

## РАДИОФОТОННЫЙ ИЗМЕРИТЕЛЬ УГЛА ПРИХОДА И ДОПЛЕРОВСКОГО СДВИГА ЧАСТОТЫ РАДИОСИГНАЛА НА АМПЛИТУДНЫХ МОДУЛЯТОРАХ МАХА — ЦЕНДЕРА

Е.А. Михалицын<sup>1</sup>

eamihalicyn@mail.ru

А.А. Кузнецов<sup>2</sup>

AAKuznetsov@kai.ru

<sup>1</sup> РФЯЦ — ВНИИЭФ, г. Саров, Нижегородская обл., Российская Федерация

<sup>2</sup> КНИТУ-КАИ, г. Казань, Российская Федерация

---

### Аннотация

Предложена фотонная схема одновременного измерения угла прихода и доплеровского сдвига частоты узкополосного радиосигнала, основанная на применении широко распространенных амплитудных модуляторов Маха — Цендера и отличающаяся высоким подавлением несущей и отсутствием второй гармоники информационного сигнала. Измеритель построен на дискретной оптоэлектронной элементной базе, т. е. лазере, двух параллельно включенных амплитудных модуляторах Маха — Цендера (двойном параллельном и одинарном), разветвителях оптического сигнала и фотодетекторе. Для компенсации неидеальной разности фаз оптических сигналов в параллельных каналах модуляторов в измеритель вводится двухканальный Y-образный интегрально-оптический разветвитель с электрооптическим модулятором. Радиосигнал, приходящий от движущегося лоцируемого объекта, и опорный СВЧ-сигнал истинной частоты подаются на входы модуляторов так, что на фотодетекторе выделяется электрический сигнал биений первых боковых гармоник оптических несущих от модуляторов. По частоте электрического сигнала определяется доплеровский сдвиг частоты, а по мощности — угол прихода. Приведена новая аналитическая модель фотонного измерителя, которая учитывает конечное значение экстинкции модуляторов. Предложена методика калибровки измерителя по разности фаз оптических сигналов от параллельно включенных модуляторов и по уровню мощности низкочастотного электрического сигнала. Аналитически

### Ключевые слова

*Радиофотонный измеритель, измеритель угла прихода, измеритель доплеровского сдвига частоты, амплитудный модулятор Маха — Цендера, двойной параллельный амплитудный модулятор Маха — Цендера, коэффициент экстинкции*

получено условие, при котором измеритель с неидеальной контрастностью двойного параллельного амплитудного модулятора Маха — Цендера может иметь измерительную характеристику, аналогичную случаю идеальных параметров. Приведены результаты моделирования исследуемой схемы в САПР, а также экспериментально полученные результаты на упрощенной модели макета измерителя

Поступила 27.10.2023

Принята 12.02.2024

© Автор(ы), 2024

---

**Введение.** Измерение угла прихода (УП) радиосигнала и доплеровского сдвига частоты (ДСЧ) актуально в приложениях пассивной радиолокации для скрытого пеленгования и определения местоположения источников радиоизлучений и скорости их движения [1]. Такие измерители используются в навигации кораблей и летательных аппаратов, беспроводной связи, при контроле движения по высокоскоростным железным дорогам и дорожного движения, электронной борьбе для выявления источника помех [2]. Лоцируемым излучателем может служить мобильный телефон, радар противника или радиолокационная цель, переизлучающая эхо-радиосигнал.

Для определения УП, как правило, используется фазовый метод пассивной радиолокации как наиболее точный метод измерения фазовременных различий сигналов приемных антенн с короткой базой [3]. Основная техническая трудность метода фазовой интерферометрии, заключающаяся в устранении неоднозначности определения УП по измеренному значению разности фаз из диапазона  $-\pi, \dots, \pi$  [4, 5], актуальна для сверхширокополосных систем пеленгации и разрешается с помощью нескольких приемных антенн и многобазового пеленгатора [6, 7]. В однокоординатных следящих фазовых пеленгаторах узкополосного радиосигнала, нацеленных на приложения с узким рабочим частотным диапазоном, достаточно двух компактных узкополосных антенн с расстоянием меньше половины длины волны [8].

Системы измерения УП и ДСЧ должны быть точными и быстрыми. Радиофотонные измерители по сравнению с электронными аналогами способны функционировать в сверхширокой полосе СВЧ-частот (вплоть до 40 ГГц), для чего требуется лишь адаптированный выбор антенной системы. Радиофотонные измерители реализуются более простыми методами и характеризуются высокой устойчивостью к электромагнитным наводкам, малым энергопотреблением и минимальным временем обработки [9, 10]. С переходом от радиофотонной элементной базы на дискретных

оптоэлектронных компонентах к фотонным интегральным схемам стоимость и габаритные размеры таких систем будут неуклонно уменьшаться. Радиофотонные измерители отличаются минимальными различиями ФЧХ и АЧХ СВЧ-трактов приемных антенн. Особенно эффективным радиофотонный метод пеленгации положения и скорости движения целей становится при формировании сигнала излучения на основе радиофотонных принципов, поскольку в этом случае излучаемый СВЧ-сигнал доступен в оптическом представлении, что упрощает обработку [11].

