

СЕТЕВОЙ НАУЧНЫЙ ЖУРНАЛ  
ONLINE SCIENTIFIC JOURNAL

ISSN 2782-5507

12+

# ЭЛЕКТРОНИКА, ФОТОНИКА И КИБЕРФИЗИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ

ELECTRONICS, PHOTONICS  
AND CYBER-PHYSICAL SYSTEMS

T5 | №1/2025 | Казань

**Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования  
«КАЗАНСКИЙ НАЦИОНАЛЬНЫЙ ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ ТЕХНИЧЕСКИЙ  
УНИВЕРСИТЕТ им. А.Н. Туполева – КАИ» (КНИТУ-КАИ)**

**Сетевой научный журнал**

**ЭЛЕКТРОНИКА, ФОТОНИКА И  
КИБЕРФИЗИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ**

**Том 5 | №1**

**Выпуск 15**

**2025**

**Казань**

Сетевой научный журнал "Электроника, фотоника и киберфизические системы» создан для публикации результатов оригинальных научных исследований в области электроники, фотоники и их приложений в технических и живых киберфизических системах. Журнал ставит перед собой цель повышения научного, образовательного и методического уровня специалистов в различных областях, связанных с электроникой и оптикой различных диапазонов частот и длин волн.

Журнал издается с 2021 года.

**Регистрационный номер** Эл № ФС77-82193 от 26 октября 2021г. Зарегистрирован в Федеральной службе по надзору в сфере связи, информационных технологий и массовых коммуникаций РФ (Роскомнадзор).

**Журнал индексируется в РИНЦ: Договор №109-03/2022 от 31.03.2022г., e-Library ID: 79523.**

К публикации принимаются научные статьи, аналитические обзоры, оригинальные учебно-методические материалы, обзоры научных событий, соответствующие тематике журнала по следующим научным специальностям:

- 1.2.2. Математическое моделирование, численные методы и комплексы программ
- 2.2.6. Оптические и оптико-электронные приборы и комплексы
- 2.2.7. Фотоника
- 2.2.8. Методы и приборы контроля и диагностики материалов, изделий, веществ и природной среды
- 2.2.9. Проектирование и технология приборостроения и радиоэлектронной аппаратуры
- 2.2.11. Информационно-измерительные и управляющие системы
- 2.2.13. Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения
- 2.2.14. Антенны, СВЧ-устройства и их технологии
- 2.2.15. Системы, сети и устройства телекоммуникаций
- 2.3.1. Системный анализ, управление и обработка информации, статистика
- 2.3.2. Вычислительные системы и их элементы
- 2.3.3. Автоматизация и управление технологическими процессами и производствами
- 2.3.6. Методы и системы защиты информации, информационная безопасность
- 2.3.7. Компьютерное моделирование и автоматизация проектирования
- 2.3.8. Информатика и информационные процессы

**Главный редактор** - *Морозов Олег Геннадьевич*, д.т.н., проф. КНИТУ-КАИ

**Заместитель главного редактора** - *Сахабутдинов Айрат Жавдатович*, д.т.н., проф. КНИТУ-КАИ

**Редакционный совет:**

*Виноградова Ирина Леонидовна* – д.т.н., доц., УГАТУ, Уфа  
*Багманов Валерий Хусаинович* – д.т.н., проф., УГАТУ, Уфа  
*Бурдин Антон Владимирович* – д.т.н., доц. НПО ГОИ им. С.И.Вавилова, СПбГУТ, г.Санкт-Петербург;  
ПГУТИ, Самара;  
*Иванов Дмитрий Владимирович* – д.ф.-м.н., проф. ПГТУ, г. Йошкар-Ола  
*Надеев Адель Фирадович* - КНИТУ-КАИ  
*Раевский Алексей Сергеевич* - д.ф.-м.н., проф. НГТУ им. Р.Е. Алексеева, г. Нижний Новгород  
*Рябова Наталья Владимировна* - д.ф.-м. н., проф., ПГТУ, г.Йошкар-Ола  
*Султанов Альберт Ханович* - д.т.н., проф. УГАТУ, Уфа  
*Файзуллин Рашид Робертович* - КНИТУ-КАИ

**Редакционная коллегия:**

*Аникин Игорь Вячеславович* - д.т.н., проф. КНИТУ-КАИ  
*Гизатуллин Зиннур Марселевич* - д.т.н., проф. КНИТУ-КАИ  
*Данилаев Максим Петрович* - д.т.н., проф. КНИТУ-КАИ  
*Данилаев Дмитрий Петрович* - д.т.н., доц. КНИТУ-КАИ  
*Катасев Алексей Сергеевич* - д.т.н., доц. КНИТУ-КАИ  
*Козлов Сергей Владимирович* - д.т.н., доц. КНИТУ-КАИ  
*Муслимов Эдуард Ринатович* - д.т.н., КНИТУ-КАИ  
*Нагуллин Константин Юрьевич* - д.т.н., доцент КНИТУ-КАИ  
*Нуреев Ильнур Ильдарович* - д.т.н., проф. КНИТУ-КАИ  
*Солдаткин Вячеслав Владимирович* - д.т.н., профессор КНИТУ-КАИ  
*Спирина Елена Александровна* - д.т.н., доц. КНИТУ-КАИ  
*Шалагин Сергей Викторович* - д.т.н., доц. КНИТУ-КАИ  
**Ответственный секретарь** - *Хайрова Венера Садыковна*, КНИТУ-КАИ

---

**Учредитель:**

Казанский национальный исследовательский  
технический университет им.А.Н.Туполева –КАИ

**Издатель:**

Казанский национальный исследовательский  
технический университет им.А.Н.Туполева –КАИ

Издание выходит 4 раза в год

**Адрес:** 420111, Казань, К.Маркса ул., 10

**Телефон:** +7 (843) 231 59 33

**E-mail:** vskhayrova@kai.ru

---

## СОДЕРЖАНИЕ

Колонка главного редактора	5	Editor's column
----------------------------	---	-----------------

## ЭЛЕКТРОНИКА

<i>И.Д. Шафигуллин</i> ИМПЕДАНСНЫЙ МЕТОД КОНТРОЛЯ ПОВЕРХНОСТНОЙ ТЕМПЕРАТУРЫ И НЕСТАЦИОНАРНОГО ТЕПЛОВОГО ПОТОКА НА ОСНОВЕ СКИН-ЭФФЕКТА В ЭЛЕКТРОПРОВОДЯЩИХ ТЕПЛОФИЗИЧЕСКИХ ОБЪЕКТАХ	8	<i>I.D. Shafigullin</i> IMPEDANCE METHOD BASED ON THE SKIN EFFECT FOR CONTROLLING SUR- FACE TEMPERATURE AND NON-STATION- ARY HEAT FLOW IN ELECTRICALLY CON- DUCTIVE THERMOPHYSICAL OBJECTS
--	---	---

## ФОТОНИКА

<i>Т.А. Аглиуллин, Р.Р. Губайдуллин</i> ТЕНДЕНЦИИ И ПЕРСПЕКТИВЫ РАЗВИТИЯ ПЕРЕДОВЫХ СИСТЕМ КОНТРОЛЯ ДИНАМИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК КОЛЕСА ТРАНСПОРТНОГО СРЕДСТВА	18	<i>R.R. Gubaydullin, T.A. Agliullin</i> TRENDS AND PROSPECTS FOR THE DE- VELOPMENT OF ADVANCED SYSTEMS FOR MONITORING THE DYNAMIC CHAR- ACTERISTICS OF A VEHICLE WHEEL
<i>А.С. Панков, Р.С. Пономарев</i> ВОЛОКНА С ВЫСОКОЙ ЧИСЛОВОЙ АПЕРТУРОЙ: НОВЫЙ ПОДХОД ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ДЛЯ ТОРЦЕВОЙ СТЫКОВКИ С ФОТОННЫМИ ИНТЕГРАЛЬНЫМИ СХЕМАМИ	40	<i>A.S. Pankov, R.S. Ponomarev</i> HIGH NUMERICAL APERTURE FIBERS: A NEW APPLICATION APPROACH FOR END- TO-END COUPLING WITH PHOTONIC INTEGRATED CIRCUITS
<i>Али М. Аль-Муфти, В.С. Соколов, Рус.Ш. Мисбахов, О.Г. Морозов</i> КОМБИНИРОВАННОЕ ПРИМЕНЕНИЕ ОС- НОВ ШИРОКОПОЛОСНОГО И СВЕРХУЗКОПОЛОСНОГО ПАКЕТОВ ДИС- КРЕТНЫХ ЧАСТОТ ДЛЯ СОЗДАНИЯ КОМ- ПАКТНЫХ РАДИОФОТОННЫХ АНАЛИЗА- ТОРОВ СПЕКТРАЛЬНЫХ ХАРАКТЕРИ- СТИК ШИРОКОПОЛОСНЫХ АМПЛИТУД- НЫХ МОДУЛЯТОРОВ МАХА-ЦЕНДЕРА И ФОТОДЕТЕКТОРОВ. ЧАСТЬ III. РАДИОФО- ТОННЫЙ АНАЛИЗАТОР СПЕКТРАЛЬНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ШИРОКОПОЛОСНЫХ ФОТОДЕТЕКТОРОВ НА ОСНОВЕ МНОГО- ЧАСТОТНОГО ЗОНДИРУЮЩЕГО ИЗЛУЧЕ- НИЯ, ПОЛУЧЕННОГО УМНОЖЕНИЕМ ЧА- СТОТЫ	45	<i>Ali M. Al-Mufti, V.S. Sokolov, Rus.Sh. Misbakhov, O.G. Morozov</i> COMBINED APPLICATION OF BROAD- BAND AND ULTRA-NARROWBAND DIS- CRETE FREQUENCY PACKETS FUNDA- MENTALS FOR CREATING COMPACT MI- CROWAVE PHOTONIC ANALYZERS OF BROADBAND AMPLITUDE MACH- ZEHNDER MODULATORS AND PHOTODE- TECTORS SPECTRAL CHARACTERISTICS. PART III. MICROWAVE PHOTONIC ANA- LYZER OF SPECTRAL CHARACTERISTICS FOR WIDEBAND PHOTODETECTORS BASED ON DUAL-BAND MULTI-FRE- QUENCY PROBING RADIATION OBTAINED BY FREQUENCY MULTIPLICATION
<i>Али М. Аль-Муфти, В.С. Соколов, Рус.Ш. Мисбахов, О.Г. Морозов</i> КОМБИНИРОВАННОЕ ПРИМЕНЕНИЕ ОС- НОВ ШИРОКОПОЛОСНОГО И СВЕРХУЗКОПОЛОСНОГО ПАКЕТОВ ДИС- КРЕТНЫХ ЧАСТОТ ДЛЯ СОЗДАНИЯ КОМ- ПАКТНЫХ РАДИОФОТОННЫХ АНАЛИЗА- ТОРОВ СПЕКТРАЛЬНЫХ ХАРАКТЕРИ- СТИК ШИРОКОПОЛОСНЫХ АМПЛИТУД- НЫХ МОДУЛЯТОРОВ МАХА-ЦЕНДЕРА И	54	<i>Ali M. Al-Mufti, V.S. Sokolov, Rus.Sh. Misbakhov, O.G. Morozov</i> COMBINED APPLICATION OF BROADBAND AND ULTRA-NARROWBAND DISCRETE FREQUENCY PACKETS FUNDAMENTALS FOR CREATING COMPACT MICROWAVE PHOTONIC ANALYZERS OF BROADBAND AMPLITUDE MACH-ZEHNDER MODULATORS AND PHOTODETECTORS SPECTRAL CHARACTERISTICS.

ФОТОДЕТЕКТОРОВ. ЧАСТЬ IV. РАДИОФО-  
ТОННЫЙ АНАЛИЗАТОР СПЕКТРАЛЬНЫХ  
ХАРАКТЕРИСТИК ШИРОКОПОЛОСНЫХ  
АМПЛИТУДНЫХ МОДУЛЯТОРОВ МАХА-  
ЦЕНДРА НА ОСНОВЕ ДВУХПОЛОСНОГО  
ЧЕТЫРЕХЧАСТОТНОГО ЗОНДИРУЮЩЕГО  
ИЗЛУЧЕНИЯ, ПОЛУЧЕННОГО УМНОЖЕ-  
НИЕМ СПЛИТТИРОВАННОЙ СКАНИРУЮ-  
ЩЕЙ ЧАСТОТЫ

*Али М. Аль-Муфти, В.С. Соколов,* 64  
*Рус.Ш. Мисбахов, О.Г. Морозов,*  
*Рин.Ш. Мисбахов*

ШИРОКОПОЛОСНЫЕ И СВЕРХУЗКО-  
ПОЛОСНЫЕ ПАКЕТЫ ДИСКРЕТНЫХ  
ЧАСТОТ ДЛЯ РЕШЕНИЯ ЗАДАЧ  
СПЕКТРАЛЬНОЙ НАСТРОЙКИ  
ВОСХОДЯЩИХ КАНАЛОВ ВОЛОКОННО-  
ОПТИЧЕСКИХ ТРАНСПОРТНЫХ  
ДОМЕНОВ СЕТЕЙ ДОСТУПА МОБИЛЬНОЙ  
СВЧЗИ 5G+

*Ю.А. Харламова* 90  
ИССЛЕДОВАНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ  
ПРОТОКОЛА БЫСТРОЙ КВАНТОВОЙ  
ПАМЯТИ НА ОТДЕЛЬНОМ АТОМЕ В  
РЕЗОНАТОРЕ В УСЛОВИЯХ  
ОПТИМИЗИРОВАННОГО  
КОНТРОЛИРУЮЩЕГО ПОЛЯ

PART IV. MICROWAVE PHOTONIC  
ANALYZER OF SPECTRAL  
CHARACTERISTICS FOR WIDEBAND  
AMPLITUDE MACH-ZENDER  
MODULATORS BASED ON DUAL-BAND  
FOUR-FREQUENCY PROBING RADIATION  
OBTAINED BY FREQUENCY  
MULTIPLICATION OF SPLITTED  
SCANNING FREQUENCY

*Ali M. Al-Mufti, V.S. Sokolov,*  
*Rus.Sh. Misbakhov, O.G. Morozov*  
*Rin.Sh. Misbakhov*

WIDEBAND AND ULTRA-NARROWBAND  
DISCRETE FREQUENCY PACKETS FOR  
SOLVING PROBLEMS OF SPECTRAL  
TUNING OF MOBILE 5G+ ACCESS  
NETWORKS FIBER-OPTIC TRANSPORT  
DOMAINS UPLOAD CHANNELS

*Yu.A. Kharlamova*  
STUDY OF THE EFFECTIVENESS OF A FAST  
QUANTUM MEMORY PROTOCOL ON A  
SINGLE ATOM IN A RESONATOR UNDER  
CONDI-TIONS OF AN OPTIMIZED  
CONTROL FIELD

### КИБЕРФИЗИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ

*А.А. Силантьева* 97  
МОБИЛЬНАЯ БАЛЛИСТОКАРДИОГРАФИЯ  
НА ОСНОВЕ АКСЕЛЕРОМЕТРОВ С  
ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ АДРЕСНЫХ  
ВОЛОКОННЫХ БРЭГГОВСКИХ СТРУКТУР

*A.A. Silanteva*  
MOBILE  
BALLISTOCARDIOGRAPHY BASED  
ON ACCELEROMETERS USING  
ADDRESSABLE FIBER BRAGG  
STRUCTURES

### НОВОСТИ. КОНФЕРЕНЦИИ. ДАТЫ. ПИСЬМА

*С.А. Моисеев, К.И. Герасимов,* 107  
*М.М. Миннегалиев, И.В. Брекоткин,*  
*Е.С. Моисеев*  
РАМЗИ-ЭФФЕКТ В ОПТИЧЕСКИ ПЛОТНОЙ  
РЕЗОНАНСНОЙ СРЕДЕ

*S.A. Moiseev, K.I. Gerasimov,*  
*M.M. Minnegaliev, I.V. Brekotkin,*  
*E.S. Moiseev*  
RAMSEY EFFECT IN OPTICALLY THICK  
RESONANCE MEDIUM

EDN: FKOPKF

**Уважаемые читатели!**

**Олег Геннадьевич  
МОРОЗОВ**  
главный редактор

Начну с приятного. Два номера нашего журнала уже размещены на национальной платформе периодических научных изданий РЦНИ. Сегодня мы завершаем верстку третьего номера, который будет размещен в открытом доступе и на платформе РЦНИ и в национальной информационно-аналитической системе РИНЦ, а также представлен вашему вниманию на нашем сайте <http://elphotkai.ru>. А теперь к содержанию номера, который, как всегда, достаточно разнообразен и интересен.

