптическими фильтрами [5], в котором УП рассчитывается путем измерения мощности сигнала на частоте огибающей биений двух сигналов с антенной решетки с разными фазами. Более простая схема без оптического фильтра, в которой реализован двухканальный микроволновый фотонный I/Q-смеситель с поляризационным мультиплексированием на каскадных ММЦ, включенных в режиме однополосной модуляции, предложена в [18]. Однако эти схемы, предъявляя жесткие требования к коэффициенту подавления несущей, фазовому дисбалансу оптического ответвителя и смещению модулятора, характеризуются высокой степенью сложности и необходимостью использования цифрового осциллографа. Не следует забывать и о недостатках реализации однополосной модуляции с возникновением паразитных частотных составляющих от не до конца подавленной боковой полосы.

Для устранения указанных недостатков нами в [19-21] предложена схема блока модуляторов для определения УП [20] на основе тандемной амплитудно-фазовой модуляции (ТАФМ) с последовательно соединенными однопортовыми амплитудным (АММЦ) и фазовым (ФММЦ) модуляторами, реализующими метод преобразования одночастотного когерентного излучения Ильина-Морозова с полным подавлением несущей и высокой спектральной чистотой при отклонении параметров амплитудно-фазового преобразования от оптимальных [22, 23]. Измеритель УП [20] имеет ту же структуру, что и классический волоконно-оптический канал связи, и состоит из лазера, блока электрооптических модуляторов и фотодетектора.

Таким образом, измеритель [20] имеет невысокую стоимость, определяемую ценой импортозамещенных модуляторов; широкий диапазон рабочих частот, определяемый полосой их пропускания; низкочастотный фотодетектор; а также обеспечивает высокую надежность работы, обусловленную простой процедурой калибровки и контроля

температурных режимов элементов, тем более, если они изготовлены на базе интегральных фотонных схем. Для обработки сигналов измерителей разработан универсальный программно-аппаратный анализатор сигналов и их спектра [21], который может быть применен и для определения УП.

Однако применение в измерителе УП [20] низкочастотного фотодетектора обеспечено только свойствами тандемной амплитудно-фазовой модуляции с подавлением частоты несущей (до – 70 дБ) и полным подавлением третьей гармоники измеряемой частоты при поддержании коэффициента модуляции, равным 0,62. В других подобных схемах отсутствие спектральной чистоты и наличие низкочастотного фотодетектора средней мощности приводит к погрешностям измерения УП до единиц градусов.

Лучшего результата можно добиться, применяя свойства ТАФМ в радиофотонных поляризационных методах измерения УП, основанных на понижающем преобразовании, сравнении фаз и преобразовании их разности в мощность [21]. В таких схемах разность фаз между двумя выходными сигналами промежуточной частоты (ПЧ) может использоваться для оценки УП. Для преобразования частоты с целью измерения УП микроволновых радиосигналов может использоваться высокочастотный гетеродин, что приводит к расширению диапазона измерения УП [24], или может применяться фотосмешение микроволновых радиосигналов, что использовано в [25].

Таким образом, общий недостаток сегодняшнего этапа развития радиофотонных измерителей УП заключается в том, что их структуры очень сложны и содержат каскадированные двухпортовые, параллельные, и/или поддерживающие поляризацию ММЦ, а не простейшие однопортовые [24, 26-28]. Данный факт, учитывая преимущества ТАФМ, реализованной на однопортовых импортозамещенных модуляторах, позволил предложить модернизацию поляризационного измерителя УП, описанного в [27, 28], на базе трех АММЦ: одного – для формирователя сигнала гетеродина и двух – в каждом поляризационно разделенном канале.

Цель настоящей статьи – разработка простого радиофотонного модуля с поляризационно разделенными каналами для измерения УП, которая получает информацию о них путем сравнения значений фазового сдвига, преобразованных в мощность с понижением частоты сигналов двух каналов.

Мы предлагаем новый фотонный подход к поляризационному измерению УП с использованием переноса информации на промежуточную частоту и большим диапазоном измерений. Измеритель использует ТАФМ, реализованный по методу Ильина-Морозова, в первой части статьи на базе АММЦ и ФММЦ в каждом канале, а во второй – на базе только АММЦ с высоким коэффициентом экстинкции.

В рассматриваемых вариантах измерителя используется формирование сигналов с ортогональной поляризацией в каналах. Двухчастотные сигналы с выхода модуляторов обрабатываются в раздельных фотоприемниках или поступают в поляризационный объединитель с дальнейшей передачей на пост обработки, где разделяются в поляризационном разветвителе и также поступают на два фотоприемника, где преобразуются в радиосигналы частот биений, одна из которых содержит информацию о фазе. После вычисления разности фаз однозначно определяется УП.

В статье представлены подробное описание модуля в его вариантах, теоретический анализ и результаты экспериментальных исследований, которые показывают, что диапазон измерений УП в первом варианте модуля может достигать от 0 до $\pi/2$ с погрешностью менее $\pm 1{,}7$ мрад при идеальном вычислительном и лабораторном эксперименте. Полученные характеристики для второго варианта ненамного хуже, при этом расширен диапазон однозначного определения угла прихода от $-\pi/2$ до $\pi/2$ с погрешностью менее $\pm 3{,}5$ мрад при идеальном вычислительном и лабораторном эксперименте, что позволяет говорить об эффективности упрощения и удешевления системы в целом.

1. Радиофотонный поляризационный модуль измерения угла прихода на основе тандемных амплитудного и фазового модуляторов Маха-Цендера

Структурная схема модуля представлена на рис. 1. Его основой является блок модуляции на основе двух тандемных амплитудно-фазовых модуляторов (ТАФМ), состоящих из пары последовательно включенных электрооптических амплитудного и фазового модуляторов Маха-Цендера (АММЦ и ФММЦ). АММЦ содержит в своей структуре ортогональные входной поляризатор и выходной анализатор, а его рабочее состояние контролируется напряжением смешения, что на рис. 1 не показано. Верхний ТАФМ образует опорный канал переноса на оптическую несущую СВЧ-сигнала, полученного с первого элемента антенны (Антенна 1), нижний ТАФМ – измерительный канал для СВЧ-сигнала, полученного со второго элемента (Антенна 2) и имеющего смещение по фазе θ. Положение поляризаторов и анализаторов в обоих каналах ортогонально.

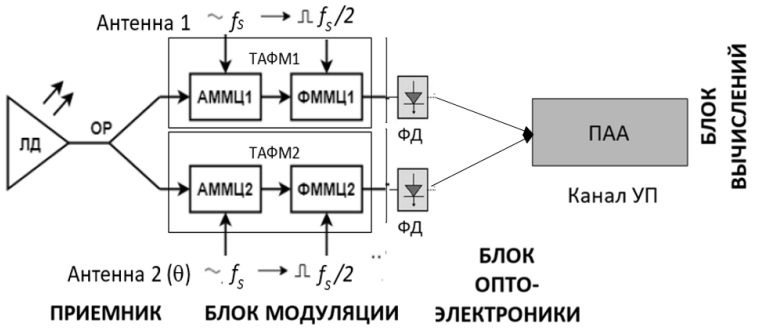


Рис. 1. Структурная схема модуля

Как показано на рис. 1, излучение лазерного диода (ЛД) с круговой поляризацией делится оптическим разветвителем (ОР, 3 дБ) на два канала и поступает на поляризаторы, встроенные в амплитудные модуляторы Маха-Цендера АММЦ1 и АММЦ2, излучения на выходе которых являются линейно и ортогонально поляризованными:

$$\begin{cases} E_1(t) = \left(E_C/\sqrt{2}\right)\exp^{j\omega_C t}, \\ E_2(t) = j\left(E_C/\sqrt{2}\right)\exp^{j\omega_C t}. \end{cases} \quad (1)$$

где E_C – амплитуда, а ω_C – угловая частота излучения ЛД.