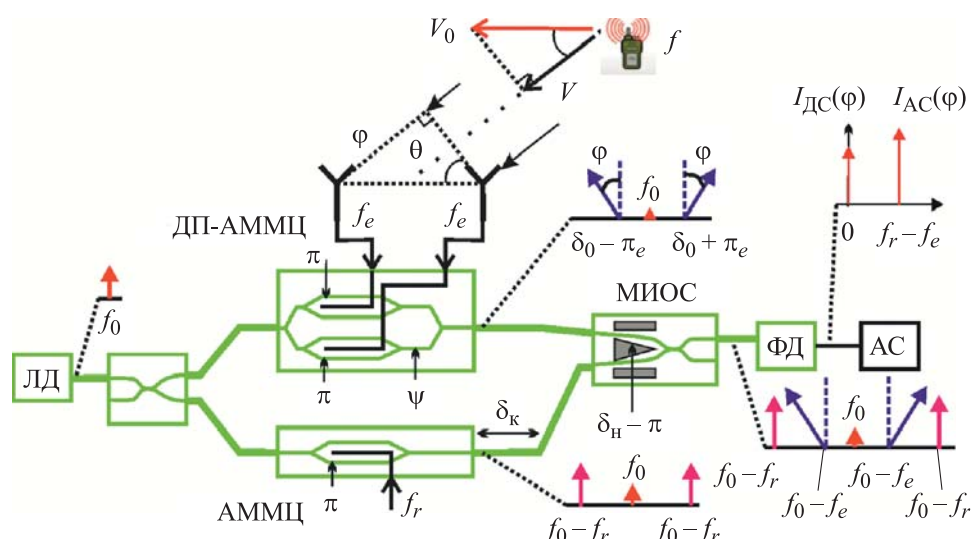
Радиофотонный измеритель УП предназначен для преобразования разности фаз СВЧ-сигналов от приемных антенн в фазы оптических сигналов и их обработки в оптическом домене. После оптоэлектронного преобразования уровень низкочастотного информационного электрического сигнала на выходе измерителя монотонно зависит от разности фаз. Радиофотонные многобазовые фазовые пеленгаторы могут быть построены на основе каскадного соединения модуляторов Маха — Цендера (ММЦ) [12] или на двойном параллельном двухпортовом ММЦ (ДП-ДММЦ) и нескольких фазовых модуляторах [13] многоканального измерителя. Для двухантенных радиофотонных фазовых пеленгаторов с возможностью измерения ДСЧ чаще всего используют параллельные каналы модуляции оптической несущей принимаемым и опорным СВЧ-сигналами, что реализуется с применением ДП-ДММЦ [14–18] или двойного параллельного поляризационно мультиплексированного (ПМ) ММЦ (ДП-ПМММЦ) [11, 19, 20].

Для исключения влияния на результат измерения УП амплитуды принимаемого СВЧ-сигнала формируют два информационных сигнала на выходе измерителя, представляющих собой линейно-независимые функции разности фаз. Их отношение, находящееся в монотонной зависимости от разности фаз, и формирует измерительную характеристику УП. Параллельные измерительные каналы могут быть сформированы на принципах спектрального разделения с помощью мультиплексора [16], на принципах поляризационного мультиплексирования в силу применения ДП-ПМММЦ [11, 15, 17] или простым параллельным каскадированием каналов измерителя с введением ортогонального сдвига фаз СВЧ-сигнала в один из приемных СВЧ-трактов [21]. Измеритель УП с калибровкой по уровню принимаемого СВЧ-сигнала рассмотрен в [14].

*Цель настоящей работы* — исследование радиофотонного измерителя ДСЧ и УП, построенного на двух параллельно включенных двойном параллельном амплитудном ДП-ММЦ (ДП-АММЦ) и амплитудном ММЦ (АММЦ). Устройство отличается от прототипа [14] подавлением

оптической несущей и высоким подавлением второй гармоники полезного информационного сигнала, а его модель строится с учетом конечной контрастности модуляторов и произвольных коэффициентов деления сплиттеров. Задачами исследования являются построение математической модели радиофотонного измерителя, исследование условий реализации максимального динамического диапазона выходной мощности информационного сигнала, разработка методики калибровки измерителя, моделирование схемы измерителя в САПР и экспериментальные исследования упрощенной модели макета измерительной системы.

**Материалы и методы решения задач, принятые допущения.** Блок-схема исследуемого однокоординатного измерителя УП узкополосного радиосигнала и его ДСЧ приведена на рис. 1. Угол прихода, определяе-



**Рис. 1.** Блок-схема однокоординатного измерителя УП узкополосного радиосигнала и его ДСЧ:

ЛД — лазер непрерывного излучения; МИОС — многофункциональная интегрально-оптическая схема; ФД — фотодетектор; АС — анализатор спектра

мый как угол между нормалью к отрезку, соединяющему две приемные антенны, и линии визирования цели, измеряется по временной задержке сигналов с двух антенн  $\tau$  как  $\theta = \arcsin(\tau c / d)$ , где  $d$  — расстояние между фазовыми центрами антенн;  $c$  — скорость света в вакууме. Разность фаз сигналов с двух антенн:  $\varphi = 2\pi f_e + 2\pi k$ , где  $f_e$  — частота принимаемого узкополосного СВЧ-сигнала. Угол прихода через разность фаз сигналов рассчитывается по выражению

$$\theta = \arcsin \left[ \frac{\varphi c}{2\pi f_e d} \right].$$

Для полуволновой базы пеленгатора фазовая задержка меняется от 0 до 180° при изменении УП от 0 до 90°.

В ДСЧ  $f_d$  содержится информация о составляющей скорости  $V$  относительного движения источника СВЧ-сигнала вдоль линии визирования пеленгатора. Для случая пеленгации источника радиосигнала с известной частотой  $f$  ДСЧ определяется как  $f_d = Vf/c$ , а для случая радара —  $f_d = 2Vf/c$ . Частота принимаемого СВЧ-сигнала  $f_e = f \pm f_d$  более  $f$  при сближении с источником сигнала и менее  $f$  при удалении от него.

Принимаемый СВЧ-сигнал с двух антенн пеленгатора подается непосредственно на порты ДП-АММЦ. Сигнал опорной частоты  $f_r$ , отличающейся от  $f$  на значение удвоенного максимального ДСЧ, подается на АММЦ. Модуляторы параллельно подключаются в оптическую схему с лазером непрерывного излучения и фотодетектором с помощью Y-разветвителя и объединителя оптического сигнала. Измерение частоты и уровня мощности информационного сигнала осуществляется в анализаторе спектра. Для компенсации неидеальной конструктивной разности фаз оптических сигналов в параллельных каналах с модуляторами  $\delta_k$  в измеритель вводится интегрально-оптическая схема Y-образного оптического объединителя с электрооптическим модулятором [22] (МИОС с вносимой разностью фаз  $\delta_n - \pi$ , см. рис. 1), традиционно применяемая для волоконно-оптических гироскопов.

Модуляторы работают при минимальных рабочих точках. На выходе объединителя формируется оптический сигнал с подавленной несущей и двумя парами первых боковых гармоник. Диаграммы, поясняющие особенности оптического спектра сигналов в различных точках схемы, приведены на рис. 1. Вторые гармоники оптических сигналов подавлены, что обеспечивает подавление второй гармоники полезного информационного сигнала на выходе фотодетектора. На низкочастотном фотодетекторе с высоким динамическим диапазоном выделяется сигнал биений  $I_{AC}(\varphi)$  с разностью частот  $f_r - f_e$ , определяющей ДСЧ, а также сигнал постоянного тока  $I_{DC}(\varphi)$  с зависимостью амплитуд от разности фаз.