Хочется начать с крупных форм. В силу стремительного глобального роста объемов новой научной информации во многих научных областях обзоры становятся популярным видом публикации, который служит интегратором современных знаний. Обзоры содержат критический анализ литературы в предметной области за определенный период, зависящий от жизненного цикла научной информации (обычно от 5 до 10 лет, в высокотехнологичных областях – от 3 лет). Этот вид публикаций имеет целью выявление тенденций и пробелов в исследованиях в научной области, а также при соответствующем целеполагании – обоснование границ предметного поля. Кроме того, обзоры – наиболее высоко цитируемый вид научной публикации, т. к. часто используются учеными как библиографическая основа собственных исследований.

В разделе «Фотоника» опубликован обзор доцента КНИТУ-КАИ, кандидата технических наук Аглиуллина Т.А. и ведущего инженера-конструктора ООО «Аванс Инжиниринг» Губайдуллина Р.Р. Тема обзора «Тенденции и перспективы развития передовых систем контроля динамических характеристик колес транспортных средств» была намечена авторами во время их обучения в Университете Ильменау (ФРГ) совместно с немецкими коллегами<sup>1</sup>.

В работе представлен обзор систем контроля динамических характеристик колес транспортных средств, таких как: силы, моменты, угловые скорости. Были рассмотрены существующие и перспективные системы контроля, определены обобщающие характеристики систем указанного класса, что позволило предложить классификацию, позволяющую определить область применения и специфические особенности систем каждого класса. Определены перспективные направления развития передовых систем контроля динамических характеристик сцепления колеса с дорожным покрытием и способы их реализации в системах активной безопасности транспортных средств. По совокупности задач, стоящих перед передовыми системами контроля динамических характеристик, и техническими возможностями систем контроля также определены перспективные пути развития реализации указанных направлений, основанные на использовании волоконно-оптических измерительных систем с радиофотонными методами съема и обработки сигнала, и применением адресных волоконных брэгговских структур в качестве чувствительного элемента датчика.

Критический обзор в области технологий инициализации восходящих каналов транспортных доменов сетей доступа систем мобильной связи 5G+ лежит в основе статьи аспиранта из Ирака Али Махди Аль-Муфти, написанной в соавторстве с научным руководителем, проф. Морозовым О.Г. и коллегами по кафедре РФМТ КНИТУ-КАИ. Тема поисковой статьи с представлением найденных решений «Широкополосные и сверхузкополосные пакеты дискретных частот для решения задач спектральной настройки восходящих каналов волоконно-оптических транспортных доменов сетей доступа мобильной связи 5G+». Технология мобильной связи 5G+ делает первые шаги

в России, поэтому без критического анализа зарубежных научных статей по тематике данная работа могла и не состояться. В статье представлены основанные на критике известных решений теоретические и практические результаты поиска путей улучшения метрологических и технико-экономических характеристик систем контроля и управления центральной длиной волны, а именно, инициализации, коррекции и перестройки несущей передатчиков восходящих каналов транспортных доменов сетей доступа 5G+. В основе найденных решений лежат радиофотонные подходы с формированием широкополосных и сверхузкополосных пакетов дискретных частот, а также их комбинации. Разработаны методы анализа и принципы построения систем контроля и управления длиной волны несущей. Сформированы симметричные и ассиметричные многочастотные зондирующие излучения, позволяющие получить при зондировании ими выделенного канала мультиплексора AWG управляющие сигналы, пропорциональные результату сравнения длины волны несущей и центральной длины волны канала. На их основе построены системы контроля и управления с улучшенными отношением сигнал/шум, чувствительностью, точностью и быстродействием, а также снижением стоимости изготовления и эксплуатации.

Каждая оригинальная научная статья должна содержать обзор источников, на базе которых выполнялось конкретное исследование. Это не является самостоятельной публикацией. Но, как показывают традиции, подходы и методология составления обзоров библиографической базы исследований существенно отличаются от тех, которые используются в самостоятельных обзорах ученых<sup>1</sup>.

На таких обзорах основаны еще две статьи Али Махди Аль-Муфти и соавторов, посвященные применению широкополосных и сверхузкополосных пакетов дискретных частот для создания компактных радиофотонных анализаторов спектральных характеристик (РФАСХ) широкополосных амплитудных модуляторов Маха-Цендера и фотодетекторов. Они продолжают цикл публикаций, начатый в предыдущем номере и касаются в части III вопросам разработки РФАСХ широкополосных фотодетекторов на основе многочастотного зондирующего излучения, полученного умножением частоты, а в части IV – РФАСХ широкополосных амплитудных модуляторов Маха-Цендера на основе двухполосного четырехчастотного зондирующего излучения, полученного умножением сплиттированной сканирующей частоты.

Дополняют раздел «Фотоника» статья наших коллег из Перми, статья и письмо в журнал сотрудников Казанского квантового центра (ККЦ).

В работе к.ф.-м.н., доцент кафедры нанотехнологий и микроэлектроники, а также руководителя Молодежной лаборатории интегральной фотоники ПГНИУ Пономарева Р.С. и его ученика м.н.с. указанной лаборатории Панькова А.С. «Волокна с высокой числовой апертурой: новый подход использования для торцевой стыковки с фотонными интегральными схемами» исследована эффективность согласования волоконно-оптических элементов с фотонными интегральными схемами (ФИС). В качестве элементов ввода/вывода оптического излучения используются плоско скотые одномодовые волокна (SMF-28), волоконные микролинзы и волоконно-оптические сборки, состоящие из сочетания одномодовых волокон и волокон с ультравысокой числовой апертурой. Рассматривается зависимость оптических потерь в системе «волокно - чип ФИС - волокно» в диапазоне длин волн от 1530 до 1570 нм при использовании различных оптических элементов для ввода/вывода оптического излучения.

В работе Харламовой Ю.А. (ККЦ) «Исследование эффективности протокола быстрой квантовой памяти на отдельном атоме в резонаторе в условиях оптимизированного контролирующего поля» теоретически исследована схема квантовой памяти на отдельном трехуровневом атоме в высокодобротном резонаторе. Исследовано влияние атомной релаксации и потерь в резонаторе на эффективность загрузки фотона на долгоживущие



атомные состояния. Полученные результаты показывают возможность выбора оптимальной временной формы управляющего поля, что позволяет достичь эффективности загрузки 31,1% в неадиабатическом режиме взаимодействия фотона с атомом при использовании экспериментально реализованных параметров схемы квантовой памяти. А в письме в журнал «Рамзи-эффект в оптически плотной резонансной среде» руководителя ККЦ д.ф.-м.н. Моисеева С.А., PhD университета Макгила (Канада) Моисеева Е.С. и их соавторов впервые представлены результаты экспериментального обнаружения сужения линий резонансов Рамзи в оптически плотной двухуровневой атомной среде. Показано, что сужение линий обусловлено эффектами сигналов многократного фотонного эха, возникающих в глубине оптически плотной атомной среды, что также подтверждается наблюдением этих сигналов на выходе из среды. Аналитические решения, полученные с использованием теоремы о площадях импульса и ее обобщения на фотонное эхо совместно с методом обратной задачи рассеяния, хорошо описывают основные закономерности рассматриваемых процессов и спектроскопические параметры резонансов Рамзи.

Раздел «Электроника» и «Киберфизические системы» содержат по одной статье. Напомню, что 2025 год назван ООН – годом квантовых технологий. Наверное, и этим можно объяснить такую диспропорцию по числу статей в разделах номера. Как вы понимаете этот недостаток легко устраним с учетом новых статей, уже находящихся в портфеле журнала. Однако вернемся к деталям.

Старший преподаватель каф. РИИТ КНИТУ-КАИ Шафигуллин Д.И. в работе «Импедансный метод контроля поверхностной температуры и нестационарного теплового потока на основе скин-эффекта в электропроводящих теплофизических объектах» представляет новый импедансный метод измерения и контроля поверхностной температуры и нестационарного теплового потока в электропроводящих теплофизических объектах. Особенность метода заключается в использовании электрического скин-эффекта, позволяющего использовать электропроводящий объект контроля в качестве чувствительного элемента, что увеличивает быстродействие измерений за счёт отсутствия дополнительных датчиков в области измерения. Применение математического аппарата дробных операторов позволяет связать нестационарный тепловой поток с поверхностной температурой, что дает возможность одновременно измерять обе теплофизические величины. Инженер каф. РФМТ Силантьева А.А. в статье «Мобильная баллистокардиография на основе акселерометров с использованием адресных волоконных брэгговских структур» обсуждает основные методы снятия баллистокардиограмм на основе волоконно-оптических технологий, а именно с помощью волоконных брэгговских решеток и адресных волоконных брэгговских структур, в динамичном состоянии спортсмена в ходе тренировочного процесса. На основе проведенного анализа был сделан вывод о необходимости построения носимых спортсменом устройств, работающих по принципу акселерометра. Показаны преимущества применения в акселерометрах адресных волоконных брэгговских структур, позволяющих повысить точность формирования записываемой кардиограммы как колебательного процесса и характеризовать процесс их снятия как адресный при наличии нескольких носимых датчиков. Обе статьи описывают предметную основу будущих кандидатских диссертаций обоих авторов.

Завершая колонку главного редактора, хочу отметить, что в номере нашли отражение решения для задач, актуальных не только для России, но и мирового научного сообщества, найденные в том числе и с участием ученых из других стран.

---

<sup>1</sup> Раицкая Л.К., Тихонова Е.В. Обзор как перспективный вид научной публикации, его типы и характеристики. Научный редактор и издатель. 2019;4(3-4):131-139. <https://doi.org/10.24069/2542-0267-2019-3-4-131-139>.



# ИМПЕДАНСНЫЙ МЕТОД КОНТРОЛЯ ПОВЕРХНОСТНОЙ ТЕМПЕРАТУРЫ И НЕСТАЦИОНАРНОГО ТЕПЛОВОГО ПОТОКА НА ОСНОВЕ СКИН-ЭФФЕКТА В ЭЛЕКТРОПРОВОДЯЩИХ ТЕПЛОФИЗИЧЕСКИХ ОБЪЕКТАХ

*И.Д. Шафигуллин*

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

**Аннотация.** Представлен новый импедансный метод измерения и контроля поверхностной температуры и нестационарного теплового потока в электропроводящих теплофизических объектах. Особенность метода заключается в использовании электрического скин-эффекта, позволяющего использовать электропроводящий объект контроля в качестве чувствительного элемента, что увеличивает быстродействие измерений за счёт отсутствия дополнительных датчиков в области измерения. Путём электронного (частотного) управления толщиной скин-слоя имеется возможность изменения чувствительной области и чувствительности измерений. Применение математического аппарата дробных операторов позволяет связать нестационарный тепловой поток с поверхностной температурой, что даёт возможность одновременно измерить две теплофизические величины – поверхностную температуру и нестационарный тепловой поток. Разработан соответствующий алгоритм численного расчёта нестационарного теплового потока с использованием дробных производных половинного порядка. Проведены экспериментальные исследования предложенного импедансного метода и показаны его преимущества.

**Ключевые слова:** скин-эффект, поверхностная температура, нестационарный тепловой поток, дробные производные.

## Введение

Количественная оценка поверхностной температуры и нестационарного теплового потока является важной задачей при контроле и диагностике теплофизических объектов. Для этого применяются контактные и бесконтактные методы измерения поверхностной температуры. При этом высокая точность измерений поверхностной температуры достигается применением контактных методов измерения на основе термоэлектрических преобразователей [1, 2], термометров сопротивления [1, 3], волоконно-оптических датчиков температуры [4-6] и другие [7]. Для измерения и контроля нестационарного теплового потока широкое применение нашли градиентные методы [8, 9].

Особенностью современных методов измерения и контроля поверхностной температуры является использование датчиков, вносимых в область измерения, что непосредственно искажает температурное поле и является основным источником инерционности измерений. Повысить быстродействие измерений поверхностной температуры можно путём использования самого объекта контроля в качестве чувствительного элемента. Такой функционал в электропроводящих объектах позволяет реализовать электрический скин-эффект, физическое явление оттеснения высокочастотного переменного тока к поверхности электропроводящего материала. В радиотехнике скин-эффект принято рассматривать как нежелательное явление и применяются соответствующие методы его минимизации. Однако, скин-эффект может найти применение при реализации датчиков физических полей, например, датчиков

концентрации газа [10], датчиков растяжения и сжатия [11], а также для радиочастотного зондирования неоднородных электропроводящих структур [12], измерения толщины защитных покрытий [13], определения шероховатости поверхности [14] и др.

В работах [15, 16] предложены способы измерения нестационарного теплового потока на основе скин-эффекта. В данной работе представлены результаты практической разработки и экспериментального исследования импедансного метода измерения и контроля поверхностной температуры и нестационарного теплового потока.

### Импедансный метод измерения и контроля поверхностной температуры

Импедансный метод измерения и контроля поверхностной температуры  $T_s(t)$  и нестационарного теплового потока  $q(t)$  основан на применении свойств электрического скин-эффекта. В зависимости от частоты  $f$  электромагнитного сигнала изменяется толщина  $\delta$  скин-слоя согласно следующему соотношению:

$$\delta = \sqrt{\frac{2 \cdot \rho}{\mu_a \cdot \omega}} \quad (1)$$

где  $\rho$  – удельное электрическое сопротивление материала, Ом·м;  $\mu_a = \mu \cdot \mu_0$  – абсолютная магнитная проницаемость материала, Гн/м;  $\omega = 2\pi f$  – угловая частота, 1/с. С увеличением частоты  $f$  электрического тока, протекающего по материалу, плотность тока будет сосредоточена на поверхности в тонком приповерхностном скин-слое толщиной  $\delta$ . На рис. 1 представлены зависимости толщины скин-слоя  $\delta$  от частоты электрического тока  $f$  для распространённых электропроводящих теплофизических объектов.

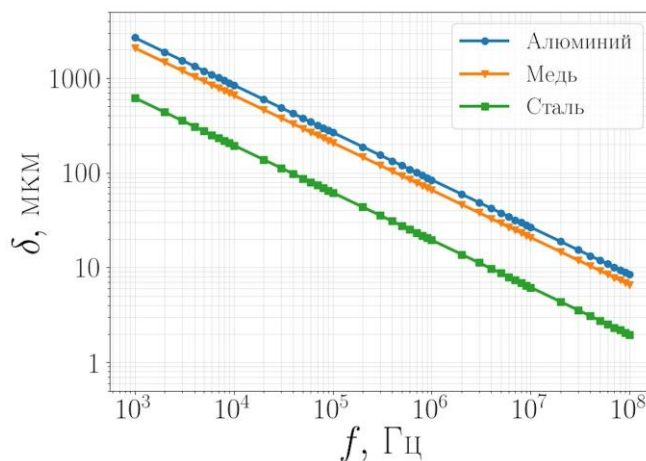


Рис. 1. Зависимость толщины скин-слоя от частоты переменного тока

На графике (рис. 1) видно, что в диапазоне частот от единиц кГц до сотен МГц толщина скин-слоя изменяется от единиц мм до единиц и долей мкм. Применением переменного электрического тока соответствующей частоты можно добиться требуемой толщины скин-слоя, которая характеризуется электрическим импедансом  $Z_s(j\omega)$ .

Суть импедансного метода (рис. 2) измерения и контроля поверхностной температуры заключается в установке электродов на поверхности электропроводящего объекта, через которые пропускается измерительный ток высокой частоты  $\omega$ , формирующий тонкий приповерхностный электрический скин-слой  $\delta$  между электродами в самом объекте.

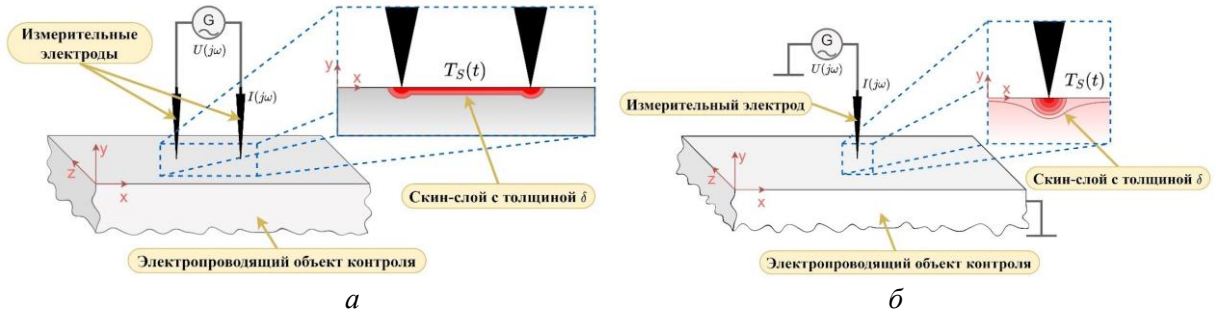


Рис. 2. Схема измерения поверхностной температуры с использованием двух (а) и одного (б) измерительных электродов

При этом сформированный скин-слой характеризуется электрическим импедансом  $Z_S(j\omega)$ , который имеет функциональную связь от поверхностной температуры (рис. 3). Это обусловлено тем, что электрофизические свойства (удельное электрическое сопротивление –  $\rho$ ; относительная магнитная проницаемость –  $\mu$ ) материала зависят от температуры объекта [17], что в свою очередь влияет на электрический импеданс  $Z_S(j\omega)$  приповерхностного скин-слоя.