В предлагаемой системе используются два микроволновых сигнала с двух элементов приемной антенны, которые можно описать как:

$$\begin{cases} V_{S_1}(t) = V_{S_1}\cos\omega_S t, \\ V_{S_2}(t) = V_{S_2}\cos(\omega_S t + \theta). \end{cases} \quad (2)$$

где V_{S_1}, V_{S_2} и $\omega_S = 2\pi f_S t$ – амплитуда и угловая частота как функция линейной частоты f_S первого и второго принимаемых сигналов соответственно, θ – измеряемая разность их фаз.

В ФММЦ происходит фазовая коммутация полученных двухчастотных модулированных сигналов, синхронизированная по θ, в соответствии с методом Ильина-Морозова [22, 23]. На выходе ТАФМ мы получаем двухчастотные сигналы с подавленной несущей, отличительной чертой которых от классических видов модуляции является разностная частота между составляющими, равная частоте принимаемых сигналов.

Принимаемый микроволновый сигнал в измерительном канале, подключенный к радиочастотному входу АММЦ2 имеет разность фаз θ по сравнению с сигналом принимаемым в опорном канале, соответствующую УП φ и временной задержке τ [5]:

$$\theta = 2\pi\left(f_S\tau - k\right), \tag{3}$$

где k – целое число.

При этом УП равен

$$\varphi = \arcsin\left(c\tau / d\right) = \arcsin\left(c\left(\theta/2\pi f_S\right)/\left(\lambda_S/2\right)\right) = \arcsin\left(\theta/\pi\right), \tag{4}$$

где $\tau = \theta/2\pi f_S$ и $d = \lambda_S/2$ – относительная временная задержка между двумя принимаемыми сигналами и расстояние между двумя элементами антенн приемника соответственно.

Электрическое поле на выходе ТАФМ1 при подаче сигнала $V_{S_1}\left(t\right) = V_{S_1}\cos\omega_S t$ имеет вид:

$$E_{\text{ТАФМ1}} = \frac{\alpha_1 E_C}{\sqrt{2}} e^{j\omega_C t}\left\{J_{+1}\left(m_{S_1}, \psi_{S_1}\right)e^{j(\omega_S t)} - J_{-1}\left(m_{S_1}, \psi_{S_1}\right)e^{-j(\omega_S t)}\right\}, \tag{5}$$

где m_{S_1}, ψ_{S_1} – оптимальные параметры амплитудного и фазового преобразования сигнала на частоте ω_S в модуляторах ТАФМ1 с коэффициентом потерь α_1.

Для измерения УП на вход ТАФМ2 необходимо подать принимаемый сигнал $V_{S_2}\left(t\right) = V_{S_2}\cos\left(\omega_S t + \theta\right)$. Тогда электрическое поле на выходе ТАФМ2 будет иметь вид:

$$E_{\text{ТАФМ2}} = j\frac{\alpha_2 E_C}{\sqrt{2}} e^{j\omega_C t}\left\{J_{+1}\left(m_{S_2}, \psi_{S_2}\right)e^{j(\omega_S t+\theta)} - J_{-1}\left(m_{S_2}, \psi_{S_2}\right)e^{-(\omega_S t+\theta)}\right\}, \tag{6}$$

где m_{S_2}, ψ_{S_2} – оптимальные параметры амплитудного и фазового преобразования сигнала, принятого со второго элемента антенны, на частоте ω_S в модуляторах ТАФМ2 с коэффициентом потерь α_2.

Значение θ может быть получено, когда поляризация между каналами ортогональна, тогда предлагаемый двухканальный микроволновый фотонный смеситель можно рассматривать как I/Q смеситель с его известными свойствами по определению частот и фаз. Для этого в каждом канале установлен фотоприемник (ФД). Выходы фотоприемников поступают на программно-аппаратный анализатора (ПАА) сигналов огибающих.

Алгоритм определения θ заключается в получении на фотодетекторе, как на нелинейном элементе, огибающей биений двух частотных компонент ω_S с начальными фазами равными 0 (в опорном канале) и θ (в измерительном канале). По информационной структуре двухчастотного сигнала можно определить его мгновенную амплитуду, частоту и фазу. Найдя зависимость между мгновенными фазами каждой из двухчастотных составляющих и фазой результирующего колебания биения [5], можно определить θ (рис. 2).

Анализ поведения точек пересечения, показанных на рис. 2, при изменении фазы от 0° до 180° приведен на рис. 3.

Уровень тока в нечетных точках пересечения растет по закону

$$I = 1 - \cos(\theta/2). \tag{7}$$

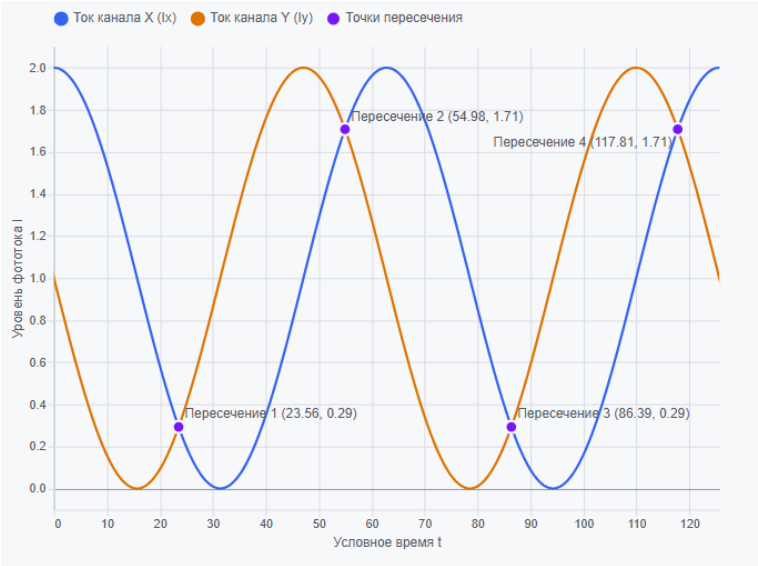


Рис. 2. Ток опорного канала (X) и ток измерительного канала (Y) на входе ПАА при разности фаз 90° (уровень фототока и время показаны в условных единицах)

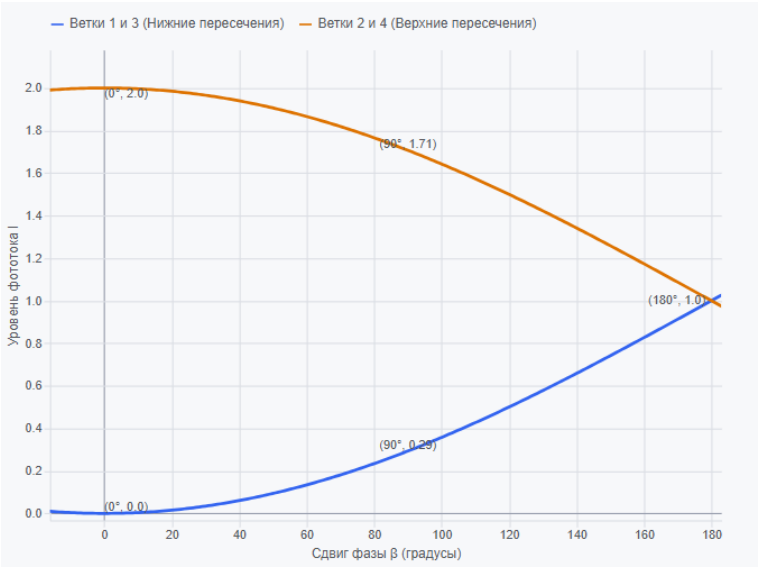


Рис. 3. Анализ поведения точек пересечения, показанных на рис. 2, при изменении их фазы β=θ от 0°до 180° (уровень фототока показан в условных единицах)

При 0° они начинаются в самом низу (I=0), при 90° (точки калибровки, рис. 2) проходят через проверенную нами отметку (0,29, точки калибровки, рис. 2), а при 180° поднимаются ровно до 1.