Для однозначного измерения знака ДСЧ частота опорного сигнала выбирается равной сумме частоты источника сигнала и удвоенного значения максимального ДСЧ. Для большинства приложений максимальный ДСЧ не превышает 1 МГц, поэтому опорная частота  $f_r$  должна быть

больше частоты сигнала  $f$  на 2 МГц. Если источник сигнала приближается к измерителю, то частота информационного сигнала на выходе фотодетектора будет меньше чем 2 МГц, а если источник удаляется, то больше чем 2 МГц.

Задача построения математической модели радиотонного измерителя решается при допущении малого уровня мощности принимаемого сигнала. Поскольку третья гармоника информационного сигнала на выходе фотодетектора может быть хорошо отфильтрована, в выражениях для оптических сигналов на выходе модуляторов будут учитываться лишь первые боковые гармоники. Предположим, что модуляторы изготовлены по ниобат-литиевой технологии и имеют копланарные управляющие электроды с двухтактным режимом модуляции оптических волноводов. Для обеспечения выполнения процедуры калибровки на родительский субинтерферометр ДП-АММЦ подается программно-управляемый фазовый сдвиг  $\psi$  (см. рис. 1) от контроллера произвольной рабочей точки IQ-модулятора. Математическая модель измерителя УП и ДСЧ строится в предположении неидеальных параметров как по значению экстинкции субинтерферометров, так и по значению разности фаз оптических сигналов в параллельных каналах измерителя  $\delta = \delta_k - \delta_n$ . В выражениях для представления электромагнитного поля после модуляторов пренебрегают бесконечно малыми слагаемыми высокого порядка. Начальная фаза СВЧ-сигнала опорного генератора для простоты полагается равной нулю.

**Результаты.** Исходя из приведенных допущений и задаваясь уровнями напряжения принимаемого  $U_e$  и опорного  $U_r$  СВЧ-сигналов, комплексные амплитуды оптических сигналов на выходе ДП-АММЦ и АММЦ могут быть представлены в виде:

$$E_{\text{ДП-АММЦ}}(t) = 0,5E_0\sigma_2t_2e^{j\omega_0t} \left\{ j\mu_1 J_0(m) + J_1(m) \left[ \mu_2 e^{j\omega_e t} + \mu_3 e^{-j\omega_e t} \right] \right\}; \quad (1)$$

$$E_{\text{АММЦ}}(t) = E_0\sigma_1t_1e^{j\omega_0t} e^{j\delta} (j\xi_r J_0(m_r) + 2J_1(m_r) \cos \omega_r t), \quad (2)$$

где  $E_0$  — амплитуда электрической компоненты поля излучения лазера;  $\sigma_2 = \sqrt{(1-SR_1)(1-SR_2)}$  ( $SR_1$  и  $SR_2$  — мощности, приходящие в нижнее плечо оптического делителя мощности и из нижнего плеча оптического объединителя);  $t_1, t_2$  — оптические потери от лазера до фотодетектора по оптическому пути через АММЦ и ДП-АММЦ;  $\omega_0 = 2\pi f_0$  — циклическая

частота оптического излучения лазера;  $\mu_1 = \xi_1 + \xi_2 e^{j\psi}$  ( $\xi_{1,2} = 10^{-ER_{1,2}/20}$ ,  $ER_{1,2}$  — коэффициенты экстинкции (КЭ) дочерних субинтерферометров ДП-АММЦ);  $J_n(m)$  — функция Бесселя первого рода  $n$ -го порядка, где  $m = \pi U_e / U_{\pi 1}$  — индекс модуляции ( $U_{\pi 1}$  — высокочастотное полуволновое напряжение дочерних субинтерферометров ДП-АММЦ);  $\mu_2 = (1 - \xi)e^{j\psi} + (1 + \xi)e^{j\varphi}$  ( $\xi = 10^{-ER/20}$ ,  $ER$  — КЭ родительского субинтерферометра (контрастность) ДП-АММЦ);  $\omega_e = 2\pi f_e$  — циклическая частота принимаемого СВЧ-сигнала;  $\mu_3 = (1 - \xi)e^{j\psi} + (1 + \xi)e^{-j\varphi}$ ;  $\sigma_1 = \sqrt{SR_1 SR_2}$ ;  $\xi_r = 10^{-ER_r/20}$ , где  $ER_r$  — КЭ АММЦ;  $m_r = \pi U_r / U_{\pi 2}$  — индекс модуляции АММЦ, где  $U_{\pi 2}$  — высокочастотное полуволновое напряжение АММЦ;  $\omega_r = 2\pi f_r$  — циклическая частота опорного СВЧ-сигнала.

В общем случае оптический сигнал на выходе объединителя представляется суперпозицией полей (1) и (2) и может быть записан так:

$$E(t) = E_0 e^{j\omega_0 t} \left\{ j \left[ 0,5\sigma_2 t_2 (\xi_1 + \xi_2 e^{j\psi}) J_0(m) + \sigma_1 t_1 \xi_r e^{j\delta} J_0(m_r) \right] + \right. \\ \left. + \sigma_1 t_1 e^{j\delta} J_1(m_r) \cos \omega_r t + 0,5\sigma_2 t_2 J_1(m) \times \right. \\ \left. \times \left[ ((1 - \xi)e^{j\psi} + (1 + \xi)e^{j\varphi}) e^{j\omega_e t} + ((1 - \xi)e^{j\psi} + (1 + \xi)e^{-j\varphi}) e^{-j\omega_e t} \right] \right\}. \quad (3)$$

На фотодетекторе выделяется информационный сигнал фототока, получаемый из (3):

$$I_{AC}(\varphi) = IC(\varphi) \sin((\omega_r - \omega_m)t + \gamma), \quad (4)$$

где  $I = 4P_0 R \sigma_1 \sigma_2 t_1 t_2 J_1(m_r) J_1(m)$  ( $P_0$  — мощность оптического излучения лазера;  $R$  — чувствительность фотодетектора);

$$C^2(\varphi) = 1/4 \left[ (1 + \xi)^2 \cos^2 \delta + (1 - \xi)^2 \cos^2(\psi - \delta) + \right. \\ \left. + 2(1 - \xi^2) \cos \delta \cos(\psi - \delta) \cos \varphi \right] \quad (5)$$

— нормированная мощность информационного сигнала;

$$\gamma = \arctg \left\{ (1 + \xi) \sin \varphi \cos \delta / [(1 + \xi) \cos \delta \cos \varphi + (1 - \xi) \cos(\psi - \delta)] \right\}$$

— фаза информационного сигнала.