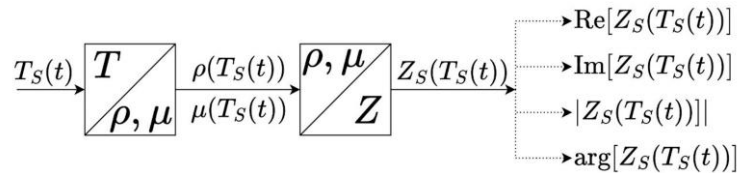


Рис. 3. Импедансный метод измерения поверхностной температуры

Так как электрический импеданс  $Z_S$  является комплексной величиной, то зависимость выражается через: резистивную составляющую  $T_S(t)=f(\text{Re}(Z_S))$ ; реактивную составляющую  $T_S(t)=f(\text{Im}(Z_S))$ ; модуль  $T_S(t)=f(|Z_S|)$  или фазу  $T_S(t)=f(\arg(Z_S))$ .

При использовании двух измерительных электродов (рис. 2а) обеспечивается возможность измерения интегральной поверхностной температуры между электродами непосредственно в самом электропроводящем объекте контроля. Для локальных (точечных) измерений применима система с одним измерительным электродом (рис. 2б), при этом вторым (общим) электродом является электропроводящий объект контроля. В данном случае основная плотность электрического тока сосредоточена в точке контакта измерительного электрода с поверхностью электропроводящего объекта контроля.

Преимуществом предложенного метода является использование самого электропроводящего объекта в качестве чувствительного элемента, что позволяет снизить инерционность по сравнению с традиционными контактными методами. Оценку постоянной времени отклика на температурное воздействие можно выполнить согласно (2), полученному из выражения для темпа нагрева тела в регулярном режиме [18].

$$\tau \approx \frac{y^2}{a}, \quad (2)$$

где  $y$  – характерный размер чувствительной области, м;  $a$  – температуропроводность,  $\text{м}^2/\text{с}$ .

Сравнение импедансного метода с традиционным контактным методом (рис. 4) показывает, что при использовании отдельных датчиков температуры общее время отклика измерительной системы равно  $\tau_{\text{конт.}} = \tau_S + \tau_{\text{д}}$  сумме постоянных времени отклика поверхности

исследуемого объекта  $\tau_S$  и самого датчика  $\tau_D$ . Время отклика импедансного метода определяется только постоянной времени отклика поверхности исследуемого объекта  $\tau_S$ , так как чувствительным элементом является сам электропроводящий объект контроля, а именно область между электродами.

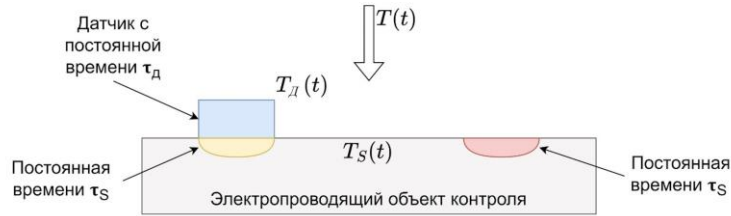


Рис. 4. Оценка быстродействия предложенного метода

Численную оценку повышения быстродействия предложенного метода по сравнению с традиционными методами можно выполнить по следующему соотношению:

$$K_B \approx \frac{\tau_{\text{конт.}}}{\tau_{\text{импед.}}} = \frac{\tau_S + \tau_D}{\tau_S} = 1 + \frac{\tau_D}{\tau_S}. \quad (3)$$

Из (3) видно, что коэффициент быстродействия для предложенного импедансного метода всегда больше 1.

### Импедансный метод измерения и контроля нестационарного теплового потока

В последние годы для описания тепловых процессов широкое применение нашли дробные операторы [19]. Нестационарный тепловой поток  $q(t)$  связан с поверхностной температурой  $T_S(t)$  через математический аппарат дробного дифференцирования, а именно, через дробную производную половинного порядка от  $T_S(t)$  по времени:

$$q(t) = -(\lambda \rho c)^{1/2} \cdot \frac{\partial^{1/2} T_S(t)}{\partial t^{1/2}}, \quad (4)$$

где  $\lambda$  – коэффициент теплопроводности материала, Вт/(м·К);  $\rho$  – плотность материала, кг/м<sup>3</sup>;  $c$  – удельная теплоемкость материала, Дж/(кг·К);  $\partial^{1/2} T_S(t)/\partial t^{1/2}$  – дробная производная половинного порядка по времени от  $T_S(t)$ , которая описывается интегродифференциальным уравнением Римана-Лиувилля:

$$\frac{\partial^\alpha T_S(t)}{\partial t^\alpha} = \frac{1}{\Gamma(1-\alpha)} \frac{d}{dt} \int_0^t \frac{T_S(\tau)}{(t-\tau)^\alpha} d\tau, \quad (5)$$

где  $0 < \alpha < 1$  – дробный порядок дифференцирования;  $\Gamma$  – гамма-функция.

Из (4) следует возможность измерения теплового потока  $q(t)$  через измерение поверхностной температуры  $T_S(t)$ . Таким образом, для измерения  $q(t)$  достаточно измерения  $T_S(t)$ . Такая особенность позволяет одновременно измерять две теплофизические величины: поверхностную температуру  $T_S(t)$  и нестационарный тепловой поток  $q(t)$ . Однако для определения величины  $q(t)$  необходимо вычисление дробной производной половинного порядка. Операция численного дифференцирования относится к некорректным задачам

и требуются специализированные методы сглаживания данных. Для этого в работе применена процедура оптимального линейного сглаживания [20]. Численный расчёт согласно (5) является неоптимальным, так как интеграл на верхнем пределе интегрирования является расходящимся.

Дробная производная половинного порядка может быть численно рассчитана с использованием свойства преобразования Фурье [21, 22] путем обобщения оператора дифференцирования  $(j\omega)^\alpha$  в частотной области для дробного порядка  $\alpha$ . Для этого предложен алгоритм (рис. 5) вычисления нестационарного теплового потока  $q(t)$  при помощи соотношения (4) с использованием быстрого преобразования Фурье (БПФ) для расчёта дробной производной половинного порядка.

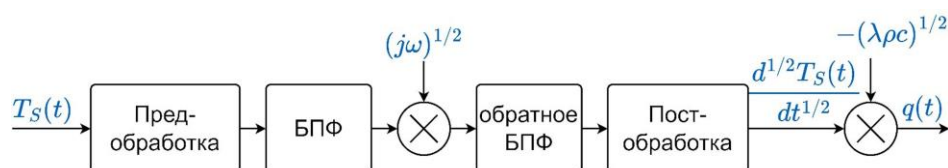


Рис. 5. Алгоритм вычисления нестационарного теплового потока

Особенностью данного алгоритма (рис. 5) является применение предобработки (экстраполяции и модифицированных оконных функций), позволяющей исключить осцилляции Гиббса при расчётах. Также предложенный алгоритм учитывает производную от постоянной составляющей, являющуюся не нулевой в случае дробных производных. Результаты оценки работы алгоритма на тестовых данных показали высокую точность, при этом относительная погрешность численного расчёта дробных производных половинного порядка не превышает 1%.

### Экспериментальное исследование и результаты

Для экспериментального исследования предложенного импедансного метода измерения и контроля поверхностной температуры и нестационарного теплового потока разработана экспериментальная установка, функциональная схема которой представлена на рис. 6. В эксперименте используется точечный измерительный электрод [23], установленный на поверхности электропроводящего объекта контроля. Измерительный электрод подключен в одно из плеч измерительного моста переменного тока для формирования скин-слоя заданной толщины и измерения его импеданса. С целью увеличения чувствительности измерений применен дифференциальный и резонансный усилители. Так как импеданс скин-слоя сопоставим с импедансом соединительных проводов, применена процедура калибровки [24], позволяющая уменьшить влияние соединительных проводов и входных сопротивлений измерительных цепей. Кроме этого, на погрешность измерения предложенным методом могут оказывать влияние электромагнитные помехи, формируемые собственными электродами и соединительными проводами системы, а также другими устройствами. Поскольку конфигурация электродов и соединительных проводов не меняется в процессе измерений, их влияние компенсируется в процессе калибровки. Влияние электромагнитных помех от других устройств минимизируется за счёт узкой полосы пропускания резонансного усилителя. Подробнее экспериментальная установка и методика калибровки описаны в работах [24, 25].

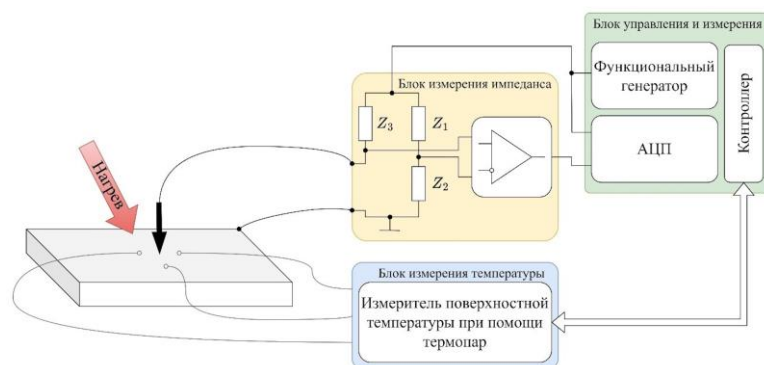


Рис. 6. Функциональная схема экспериментального стенда

Для независимого контроля поверхностной температуры исследуемого объекта установка оснащена термопарами с погрешностью менее  $1^{\circ}\text{C}$  в диапазоне температур от  $0^{\circ}\text{C}$  до  $200^{\circ}\text{C}$ . Погрешность измерения импеданса скин-слоя составляет менее 2%.

На рис. 7 представлена экспериментальная установка и измерительный электрод на поверхности электропроводящего объекта контроля. Исследуемый объект контроля – стальная пластина марки Ст3 толщиной 3мм. Источником нагрева является фен паяльной станции. Измерительный сигнал – гармоническое напряжение с частотой 1МГц, при котором образуется скин-слой толщиной менее 25мкм в электропроводящем объекте контроля. Измерительный электрод выполнен из медной проволоки диаметром 0,5мм.

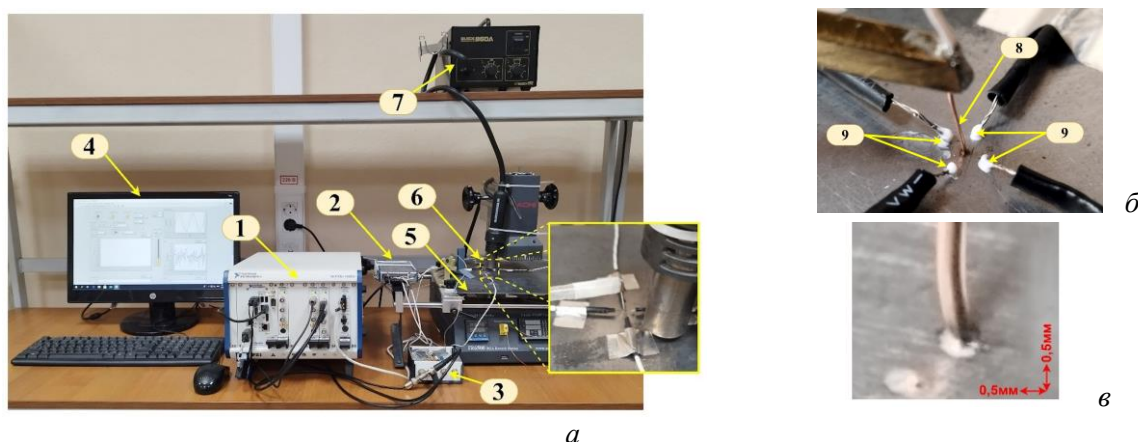


Рис. 7. Экспериментальная установка (а) и измерительный электрод на поверхности электропроводящего объекта (б и в) (1 – шасси NI PXIe-1062Q с модулями NI PXIe-8840, NI PXI-5402, NI PXI-5122 и NI PXI-4110; 2 – блок измерения температуры, на основе шасси NI USB-9162 с модулем NI cRIO-9211; 3 – блок измерения импеданса; 4 – монитор; 5 – электропроводящая исследуемая пластина; 6 – измерительный электрод и термопары; 7 – источник нагрева; 8 – медный измерительный электрод; 9 – термопары)

В ходе экспериментальных исследований определено, что резистивная составляющая электрического импеданса скин-слоя является более стабильной и имеет явный отклик на изменение поверхностной температуры. На рис. 8 представлены результаты экспериментального исследования отклика измерительной системы на скачкообразный нагрев исследуемого объекта контроля. Проведены многократные измерения для рассмотрения повторяемости измерений и получены экспериментальные характеристики преобразования (рис. 9).



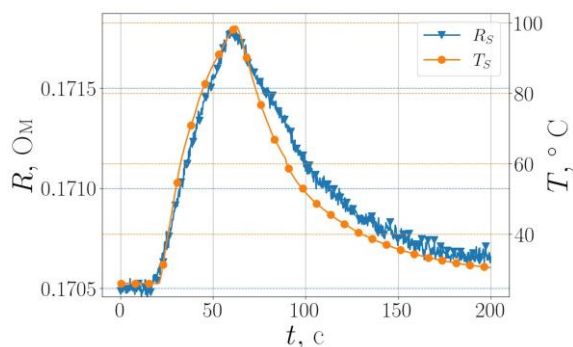


Рис. 8. Временной отклик резистивной составляющей импеданса скин-слоя на скачкообразный нагрев (кривая  $R_s$  – результаты полученные предложенным импедансным методом; кривая  $T_s$  – результаты измерения поверхностной температуры при помощи термопар)

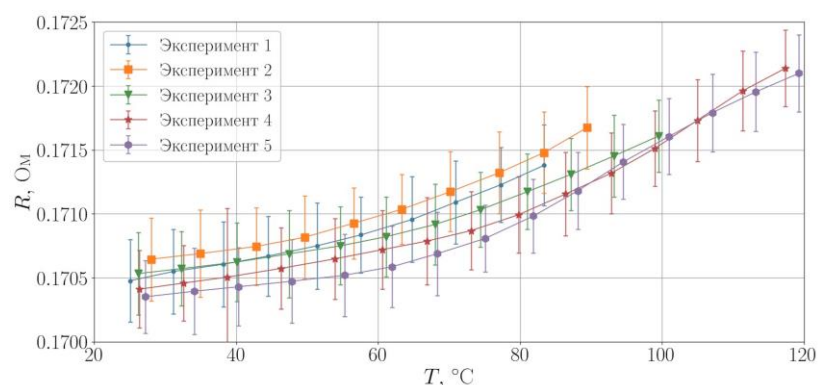


Рис. 9. Экспериментальные характеристики преобразования

По результатам эксперимента (рис. 9) определено, что коэффициент корреляции между резистивной составляющей электрического импеданса скин-слоя и поверхностной температурой объекта более 0,98. При этом чувствительность составила 0,05 мОм/°С в диапазоне температур от 20°С до 70°С и 0,07 мОм/°С в диапазоне температур от 70°С до 120°С. Расхождение (не более 10%) показаний (рис. 8) при остывании (после 60с) между результатами импедансного метода и непосредственной оценкой поверхностной температуры при помощи термопар объясняется наличием теплового сопротивления в месте контакта термопар и исследуемой пластины, из-за которой охлаждение термопар происходит быстрее, чем охлаждение самой пластины.

Проведено экспериментальное исследование импедансного метода измерения и контроля нестационарного теплового потока (рис. 10). В процессе эксперимента одновременно и независимо измерялся тепловой поток методом вспомогательной стенки.