Уровень тока в четных точках пересечения опускается по закону

$$I = 1 + \cos(\theta / 2). \tag{8}$$

Начинаясь на самом пике (I=2), при 90° они проходят через верхнюю точку калибровки 1,71, а при 180° опускаются до 1.

УП φ определяется далее по τ из (6) и окончательно по (7).

Для апробации разработанного модуля на основе ТАФМ был собран опытный стенд, формирующий принимаемые радиосигналы и их двухчастотные отклики в оптическом диапазоне с использованием единого модулирующего каскада на АММЦ и ФММЦ, подробно описанный в [27, 28].

Таким образом, основной принцип векторных радиофотонных схем измерения УП заключается в измерении разности фаз или относительной задержки между принимаемыми сигналами двух антенн. Из-за спектральных ограничений устройств задержки диапазон измерения УП невелик, и для обнаружения сигнала системе требуется высокоскоростной ФД. Большинство схем измерения УП используют интерференцию в оптической области для измерения разности фаз между двумя принятыми сигналами для чего используются двухпортовые или параллельные двухпортовые ММЦ. Все они используют оптическую параллельную интерференционную структуру и вычисляют разность фаз путем измерения оптической мощности. Обычно системы на ММЦ позволяют обеспечить диапазон измерения фаз в 180-270° с погрешностью около 2,5-5° [22], хотя для измерения УП требуется диапазон в ±90°. Слабая информационная структура обрабатываемых сигналов требует применения ряда методических, а также аппаратных мер для обеспечения высокого отношения сигнал/шум, в противном случае используются осциллографы или узкополосные фазовые детекторы.

Использование оригинального вида ТАФМ в предложенном модуле [20], а также специально разработанного ПАА [21] позволили предложить нам новый метод определения УП. Метод заключается в использовании постоянной по фазе коммутации $f_S / 2$, соответствующей начальной фазе сигналов, принятых в опорном канале, при изменяющемся по фазе (θ) сигнале, принятого в измерительном канале.

На рис. 4 показан сигнал на выходе измерительного канала для шести точек диапазона от 0 до 90° с шагом 1/5 от π/2.

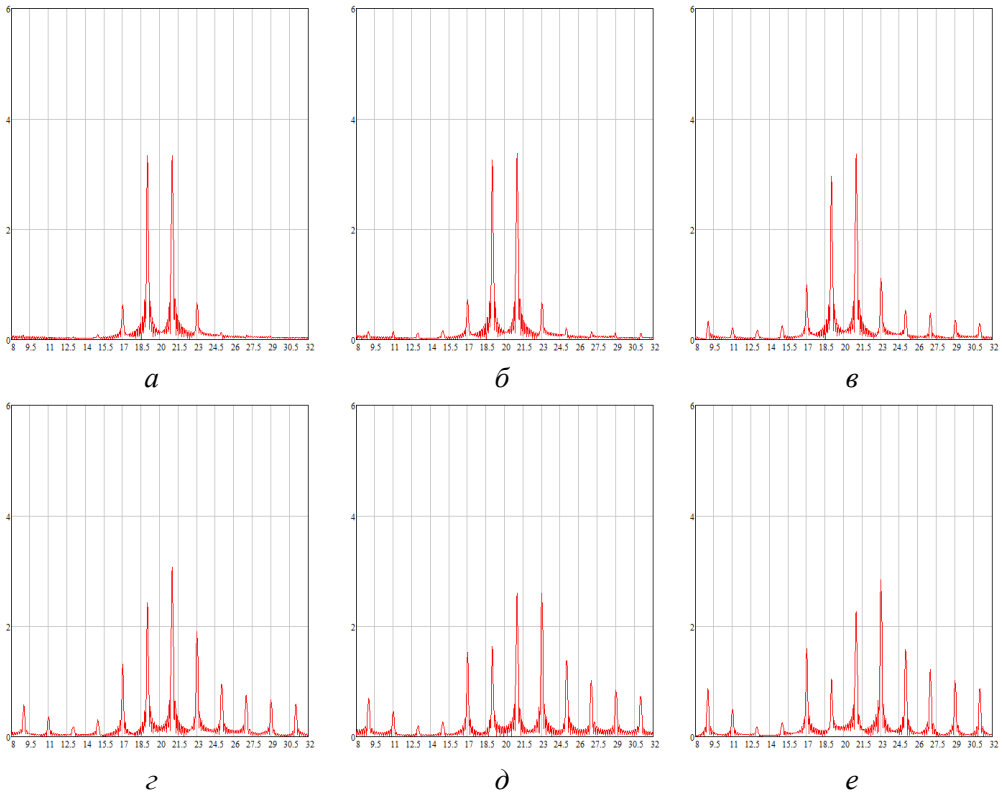


Рис. 4. Излучение на выходе опорного канала с входа «Антенна 1» (*а*) и измерительного канала ТАФМ2 с изменяющейся фазой сигнала θ с входа «Антенна 2» в диапазоне [1/5…5/5]π/2 с шагом (1/5)π/2 (*б-е*) при постоянной фазе коммутации, как в фазовом модуляторе ТАФМ1.
По вертикальной и горизонтальной осям отложены соответственно амплитуда и частота спектральных составляющих в условных единицах

Полученные полигармонические излучения соответствуют сигналу измерительного канала ТАФМ2 на входе ФД. Сигнал с входа «Антенна 1» после коммутации показан на рис. 4, *а*. В случае измерения УП это будет опорный сигнал. Далее на рис. 4, *б-е* представлены сигналы второго канала ТАФМ на входе ФД со второго элемента антенны, полученные с помощью постоянной по фазе коммутации, соответствующей сигналу с первого элемента.

Анализ рис. 4 показывает, что в зависимости от фазы θ сигнала, принятого на втором элементе антенны, изменяется как количество гармонических составляющих, так и их амплитуда и симметрия. В общем случае это будет множество данных типа $\{f_{E\pm i}, R_{E\pm i}\}$ (i = 1, M–1), где f, R, M – их частота, амплитуда и номер частотных составляющих. После анализа рис. 4 была поставлена задача, которая заключается в том, чтобы, имея лишь данные спектра полигармонического излучения, который на выходе ФД будет представлен $\{F_{E\pm i}, \Re R_{E\pm i}\}$ (i = 1, N–2), где их F, $\Re R$, N – их частота, амплитуда и номер, определить значение мгновенной фазы θ с погрешностью не более 0,1°.

Для сигнала измерительного канала мгновенная фаза θ(t) – периодическая функция с периодом $T = 2\pi/\Omega$. Кривая θ(t) изменяется по пилообразному закону (рис. 5).