При идеальных фазовых соотношениях  $\delta = 0$  и  $\psi = \pi$  нормированная мощность (5) представляется в виде

$$C^2(\varphi) = 0,5[(1 + \xi^2) - (1 - \xi^2) \cos(\varphi)]$$

с минимумом  $C(0) = \xi$  и максимумом  $C(\pi) = 1$ . Таким образом, при идеальных фазовых соотношениях диапазон изменения мощности информационного сигнала измерителя ограничен значением контрастности.

При фазовых соотношениях  $\delta = \pi/2$  и  $\psi = \pm\pi/2$  выходной сигнал измерителя (4) не зависит от разности фаз, поскольку (5) приводится к виду

$$C(\varphi) \equiv 1/2(1 - \xi)$$

и система становится неработоспособной. Для исключения этой ситуации в схему измерителя введен двухканальный фазовый модулятор. Подстройка  $\delta = \arccos[(1 - \xi)/(1 + \xi)]$  при контроле программно-управляемого сдвига по критерию  $\psi = \delta - \pi$  обеспечивает  $C(0) = 0$  и  $C(\pi) = 1 - \xi$ , что гарантирует максимальный динамический диапазон нормированной мощности выходного информационного сигнала (5).

При фазовых соотношениях  $\delta \neq \pi/2$  и  $\psi - \delta = \pm\pi/2$  выходной сигнал измерителя (4) также не зависит от разности фаз  $C(\varphi) \equiv 1/2(1 + \xi)\cos\delta$ , что позволяет провести калибровку измерителя.

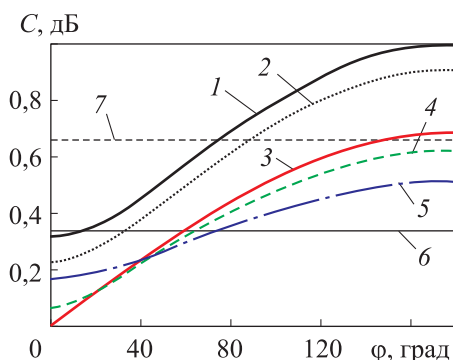
Процедура калибровки измерителя включает в себя две операции: подстройку параметра  $\delta$ , равного нулю или  $\pi$ , а также исключение из результата измерений уровня мощности принимаемого СВЧ-сигнала и контрастности модулятора. Первая задача решается фиксацией нулевой рабочей точки на ДП-АММЦ с  $\psi = \pi$  подачей на антенные входы синфазного сигнала, что согласно (5) приводит к  $C(0) = \xi\cos\delta$ , и дальнейшей подстройкой параметра  $\delta_n$  по критерию максимума выходной мощности измерителя со значением  $P_1$ . После этого вторая задача решается фиксацией квадратурной рабочей точки ДП-АММЦ с  $\psi = \pm\pi/2$ . При произвольной разности фаз  $\varphi$  и том же уровне принимаемого СВЧ-сигнала измеряемая мощность  $P_2$  информационного сигнала будет пропорциональна  $C(\varphi) \equiv 1/2(1 + \xi)$ . Два измерения позволяют по параметру  $\alpha = P_2 / P_1$  рассчитать  $\xi$  и референсный уровень мощности выходного сигнала измерителя  $P \propto I^2$ :

$$\xi = \frac{2\sqrt{\alpha} + 1}{4\alpha - 1}; \quad P = \alpha P_2 \left( \frac{\sqrt{\alpha} + 0,5}{4\alpha - 1} \right)^2. \quad (6)$$

Максимальный динамический диапазон достигается дальнейшей подстройкой  $\delta$  до оптимизированного значения  $\delta_0 = \arccos[(1 - \xi)/(1 + \xi)]$  при контроле рабочей точки родительского субинтерферометра ДП-АММЦ  $\psi = \arccos[(1 - \xi)/(1 + \xi)] - \pi$ .



Результаты расчета зависимостей нормированной мощности информационного сигнала от разности фаз при различных значениях настроечного параметра  $\delta$  для  $ER = 10$  дБ ( $\alpha = 4,33$ ) приведены на рис. 2.



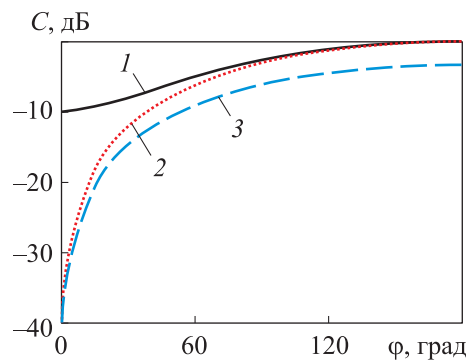
**Рис. 2.** Зависимости нормированной мощности  $C$  от разности фаз  $\varphi$  при различных значениях настроечного параметра  $\delta$  ( $\psi = \delta - 180^\circ$ ):  
 кривые 1-6 —  $\delta = 0, 30, 58,7, 65, 75, 90^\circ$  соответственно;  
 кривая 7 —  $\delta = 0, \psi = 90^\circ$

Для изучения особенностей предложенного в настоящей работе измерителя ДСЧ и УП на амплитудных модуляторах проведено моделирование структурной схемы устройства в САПР OptiSystem 19.0 EvaluationVersion. Основные параметры модели следующие:  $SR_1 = 0,1$ ;  $SR_2 = 0,5$ ;  $t_1 = 7$  дБ;  $t_2 = 5$  дБ;  $ER = 10$  дБ;  $ER_{1,2} = 20$  дБ;  $ER_r = 20$  дБ;  $f_0 = 193,1$  ТГц;  $P_0 = 16,5$  дБ;  $f = 500$  МГц;  $f_e = 499,99875$  МГц;  $f_r = 502$  МГц;  $m_r = 0,55$ ;  $m = 0,2$ ;  $R = 0,8$  А/Вт; временное окно 1,6 мс; частота дискретизации 10,48 ГГц.