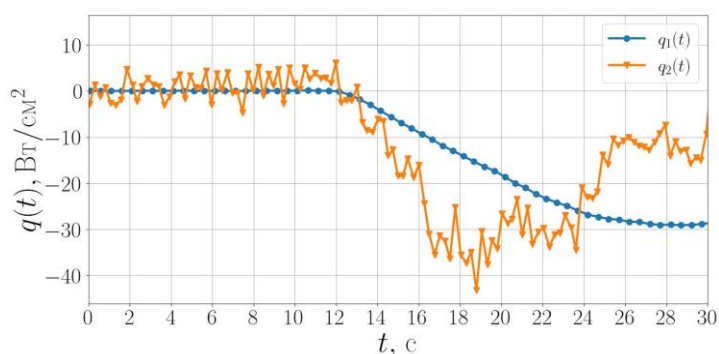


Рис. 10. Нестационарный тепловой поток, измеренный предложенным импедансным методом (кривая  $q_2(t)$ ) и методом вспомогательной стенки (кривая  $q_1(t)$ )



Анализ результатов (рис. 10) показывает, что быстродействие отклика импедансного метода лучше более чем на 45% по сравнению с традиционным методом вспомогательной стенки, что наблюдается в виде ускоренной реакции на нагрев (временной интервал от 12с).

### Заключение

Предложен и научно-обоснован импедансный метод измерения и контроля поверхностной температуры и нестационарного теплового потока в электропроводящих теплофизических объектах, который основан на использовании электрического скин-эффекта. Показано, что предлагаемый импедансный метод имеет расширенные функциональные возможности, а именно: а) использование самого электропроводящего объекта контроля в качестве чувствительного элемента, что позволяет повысить быстродействие измерений; б) электронное (частотное) управление толщиной  $\delta$  чувствительной области (в диапазоне частот от единиц кГц до сотен МГц толщина скин-слоя изменяется от единиц мм до единиц и долей мкм), при этом появляется возможность электронного управления чувствительностью измерения; в) одновременное измерение двух физических величин – поверхностной температуры и нестационарного теплового потока; г) локальное и интегральное измерение поверхностной температуры и нестационарного теплового потока на малой и большой измерительной базе.

Экспериментальная верификация предложенного импедансного метода с использованием медного измерительного электрода показала высокую корреляцию (более 0,98) между поверхностной температурой и реальной составляющей электрического импеданса скин-слоя. Получены временные функции отклика системы на скачкообразный нагрев, а также экспериментальные характеристики преобразования. По результатам измерений нестационарного теплового потока определено, что предложенный метод имеет отклик на 45% быстрее на изменение теплового потока по сравнению традиционным методом вспомогательной стенки.

Предложенный и разработанный импедансный метод измерения и контроля поверхностной температуры и нестационарного теплового потока в электропроводящих теплофизических объектах может найти широкое применение при разработке теплофизических приборов и средств измерения, контроля и диагностики, а также в научных исследованиях.

**Благодарность.** Автор выражает искреннюю благодарность своему научному руководителю доктору технических наук, профессору Евдокимову Юрию Кирилловичу за ценные советы и оказанную помощь при выполнении исследования.

### Список литературы

1. Дивин, А.Г. Методы и средства измерений, испытаний и контроля. Часть 3. Средства измерения температуры, оптических и радиационных величин: учеб. пособие / А.Г. Дивин, С.В. Пономарев – Тамбов: Тамбовский государственный технический университет, ЭБС АСВ, 2013. – 117 с.
2. Sabitov, A. F. Up-to-Third-Order Determination of Time Constants of Models of Avionics Thermocouples in Gas Temperature Control Loop of Automatic Control System of Gas Turbine Engine / A. F. Sabitov, I. A. Safina // Journal of Engineering Thermophysics. – 2024. – Vol. 33, No. 2. – P. 376-383. – DOI 10.1134/S1810232824020127.
3. Бондарь, О. Г. Исследование метода измерения температуры при двухпроводном подключении термометра сопротивления / О. Г. Бондарь, Е. О. Брежнева, К. А. Ботиков // Известия Юго-Западного государственного университета. – 2024. – Т. 28, № 1. – С. 71-87. – DOI 10.21869/2223-1560-2024-28-1-71-87.

4. Щетка как интеллектуальный узел электродвигателя / О.Г. Морозов, В.И. Артемьев, А.А. Кузнецов и др. // Инженерный вестник Дона. – 2016. – №1(40). – С. 18.
5. Четырехкомпонентные адресные волоконные брэгговские структуры – новый элемент радиофотонных многосенсорных сетей / О.Г. Морозов, А.Ж. Сахабутдинов, И.И. Нуреев и др. // Прикладная фотоника. – 2023. – Т. 10, № 6. – С. 43-65.
6. Distributed fiber optic sensors for tunnel monitoring: A state-of-the-art review / X. Zhang, H. Zhu, X. Jiang, W. Broere // Journal of Rock Mechanics and Geotechnical Engineering. – 2024. – Vol. 16, No. 9. – P. 3841-3863. – DOI 10.1016/j.jrmge.2024.01.008.
7. Evdokimov, Y. K. One-dimensional continuously distributed sensors for thermophysical fields: Method of measurement, model, and numerical algorithm / Y.K. Evdokimov, E.S. Denisov, L.Y. Fadeeva // Measurement. – 2021. – Vol. 186. – P. 110082. – DOI 10.1016/j.measurement.2021.110082.
8. Сапожников, С.З. Основы градиентной теплотометрии / С.З. Сапожников, В.Ю. Митяков, А.В. Митяков. – Санкт-Петербург: Санкт-Петербургский политехнический университет Петра Великого, 2012. – 203 с. – ISBN 978-5-7422-3854-6.
9. Hofmeister, A.M. Theory and Measurement of Heat Transport in Solids: How Rigidity and Spectral Properties Govern Behavior / A.M. Hofmeister // Materials. – 2024. Vol. 17. No.18. – P.4469. DOI 10.3390/ma17184469.
10. Патент № 2739719 С1 РФ, МПК G01N 27/12. Способ определения концентрации газа: № 2020126167: заявл. 03.08.2020: опубл. 28.12.2020 / Ю.К. Евдокимов, Л.Ю. Фадеева, Е.С. Денисов; заявитель ФГБОУ ВО «КНИТУ-КАИ». – 11 с. – Бюл №1.
11. Broadband mechanoresponsive liquid metal sensors / Md. S. Rahman, Ju. E. Huddy, A. B. Hamlin, W. J. Scheideler // npj Flexible Electronics. – 2022. – Vol. 6, No. 1. – P. 71. – DOI 10.1038/s41528-022-00206-3.
12. Евдокимов, Ю.К. Метод и алгоритм радиочастотного зондирования неоднородных электропроводящих структур / Ю.К. Евдокимов, Л.Ю. Фадеева // Вестник ИжГТУ им. М.Т. Калашникова. – 2023. – Т. 26, № 2. – С.94-102. – DOI 10.22213/2413-1172-2023-2-94-102.
13. Timmerberg J. The use of skin effect for measurement of thickness of sputtered protective-coatings / J. Timmerberg, A. Martinovs // Transport and aerospace engineering. - 2014.- Vol. 1. - P. 37-42.
14. Евдокимов, Ю.К. Импеданс длинной линии с микрорельефной неоднородной поверхностью с учетом скин-эффекта / Ю.К. Евдокимов, Л.Ю. Фадеева // Вестник КГТУ им. А.Н. Туполева. – 2019. – Т. 75, № 3. – С. 169-173.
15. Патент № 2787300 С1 РФ, МПК G01K 17/08. Способ определения нестационарного теплового потока: № 2022113215: заявл.17.05.2022: опубл.09.01.2023 / Ю.К. Евдокимов, Л.Ю. Фадеева, И.Д. Шафигуллин и др.; заявитель КНИТУ-КАИ». – 11 с. – Бюл. № 1.
16. Патент № 2787301 С1 РФ, МПК G01K 17/06. Способ определения нестационарного теплового потока: № 2022113216: заявл. 17.05.2022: опубл. 09.01.2023 / Ю.К. Евдокимов, Л.Ю. Фадеева, И.Д. Шафигуллин, Е.С. Денисов; заявитель ФГБОУ ВО «КНИТУ-КАИ». – 16 с. – Бюл. № 1.
17. Седалищев, В. Н. Физические основы получения информации. Ч.1. Генераторные и параметрические измерительные преобразователи: учебное пособие / В.Н. Седалищев – Барнаул: Изд-во АлтГТУ. – 2014. – 283 с.
18. Кондратьев, Г. М. Прикладная физика. Теплообмен в приборостроении: Серия «Выдающиеся ученые ИТМО». / Г.М. Кондратьев, Г.Н. Дульнев, Е.С. Платунов, Н.А. Ярышев – Санкт-Петербург: СПбГУ ИТМО, 2003. – 560 с.
19. Бабенко Ю.И. Метод дробного дифференцирования в прикладных задачах теории теплообмена / Ю.И. Бабенко. – Санкт-Петербург: НПО «Профессионал». – 2009. – 584 с.

20. Nigmatullin, R.R. On fractional filtering versus conventional filtering in economics / R.R. Nigmatullin, T. Omay, D. Baleanu // *Communications in Nonlinear Science and Numerical Simulation*. – 2010. – Vol. 15, No. 4. – P. 979-986. – DOI 10.1016/j.cnsns.2009.05.027.

21. Реализация операции дробного дифференцирования на языке программирования Python / И.Д. Шафигуллин, Е.С. Денисов, Ю.К. Евдокимов, Л.Ю. Фадеева // *Нигматуллинские чтения - 2023: Сборник докладов Международной научной конференции*, Казань, 09–12 октября 2023 года. – Казань: Академия наук Республики Татарстан, 2023. – С. 73-78.

22. Шафигуллин, И.Д. Оценка времени расчета производной половинного порядка, основанного на алгоритме быстрого преобразования Фурье / И.Д. Шафигуллин // VI Научный форум "Телекоммуникации: теория и технологии" ТТТ-2023 : Материалы XXV Международной научно-технической конференции, Казань, 22–24 ноября 2023 года. – Казань: Казанский национальный исследовательский технический университет им. А.Н. Туполева-КАИ, 2023. – С. 449-450.

23. Евдокимов, Ю.К. Частотные характеристики импеданса планарных и сферических электродных систем в электропроводящих средах / Ю.К. Евдокимов, И.Д. Шафигуллин // *Приборы и системы. Управление, контроль, диагностика*. – 2024. – №10. – С. 13-22. – DOI 10.25791/pribor.10.2024.1527.

24. Шафигуллин, И.Д. Метод балансировки измерительного моста переменного тока для разработки устройства измерения нестационарного теплового потока / И.Д. Шафигуллин // *Проблемы и перспективы развития энергетики, электротехники и энергоэффективности: материалы VIII Международной научно-технической конференции*, Чебоксары, 22 ноября 2024 года. – Чебоксары: Чувашский государственный университет имени И.Н. Ульянова, 2024. – С. 191-196.

25. Шафигуллин, И.Д. Система измерения и контроля поверхностной температуры электропроводящих объектов на основе импеданса скин-слоя / И.Д. Шафигуллин // *Южно-Сибирский научный вестник*. – 2025. – № 2(60). – С. 59-65.

## IMPEDANCE METHOD BASED ON THE SKIN EFFECT FOR CONTROLLING SURFACE TEMPERATURE AND NON-STATIONARY HEAT FLOW IN ELECTRICALLY CONDUCTIVE THERMOPHYSICAL OBJECTS

*I.D. Shafigullin*

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

**Abstract.** A new impedance method for measuring and monitoring surface temperature and non-stationary heat flow in conductive thermophysical objects is presented. The peculiarity of the method is the use of the electric skin effect, which allows using the conductive control object as a sensitive element, which increases the speed of measurements due to the absence of additional sensors in the measurement area. By electronic (frequency) control of the skin layer thickness, it is possible to change the sensitive area and sensitivity of measurements. The use of the mathematical apparatus of fractional operators allows us to relate the non-stationary heat flow to the surface temperature, which makes it possible to simultaneously measure two thermophysical quantities – surface temperature and non-stationary heat flow. A corresponding algorithm for numerically calculating the non-stationary heat flow using fractional derivatives of half order has been developed. Experimental studies of the proposed impedance method have been carried out and its advantages have been shown.

**Keywords:** skin effect, surface temperature, non-stationary heat flux, fractional derivatives.

Статья представлена в редакцию 12 марта 2025 г.

## ТЕНДЕНЦИИ И ПЕРСПЕКТИВЫ РАЗВИТИЯ ПЕРЕДОВЫХ СИСТЕМ КОНТРОЛЯ ДИНАМИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК КОЛЕСА ТРАНСПОРТНОГО СРЕДСТВА

*Р.Р. Губайдуллин, Т.А. Аглиуллин*

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

**Аннотация.** В работе представлен обзор систем контроля динамических характеристик колес транспортных средств, таких как: силы, моменты, угловые скорости. Были рассмотрены существующие и перспективные системы контроля, определены обобщающие характеристики систем указанного класса, что позволило предложить классификацию, позволяющую определить область применения и специфические особенности систем каждого класса. Определены перспективные направления развития передовых систем контроля динамических характеристик сцепления колеса с дорожным покрытием и способы их реализации в системах активной безопасности транспортных средств. По совокупности задач, стоящих перед передовыми системами контроля динамических характеристик, и техническими возможностями систем контроля определены перспективные пути развития, основанные на использовании волоконно-оптических измерительных систем с радиофотонными методами съема и обработки сигнала, и применением адресных волоконных брэгговских структур в качестве чувствительного элемента датчика.

**Ключевые слова:** радиофотонные сенсорные системы, волоконная брэгговская решетка, адресные волоконные брэгговские структуры, контроль динамических характеристик колес транспортных средств.

### Введение

С развитием современных систем активной безопасности (САБ) транспортных средств (ТС), таких как: система предотвращения блокировки колес, противобуксовочная система, система курсовой устойчивости и ряда других, стали появляться системы оценки сил, моментов, угловых скоростей и других динамических характеристик, действующих на колеса транспортного средства при их движении и контакте с дорожным полотном. Концепцию данных систем в инженерном сообществе, как правило, называют «интеллектуальной» или «умной» шиной. В зарубежной литературе используются термины «Intelligent tire», «Smart tire», «Sensor wheel» [1–5]. Главной отличительной особенностью данных систем является то, что они нацелены на решение проблемы определения и контроля параметров сцепления колеса с дорожным полотном в динамике при различных условиях (погодные явления, состояние дорожного полотна и шины). Эффективность классических САБ, основанных на определении силы сцепления за счет контроля коэффициента проскальзывания колеса, ограничена использованием математических алгоритмов корректировки параметров эмпирических или полумэмпирических моделей шин под текущие условия сцепления. Используемые алгоритмы, как правило, основываются на рекурсивных методах, таких как ПИД-регулятор или фильтр Калмана, которые требуют все более мощных вычислительных средств, при этом не гарантируя эффективной работы алгоритма во всем диапазоне использования ТС [6–9]. Для решения данной проблемы в системах концепции «умной шины» закладывают другие математические модели, основанные на простых физических моделях [10–15]. Согласно классификатору моделей шин, представленному в [16], они используют несколько физических параметров,

позволяющих им более точно описать процесс взаимодействия колеса с дорожным полотном при различных условиях эксплуатации ТС, и точнее оценить динамические характеристики сцепления колеса с дорогой.

За последние четверть века предложено большое количество различных интеллектуальных систем контроля динамических характеристик колес ТС, призванных сменить классические системы контроля, которые впервые были использованы в 1940-х годах в авиации. Классические подходы оценки динамических характеристик сцепления колеса с дорожным полотном и по сей день продолжают развиваться путем развития алгоритмов корректировки математических моделей шин в САБ. Первые разработки интеллектуальных систем датируются 1990-ми годами и основываются на технологии тензометрии (тензорезисторы, пьезоэлементы); в 2000-х годах появились системы оптического контроля и на основе акселерометрии; в последние два десятилетия получили развитие сенсорные системы на основе оптоволоконных датчиков. Классификация систем активной безопасности транспортных средств позволит, как усовершенствовать уже существующие системы, так и определить пути развития систем этого класса.

Целью работы является классификация измерительных систем контроля динамических характеристик сцепления колес транспортного средства с дорожным полотном, определение перспективных направлений развития передовых систем подобного класса для решения задач повышения эффективности САБ транспортных средств.

### Тип физических полей

По типу измеряемых физических полей различают три основных и один дополнительный подходы для оценки динамических характеристик сцепления колеса с дорожным полотном: классический, ускорение компонентов колеса, деформация компонентов колеса.