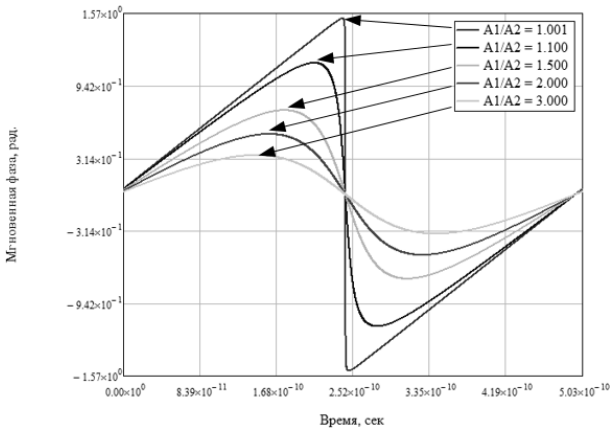


Рис. 5. Зависимость θ(t) от соотношения амплитуд двух центральных составляющих

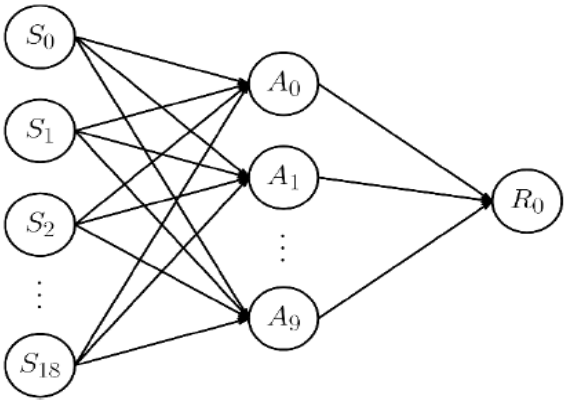


Рис. 6. Трехслойный персептрон Розенблатта с переменными S-A связями

С изменением значения отношения амплитуд составляющих двухчастотного сигнала A_1 / A_2, форма кривой $\theta(t)$ изменяется от пилообразной кривой при $(0{,}1 < A_1 / A_2 < 10)$ до гармонической $(A_1 / A_2 > 10$ и $A_1 / A_2 < 0{,}1)$. Функция зависимости фазы – нечетная, что позволяет снять неопределенность амплитудной четной функции. Увеличение числа гармоник вносит дополнительное изменение мгновенной фазы двухчастотного сигнала, что требует их точного учета, однако основное ее значение определяется первыми гармониками. Всего будет учтено 19 гармоник, ограниченных амплитудами 1% от максимального значения (на рис. 4 приведена лишь часть этого множества в 12 гармоник).

Для решения подобной задачи в структуре ПАА можно создать нейронную сеть на базе трехслойного персептрона Розенблатта с переменными S-A связями, которая часто используется в задачах аппроксимации данных линейной и нелинейной регрессии архитектур, состоящую из трех слоев — сенсорного S (входного), ассоциативного A (скрытого) и реагирующего R (выходного). Характерной особенностью персептрона Розенблатта с последовательными связями является синаптическая связанность каждого нейрона текущего слоя со всеми нейронами следующего слоя. Обучаемыми слоями в данной конфигурации являются только ассоциативный и реагирующий слои. Вычислительная модель, применяемая в данной задаче, сконфигурирована из 19 элементов сенсорного слоя, 10 элементов ассоциативного слоя и 1 элемента реагирующего слоя (рис. 6).

Вычислительную сложность использования предложенной нейронной сети можно оценить, определив количество необходимых операций умножения и сложения. Алгоритм прямого распространения сигнала через нейронную сеть может быть оценен в виде (n - 1) матричных умножений и (n - 1) векторных сложений, где n — число слоев модели. Мультипликативная вычислительная сложность алгоритма определяется как O(w), а арифметическая сложность имеет порядок O(2w + v), где w — число синаптических связей и v — число смещений нейронов, равное количеству нейронов ассоциативного и реагирующего слоев. Таким образом, для используемой нейронной сети вычислительная сложность составляет O(288). Это значение обеспечивает практически мгновенный отклик сети, что особенно важно при работе сенсорных систем в режиме реального времени.

Не вдаваясь в подробности обучения и технологии использования сети, что ограничено объемом статьи, остановимся на полученных результатах.

Нормированная теоретическая кривая и экспериментальные данные показаны на рис. 7. В целом точки экспериментальных данных, полученные с помощью ПААС в основном согласуются с теоретической кривой, поэтому они отражены одной линией.

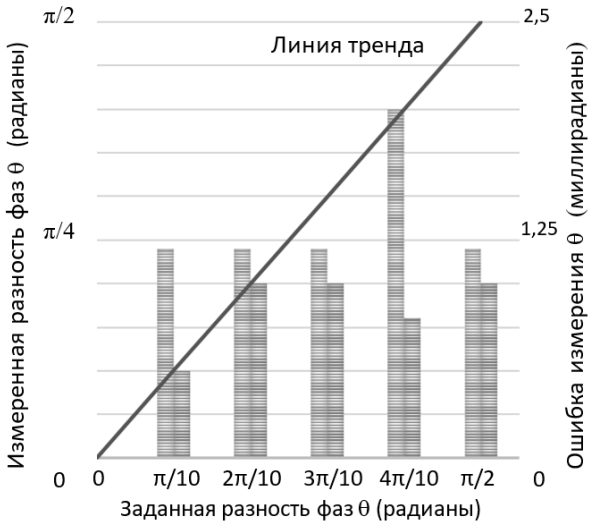


Рис. 7. Результаты измерения разности фаз θ для определения угла прихода:
линия тренда измерений показывает совпадение с теоретической зависимостью;
ошибка измерения ПАА с использованием фазового детектора (правые столбцы гистограммы);
ошибка измерения ПАА с использованием нейронной сети (левые столбцы гистограммы)

Ошибки измерений с помощью ПААС, построенного на базе нейросети, как и ожидалось постоянны, но выше чем ошибки, полученные по процедуре, описанной в [26], с использованием фазового детектора, построенного на базе ВБР. По нашему мнению, это связано с недостаточно проработанным процессом обучения нейросети.

Исключение составляет точка в области 4π/10, где ошибка значительно больше, чем в других точках. Это можно заметить и по рис. 4,*д*, где растущее неравенство центральных гармоник на рис. 4,*б-г* переконфигурировалось в равенство.

2. Радиофотонный поляризационный модуль измерения угла прихода на основе амплитудного модулятора Маха-Цендера

Структурной минимизации и метрологической модернизации решения, изложенного в первой части статьи, можно добиться, применяя свойства ТАФМ в радиофотонных поляризационных методах измерения УП, основанных на понижающем преобразовании,

сравнении фаз и ее преобразовании в мощность в однопортовых АММЦ [21]. В таких схемах разность фаз между двумя выходными сигналами промежуточной частоты (ПЧ) может использоваться для оценки УП вместо их оценки по постоянному току. Для преобразования частоты при измерении УП микроволновых радиосигналов может использоваться высокочастотный гетеродин на частоте f_H, что приводит к расширению диапазона измерения УП [24], или может применяться фотосмешение микроволновых радиосигналов на разностной частоте, равной частоте принимаемого сигнала [25].

Рассмотрим вариант, в котором полученные в модуле гетеродина две когерентные составляющие на частотах $f_C–f_H$ и f_C+f_H поступают в модуль формирования разности фаз, реализующий ТАФМ на базе АММЦ с высоким коэффициентом экстинкции.

Модуль формирования разности фаз. Схема модуля формирования разности фаз θ показана на рис. 8,*а*.

Для разделения сигнала модуля гетеродина (МГ, точка А) на два канала используется оптический разветвитель на селективной по длине волны упорядоченной волноводной решетке (1×2), формирующей оптические несущие для каждого из каналов с соответствующими оптическими спектрами в точках Б и В, показанными на рис. 8,*б*. Опорный радиосигнал направляется непосредственно в АММЦ1, а измерительный – в АММЦ2, работающие в режиме ТАФМ с подавлением несущей f_C.