Результаты моделирования приведены на рис. 3 для идеальной разности фаз  $\delta = 0$  и  $ER = 10$  дБ — кривая 1; для идеального случая бесконечно большой контрастности ДП-АММЦ  $\delta = 0$  и  $ER = 100$  дБ — кривая 2; для случая оптимизированной фазовой разности  $\delta = \delta_0$  и  $ER = 10$  дБ — кривая 3. Спектр электрического сигнала на выходе фотодетектора при  $\varphi = 180^\circ$  в полосе частот 10 МГц приведен на рис. 4. Подавление несущей составило 28 дБ.

**Рис. 3.** Зависимости мощности переменной составляющей фототока на выходе фотодетектора от разности фаз

Структурная схема упрощенного (по сравнению со схемой на рис. 1) макета радиофотонного измерителя УП и ДСЧ радиосигнала и фотогра-



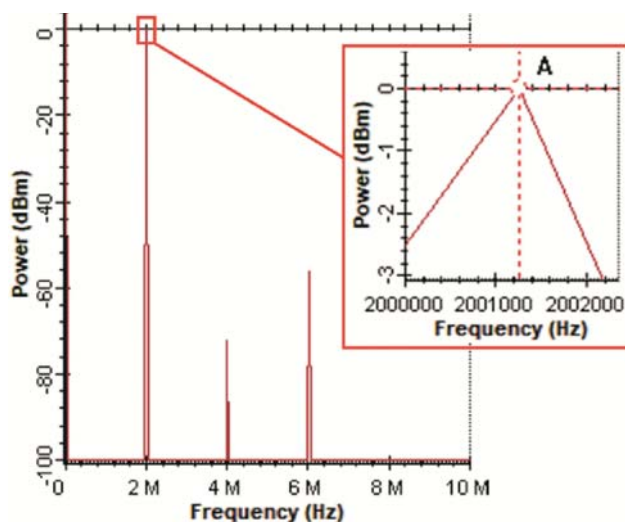
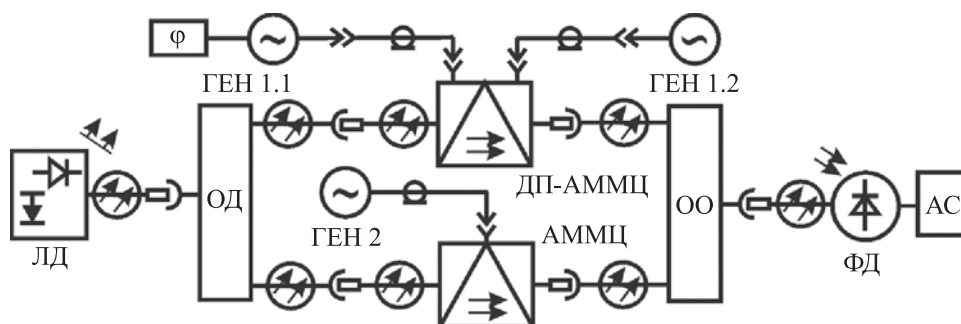


Рис. 4. Скриншот спектра электрического сигнала на выходе фотодетектора

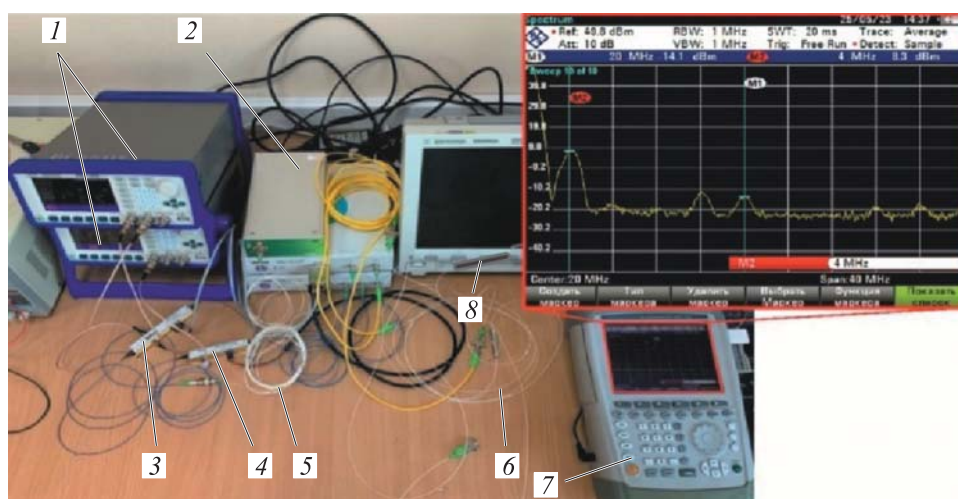
фия лабораторного макета измерителя приведены на рис. 5 и 6. Экспериментальные исследования проведены на кафедре радиопhotоники и микроволновых технологий КНИТУ-КАИ (г. Казань). Используются следующие компоненты: лазерный диод (ЛД) LASER-1002-1-FA-MTRQ (*QuantifiPhotonics*); оптические разветвители PS-102-A3-9B15-NC PLC; ДП-АММЦ MXIQ-LN-30 (*IXBluePhotonics*); АММЦ MXAN-LN-40 (*IXBluePhotonics*); контроллеры рабочей точки MBC-IQ, MBC-AN (*IXBluePhotonics*); фотодиод PDI-80-P10-2G-K-R50-B-7-SM1-FA-0.5 (ООО «Лазерском»); анализатор спектра FSH8 (*Rohde & Shwarz*); генераторы сигнала АКПП-3407/5А; частота сигнала генератора 1 — 20 МГц, генератора 2 — 16 МГц. Спектр измеренного сигнала приведен на рис. 6, зависимости нормированной мощности информационного сигнала, полученные в результате моделирования (кривая 1) и в ходе эксперимента (кривая 2) при  $ER = 11$  дБ в диапазоне изменяемых фазовых задержек от  $-180^\circ$  до  $180^\circ$ , — на рис. 7.