Классический подход основан на измерении двух параметров: угловой скорости колеса и ускорения кузова автомобиля [16–20]. Первые системы измеряют только угловую скорость колеса. На вращающуюся ступицу колеса устанавливается реперный диск с насечками, а на элемент подвески неподвижный датчик, измеряющий угловую скорость колеса. На основе данных с датчика и заложенных в систему рекурсивных алгоритмов [17–19], определяется коэффициент проскальзывания колеса, который используется для оценки продольной силы сцепления колеса с дорожным полотном. Позже для измерения угла рыскания в кузов ТС стали устанавливать гироскоп, который дополнительно измеряет ускорение кузова автомобиля. На основе данных об угловой скорости колеса и ускорения кузова автомобиля оценивается угол рыскания кузова ТС и боковая сила сцепления колес с дорогой. Непосредственное измерение других динамических характеристик, таких как: моменты, действующие на колесо; вертикальная нагрузка на колесо - значительно затруднено, и поэтому зачастую такие характеристики оцениваются косвенно специальными алгоритмами, что, однако, не гарантирует высокой точности оценки этих параметров.

Второй подход основан на измерении ускорения (в двух-трех осях), действующего на элементы колеса. Для этого на объект контроля устанавливается от одного до нескольких гироскопов [21, 22]. На их основе система оценивает угловую скорость и действующие на колесо в координатных осях силы. Однако, оценка моментов сил в подобных системах остается ограниченной и, так же, как и в классических системах, требует специальных алгоритмов.

Третий подход основан на измерении деформаций элементов колеса или подвески ТС [1–5, 23–36]. Для измерения деформаций изучаемых объектов применяются контактные либо бесконтактные измерительные средства. Контактные измерительные средства устанавливаются в элементы колеса или подвески, а бесконтактные размещаются на

соседних элементах колеса или подвески. Максимально укомплектованные системы, основанные на измерении деформации, теоретически способны с высокой точностью обеспечить контроль всех основных динамических характеристик, таких как: силы и моменты в трех координатных осях, действующие на колесо в пятне контакта с дорожным полотном; угловую скорость колеса; тангенциальные, радиальные и осевые деформации компонентов колеса.

Помимо средств измерения механических характеристик сцепления колеса с дорогой используются и средства контроля температурного поля колеса и шины [2, 3, 23]. Изменение температурного поля компонентов колеса может оказывать влияние на показания датчиков, измеряющих деформацию, таких как: резистивные, пьезоэлектрические и волоконные. К тому же адгезивные свойства шины напрямую зависят от ее температуры [10, 11, 37–39]. Таким образом, точный контроль динамических механических характеристик сцепления колеса требует измерения поля температуры для компенсации показаний датчиков деформации и оценки адгезивной составляющей силы сцепления колеса с дорожным полотном. Подобный контроль возможно организовать либо с помощью отдельных датчиков температуры, либо с помощью датчиков, способных измерять температуру и деформацию одновременно, например, оптоволоконных датчиков, использующих в качестве чувствительного элемента волоконные брэгговские решетки (ВБР).

### **Метод измерительного преобразования**

Основой каждой системы контроля является датчик и чувствительный элемент, измеряющий одно или несколько физических полей и обеспечивающий измерительное преобразование. Выбор типа датчика определяется типом эффектов или явлений, на базе которых основывается его принцип действия. За время развития систем контроля учеными и инженерами было предложено огромное количество типов датчиков, большая часть датчиков были рассмотрены и классифицированы по эффектам, на которых основана работа датчиков и сопоставлены с измеряемыми физическими полями.

В основе датчика угловой скорости могут лежать чувствительные элементы на основе эффекта электромагнитной индукции, на эффекте анизотропной магниторезистивности, на эффекте Холла, и на оптических эффектах на основе лазера и фотодетектора. Как правило, они так и называются: индукционные, магниторезистивные, датчики Холла, и оптические.

Индукционный датчик скорости наиболее прост по конструкции и принципу работы [40]. Его основу составляет катушка индуктивности, внутри которой размещен мощный постоянный магнит и железный магнитный сердечник. Торец катушки с магнитным сердечником располагается напротив металлического зубчатого колеса, жестко установленного на ступице. В покое в катушке датчика тока нет. Во время движения транспортного средства вблизи магнитного сердечника датчика проходят зубцы ротора, что приводит к изменению магнитного поля, что порождает в катушке индуктивности переменный ток. Причем частота тока зависит от скорости вращения ротора, которая определяется скоростью движения автомобиля. Главным достоинством индукционного датчика является отсутствие необходимости в подводе электропитания к нему. Однако это достоинство является и существенным недостатком, так как ТС необходимо преодолеть минимальную–скорость, достаточную для формирования переменного магнитного поля, позволяющего фиксировать наличие тока в цепи датчика. Это накладывает существенные ограничения на работу САБ при малых скоростях ТС [16].

Магниторезистивные датчики скорости основаны на эффекте изменения электрического сопротивления ферромагнитных материалов при изменении их ориентации в магнитном поле [41,42]. В чувствительном элементе датчика используются

металлические проводники, определенным образом распределяющие силовые линии магнитного поля. Пластины из специального железоникелевого сплава и проводники помещены в интегральную микросхему, в которой располагается и система регистрации выходного сигнала. Микросхема устанавливается в датчик, располагающийся напротив импульсного ротора — пластикового кольца с намагниченными участками, которое жестко устанавливается на ступице колеса. В покое сопротивление ферромагнитных пластин остается неизменным. Во время движения транспортного средства мимо чувствительного элемента датчика проходят намагниченные участки импульсного кольца, что изменяет направление магнитного поля, а это, в свою очередь, изменяет сопротивления пермалловых пластин. В результате, на выходе формируется импульсный сигнал, частота которого пропорциональна скорости движения автомобиля. Данный тип датчика угловой скорости считается достаточно точным и надежным для классических систем [16].

Датчик Холла основан на возникновении поперечной разности потенциала в плоском проводнике, помещенном в магнитное поле [42]. Основу датчика составляет интегральная микросхема, за которой располагается постоянный магнит, а вокруг может располагаться металлическая пластина - магнитопровод. Все это помещено в корпус, в задней части которого находится электрический разъем или проводник с разъемом. Датчик располагается напротив импульсного ротора, который может выполняться либо в виде металлического зубчатого колеса, либо кольца с намагниченными участками. Импульсный ротор жестко монтируется на ступице колеса. Интегральная схема Холла постоянно формирует цифровой сигнал в виде прямоугольных импульсов заданной частоты. В покое этот сигнал имеет минимальную частоту или вовсе отсутствует. При движении автомобиля мимо датчика проходят намагниченные участки ротора, что влечет за собой изменение тока в датчике. Частота импульсного сигнала зависит от скорости вращения колеса. Как и магниторезистивный датчик, датчик Холла считается достаточно точным и надежным для классических систем контроля [16].

Оптический датчик угловой скорости представляет собой комбинацию источника и приемника света, закрепленных неподвижно, а также диска с отверстиями, закрепленного на ступице колеса между приемником и источником света. В качестве источника света может быть использован лазер или светодиодная лампочка, а роль приемника сигнала выполняет фотодетектор. При вращении колеса между источником и приемником излучения проходят отверстия диска, в результате чего на фотодетекторе происходит колебание интенсивности света с частотой, равной частоте вращения колеса. Достоинством данного устройства является возможность обеспечения высокой помехозащищенности от электромагнитных излучений (ЭМИ), в отличие от индукционного, магниторезистивного датчиков и датчика Холла. Недостатками данного типа датчика являются: необходимость обеспечения электропитания источника света и чувствительность элементов системы к загрязнению. Несмотря на недостатки, подобный датчик был применен в проекте ОРТуге в качестве одного из измерительного устройства транспортного средства-лаборатории [2,3,29].

При разработке различных измерительных систем наибольшую популярность получили гироскопы, представляющие собой микроэлектромеханические системы (МЭМС). Чувствительные элементы МЭМС компактные, потребляют мало электроэнергии и могут производить достаточно точные измерения с частотами порядка нескольких кГц. В самом простом одноосевом гироскопе есть две неподвижные массы,двигающиеся в противоположных направлениях. Как только прикладывается внешняя угловая скорость, на массу действует сила Кориолиса, под действием которой происходит смещение масс на величину, пропорциональную прикладываемой скорости. Измерение положения масс меняет расстояние между подвижными электродами-роторами и неподвижным статором, что приводит к изменению емкости конденсатора, формируя



выходной сигнал. Выходные электрические сигналы распознаются МЭМС гироскопом, определяя направление, скорость и ускорение движения [43]. Поскольку перемещение в пространстве гироскоп определяет на основе данных изменения скорости по времени, то данные датчики обладают тем недостатком, что накапливают ошибки. Это приводит к требованию их регулярной калибровки или перезапуске процесса измерения [21]. Следует отметить, что корректная работа МЭМС гироскопа требует компенсации температуры [44].

Тензорезистивные датчики, как правило, представляют собой твердые проводники, изменяющие сопротивление под действием деформации [4, 5]. В некоторых системах можно встретить гибкие тензорезисторы, например, в [35, 45–47] были использованы гибкие резисторы на основе углеродных резистивных элементов. К достоинствам данного типа чувствительных элементов следует отнести их хорошую изученность, наличие большого разнообразия чувствительных элементов, и возможность измерений с частотой дискретизации до десятков килогерц. К недостаткам следует отнести: необходимость в обеспечении электропитанием; паразитный тензорезистивный эффект за счет разницы коэффициентов температурного расширения подложки и материала резистора; влияние температуры на сопротивление. Последнее особенно актуально для резисторов на основе углеродной пленки, у которых погрешность от температурного влияния может достигать 10%. Помимо этого, длина гибких резисторов может достигать нескольких сантиметров, что снижает локальность измерений.

Большое промышленное применение получили измерительные системы на основе пьезоэлементов. Одним из производителей сенсор-колес и сенсор-ступиц, использующих подобные чувствительные элементы и получивших широкое промышленное применение, является компания Kistler [27, 28]. Несколько пьезоэлементов устанавливаются в специально созданные колесные диски или ступицы для измерения их деформации. Принцип работы пьезоэлементов основан на способности кристаллов вырабатывать электрический ток при их деформации. Напряжение вырабатываемого тока зависит от величины деформации. Достоинствами пьезоэлектрических систем являются: высокая частота дискретизации измерений до нескольких килогерц; высокая точность измерений; отсутствие необходимости в электропитании датчиков. Основным недостатком таких систем является требование температурной компенсации измерений, подверженность влиянию ЭМИ.

Коллективом авторов Y. Xiong и A. Juhani предложены несколько оптических сенсорных систем по измерению деформации шины на основе анализа отражения луча лазера от внутренней стороны шины (рис. 1). Предложенные системы были представлены в конфигурациях, измеряющих деформацию в одной или нескольких точках [30–32].



Рис. 1. Лазерная система измерения деформации шины [31]

Другой коллектив авторов Matsuzaki R., Hiraoka N. разработал оптическую сенсорную систему, измеряющую деформацию шины с помощью заранее нанесенных маркеров на внутреннюю сторону шины и фотокамеры (на основе ПЗС матрицы) для мониторинга их перемещения [1].

К достоинству данных систем относят отсутствие необходимости физического контакта чувствительного элемента с объектом контроля. Недостатками являются: массогабаритные характеристики измерительных устройств, интегрированных в колесо, создающие дисбаланс колеса при его вращении; необходимость в организации электропитания измерительного оборудования во вращающемся объекте; требование в точной калибровке измерительного оборудования для минимизации влияния эффектов искажения света при его отражении от поверхности; слабая защищённость от ЭМИ.

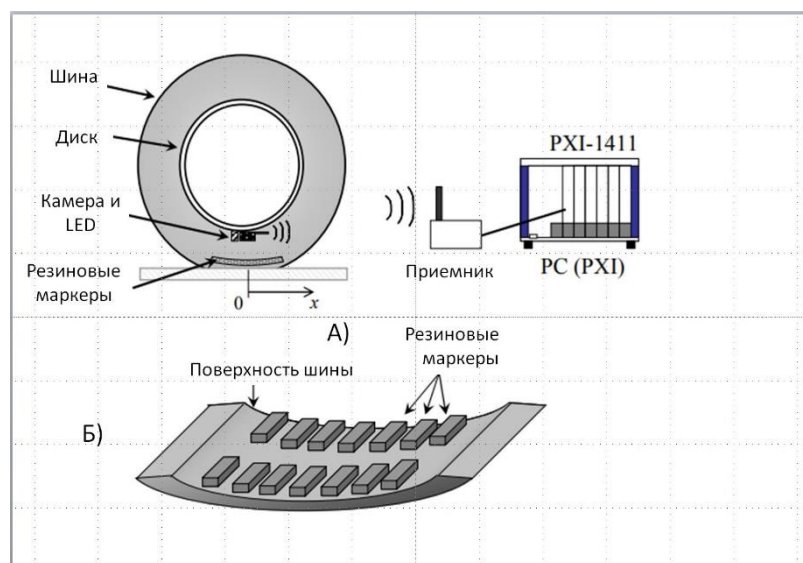


Рис. 2. Экспериментальная установка системы измерения изображения шины:  
(а) общий вид и (б) внутренняя поверхность шины [1]

Разными коллективами авторов были предложены концепции измерительных систем, использующих различные волоконные чувствительные элементы:

1) Коллективом ученых: Martin Fontaine, Alex Coiret, Julien Cesbron, Vincent Baltazart и David Bétaille - была разработана система измерения статической вертикальной нагрузки с помощью волоконно-оптических распределенных датчиков закреплённых на внутренней стороне шины, (рис. 3) [34]. Работа системы основана на принципах импульсной оптической рефлектометрии (OTDR, англ. Optical Time Domain Reflectometry), в которой рассеяние может происходить на неоднородностях материалах (Рэлеевское рассеяние), акустических волнах (рассеяние Мандельштамма-Бриллюэна) и молекулярных колебаниях (Рамановское рассеяние) [48–50]. Общий принцип измерения заключается в мониторинге амплитуды отраженного излучения в среде распространения. Измерительная система направляет зондирующий импульс в исследуемую среду, который отражаясь от разного рода неоднородностях возвращается в приемник оптического излучения. Приемник формирует измерительный сигнал, состоящий из амплитудно-частотной характеристики излучения, меняющейся в зависимости от времени. По изменениям амплитуды или смещению частоты излучения определяется величина деформации и температуры в среде, а координата воздействия определяется временем, которое требуется оптическому сигналу для достижения приемника оптического излучения.

Достоинствами подобного типа чувствительных элементов является: возможность использования обычного оптического волокна в качестве чувствительного элемента; возможность создания измерительной системы, защищенной от ЭМИ; малый вес и габариты чувствительного элемента; отсутствие необходимости подвода электропитания к чувствительному элементу; возможность использования отраженного оптического сигнала; возможность мультиплексирования чувствительных элементов. Главными недостатками данной системы является: высокая стоимость измерительного оборудования; относительно низкая частота дискретизации (до сотен герц) и необходимость использования надежных методов фиксации датчиков, не допускающих релаксацию натянутого оптического волокна или компенсации данного эффекта. Подробно явление релаксации и методов нивелирования ее влияния подробно рассмотрено в работе [51].



Рис. 3. Экспериментальная установка оценки статической вертикальной нагрузки на основе волоконно-оптических распределенных датчиков [34]

2) Исследователи из Sapienza University (Италия) предложили волоконно-оптическую сенсорную систему измерения деформации шины, впоследствии названную OPTyre, (рис. 4) [2, 3, 29]. Чувствительными элементами их системы являются ВБР, закрепленные на внутреннюю поверхность шины. Основополагающим принципом измерения системы является принцип спектрального разделения каналов (WDM — Wavelength Division Multiplexing) [52], который заключается в разделении излучения на спектральные участки, внутри каждого из которых формируется оптический отклик от отдельной ВБР. Волоконные брэгговские решетки представляют собой массив слабоотражающих зеркал, сформированный на равном расстоянии малого участка в сердцевине оптического волокна. Центральная частота спектра отражения ВБР прямо пропорциональна расстоянию (период ВБР) между зеркалами и коэффициенту преломления основной моды распространяющегося оптического излучения.

Период ВБР, в свою очередь, зависит от деформации растяжения/сжатия или теплового расширения участка оптического волокна, содержащего ВБР. В силу этого, чувствительный элемент на базе ВБР, позволяет одновременно измерять как температуру, так и деформацию объекта контроля путем мониторинга центральной частоты отраженного излучения. В качестве системы приема и обработки спектра оптического излучения применяется интеррогатор — специальный прибор определения смещения центральной частоты ВБР, основанный на анализаторе спектра. Частота дискретизации измерений этих сложных измерительных устройств не превышает нескольких килогерц.



Рис. 4. Схема экспериментальной установки оценки деформации шины на основе ВБР [3]

Достоинства и недостатки данной системы во многом повторяют достоинства OTDR-систем. Отличие лишь в частоте дискретизации выходного сигнала, которая выше на один порядок и необходимости использования специальным образом сформированные чувствительные элементы на базе ВБР.