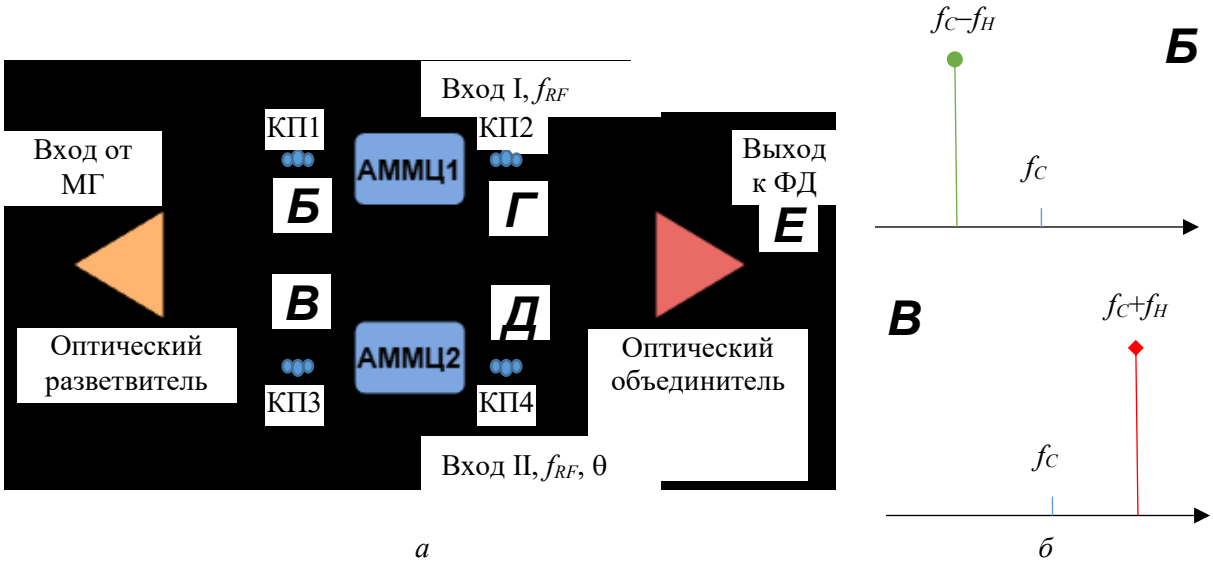


Рис. 8. Структурная схема модуля формирователя разности фаз (*а*) и его входной спектр (*б*)

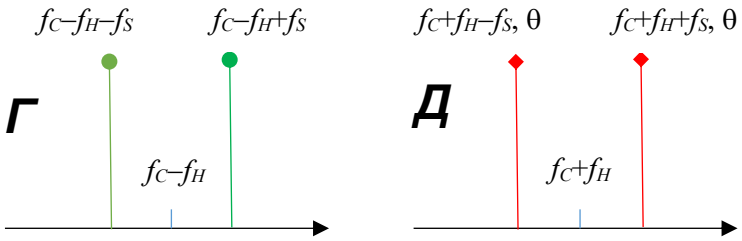
Математическое выражение для выходного излучения модуляторов АММЦ1 и АММЦ2 соответственно может быть описано так:

$$E_{1out}(t) = E_C \alpha_H J_1(z_1)\left[\exp j\left(2\pi\left(f_C - f_H - f_S\right)t\right) + \exp j\left(2\pi\left(f_C - f_H + f_S\right)t\right)\right], \quad (9)$$

$$E_{2out}(t) = jE_C \alpha_H J_1(z_2)\left[\exp j\left(2\pi\left(f_C + f_H - f_S\right)t + \theta\right) + \exp j\left(2\pi\left(f_C + f_H + f_S\right)t + \theta\right)\right]. \quad (10)$$

В (9) и (10) z_1 и z_2 обозначают коэффициенты модуляции АММЦ1 и АММЦ2, θ – разность фаз, вызванная временной задержкой между опорным и измерительными сигналами, а ортогональность между ними обеспечивается положением осей контроллеров поляризации КП1-КП4 по отношению к поляризации входного излучения от гетеродина, оказывающего также свое влияние на амплитуду излучений, что учитывается коэффициентом $\alpha_H \leq 1$.

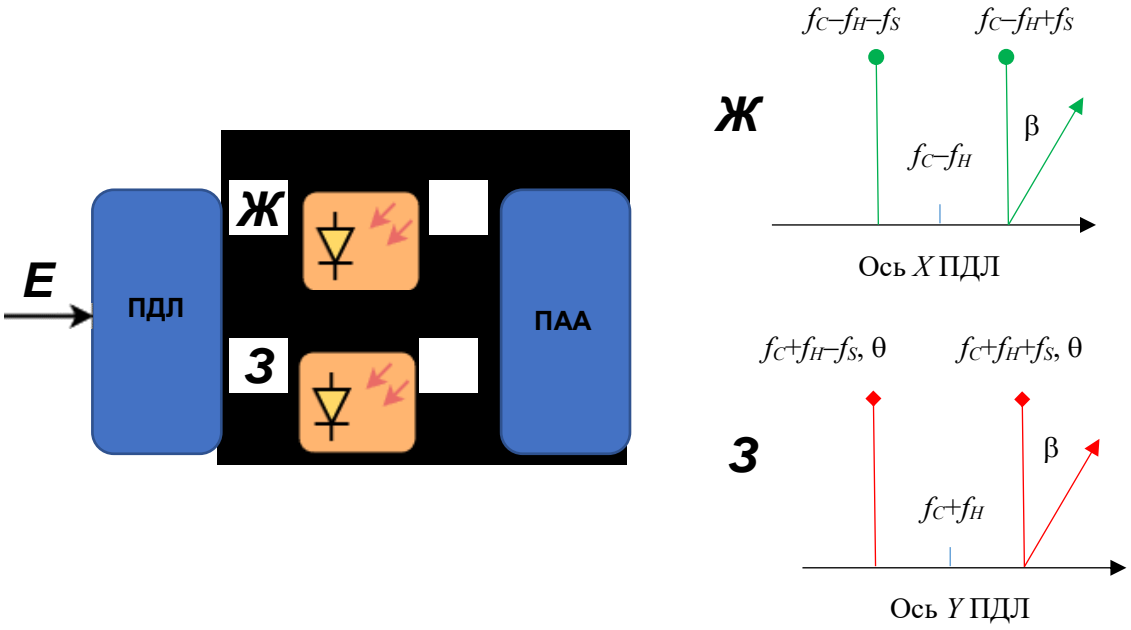
Два модулированных оптических сигнала (точки Г и Д, рис. 9) сначала объединяются с помощью оптического объединителя поляризационного типа (точка Е, рис. 8, *а*), а затем составной сигнал подается на поляризационный разделитель, выходные сигналы которого поступают на отдельные фотоприемники, генерируя радиочастотные электрические сигнал, и далее для вычисления УП на ПАА.



а *б*

Рис. 9. Спектр на входе оптического объединителя поляризационного типа: компонента опорного (а) и измерительного (б) каналов

Модуль фотоприемников. Поскольку поляризации излучений, определяемые положением КП1 и КП2 в опорном канале и КП3 и КП4 в измерительном, ортогональны, они должны быть разделены с помощью поляризационного делителя лучей (ПДЛ) (рис. 10,*а*).



а *б*

Рис. 10. Структурная схема модуля фотоприемника (*а*) и спектральная картина преобразований в ПДЛ (*б*)

Предполагая, что коэффициент экстинкции оптического объединителя поляризационного типа бесконечен, выражения в уравнениях (9) и (10) будут соответствовать входным сигналам ПДЛ, причем оси поляризаторов КП2 и КП4 настраиваются для установки состояний поляризации двух модулированных сигналов под главным углом β относительно угла ПДЛ по осям *X* и *Y*. Эта регулировка приводит к тому, что два выходных порта ПДЛ (точки Ж и З) реализуют различные интерференционные картины модулированных сигналов, которые можно выразить следующим образом:

$$E_{\text{ПДЛ1}} = E_X \cos(\beta) - E_Y \sin(\beta), \tag{11}$$

$$E_{\text{ПДЛ2}} = E_X \sin(\beta) + E_Y \cos(\beta), \tag{12}$$

при условии

$$E_X = E_{1out}(t), \tag{13}$$

$$E_Y = E_{2out}(t). \tag{14}$$

Главный угол ПДЛ β равен 45°. Подставляя уравнения (9, 10) в уравнения (11, 12) при выполнении условий (13, 14), два выходных сигнала можно записать как:

$$E_{\text{ПДЛ1}}(t) = \frac{\sqrt{2}}{2} E_C \alpha_H J_1(z_1)\left[\exp(j2\pi f_C t)\right]\left[\cos\left(2\pi(f_H - f_S)t\right) - \cos\left(2\pi(f_H - f_S)t + \theta\right)\right], \tag{15}$$

$$E_{\text{ПДЛ2}}(t) = \frac{\sqrt{2}}{2} E_C \alpha_H J_1(z_1)\left[\exp(j2\pi f_C t)\right]\left[\cos\left(2\pi(f_H - f_S)t\right) + \cos\left(2\pi(f_H - f_S)t + \theta\right)\right]. \tag{16}$$