**Обсуждение полученных результатов.** Результаты моделирования, приведенные на рис. 3, подтверждают верность построенной аналитической модели измерительной системы. При  $\xi = 0$  и  $\delta = 0$  измерительная характеристика (2) совпадает с характеристикой в [15], при  $\xi = 0$  и произвольной  $\delta$  выражение (5) для фототока приводится к результату в [23, формула (5)]. Как следует из рис. 3, динамический диапазон измерителя с контрастностью 10 дБ и оптимизированными параметрами  $\delta$  и  $\psi$



**Рис. 5.** Блок-схема макета радиофотонного измерителя:

ОД — оптический делитель; ОО — оптический объединитель; ГЕН 1.1 и ГЕН 1.2 — двухканальный генератор сигнала; ГЕН 2 — генератор опорного сигнала

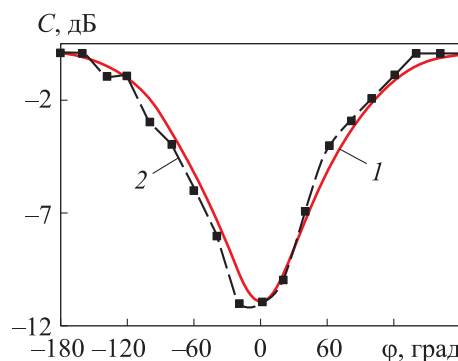


**Рис. 6.** Экспериментальная установка для измерения УП и ДСЧ:

1 — ГЕН 1 и ГЕН 2; 2 — ЛД; 3 — ДП-АММЦ; 4 — АММЦ; 5 — ОД;  
6 — ОО; 7 — АС; 8 — ФД

лишь на 3,3 дБ меньше, чем в случае идеальных параметров. В результате моделирования определено, что уровень второй гармоники информационного сигнала в диапазоне изменения разности фаз составляет не более 70 дБ (см. рис. 4), что позволяет эффективно отфильтровывать полезную составляющую сигнала. Доплеровский сдвиг частоты сигнала (см. рис. 4) равен 1,25 кГц, что подтверждает возможность измерения ДСЧ. Приведенные на рис. 7 результаты экспериментов позволяют оценить контрастность ДП-АММЦ на уровне 11 дБ. При этом экспериментально полученные результаты (кривая 2) соответствуют данным, полученным в результате моделирования (кривая 1, см. рис. 7). Максимальная по-

**Рис. 7.** Результаты моделирования и измерения нормированного уровня мощности сигнала на выходе измерителя в зависимости от разности фаз сигналов в каналах генератора



грешность измерения разности фаз в эксперименте наблюдается в окрестностях  $0$  и  $\pm 180^\circ$ . В спектре электрического сигнала на выходе макета измерительной системы (см. рис. 6), помимо полезной составляющей на частоте 4 МГц, также хорошо выделяются компоненты биений боковых гармоник модуляторов и оптической несущей на частотах 16 и 20 МГц, а также постоянная составляющая фототока.

**Заключение.** Полученные теоретические и экспериментальные результаты демонстрируют работоспособность предложенной радиофотонной схемы одновременного измерения УП и ДСЧ на АММЦ. Описанная процедура калибровки измерителя позволяет оценить контрастность ДП-АММЦ, устранить конструктивную разность фаз оптических сигналов в параллельных каналах с модуляторами и исключить из результатов измерения уровень мощности принимаемого СВЧ-сигнала. В ходе моделирования доказана возможность реализации измерительной характеристики УП измерителя с неидеальной контрастностью ДП-АММЦ, аналогичной случаю идеальных параметров.

## ЛИТЕРАТУРА

- [1] Рембовский А.М. Радиомониторинг: задачи, методы и средства. М., Горячая линия-Телеком, 2019.
- [2] Слатин В.В. Новые сферы приложения пассивной радиолокации. *Авиационные системы*, 2015, № 2, с. 2–16. EDN: TKZJMT
- [3] Белов В.И. Теория фазовых измерительных систем. Томск, ТУСУР, 2007.
- [4] Денисов В.П., Дубинин Д.В., Крутиков М.В. и др. Исследование работы фазового пеленгатора с квазиоптимальным устранением неоднозначности на наземных трассах. *Доклады ТУСУР*, 2011, № 2-1, с. 7–15. EDN: ОРМАУJ
- [5] Губаренко М.А. Устранение неоднозначности фазовых измерений. *Проблемы современной науки и образования*, 2014, № 11, с. 18–19. EDN: TEXUVH
- [6] Порубов Г.Г., Денисов В.П. Методика расчета антенных структур многобазовых фазовых пеленгаторов. *Доклады ТУСУР*, 2015, № 3, с. 25–32. EDN: VKPZWB

- [7] Денисов В.П., Дубинин Д.В., Ерофеев Д.В. Вопросы разрешающей способности фазовых радиопеленгаторов с антенными системами в виде линейных решеток. *Доклады ТУСУР*, 2017, № 4, с. 11–16.  
DOI: <https://doi.org/10.21293/1818-0442-2017-20-4-11-16>
- [8] Денисов В.П., Дубинин Д.В. Фазовые радиопеленгаторы. Томск, ТУСУР, 2002.
- [9] Pan S., Yao J. Photonics-based broad band microwave measurement. *J. Light. Technol.*, 2017, vol. 35, no. 16, pp. 3498–3513.  
DOI: <https://doi.org/10.1109/JLT.2016.2587580>
- [10] Minasian R.A., Chan E.H.W., Yi X. Microwave photonic signal processing. *Opt. Express*, 2013, vol. 21, no. 19, pp. 22918–22936. DOI: <https://doi.org/10.1364/OE.21.022918>
- [11] Tang Z., Pan S. Simultaneous measurement of Doppler-frequency-shift and angle of arrival of microwave signals for automotive radars. *MWP*, 2019.  
DOI: <https://doi.org/10.1109/MWP.2019.8892211>
- [12] Chen H., Chan E.H.W. Angle of arrival measurement system using double RF modulation technique. *IEEE Photonics J.*, 2019, vol. 11, no. 1, art. 7200110.  
DOI: <https://doi.org/10.1109/JPHOT.2018.2884726>
- [13] Huang C., Chan E.H.W. Multichannel microwave photonic based direction finding system. *Opt. Express*, 2020, vol. 28, no. 17, pp. 25346–25357.  
DOI: <https://doi.org/10.1364/OE.397968>
- [14] Huang C., Chen H., Chan E.H.W. Simple photonics-based system for Doppler frequency shift and angle of arrival measurement. *Opt. Express*, 2020, vol. 28, no. 9, pp. 14028–14037. DOI: <https://doi.org/10.1364/OE.389439>
- [15] Zhuo H., Wen A. A photonic approach for Doppler-frequency-shift and angle of arrival measurement without direction ambiguity. *J. Light. Technol.*, 2021, vol. 39, no. 6, pp. 1688–1695. DOI: <https://doi.org/10.1109/JLT.2020.3042272>
- [16] Meng Q., Lin T., Zhu Z., et al. Photonics-based simultaneous DFS and AOA measurement system without direction ambiguity. *Micromachines*, 2023, vol. 14, no. 2, art. 457. DOI: <https://doi.org/10.3390/mi14020457>
- [17] Li G., Shi D., Wang L., et al. Photonic system for simultaneous and unambiguous measurement of angle of arrival and Doppler-frequency-shift. *J. Light. Technol.*, 2022, vol. 40, no. 8, pp. 2321–2328. DOI: <https://doi.org/10.1109/JLT.2022.3142386>
- [18] Li G., Meng X., Wang L., et al. Simultaneous and unambiguous identification of DFS and AOA without dependence on echo signal power. *Opt. Lett.*, 2023, vol. 48, no. 4, pp. 1028–1031. DOI: <https://doi.org/10.1364/OL.482996>
- [19] Meng Q., Lin T., Zhu Z., et al. Photonic measurement for Doppler frequency shift and angle of arrival based on a dual-polarization dual-drive Mach — Zehnder modulator. *Photonics*, 2022, vol. 9, no. 9, art. 666.  
DOI: <https://doi.org/10.3390/photonics9090666>
- [20] Li P., Yan L., Ye J., et al. Photonic approach for simultaneous measurements of Doppler-frequency-shift and angle of arrival of microwave signals. *Opt. Express*, 2019, vol. 27, no. 6, pp. 8709–8716. DOI: <https://doi.org/10.1364/OE.27.008709>