3) В более ранних исследованиях авторов данной работы были предложены системы измерения деформации шины и подшипника качения (рис. 5) [23–26], использующие адресные волоконные брэгговские структуры (АВБС), способные работать на пропускание и отражение оптического сигнала [53–64]. Адресная волоконная брэгговская структура формирует двухчастотный спектральный отклик в оптическом диапазоне. Разностная частота между частотами двухчастотного отклика много меньше несущих оптических частот и находится в радиочастотной области спектра, она определена как адресная частота. Адресная частота инвариантна к воздействию физических полей и не меняется при изменении периода АВБС. Полученный оптический отклик от АВБС пропускается через фильтр с наклонной амплитудно-частотной характеристикой, и принимается на фотоприемнике. Фильтрация результирующего сигнала на адресной частоте позволяет определить смещение центральной частоты АВБС и, как следствие, определить величину физического воздействия.



Рис. 5. Экспериментальная установка для оценки деформации внешнего кольца роликового подшипника на основе АВБС [25]

Сенсорная система, использующая АВБС датчики, обладает всеми достоинствами систем оптоволоконных измерительных систем. Кроме того, АВБС система может использовать в качестве приемника сигнала дешевые фотодетекторы и АЦП; частота дискретизации измерений системы ограничена лишь частотой дискретизации АЦП и может достигать десятков мегагерц. К недостаткам таких систем следует отнести мультипликативную реакцию на одновременное воздействие деформации и температуры и невозможность разделить одновременное воздействие двух полей в смещении спектрального отклика, что влечет за собой неременное требование использования датчиков компенсации температуры и по аналогии с предыдущими системами использование методов установки датчиков, предотвращающих релаксацию оптического волокна.

Для контроля температуры шины и термокомпенсации помимо волоконных датчиков в измерительных системах могут использоваться и другие виды датчиков температуры: термоэлектрические, полупроводниковые, пирометрические, терморезистивные, акустические и пьезоэлектрические.

В основе работы термоэлектрического датчика лежит эффект Зеебека, согласно которому, у всех металлов существует определенная валентность [65]. При воздействии внешних факторов, сообщающих свободным электронам дополнительную энергию, электроны покидают атом, создавая движение заряженных частиц. В случае совмещения двух металлов с различным потенциалом выхода электронов и последующим нагреванием места соединения возникнет разность потенциалов, которая и используется для измерения температуры. Датчики подобного типа могут обладать погрешностью менее 0,5% и частотой дискретизации измерений порядка нескольких килогерц и компактными размерами [66].

Полупроводниковые чувствительные элементы изготавливаются на основе кристаллов с заданной вольтамперной характеристикой, так при повышении температуры полупроводниковый датчик начинает выдавать большее значение тока [67]. Данный тип датчиков обладает достоинствами, схожими с термоэлектрическим датчиком.

Принцип действия пирометра основан на измерении мощности теплового излучения объекта в инфракрасном диапазоне [68]. Достоинством является возможность бесконтактного измерения, а к недостаткам следует отнести большие габариты, малую точность (основная погрешность 0,2–1% [69]) и частоту дискретизации измерений порядка 6 Гц [70].

Терморезистивные датчики основаны на эффекте изменения сопротивления от температуры материала [71]. Достоинства данного датчика схожи с полупроводниковым.

Акустические датчики температуры основаны на эффекте зависимости скорости прохождения звуковых колебаний от температуры материала или его поверхности. Непосредственно сам сенсор производит сравнение звука, генерируемого источником, с отраженным звуком, скорость распространения которого зависит от температуры тела [72]. Такой тип измерений является бесконтактным, однако он уступает по точности измерений некоторым контактными датчиками (погрешность около 0,15-0,5% [73]).

Пьезоэлектрический датчик температуры основан на эффекте прямого пьезоэффекта, то есть изменения линейных размеров пьезоэлемента под воздействием электрического тока, при этом частота его колебаний зависит от температуры. Таким образом, зная зависимость температуры пьезоэлемента от частоты его колебания, можно легко измерить температуру изучаемого объекта. Данный тип датчиков также является довольно точным (погрешность около 0,02 °C [74]) и может производить измерения с частотой в несколько килогерц [33,75].



### Классификация по месту установки

Системы контроля динамических характеристик колеса транспортного средства можно классифицировать, исходя из места установки датчиков [1-27]. При анализе систем по месту установки учитывались следующие факторы.

1) Возможность измерения моментов в трех координатных осях, действующих на колесо. Исходя из литературных источников [2–5, 23, 26–29, 31], наиболее эффективно динамические характеристики измеряются в тех системах, где чувствительные элементы установлены непосредственно на шине или на колесном диске. В системах с другими местами крепления данная возможность сильно ограничена, что связано в первую очередь с меньшей деформацией элементов [25, 36], к которым крепится чувствительный элемент.

2) Пространственная дискретизация — возможность локального измерения для детального изучения процессов контакта колеса с дорогой за счет массива данных. Очевидно, что наибольшей пространственной дискретизацией обладает система с чувствительными элементами, расположенными на наибольшем радиусе вращения колеса (на шине), (рис. 6).

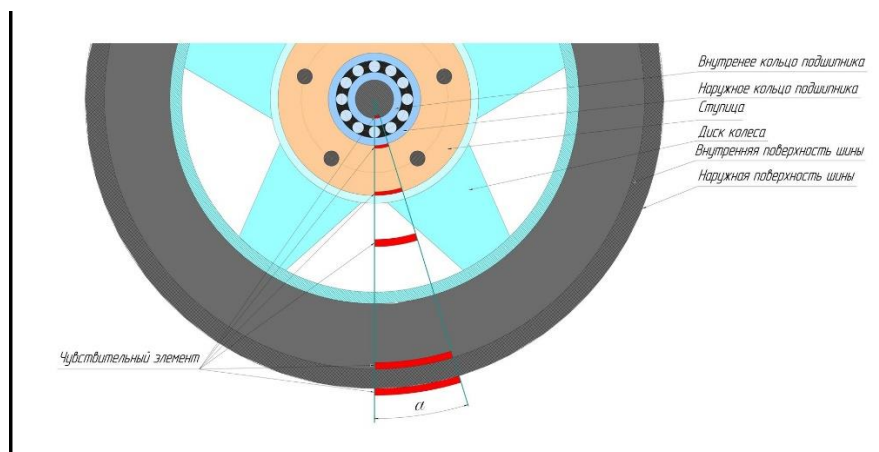


Рис. 6. Эпюра зависимости габаритов чувствительного элемента относительно места его установки [23]

3) Сложность установки чувствительного элемента определяется комплексом необходимых мероприятий для размещения и фиксации чувствительного элемента. Наиболее сложным местом установки является шина, поскольку она является наиболее деформируемым элементом. Чувствительный элемент необходимо вначале закрепить с небольшим натягом внутри шины, а затем, не повредив его, надеть шину на колесо, что сильно усложняет работу [2, 3, 29, 34].

4) Сложность эксплуатации системы определяется возможностью легкой замены колеса при использовании системы. Очевидно, что при замене колеса чувствительные элементы, установленные на предыдущем колесе, должны быть заменены новыми, установленными на новом колесе [25, 76].

5) Сложность организации питания и связи [77].

6) Наиболее сложно организовать высокую точность измерений в системах, установленных на значительном удалении от места контакта колеса с дорогой [2, 3, 23, 29, 36, 76]. К таким местам относят узлы подвески ТС, так, например, при установке чувствительного элемента на неподвижном кольце подшипника (красный круг на рис. 7,а) закрепленном на узле подвески, при изменении положения рычага подвески (синяя полоса на рис. 7) изменятся и направления векторов (красные стрелки на рис. 7,б), по которым датчик определяет силу реакции опоры (зеленные стрелки на рис. 7) от продольной силы

сцепления колеса с дорогой (фиолетовые стрелки на рис. 7). В результате чего, векторы, по которым определяется сила и по которым действуют реакции опоры в продольном направлении, могут оказаться не параллельными из-за жесткого крепления к узлам подвески, что будет приводить к ошибке измерения продольной силы сцепления.

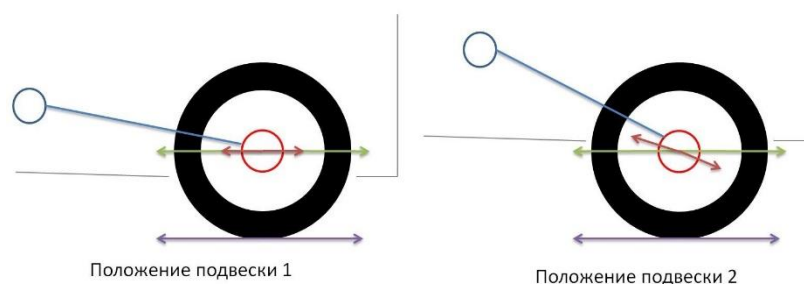


Рис. 7. Влияние положения подвески на положение вектора, воспринимающего нагрузки системой измерения.

Классификация рассмотренных систем представлена в Таб. 1.

Таб. 1. Классификация и сравнительный анализ систем

Место	Достоинства	Недостатки
Шина	<ul style="list-style-type: none"> <li>- большие возможности для измерения моментов, действующих на колесо;</li> <li>- высокая пространственная дискретизация измерений</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- сложности с организацией питания и связи в системе;</li> <li>- сложности с установкой чувствительного элемента;</li> <li>- сложности в эксплуатации</li> </ul>
Диск	<ul style="list-style-type: none"> <li>- имеется возможность измерить моменты, действующие на колесо;</li> <li>- простота установки чувствительного элемента;</li> <li>- хорошая пространственная дискретизация измерений</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- сложности с организацией питания и связи в системе;</li> <li>- сложности в эксплуатации</li> </ul>
Ступица	<ul style="list-style-type: none"> <li>- имеется возможность измерить моменты, действующие на колесо;</li> <li>- простота установки чувствительного элемента;</li> <li>- простота эксплуатации</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- сложности с организацией питания и связи в системе</li> </ul>
Подвижное кольцо подшипника	<ul style="list-style-type: none"> <li>- простота установки чувствительного элемента;</li> <li>- простота эксплуатации</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- сложности с организацией питания и связи в системе;</li> <li>- сложности с измерением моментов, действующих на колесо;</li> <li>- низкая пространственная дискретизация измерений</li> </ul>
Неподвижное кольцо подшипника	<ul style="list-style-type: none"> <li>- простота установки чувствительного элемента;</li> <li>- простота организации питания и связи в системе;</li> <li>- простота эксплуатации</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- сложности с измерением моментов, действующих на колесо;</li> <li>- низкая пространственная дискретизация измерений</li> </ul>
Подвеска	<ul style="list-style-type: none"> <li>- простота установки чувствительного элемента;</li> <li>- простота организации питания и связи в системе;</li> <li>- простота эксплуатации</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- низкая точность измерения</li> </ul>



### Способ организации связи

Передача полезной информации от датчика к измерительной системе или от измерительной системы к бортовой компьютерной системе ТС является крайне важной задачей. Очевидно, что наиболее просто данная задача решается в системах, где датчик или измерительное оборудование находится на борту транспортного средства или на не вращающихся узлах подвески. В таких случаях для передачи информации используется кабельная сеть, что является самым простым, надежным и недорогим способом. Однако в некоторых системах контроля датчики и измерительное оборудование могут располагаться на вращающихся элементах. В этих случаях используют различные варианты решений [77].

1) В проекте ОРТур [2, 3, 29] задача была решена с помощью вращательного механизма, установленного соосно с осью вращения колеса (рис. 8). Вращательный механизм состоит из неподвижного оптического разъёма, установленного на шарнирный сустав, который в свою очередь закреплён на кузове транспортного средства, и вращающейся ответной части оптического разъёма, установленного на колесо. К неподвижной части через оптический кабель подключается устройство опроса оптоволоконных датчиков, а к подвижной части подключаются сами датчики. Данная схема имеет ряд достоинств и недостатков. К достоинствам можно отнести: возможность применения одного опрашивающего устройства; малый размер электронных компонентов измерительной системы, что позволяет обеспечить повышенную защиту измерительного оборудования от ЭМИ; малый вес и габариты; относительная технологичность изготовления узлов и деталей механизма. В качестве недостатков стоит отметить то, что применение вращающегося разъёма влечет за собой дополнительные потери мощности излучения, что требует использование более мощного источника лазерного излучения; в системах с датчиками, работающими на прохождение сигнала использование двухканального вращающегося оптического разъёма сильно снижает частоту дискретизации измерений, поэтому целесообразно использовать одноканальный разъем и волоконные датчики, работающие на отражение сигнала.



Рис. 8. Вращающийся одноканальный оптический разъем [76]

2) В измерительных сенсор-колесах компании Kistler [27, 28] задача была решена за счет вращающихся электрических разъёмов, где их контакты выполнены в виде колец на подвижной и не подвижных частях (рис. 9). К достоинствам отнесем возможность применения одного опрашивающего устройства, относительную технологичность изготовления и многоканальность. В качестве недостатков стоит отметить низкую защищенность от ЭМИ относительно оптического разъема, большую массу и габариты.



Рис. 9. Одножильный электрический разъем [28]

3) Использование беспроводной связи [33] измерительного устройства с бортовой системой накладывает дополнительный ряд ограничений: опрашивающее устройство, датчик или измерительное устройство и беспроводной передатчик должны быть установлены на колесе, что увеличивает величину неподрессоренной массы и риск дисбаланса колеса при вращении; слабая защищенность от ЭМИ.

### **Способ организации электропитания**

Способы организации питания волоконно-оптических сенсорных систем измерения динамических характеристик колеса транспортного средства [1-3, 16-21, 24-26, 28-31, 33, 42-44, 72] можно разделить на несколько групп, рациональность использования которых напрямую зависит от способа организации связи между чувствительными элементами и измерительным блоком. По способу организации связи системы можно разделить на четыре основные группы: системы с проводной связью, системы с беспроводной связью, системы с вращающимся электрическим коннектором, системы с вращающимся оптическим коннектором. Схема классификатора систем по способу организации питания системы в соответствии с выбранным способом организации связи представлена на рис. 10.

Перечисленные способы организации связи согласуются со способами организации питания следующим образом.

1) При расположении всей измерительной системы на борту или на не вращающихся узлах подвески транспортного средства, проще, дешевле и надежнее всего объединить проводной связью.

2) При установке волоконно-оптического измерительного блока на борту транспортного средства его питание обеспечивается от электросети борта транспортного средства, а связь с волоконными элементами на подвижных частях через оптический вращающийся разъем [76].

3) При использовании лазера с фотодетектором (ФД), установленным вместе с измерительным блоком в колесе транспортного средства, связь возможно организовать через вращающийся оптический коннектор, который будет выполняет двойную функцию — передачу сигнала накачки на ФД и отправку измерительного сигнала на измерительный блок. Помимо этого, связь можно организовать и через электрический вращающийся коннектор или беспроводной канал. Но подобная организация в большинстве случаев нерациональна, поскольку требует обеспечение одновременно и оптического вращающегося разъёма для питания ФД и беспроводной связи или вращающегося электрического коннектора для передачи измерительного сигнала на измерительный блок.

4) Использование генератора электрической энергии в колесе транспортного средства рационально можно использовать вместе с беспроводной связью, где в качестве генератора может использоваться пьезоэлемент, подвергающийся деформации при вращении колеса аналогично тому, как это было предложено в [77]. В этом случае вся измерительная система располагается в колесе транспортного средства.

5) Случай использования аккумуляторных батарей по способу организации и компоновки системы аналогичен случаю с использованием генератора.

6) При использовании вращающегося электрического коннектора, питание и организацию связи рационально использовать через данный коннектор. При этом вся или частично измерительная система может располагаться в колесе транспортного средства.

### Перспективы развития систем контроля динамических характеристик колеса транспортного средства

Для определения тенденций развития передовых систем контроля динамических характеристик колеса ТС представленные классификации систем были объединены в единый групповой классификатор (рис. 10).