Затем используются два ФД для измерения оптической мощности выходных сигналов на промежуточной частоте, которая описывается следующим образом:

$$P_1 = \left|E_{\text{ПДЛ1}}(t)\right|^2 = \frac{1}{2} E_C^2 \alpha_H^2 J_1^2(z_1)\left[\cos\left(2\pi(f_H - f_S)t\right) - \cos\left(2\pi(f_H - f_S)t + \theta\right)\right]^2, \tag{17}$$

$$P_2 = \left|E_{\text{ПДЛ2}}(t)\right|^2 = \frac{1}{2} E_C^2 \alpha_H^2 J_1^2(z_1)\left[\cos\left(2\pi(f_H - f_S)t\right) + \cos\left(2\pi(f_H - f_S)t + \theta\right)\right]^2. \tag{18}$$

Поскольку измеряется средняя мощность на промежуточной частоте, т.е. в области минимальных шумов фотоприемника, отношение сигнал/шум измерений повышается от 3 до 7 раз [22]. Отбрасывая высокочастотные члены промежуточной частоты в уравнениях (17, 18) на детекторе мощности в ПАА, выражение можно дополнительно упростить до:

$$P_{\text{ПАА1}} = \frac{1}{2} E_C^2 \alpha_H^2 J_1^2(z_1)\left[1 - \cos(\theta)\right], \tag{19}$$

$$P_{\text{ПАА2}} = \frac{1}{2} E_C^2 \alpha_H^2 J_1^2(z_1)\left[1 + \cos(\theta)\right]. \tag{20}$$

Для устранения зависимости от мощности принятых антенной сигналов вычисляется отношение разности к сумме сигналов (19, 20) для получения нормированной мощности, которая может быть выражена следующим образом:

$$P_{\text{УП}} = \frac{P_{\text{ПАА1}} - P_{\text{ПАА2}}}{P_{\text{ПАА1}} + P_{\text{ПАА2}}} = -\cos(\theta). \tag{21}$$

Как видно из уравнения (21), когда θ изменяется от 0° до 180°, нормированная мощность монотонно возрастает от −1 до 1. Измеряя нормированную мощность, можно вычислить разность фаз. Далее, объединив соотношение отображения разности фаз и УП из уравнения (1) можно получить его уникальное значение в диапазоне ±90° (рис. 11). Теоретический вывод, представленный выше, подтверждает, что предложенный метод измерения УП эффективно устраняет неоднозначность направления и зависимость от мощности.

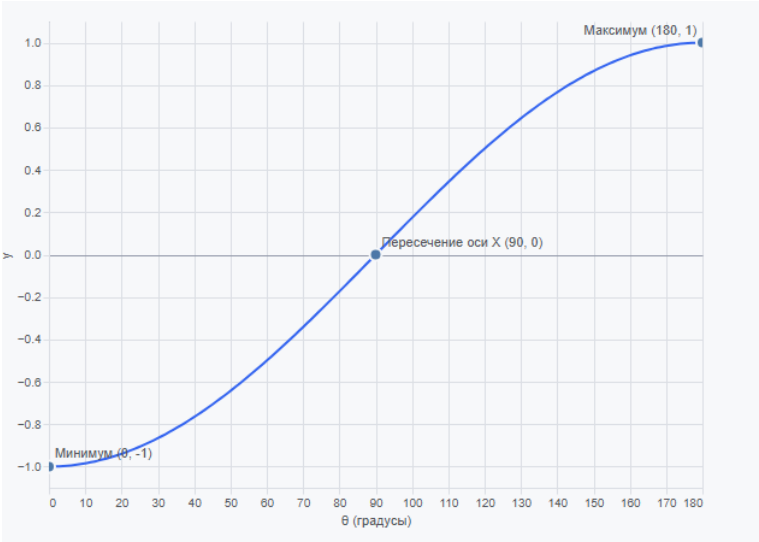


Рис. 11. Функция зависимости фототока (ось *y*)
при изменении их фазы β=θ от 0° до 180°
(уровень фототока показан в условных единицах)

Для апробации разработанного модуля на основе ТАФМ был собран опытный стенд, формирующий гетеродинный и принимаемые радиосигналы и их двухчастотные отклики в оптическом диапазоне с использованием единого модулирующего каскада на АММЦ, подробно описанный в [29].

На нем были протестированы кривые зависимости фазы от мощности для двух выходных портов ПДЛ. Разность фаз исследуемого объекта менялась от 0° до 180° с шагом 10°. Соответственно, угол прихода сигнала (AOA) определялся от –90° до +90°. Измерены оптические мощности на двух выходных портах поляризационного разделителя лучей (ПДЛ) с помощью фотоприемника с полосовым фильтром на промежуточную частоту и детектора средней мощности, встроенного в ПАА. Экспериментальные данные достаточно хорошо совпадают с теоретической кривой. Полученные характеристики ненамного хуже представленных в первой части при расширенном диапазоне однозначного определения угла прихода от $-\pi/2$ до $\pi/2$ с погрешностью менее ±3,5 мрад при идеальном вычислительном и лабораторном эксперименте, что позволяет говорить об эффективности упрощения и удешевления системы в целом.

Предложенный вариант радиофотонного модуля теоретически способен работать в широкополосном режиме. Однако на практике ее масштабируемость ограничена полосами пропускания критически важных компонентов, таких как АММЦ. Однако, использованные модуляторы ОАО «ПНППК» обеспечивали полосу пропускания до 45 ГГц. В связи с неоднородностью АЧХ АММЦ эффективность модуляции и точность фазового сдвига ухудшаются, что приводит к увеличению ошибок измерения УП сигнала и требует наличия встроенного мониторинга сигнала. Используя поляризационное мультиплексирование, строятся две комплементарные кривые отображения фазы на мощность, что устраняет зависимость от мощности тестируемого объекта. Таким образом, в варианте рассматриваемого устройства с вычислением нормированного отношения мощностей данная система не обязательна. Экспериментальная проверка проводилась при умеренных глубинах модуляции в диапазоне от 0,6 до 0,9 (напомним, оптимальная величина 0,62). Чрезмерная глубина модуляции увеличивает мощность оптических боковых полос более высокого порядка, внося нелинейные искажения, которые ухудшают точность измерения УП сигнала. И наоборот, недостаточная глубина модуляции ослабляет оптические боковые полосы первого порядка и усиливает остаточную оптическую несущую, также ухудшая качество измерения.

Для повышения точности измерения и расширения эффективного диапазона углов прихода сигнала крайне важно минимизировать ошибку в отображении оптической мощности на основе фазовых различий. Для этого требуется АММЦ с высоким коэффициентом экстинкции, а также точный контроль главного угла ПДЛ для обеспечения точной поляризационной юстировки.

Влияние глубины модуляции, коэффициента экстинкции и главного угла ПДЛ на измерение угла прихода сигнала исследуется с помощью моделирования. Экспериментальные результаты дополнительно подтверждают, что в диапазоне измерения УП сигнала ±90° можно достичь точных измерений угла прихода сигнала для микроволновых сигналов с различными частотами и мощностями. Система имеет простую структуру для обнаружения УП неизвестных сигналов, что делает ее весьма перспективной для применения в системах телекоммуникации и связи, интегрированных с системами сенсорики и радиолокации.