[21] Chen H., Chan E.H.W. Technique to eliminate RF signal amplitude dependence in AOA measurement. *Electron. Lett.*, 2020, vol. 56, no. 5, pp. 243–244.

DOI: <https://doi.org/10.1049/el.2019.3273>

[22] Ильичев И.В., Агрозов П.М., Шамрай А.В. Интегрально-оптический модулятор для волоконно-оптического гироскопа. Патент РФ 166908. Заявл. 28.06.2016, опубл. 10.12.2016.

[23] Михалицын Е.А. Радиофотонный фазовый пеленгатор с измерителем доплеровского сдвига частоты радиосигнала. *Математические методы в технологиях и технике*, 2023, № 6, с. 52–56. EDN: CEPDGD

**Михалицын Евгений Александрович** — канд. техн. наук, старший научный сотрудник отдела разработки КВЧ измерительных систем филиала РФЯЦ — ВНИИЭФ (Российская Федерация, 607188, Нижегородская обл., г. Саров, ул. Мира, д. 37).

**Кузнецов Артем Анатольевич** — д-р техн. наук, доцент, заведующий кафедрой «Радиофотоника и микроволновые технологии» КНИТУ-КАИ (Российская Федерация, 420111, г. Казань, ул. Карла Маркса, д. 10).

**Просьба ссылаться на эту статью следующим образом:**

Михалицын Е.А., Кузнецов А.А. Радиофотонный измеритель угла прихода и доплеровского сдвига частоты радиосигнала на амплитудных модуляторах Маха — Цендера. *Вестник МГТУ им. Н.Э. Баумана. Сер. Приборостроение*, 2024, № 3 (148), с. 42–58. EDN: KMGKED

**RADIO SIGNAL ARRIVAL ANGLE AND DOPPLER FREQUENCY SHIFT RADIO PHOTONIC MEASUREMENT SYSTEM BASED ON THE MACH — ZEHNDER AMPLITUDE MODULATORS**

E.A. Mihalitsyn<sup>1</sup>

eamihalicyn@mail.ru

A.A. Kuznetsov<sup>2</sup>

AAKuznetsov@kai.ru

<sup>1</sup> RFNC — VNIIEF, Sarov, Nizhny Novgorod Region, Russian Federation

<sup>2</sup> KNRTU-KAI, Kazan, Russian Federation

---

**Abstract**

The paper proposes a photonic system for simultaneous measurement of the arrival angle and Doppler frequency shift in the narrowband radio signal. It is based on introducing the widely used Mach — Zehnder amplitude modulators and is characterized by high carrier suppression and absence of the information signal second harmonic. The measurement device is constructed on a discrete optoelectronic element base

**Keywords**

*Radio photonic measurement device, arrival angle measurement device, Doppler frequency shift measurement device, Mach — Zehnder amplitude modulator, double parallel Mach — Zehnder amplitude modulator, extinction coefficient*

and includes laser, two parallel-connected double parallel and single Mach — Zehnder amplitude modulators, optical signal splitters, and photodetector. To compensate for the optical signals non-ideal phase difference in the modulators parallel channels, a two-channel Y-shaped integrated-optical splitter with the electro-optical modulator is introduced into the measurement device. The radio signal coming from a moving located object and the true frequency reference microwave signal are fed to the modulators inputs, and the electric signal of beats of the optical carriers' first side harmonics from the modulators are extracted on the photodetector. The Doppler frequency shift is determined by the electric signal frequency, and the arrival angle — by the power. The paper presents a new analytical model of the photonic measurement device, which takes into account the finite value of the modulators extinction. It proposes a technique for calibrating the measurement device by the optical signals phase difference from the parallel-connected modulators and by the low-frequency electric signal power level. A condition is analytically obtained, under which a measurement device with non-ideal contrast of the double parallel Mach — Zehnder amplitude modulator could provide a measurement characteristic similar to the case of the ideal parameters. Results of the studied circuit CAD simulation are presented, as well as the experimentally obtained results on a simplified model of the measurement device layout

Received 27.10.2023

Accepted 12.02.2024

© Author(s), 2024

## REFERENCES

- [1] Rembovskiy A.M. Radiomonitoring: zadachi, metody i sredstva [Radiomonitoring: tasks, methods and instruments]. Moscow, Goryachaya liniya-Telekom Publ., 2019.
- [2] Slatin V.V. The new spheres of passive radiolocation. *Aviatsionnye sistemy*, 2015, no. 2, pp. 2–16 (in Russ.). EDN: TKZJMT
- [3] Belov V.I. Teoriya fazovykh izmeritelnykh system [Theory of phase measuring systems]. Tomsk, TUSUR Publ., 2007.
- [4] Denisov V.P., Dubinin D.V., Krutikov M.V., et al. Quasi-optimal method to avoid the ambiguity of bearing estimation by terrestrial finder. *Doklady TUSUR* [Proceedings of TUSUR University], 2011, no. 2-1, pp. 7–15 (in Russ.). EDN: OPMAYJ
- [5] Gubarenko M.A. The ambiguity elimination of phase direction finders. *Problemy sovremennoy nauki i obrazovaniya* [Problems of Modern Science and Education], 2014, no. 11, pp. 18–19 (in Russ.). EDN: TEXUVH