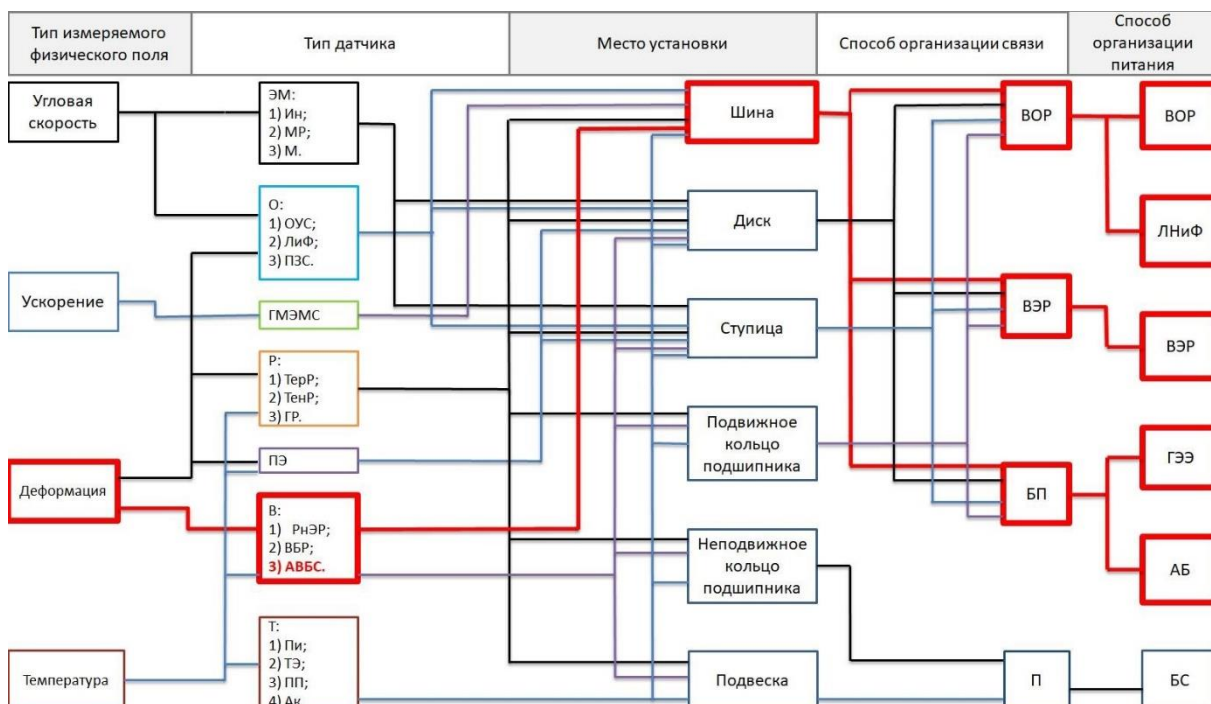


Рис. 10. Классификатор систем контроля динамических характеристик колеса транспортного средства, где: ЭМ – электромагнитные датчики, Ин – индукционный датчик, МР – магниторезистивный датчик, М – магнитный датчик (Холла), О – оптические датчики, ОУС – оптический датчик угловой скорости, ЛиФ – лазер и фотодетектор, ПЗС – прибор с зарядовой связью, ГМЭМС – гироскоп МЭМС, Р – резистивные датчики, ТерР – терморезистивный датчик, ТенР – тензорезистивный датчик, ГР – гибкий резистор, ПЭ – пьезоэлемент, В – волоконные датчики, РнЭР – распределенные на эффектах рассеяния, ВБР – волоконная брэгговская решетка, АВБС – адресная волоконная брэгговская структура, Т – температурные датчики, Пи – пирометр, ТЭ – термоэлектрический датчик, ПП – полупроводниковый датчик, Ак – акустический датчик, ВОР – вращающийся оптический разъем, ВЭР – вращающийся электрический разъем, БП – беспроводная связь, П – проводная связь, ЛНиФ – питание через лазер накачки и фотодетектор, ГЭЭ – генератор электроэнергии, АБ – аккумуляторная батарея, БС – питание через бортовые системы.

Исходя из предложенной классификации систем контроля динамических характеристик колеса ТС, можно выделить тот тип систем, который наиболее полно отвечает требованиям, предъявляемым к передовым системам контроля динамических характеристик колеса и может решать современные задачи активной безопасности. Так классификация систем по типу измеряемых физических полей (рис. 10), свидетельствует, что измерительная система в составе системы контроля должна измерять как механическую составляющую взаимодействия колеса с дорожным полотном, так и тепловую, для компенсации теплового воздействия на показания датчика и учета влияния температуры на силы адгезии шины к дорожному полотну. Данным требованиям наиболее полно отвечаю

резистивные, пьезоэлектрические и волоконные измерительные системы. Однако датчики, основанные на использовании резисторов и пьезоэлементов, имеют недостаток, заключающийся в различной чувствительности и диапазоне работы измерительных сигналов (сила тока для резистивных и напряжение для пьезоэлектрических) деформационных и температурных датчиков. В результате одновременный контроль механических и тепловых составляющих взаимодействия колеса с дорожным полотном, может потребовать разделить деформационные и температурные резистивные или пьезоэлектрические датчики на два отдельных массива, работающие в разных каналах опрашивающего устройства. Или может потребоваться использование двух отдельных устройств опроса, что усложнит и удорожит измерительную систему. В отличие от резистивных и пьезоэлектрических датчиков температурные и деформационные волоконные датчики могут быть объединены в единый массив и опрошены единым устройством без потери качества измерений в едином диапазоне работы измерительных сигналов.

С точки зрения полноты анализа и реализации функциональных возможностей систем активной безопасности наиболее перспективным направлением развития передовых измерительных систем согласно классификации (табл. 1) по месту установки датчиков являются системы, где датчик устанавливается непосредственно в шину. Это объясняется тем, что именно такой тип установки датчиков обеспечивает наибольшую пространственную дискретизацию измерений, которая позволяет более полно исследовать процесс взаимодействия колеса с дорожным полотном и оценить важные динамические параметры, такие как моменты сил, действующие в пятне контакта шины с дорожным полотном, в отличие от систем, которые измеряют деформацию подшипников или узлов подвески транспортного средства.

Согласно классификации систем по способу организации связи (рис. 10, красная линия), среди измерительных систем можно выделить наиболее перспективную, а именно радиофотонную, систему, основанную на использовании АВБС. Ключевым достоинством данной системы с точки зрения организации связи является возможность передачи полезной информации на борт транспортного средства в виде различных типов сигналов, а именно: через вращающийся оптический разъем может быть передан оптический отклик от АВБС; через электрический вращающийся разъем может быть передан как простейший электрический сигнал от фотодетекторов, так и цифровой сигнал от АЦП; через беспроводную связь можно организовать передачу цифрового сигнала от АЦП. Таким образом, для системы измерения на основе АВБС доступна возможность передавать сигнал на борт тремя видами сигналов, в то время как системы, основанные на распределенных волоконных датчиках и на ВБР могут передать полезную информацию двумя видами сигналов: оптический отклик от датчиков в виде оптического сигнала и цифровой сигнал от устройств, опрашивающих датчики. Разнообразие способов передачи полезного сигнала согласно классификации систем по способу организации питания позволяет использовать большее количество вариантов питания в зависимости от задач, предъявляемых к измерительной системе. Так для транспортных средств, требующих повышенной защищенности от ЭМИ, наиболее подходящими системами будут являться системы, использующие для связи вращающийся оптический разъем, а для организации питания чувствительных элементов тот же разъем или лазер накачки в паре с фотодетектором. Для легковых транспортных средств наиболее рациональным будет использование систем с беспроводной связью и аккумуляторными батареями, так как данные компоненты наиболее компактные и простые для интеграции в конструкцию ТС. Для большегрузных транспортных средств может требоваться дублирование САБ, так как неполадки САБ большегрузных ТС могут создавать значительную угрозу безопасности движения. Следовательно, такие ТС могут быть укомплектованы двумя независимыми средствами

контроля, которые основаны на связи через вращающийся электрический разъем и беспроводную связь. Так как шины большегрузных ТС значительно больше легковых, в них значительно проще разместить генераторы электроэнергии, что должно снять необходимость регулярной зарядки аккумуляторов системы контроля и повысить потребительские качества системы.

Помимо вышеперечисленных достоинств, измерительная система на основе АВБС обладает еще рядом преимуществ, а именно: наибольшей частотой дискретизации измерений по времени; высокой защищенностью от ЭМИ; как самое простое и недорогостоящее устройство опроса среди волоконных систем.

Таким образом, основываясь на проведенном анализе, следует, что радиофотонные системы измерений динамических характеристик шины в пятне контакта являются наиболее передовой концепцией систем измерения динамических характеристик колеса, соответствующей концепциям современных систем активной безопасности транспортного средства.

### Заключение

Была проведена систематизация и построена классификация систем контроля динамических характеристик колеса транспортного средства по типу измеряемых физических полей, по физическому принципу измерительного преобразования, по месту установки, по способу организации связи и электрического питания. Для каждого разряда классификации перечислены достоинства и недостатки, а также возможные способы применения. Исходя из полученной классификации, определены наиболее перспективные направления развития передовых систем контроля динамических характеристик взаимодействия колеса с дорогой, среди которых определена система, наиболее полно отвечающая требованиям современных систем активной безопасности транспортных средств и позволяющая увеличить эффективность систем данного класса. Итогом проделанной работы стала идея перехода к радиофотонной сенсорной системе контроля деформации и температуры шины, основанной на использовании адресных волоконных брэгговских структур, которая обладает наибольшими возможностями по передаче полезного сигнала на борт транспортного средства, с высокой пространственной и временной дискретизации измерений, простым и дешевым методом опроса, защищенностью от электромагнитного излучения, а также высокой точностью измерений

### Список литературы

1. Matsuzaki R. Strain Monitoring and Applied Load Estimation for the Development of Intelligent Tires Using a Single Wireless CCD Camera / R. Matsuzaki, N. Hiraoka, A. Todoroki, et al. // J. Solid Mech. Mater. Eng. - 2012. - V.6. - P.935–949.
2. Roveri N. OPTYRE—Real Time Estimation of Rolling Resistance for Intelligent Tyres / N. Roveri, G. Pepe, F. Mezzani, A. Carcaterra et al. // Sensors. - 2019. - V. 19. - № 23. - P. 5119.
3. Roveri N. OPTYRE – A new technology for tire monitoring: Evidence of contact patch phenomena / N. Roveri, G. Pepe, A. Carcaterra // Mechanical Systems and Signal Processing, 2015
4. Mendoza-Petit M.F. A Strain-Based Intelligent Tire to Detect Contact Patch Features for Complex Maneuvers / M.F. Mendoza-Petit, D. García-Pozuelo, V. Diaz et al. // Sensors. - 2020. - V. 20. - № 6. - P. 1750.

5. Mendoza-Petit M.F. A Strain-Based Method to Estimate Tire Parameters for Intelligent Tires under Complex Maneuvering Operations / M.F. Mendoza-Petit, D. García-Pozuelo, V. Diaz et al. // *Sensors*. - 2019. - V. 19. - № 13. - P. 2973.
6. Doumiati M. Vehicle Dynamics Estimation using Kalman Filtering: Experimental Validation / Doumiati M. et al. – John Wiley & Sons, 2012.
7. Vagisha V. A Review on Intelligent PID Controllers in Autonomous Vehicle / V.Vagisha, S. Swati, D. Subhranil, D. Sudhansu, S. Sitanshu // *Advances in Smart Grid Automation and Industry 4.0, Select Proceedings of ICETSGAI4.0*, 2021.
8. Hongxiao Y. A model predictive control approach combined unscented Kalman filter vehicle state estimation in intelligent vehicle trajectory tracking / Y. Hongxiao, D. Jianmin, T. Saied, C. Huan, Q. Zhiquan // *Advances in Mechanical Engineering*, 2015.
9. Agliullin T. Torque Vectoring Control on Ice for Electric Vehicles with Individually Actuated Wheels / T. Agliullin, V. Ivanov, V. Ricciardi, R.M. Acosta, K. Augsburg, C. Sandu et al. // *Advances in Dynamics of Vehicles on Roads and Tracks*, 2020.
10. Farroni F. A Real-time physical analytical Grip Model for Tyre Rubber in sliding Contact with Road Asperities / F. Farroni, M. Russo, F. Timpone et al. // *ATA - Ing. Dell'Autoveicolo*. - 2014. - V. 67. – P. 30.
11. Farroni F. A physical-analytical model for a real-time local grip estimation of tyre rubber in sliding contact with road asperities / F. Farroni, M. Russo, R. Russo // *Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part D: Journal of Automobile Engineering published online* 2014.
12. Freidovich L. LuGre-Model-Based Friction Compensation / L. Freidovich, A.Robertsson, A. Shiriaev и др. // *Control Syst. Technol. IEEE Trans. On*. 2010. - V. 18. - P.194–200.
13. Марков А.С. Исследование коэффициента трения эластичной автомобильной шины при изменении износа рисунка протектора / А.С. Марков, Н.И. Овчинникова // *Вестник ИрГТУ*. – №2 (21). – 2017. – С. 191-189.
14. Бойко А.В. Математическая модель для расчета коэффициента сцепления от проскальзывания с использованием нормальных и касательных распределенных нагрузок по длине пятна контакта эластичной шины с дорогой и беговым барабаном диагностического стенда / А.В. Бойко, В.Б. Распопина // *Вестник ИрГТУ* – №10 (93) – 2014.– С. 168-172.
15. Бойко А.В. Математическая модель для расчета нормальных и касательных напряжений в пятне контакта эластичной шины с дорогой и беговым барабаном диагностического стенда // *Вестник ИрГТУ* – №11 (70) – 2012. – С. 128-131.
16. Tire and Vehicle Dynamics - 3rd Edition [Электронный ресурс]. URL:<https://www.elsevier.com/books/tire-and-vehicle-dynamics/pacejka/978-0-08-097016-5> (дата обращения: 15.03.2025).
17. Canudas-de-Wit C. A new model for control of systems with friction / Canudas-de-Wit C., H. Olsson, K.J. Astrom et al. // *IEEE Trans. Autom. Control*. -1995. - V. 40. - № 3. - P. 419–425.
18. Canudas-de-Wit C., Horowitz R. Observers for tire/road contact friction using only wheel angular velocity information / C. Canudas-de-Wit, R. Horowitz // *Proceedings of the 38th IEEE Conference on Decision and Control (Cat. No.99CH36304)*, 1999. - №4. - P. 3932–3937.
19. Acosta M. Blundell Road Friction Virtual Sensing: A Review of Estimation Techniques with Emphasis on Low Excitation Approaches / M. Acosta, S. Kanarachos, M // *Appl. Sci*. - 2017. - V.7. - № 12. – P. 1230.
20. Zhang B. Vertical Tire Forces Estimation of Multi-Axle Trucks Based on an Adaptive Treble Extend Kalman Filter / B. Zhang, T. Xu, H. Wang et al. // *Chin. J. Mech. Eng*. 2021. - V. 34.

21. Niskanen A., Tuononen A. Three 3-Axial Accelerometers Fixed Inside the Tyre for Studying Contact Patch Deformations in Wet Conditions // *Veh. Syst. Dyn.* - 2014. - V. 52. - P. 287–298.
22. Savaresi S.M. New regressors for the direct identification of tire deformation in road vehicles via “In-Tire” accelerometers / S.M. Savaresi, M. Tanelli, P. Langthaler et al. // *IEEE Trans. Control Syst. Technol.* - 2008. - V. 16. - № 4. -P. 769–780.
23. Gubaidullin R.R. Application of addressed fiber bragg structures for measuring tire deformation / R.R. Gubaidullin, Sakhabutdinov A.J, Aggliullin T.A. et al. // *2019 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SYNCHROINFO).* - 2019. - P. 1–7.
24. Gubaidullin R.R. Fiber optic tire speed sensor / R.R. Gubaidullin, Sakhabutdinov A.J, Aggliullin T.A. et al. // *2021 Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications, 2021.* - P. 1–7.
25. Gubaidullin R.R. Addressed fiber bragg structures in load-sensing wheel hub bearings / R.R. Gubaidullin, Sakhabutdinov A.J, Aggliullin T.A. et al. // *Sensors.* - 2020. - V. 20. - № 21. - P. 6191.
26. Gubaidullin R.R. Addressed FBG-structures for tire strain measurement / R.R.Gubaidullin, Sakhabutdinov A.J, Aggliullin T.A. et al. // *Proc SPIE Int Soc Opt Eng SPIE, 2019. Vol. 11146.* - P. 6.
27. Hopping K. Extending the HSRI tyre model for large inflation pressure changes / K. Hopping, K. Augsburg, F. Buchner // *Conference: engineering for a changing world: 59th IWK, Ilmenau Scientific Colloquium, Technische Universität Ilmenau – Ilmenau, 2017.*
28. RoaDyn P1HT wheel torque transducer for commercial vehicles [Электронный ресурс]. URL: <https://www.kistler.com/en/product/type-9299a/?application=13> (дата обращения: 15.03.2025).
29. Coppo F. A multisensing setup for the intelligent tire monitoring / F. Coppo , G.Pepe, N. Roveri et al. // *Sensors.* - 2017. - V. 17. - № 3. - P. 576.
30. Tuononen A. A multi-laser sensor system to measure rolling deformation for truck tyres / Tuononen A., Xiong Y. // *Int. J. Veh. Perform.* - 2017. - V. 3. - P. 115.
31. Xiong Y. Rolling deformation of truck tires: Measurement and analysis using a tire sensing approach / Y. Xiong, A. Tuononen // *J. Terramechanics.* - 2015. - V. 61. - P. 33–42.
32. Xiong Y., Tuononen A. A laser-based sensor system for tire tread deformation measurement / Y. Xiong, A. Tuononen // *Meas. Sci. Technol.* - 2014. - V. 25. - P. 115103.
33. Gurkan E. Rajesh Estimation of Tire-Road Friction Coefficient Using a Novel Wireless Piezoelectric Tire Sensor / E. Gurkan, A. Lee, R. // *EEE Sensors Journal.* - V. 11(2). P.267 – 279.
34. Fontaine M. In-tire distributed optical fiber (DOF) sensor for the load assessment of light vehicles in static conditions / M. Fontaine, A. Coiret, J. Cesbron и др. // *Sensors.* - 2021. - V. 21. - № 20. - P. 6874.
35. Breglio G. Feel-tire una: development and modeling of a sensing system for intelligent tires / G. Breglio, A. Irace, V.R. Marrazzo и др. // *2019 IEEE 5th International forum on research and technology for society and industry (RTSI).* - 2019. - P. 453–458.
36. Kentaro NISHIKAWA tub bearing with integrated multi-axis load sensor // *NTN TECHNICAL REVIEW.* - No.79 (2011) C. 58-63.
37. Andrews R.D. Elastoviscous properties of polyisobutylene. I. Relaxation of stress in whole polymer of different molecular weights at elevated temperatures / R.D. Andrews, N.Hofman-Bang, A.V. Tobolsky // *J. Polym. Sci.* - 1948. - V. 3. - № 5. - P. 669–692.
38. Ferry J.D. The Relaxation Distribution Function of Polyisobutylene in the Transition from Rubber-Like to Glass-Like Behavior / J.D. Ferry, L.D. Grandine, E.R. Fitzgerald// *J. Appl. Phys.* - 1953. - V. 24. - № 7. - P. 911–916.