Заключение

В первой части статьи описана структура и принцип действия радиофотонного модуля для измерения УП на основе технологий микроволновой фотоники. Модуль собран на двух параллельных ТАФМ, разделенных по поляризации, по схеме двухканального микроволнового фотонного смесителя. Модуль в оптическом диапазоне оперирует на частотах, равных частотам принимаемых сигналов, и соответствующих им частотам биений, а не удвоенным частотам указанных сигналов, применяемых в известных методах и средствах измерений УП, что позволяет снизить требования к полосе пропускания ФП. Представлены результаты модельных и экспериментальных исследований модуля на опытном стенде. При этом опорный и измерительный каналы собраны на отечественной элементной базе с использованием электрооптических модуляторов ПАО «ПНППК» и обеспечивают измерения в диапазоне до 45 ГГц. Достигнуты целевые характеристики, которые заключаются в измерении УП в диапазоне от 0 до $\pi/2$ с погрешностью менее ±1,7 мрад при идеальном вычислительном и лабораторном эксперименте. Для измерений УП, кроме классического преобразования фазы в мощность применена новая методика, основанная на использовании в ТАФМ постоянной по фазе коммутации, соответствующей начальной фазе опорного сигнала, при изменяющемся по фазе измерительном сигнале. Для реализации методики было предложено внедрить в структуру ПАА нейронную сеть на базе трехслойного персептрона Розенблатта. Результаты применения нейронной сети позволили уменьшить погрешность измерения фазы отраженного сигнала до ±1,25 мрад практически во всем диапазоне измерений.

Во второй части статьи предложен и продемонстрирован новый вариант радиофотонного модуля для измерения УП на основе гетеродина и ТАФМ, реализованного на одном АММЦ, с переносом измерений на промежуточную частоту. Измеряя мощность биений принимаемых сигналов после двух модуляторов АММЦ1 (опорный канал) и АММЦ2 (измерительный канал) и поляризационного блока оптической обработки на промежуточной частоте получены характеристики ненамного хуже представленных в первой части при расширенном диапазоне однозначного определения угла прихода от $-\pi/2$ до $\pi/2$ с погрешностью менее ±3,5 мрад при идеальном вычислительном и лабораторном эксперименте, что позволяет говорить об эффективности упрощения и удешевления системы в целом.

Диапазон однозначного измерения может быть определен либо величиной промежуточной частоты, если она больше или близка к частоте зондирующего сигнала в активном режиме. При этом можно выбрать промежуточную частоту близкой к частоте принимаемого сигнала (пассивный режим), тогда для измерения можно использовать узкополосный фотоприемник. Однако, этот вопрос является предметом дальнейших исследований. В любом случае в отличие от большинства известных систем обработка сигнала происходит на

некоторой разностной частоте, которая лежит в области минимальных шумов фотоприемника. Это позволяет устранить влияние низкочастотных шумов фотоприемника и повысить отношение сигнал/шум и чувствительность измерений. Независимо от режима измерений предложенная схема имеет более простую конфигурацию без параллельных и каскадных модуляторов.

Дальнейшее развитие измерителей УП следует основывать на новых решениях широкополосных и сверузкополосных пакетов дискретных частот и перехода от фазированных антенных решеток к частотно-разнесенным [30]. Такие измерители могут быть также реализованы на одном АММЦ. При их применении будут решены задачи многосенсорного, многообъектового и многоцелевого контроля в приложениях позиционирования, связи, в том числе интегрированных с сенсорикой, радиолокацией и радиоэлектронной борьбой. Переход к частотно-разнесенным антенным решеткам позволит использовать режим двухчастотных несущих, разностная частота которых уникальна для каждого элемента антенны, что в измерителях УП позволит исключить из рассмотренной в данной статье схемы гетеродин и дополнительно упростить, и удешевить устройство. При этом реализация радиофотонного модуля на основе технологий фотонных или комбинированных радиофотонных интегральных схем добавит стабильности для измерительных характеристик устройства при изменении параметров окружающей среды.

Таким образом, предлагаемый модуль обеспечивает надежное решение для определения местоположения и параметров движения контролируемых объектов в реальном времени в перспективных приложениях интеллектуальных систем автономного вождения, фотонных радаров и в других областях применения систем телекоммуникации и связи, интегрированных с системами сенсорики и радиолокации.

Работа выполнена в рамках государственного задания FZSU-2026-0009, рег. номер НИОКТР 126020516512-7.

Список литературы

1. Patole S. Automotive radars: a review of signal processing techniques / S.Patole, M.Torlak, D. Wang and M. Ali // IEEE Signal Process. Mag. – 2017. – Vol. 34(2), – pp. 22-35. https://doi.org/ 10.1109/MSP.2016.2628914.

2. Hasch J. Millimeter-wave technology for automotive radar sensors in the 77 GHz frequency band/ J. Hasch, E. Topak, R. Schnabel et al.// IEEE Trans. Microw. Theory Tech. – 2012.– Vol. 60, pp. 845-860. https://doi.org/ 10.1109/TMTT.2011.2178427.

3. Tang Z. and Pan S. Simultaneous measurement of Doppler-frequency shift and angle-of-arrival of microwave signals for automotive radars / Z. Tang and S. Pan // Proc. Int. Topical Meeting Microw. Photon. – 2019. – pp. 1-4. https://doi.org/ 10.1109/MWP.2019.8892211.

4. Tian Z., Ye C., and Jin Y. Device-free indoor tracking via joint estimation of DFS and AoA using CSI amplitude / Z. Tian, C. Ye, and Y. Jin // Proc. Int. Conf. Microw. Millimeter Wave Technol. – 2021. – pp. 1-3. https://doi.org/ 10.1109/ICMMT52847.2021.9618601.

5. Jia Q., Li J., Sun L., Li D., and Liu J. A Simple Photonics-Based Measurement Method for microwave DFS and AOA / Q. Jia, J. Li, L. Sun, D. Li, and J. Liu // IEEE photonics journal.– 2022. – Vol. 14(3) – P. 5532108. – https://doi.org/10.1109/JPHOT.2022.3177194.

6. 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, T. Lin, S. Dai, and J. Liu // Applied Optics. – 2020. – Vol. 59(7). – pp. 2114-2120. https://doi.org/10.1364/AO.383041

7. 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,

Z. Wang, Q. Tan, W. Jiang, Y. He, and Y. Gao // Opt. Commun. – 2020. – Vol. 456. – P. 124579. https://doi.org/10.1016/j.optcom.2019.124579

8. Xu L. A simplified photonic approach to measuring the microwave Doppler frequency shift / L. Xu, Y. Yu, H. Tang, and X. Zhang // IEEE Photon. Technol. Lett. – 2017. – Vol. 30.– pp. 246-249. https://doi.org/ 10.1109/LPT.2017.2783925.

9. Biernacki P.D. Microwave phase detection for angle of arrival detection using a 4-channel optical downconverter / P.D. Biernacki, A. Ward, L.T.Nichols, and R.D. Esman // International Topical Meeting on Microwave Photonics. – 1998. – pp. 137-140. https://doi.org/10.1109/MWP.1998.745646.

10. Zou X., Li W., Pan W., Luo B., Yan L., and Yao J. Photonic approach to the measurement of time-difference-of-arrival and angle-of-arrival of a microwave signal / X. Zou, W. Li, W. Pan et al. // Opt. Lett. – 2012. – Vol. 37(4). – pp. 755-757. https://doi.org/10.1364/OL.37.000755

11. Cao Z, Angle-of-arrival measurement of a microwave signal using parallel optical delay detector / Z. Cao, van den Boom H.P.A., R. Lu et al. // IEEE Photonics Technol. Lett. – 2013. – Vol. 25(19). – pp. 1932-1935. https://doi.org/ 10.1109/LPT.2013.2279237.

12. Li J. Full-band direct-conversion receiver with enhanced port isolation and I/Q phase balance using microwave photonic I/Q mixer / J. Li, J. Xiao, X. Song et al.// Chin. Opt. Lett. – 2017. – Vol. 15. – P. 010014. doi: 10.3788/COL201715.010014.