- [6] Porubov G.G., Denisov V.P. Method to calculate the structures of antenna arrays for multibase phase direction finders. *Doklady TUSUR* [Proceedings of TUSUR University], 2015, no. 3, pp. 25–32 (in Russ.). EDN: VKPZWB
- [7] Denisov V.P., Dubinin D.V., Erofeev D.V. Questions of resolving ability of phase direction finder with antenna system in the form of linear array. *Doklady TUSUR* [Proceedings of TUSUR University], 2017, no. 4, pp. 11–16 (in Russ.). DOI: <https://doi.org/10.21293/1818-0442-2017-20-4-11-16>
- [8] Denisov V.P., Dubinin D.V. *Fazovye radiopelengatory* [Phase direction finders]. Tomsk, TUSUR Publ., 2002.
- [9] Pan S., Yao J. Photonics-based broad band microwave measurement. *J. Light. Technol.*, 2017, vol. 35, no. 16, pp. 3498–3513. DOI: <https://doi.org/10.1109/JLT.2016.2587580>
- [10] Minasian R.A., Chan E.H.W., Yi X. Microwave photonic signal processing. *Opt. Express*, 2013, vol. 21, no. 19, pp. 22918–22936. DOI: <https://doi.org/10.1364/OE.21.022918>
- [11] Tang Z., Pan S. Simultaneous measurement of Doppler-frequency-shift and angle of arrival of microwave signals for automotive radars. *MWP*, 2019. DOI: <https://doi.org/10.1109/MWP.2019.8892211>
- [12] Chen H., Chan E.H.W. Angle of arrival measurement system using double RF modulation technique. *IEEE Photonics J.*, 2019, vol. 11, no. 1, art. 7200110. DOI: <https://doi.org/10.1109/JPHOT.2018.2884726>
- [13] Huang C., Chan E.H.W. Multichannel microwave photonic based direction finding system. *Opt. Express*, 2020, vol. 28, no. 17, pp. 25346–25357. DOI: <https://doi.org/10.1364/OE.397968>
- [14] Huang C., Chen H., Chan E.H.W. Simple photonics-based system for Doppler frequency shift and angle of arrival measurement. *Opt. Express*, 2020, vol. 28, no. 9, pp. 14028–14037. DOI: <https://doi.org/10.1364/OE.389439>
- [15] Zhuo H., Wen A. A photonic approach for Doppler-frequency-shift and angle of arrival measurement without direction ambiguity. *J. Light. Technol.*, 2021, vol. 39, no. 6, pp. 1688–1695. DOI: <https://doi.org/10.1109/JLT.2020.3042272>
- [16] Meng Q., Lin T., Zhu Z., et al. Photonics-based simultaneous DFS and AOA measurement system without direction ambiguity. *Micromachines*, 2023, vol. 14, no. 2, art. 457. DOI: <https://doi.org/10.3390/mi14020457>
- [17] Li G., Shi D., Wang L., et al. Photonic system for simultaneous and unambiguous measurement of angle of arrival and Doppler-frequency-shift. *J. Light. Technol.*, 2022, vol. 40, no. 8, pp. 2321–2328. DOI: <https://doi.org/10.1109/JLT.2022.3142386>
- [18] Li G., Meng X., Wang L., et al. Simultaneous and unambiguous identification of DFS and AOA without dependence on echo signal power. *Opt. Lett.*, 2023, vol. 48, no. 4, pp. 1028–1031. DOI: <https://doi.org/10.1364/OL.482996>
- [19] Meng Q., Lin T., Zhu Z., et al. Photonic measurement for Doppler frequency shift and angle of arrival based on a dual-polarization dual-drive Mach — Zehnder modulator. *Photonics*, 2022, vol. 9, no. 9, art. 666. DOI: <https://doi.org/10.3390/photonics9090666>



- [20] Li P., Yan L., Ye J., et al. Photonic approach for simultaneous measurements of Doppler-frequency-shift and angle of arrival of microwave signals. *Opt. Express*, 2019, vol. 27, no. 6, pp. 8709–8716. DOI: <https://doi.org/10.1364/OE.27.008709>
- [21] Chen H., Chan E.H.W. Technique to eliminate RF signal amplitude dependence in AOA measurement. *Electron. Lett.*, 2020, vol. 56, no. 5, pp. 243–244. DOI: <https://doi.org/10.1049/el.2019.3273>
- [22] Ilichev I.V., Agruzov P.M., Shamray A.V. Integralno-opticheskiy modulyator dlya volokonno-opticheskogo giroskopa [Integral optical modulator for fiber optical gyroscope]. Patent RU 166908. Appl. 28.06.2016, publ. 10.12.2016 (in Russ.).
- [23] Mihalitsyn E.A. Microwave photonics-based system model for angle of arrival and doppler frequency shift measurement. *Matematicheskie metody v tekhnologiyakh i tekhnike* [Mathematical Methods in Technologies and Technics], 2023, no. 6, pp. 52–56 (in Russ.). EDN: CEPTDG

**Mihalitsyn E.A.** — Cand. Sc. (Eng.), Senior Research Fellow, RFNC — VNIIEF (Mira ul. 37, Sarov, Nizhny Novgorod Region, 607188 Russian Federation).

**Kuznetsov A.A.** — Dr. Sc. (Eng.), Assoc. Professor, Head of Department Radiophotonics and Microwave Technologies, KNRTU-KAI (Karla Marksa ul. 10, Kazan, 420111 Russian Federation).

**Please cite this article in English as:**

Mihalitsyn E.A., Kuznetsov A.A. Radio signal arrival angle and Doppler frequency shift radio photonic measurement system based on the Mach — Zehnder amplitude modulators. *Herald of the Bauman Moscow State Technical University, Series Instrument Engineering*, 2024, no. 3 (148), pp. 42–58 (in Russ.). EDN: KMGKED