13. Vidal B., Piqueras M.A, and Marti J. Direction-of-arrival estimation of broadband microwave signals in phased-array antennas using photonic techniques / B. Vidal, M.A. Piqueras, and J. Marti // J. Lightwave Technol. – 2006. – Vol. 24. – pp. 2741-2745. https://doi.org/ 10.1109/JLT.2006.875945

14. Cao Z.Phase modulation parallel optical delay detector for microwave angle-of-arrival measurement with accuracy monitored / Z. Cao, Q.Wang, R.R. Lu et al. // Opt. Lett. – 2014. – Vol. 39. – pp. 1497-1500. https://doi.org/10.1364/OL.39.001497

15. Chen H. and Chan E.H. Simple approach to measure angle of arrival of a microwave signal // IEEE Photon. Technol. Lett. – 2019. – Vol. 31. – pp. 1795-1798. https://doi.org/10.1109/LPT.2019.2947680.

16. Chen H. and Chan E.H. Photonics-based CW/pulsed microwave signal AOA measurement system // J. Lightwave Technol. – 2020. – Vol. 38. – pp. 2292-2298. https://doi.org/10.1109/JLT.2020.2975229.

17. Li P. Photonic approach for simultaneous measurements of Doppler-frequency shift and angle-of-arrival of microwave signals / P. Li, L. Yan, J. Ye et al.// Opt. Express. – 2019. – Vol. 27. – pp. 8709-8716. https://doi.org/10.1364/OE.27.008709

18. Huang C. Simple photonics-based system for Doppler frequency shift and angle of arrival measurement / C. Huang, H. Chen, and E.H. Chan // Opt. Express. – 2020. – Vol. 28. – pp. 14028-14037. https://doi.org/10.1364/OE.389439

19. 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. https://doi.org/10.25686/2306-2819.2021.2.63

20. 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, А.Ж. Сахабутдинов и др. // Вестник Поволжского государственного технологического университета. Серия: Радиотехнические и инфокоммуникационные системы. – 2021. – № 1 (49). – С. 50-62. https://doi.org/ 10.25686/2306-2819.2021.1.50

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. Ильин, И.И. Нуреев и др.// Вестник Поволжского государственного технологического университета. Серия: Радиотехнические и инфокоммуникационные системы. – 2022. – № 1 (53). – С. 65-80. https://doi.org/10.25686/2306-2819.2022.1.65

22. Морозов О.Г. Амплитудно-фазовая модуляция в системах радиофотоники / О.Г. Морозов, Г.И. Ильин // Вестник Поволжского государственного технологического университета. Серия: Радиотехнические и инфокоммуникационные системы. – 2014. – № 1 (20). – С. 6-42. https://doi.org/10.25686/2306-2819.2022.1.65

23. Морозов О.Г. Синтез двухчастотного излучения и его применение в волоконно-оптических системах распределенных и мультиплексированных измерений / О.Г. Морозов, Д.Л. Айбатов, Т.С. Садеев // Физика волновых процессов и радиотехнические системы.– 2010. – Т. 13. – № 3.– С. 84-91.

24. Zhao J., Tang Z., Pan S. Photonic approach for simultaneous measurement of microwave DFS and AOA / J. Zhao, Z. Tang, S. Pan // Appl. Opt. – 2021. – Vol. 60. – I. 16. – P. 4622-4626. https://doi.org/10.1364/AO.422946.

25. Huang C., Chan E. H. W. Photonic approach for measuring. AOA of multiple signals with improved measurement accuracy / C. Huang, E. H. W. Chan // IEEE Photonics J. – 2022.– Vol. 14. – I. 3. – P. 7226608. https://doi.org/ 10.1109/JPHOT.2022.3167987.

26. Денисенко Е.П. Радиофотонный измеритель угла прихода отраженного радиолокационного сигнала / Е.П. Денисенко, А.А. Лустина, В.Д. Андреев, А.А. Иванов, П.Е.Денисенко // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии. – 2021. – № 3. – С. 415-416.

27. 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. Серия: Радиотехнические и инфокоммуникационные системы. – 2022. – № 3 (55). – С. 58-71. https://doi.org/ 10.25686/2306-2819.2022.3.58.

28. Простой модуль локационных измерений доплеровского сдвига частоты и угла прихода на основе двухканальной поляризационной тандемной амплитудно-фазовой модуляции. Часть 2 / О.Г. Морозов, Г.А. Морозов, Г.И. Ильин и др. // Вестник Поволжского государственного технологического университета. Серия: Радиотехнические и инфокоммуникационные системы. – 2023. – № 2 (58). С. 67-81. https://doi.org/10.25686/2306-2819.2023.2.64.

29. Maltsev A.V. A Simple Radiophotonic Device for Instantaneous Frequency Measurement of Multiple Microwave Signals Based on a Symmetrical Unequal Comb Generator / A.V. Maltsev, O.G. Morozov, A.A. Ivanov et al.// Instrum Exp Tech. – 2023;66:737–744. https://doi.org/ 10.1134/S0020441223050123.

30. A Method for Generating Frequency Diverse Two-Component Optical Combs and Its Applications in Unmanned Aerial Vehicle 5G Communication Systems / Al-Mufti, A. M. ; Potapov, G. S. ; Kuznetsov, A. A. ; Burdin, A. V. ; Tiwari, M. // Russian Aeronautics. – Volume 68. – Issue 4. – pp. 1094-1100, 2025. https://doi.org/10.3103/S1068799825040324

MICROWAVE PHOTONIC ANGLE OF ARRIVAL MEASUREMENT MODULE BASED ON DUAL-CHANNEL TANDEM AMPLITUDE-PHASE MODULATION WITH POLARIZATION MULTIPLEXING AND ITS MODERNIZATION

O.G. Morozov, G.A. Morozov, P.E. Denisenko, E.P. Denisenko

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

Annotation. This article proposes a microwave photonic module for measuring the angle of arrival (AOA) of echo signals in telecommunications and communication systems integrated with sensor and radar systems. This module enables convenient and accurate acquisition of information by comparing the phase of the beat envelopes of signals from two channels separated by polarization and converting their difference into power. The module utilizes two parallel tandem amplitude-phase modulators (TAPMs), implemented using series-connected Mach-Zehnder amplitude and phase modulators, to obtain dual-frequency signals with a suppressed carrier and a difference frequency equal to the microwave frequency of reflection signals (active mode) or information sources (passive mode) from adjacent elements of a linear antenna array. The first part of the article presents a comparative analysis of existing microwave photonic methods and tools for measuring AOA, and describes the operating principle of the proposed module, evaluating its advantages and disadvantages. The target characteristics to be achieved include measuring the amplitude gain in the range from 0 to $\pi/2$ with an error of less than ± 1.7 mrad under ideal computational and laboratory conditions using classical phase-to-power conversion techniques. The application of a new technique of phase conversion based on a constant phase switching of the reference and measurement signals allowed us to propose the use of a neural network for measuring the amplitude gain. The results of applying the neural network allowed us to reduce the error in measuring the phase of the reflected signal to ± 1.25 mrad over virtually the entire measurement range. The second part of the article discusses the modernization of the module with the transition to the implementation of a TAFM based on a single amplitude modulator in each channel. The obtained characteristics are not significantly worse than those presented in the first part, with an extended range of unambiguous AOA determination from $-\pi/2$ to $\pi/2$ with an error of less than ± 3.5 mrad under ideal computational and laboratory conditions, which allows us to speak about the effectiveness of simplifying and reducing the cost of the system as a whole.

Keywords: microwave photonics, integrated radio engineering system; angle of arrival; phase-to-power conversion, polarization channel multiplexing; tandem amplitude-phase modulator; Mach-Zehnder amplitude modulator

Статья представлена в редакцию 07 сентября 2026 г.