39. Williams M.L. The Temperature Dependence of Relaxation Mechanisms in Amorphous Polymers and Other Glass-forming Liquids / M.L. Williams, R.F. Landel, J.D. Ferry // *J. Am. Chem. Soc.* - 1955. - V. 77. - № 14. - P. 3701–3707.
40. Январёв С.Г. Метод измерения скорости движения объекта с использованием индукционных датчиков / С.Г. Январёв // Южно-Российский государственный политехнический университет (НПИ) имени М.И. Платова, 2019. - С. 331–332.
41. Сысоева С. Автомобильные бесконтактные датчики магнитного поля. Новый взгляд на разработку и применение мостовых ASIC/ С. Сысоева // *Компоненты и Технологии.* - 2014. - № 10 (159).
42. Захаров И.С. Сравнительный анализ чувствительности эффектов Холла и магниторезистивного к влиянию допусков крепления датчика скорости автомобиля на точность / И.С. Захаров, С.Ф. Яцун, С.С. Сысоева // *Известия Курского Государственного Технического Университета.* - 2004. - № 1 (12).
43. Коновалов С. Ф. Моделирование процессов компенсации нулевого сигнала в МЭМС гироскопе / С.Ф. Коновалов, В.П. Подчерзцев, Ю.А. Пономарев // *Наука и образование: научное издание МГТУ им. Н. Баумана.* - 2012. - № 9.
44. Некрасов Я. А. Результаты исследования МЭМС-Гироскопа с температурной самокомпенсацией / Некрасов Я. А., Люкшонков Р. Г. // "Концерн "Центральный научно-исследовательский институт «Электроприбор», 2015. - С. 288–293.
45. Yang X. Flexible Strain Sensors Fabricated by Fused Deposition Modeling-Based Multimaterial 3D Printing with Conductive Polyurethane Composites / X. Yang, H. Ren, C. Wu et al. // 2021 27th International Conference on Mechatronics and Machine Vision in Practice (M2VIP), 2021.
46. Cai G. Extremely Stretchable Strain Sensors Based on Conductive Self-Healing Dynamic Cross-Links Hydrogels for Human-Motion Detection / G. Cai, J. Wang, K. Qian et al. // *Adv. Sci.* - 2016. - V.4.
47. Christ J. 3D printing of highly elastic strain sensors using polyurethane / Mutiwall Carbon Nanotube Composites / J. Christ, C. Hohimer, N. Aliheidari и др. // *SPIE Smart structures and materials + nondestructive evaluation and health monitoring*, 2017. - 1016511 p.
48. Мировые тенденции развития распределенных волоконно-оптических сенсорных систем (обзор) [Электронный ресурс]. [URL:https://cyberleninka.ru/article/n/mirovye-tendentsii-razvitiya-raspredeleennyh-volonkonno-opticheskikh-sensornyh-sistem-obzor/viewer](https://cyberleninka.ru/article/n/mirovye-tendentsii-razvitiya-raspredeleennyh-volonkonno-opticheskikh-sensornyh-sistem-obzor/viewer) (дата обращения: 15.03.2025).
49. Aybatov D.L. Distributed temperature fiber bragg grating sensor / D.L. Aybatov, R.R. Kiyamova, O.G. Morozov et al. // *Proceedings of SPIE - The International Society for Optical Engineering* 7374:10. 2009. - V.7374.
50. Nureev I. I. Distributed Raman sensor system with point spots for downhole telemetry / Nureev I. I., Gubaidullin R.R., Kadushkin V.V. et al. // *Institute of Physics and IOP Publishing Limited*, 2020. - P. 12142.
51. Созонов, Н. С. Экспериментально-теоретическое исследование влияния конструктивных элементов волоконно-оптического датчика деформации на его показания и методика корректировки передаточной функции / Н. С. Созонов, И. Н. Шардаков // *Вестник Пермского национального исследовательского политехнического университета. Механика.* – 2017. – № 4. – С. 173-188. – DOI 10.15593/perm.mech/2017.4.12.
52. Mukherjee B. WDM optical communication networks: progress and challenges // *IEEE J. Sel. Areas Commun.* 2000. - V. 18. - № 10. - P.1810–1824.
53. Морозов О. Г. Радиофотонный метод определения угла прихода 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. - № 1 (49).

54. Морозов О.Г. Трехкомпонентные адресные волоконные брэгговские структуры - новый элемент радиофотонных многосенсорных сетей / О.Г. Морозов, Сахабутдинов А.Ж., Нуреев И.И. и др. // Фотон-Экспресс. - 2021. - № 6 (174).

55. Modelling and record technologies of address fiber Bragg structures based on gratings with two symmetrical pi-phase shifts / O. G. Morozov, A. Z. Sakhabutdinov, I. I. Nureev, R. S. Misbakhov // Journal of Physics: Conference Series : V International Conference on Information Technology and Nanotechnology, ITNT 2019, Samara, 21–24 мая 2019 года. - Vol.1368, 2. – Samara: Institute of Physics Publishing, 2019. – P. 022048. – DOI 10.1088/1742-6596/1368/2/022048. – EDN ANOQRB.

56. Аглиуллин Т.А. Многоадресные волоконные брэгговские структуры в радиофотонных сенсорных системах / Т.А. Аглиуллин, В.И. Анфиногентов, Р.Ш. Мисбахов и др. // Труды учебных заведений связи. - 2020. - Т. 6. - № 1. - С. 6–13.

57. Заболотный В.А. Алгоритм формирования двухчастотного зондирующего излучения для мониторинга симметричных высокочастотных волоконно-оптических структур / В.А. Заболотный, Т.А. Аглиуллин, Т.Р. Сахбиев, и др. // Научно-Технический Вестник Поволжья. - 2020. - № 6.

58. Аглиуллин Т.А. Управление тонкой структурой трёхкомпонентных адресных брэгговских измерительных преобразователей, последовательно записанных в оптическое волокно квазираспределённой радиофотонной сенсорной системы / Т.А. Аглиуллин, Кузнецов А.А. и др. // Вестник Поволжского государственного технологического университета. Сер.: Радиотехнические и инфокоммуникационные системы. - 2020. - № 4 (48). - С. 72-81. DOI: <https://doi.org/10.25686/2306-2819.2020.4.72>

59. Морозов О.Г. Адресные волоконные брэгговские структуры в квазираспределённых радиофотонных сенсорных системах / О.Г. Морозов, А.Ж. Сахабутдинов // Компьютерная Оптика. - 2019. - Т. 43. - № 4. - С. 535–543.

60. Курбиев И. У. Многосенсорные радиофотонные системы на адресных линейно-чирпированных волоконных брэгговских решетках / И.У. Курбиев, И.И. Нуреев, А.Ж. Сахабутдинов // Сборник материалов научно-практической конференции Ядерные технологии: от исследований к внедрению – 2021. Нижегородский государственный технический университет им. Р.Е. Алексеева, Нижний Новгород, 2021. - С. 158–160.

61. Мягдеев Р.М. Подходы к моделированию спектральных характеристик ВБР с фазовым сдвигом, сформированным неоднородностью / Р.М. Мягдеев, Р.О. Васимов, А.А. Кузнецов и др. // Фотон-Экспресс. - 2021. - № 6 (174).

62. Мягдеев Р. М. Способ записи ВБР с фазовым сдвигом на искусственно введенной неоднородности / Р.М. Мягдеев, Р.О. Васимов, А.А. Кузнецов // Фотон-Экспресс.- 2021. - № 6 (174).

63. Феофилактов С.В. Квази-распределенная акустическая сенсорная система для контроля движения среды в полый трубе / С.В. Феофилактов, А.Ж. Сахабутдинов, О.Г. Морозов и др. // Сборник тезисов докладов Международной конференции "Оптическая рефлектометрия, метрология и сенсорика – 2020", 2020. - С. 13–18.

64. Куликов Е.В. Система для оценок износа ствола по данным измерения его деформаций с использованием адресных волоконных брэгговских решеток / Е.В. Куликов, А.Ж. Сахабутдинов, И.И. Нуреев и др. // Сборник тезисов докладов I Российской научной конференции Радиофотоника, фотоника и исследование свойств вещества, 2020. - С. 199–200.

65. Никачадзе Д.М. Исследование характеристик термоэлектрических датчиков температуры / Д.М. Никачадзе, Л.М. Асатуров // Материалы ежегодной III Всероссийской

научно-практической конференции обучающихся и преподавателей «Энергетика и автоматизация в современном обществе», 2020. - С. 71–75.

66. Клевцов С. И. Источники погрешностей и алгоритмические пути повышения точности измерения температуры датчиками температур / С.И. Клевцов // Известия ТРТУ. – 2003. – № 3(32). – С. 37-44.

67. Котяшев В.С. Сравнительный анализ цифровых полупроводниковых датчиков температуры / В.С. Котяшев, Р.Е. Багжанов, Р.К. Собянин, И.С. Терновая // Высшая Школа. - 2016. - № 1.

68. Фрунзе А.В. Методическая погрешность энергетических пирометров, обусловленная влиянием на результат измерения расстояния между пирометром и объектом / А.В. Фрунзе // Измерительная Техника. - 2012. - № 10.

69. Фрунзе А. Влияние методических погрешностей пирометров на выбор прибора / А. Фрунзе // Фотоника. – 2012. – № 3(33). – С. 46-51.

70. Афанасьев А.В. Инфракрасный микропроцессорный пирометр с диафрагмальной оптикой / А.В. Афанасьев, И.Я. Орлов // Приборы и техника эксперимента. - 2003. - №1. - С. 149-152.

71. Ковалев А.В. Экспериментальное исследование постоянства терморезистивного коэффициента термохимического датчика в расширенном интервале рабочих температур / А.В. Ковалев // Вестник Гомельского Государственного Технического Университета им. П.О. Сухого. - 2004. - № 2.

72. Крышталь Р.Г. Устройства на поверхностных акустических волнах для чувствительных элементов датчиков температуры / Р.Г. Крышталь, А.П. Кундин, А.В. Медведь // Радиотехника и электроника. - 2017. - Т. 62. - № 3.

73. Ткачев А.Л. Классификация акустических датчиков / А.Л. Ткачев, В.М.Мусалимов // Научно-технический вестник Санкт-Петербургского государственного университета информационных технологий, механики и оптики. – 2007. – С. 328-332.

74. Фрайден, Дж. Современные датчики. Справочник / Дж. Фрайден; пер. с англ. Ю.А. Заболотной. – Москва: Изд-во Техносфера, 2005. – 592 с.

75. Phase Shifts Induced by the Piezoelectric Transducers Attached to a Linearly Chirped Fiber Bragg Grating / Chen X., Painchaud Y., Ogusu K. и др. // J. Light. Technol. - 2010.- V. 28. - № 14. - P. 2017–2022.

76. Губайдуллин Р.Р. Разработка конструкции устройства для подключения оптоволоконных датчиков к вращающемуся телу // Материалы Международной молодёжной научной конференции XXIV Туполевские чтения (Школа молодых ученых), 2019. - С. 495–499.

77. Jousimaa O. Energy harvesting system for intelligent tyre sensors / O. Jousimaa, Y. Xiong, A.J. Niskanen et al. // 2016 IEEE Intelligent Vehicles Symposium (IV), 2016. - P. 578–583.

## TRENDS AND PROSPECTS FOR THE DEVELOPMENT OF ADVANCED SYSTEMS FOR MONITORING THE DYNAMIC CHARACTERISTICS OF A VEHICLE WHEEL

*R.R. Gubaydullin, T.A. Agliullin*

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

**Abstract.** The paper presents an overview of systems for monitoring the dynamic characteristics of vehicle wheels, such as: forces, moments, angular velocities. Existing and prospective monitoring systems were considered, general characteristics of the systems of this class were determined, which made it possible to propose a classification that allows determining the scope of application and specific features of the systems of each class. Promising directions for the development of advanced systems for monitoring the dynamic characteristics of wheel adhesion to the road surface and methods for their implementation in active safety systems of vehicles were determined. Based on the set of tasks facing advanced dynamic characteristics monitoring systems and the technical capabilities of monitoring systems, promising development paths have been identified based on the use of fiber-optic measuring systems with radio-photonic methods of signal acquisition and processing, and the use of addressable fiber Bragg structures as a sensitive element of the sensor.

**Keywords:** microwave-photonic sensor system, fiber optic sensor system, fiber Bragg grating, addressed fiber Bragg structures.

Статья представлена в редакцию 15.03.2025г.

EDN: AENTIU

УДК 535.513.1; 681.7.068

2.2.6

## ВОЛОКНА С ВЫСОКОЙ ЧИСЛОВОЙ АПЕРТУРОЙ: НОВЫЙ ПОДХОД ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ДЛЯ ТОРЦЕВОЙ СТЫКОВКИ С ФОТОННЫМИ ИНТЕГРАЛЬНЫМИ СХЕМАМИ

*А.С. Паньков, Р.С. Пономарев*

Пермский государственный национальный исследовательский университет  
Российская Федерация, 614068, Пермь, ул. Букирева, 15

**Аннотация.** Работа посвящена исследованию эффективного согласования волоконно-оптических элементов с фотонными интегральными схемами (ФИС). В качестве элементов ввода/вывода оптического излучения используются плоско сколотые одномодовые волокна (SMF-28) и волоконно-оптические сборки, состоящие из сочетания одномодовых волокон и волокон с ультравысокой числовой апертурой. Рассматривается зависимость оптических потерь в системе «волокно - чип ФИС - волокно» в диапазоне длин волн от 1530 до 1570 нм при использовании различных оптических элементов для ввода/вывода оптического излучения.

**Ключевые слова:** стыковка оптического волокна с фотонными интегральными схемами; элементы ввода/вывода оптического излучения; волокна с ультравысокой числовой апертурой (UHNA).

### Введение

Уменьшение размеров электронных схем достигает критического уровня, но требования к скорости обработки данных продолжают увеличиваться. Чтобы обойти этот предел, потребуются устройства, использующие новые способы обработки данных. Одно из возможных решений заключается в использовании фотонов для выполнения как передачи, так и обработки данных. На этом фоне фотонные интегральные схемы (ФИС) за счет высокой скорости и малого энергопотребления становятся реальной перспективой для дальнейшего развития телекоммуникаций [1]. В течение последних десяти лет кремниевая фотоника существенно продвинулась вперед, открывая реальные перспективы применения в телекоммуникациях, обработке данных, медицинских технологиях, системах безопасности, детектирования, машинного обучения [2] и квантовых вычислений.

В настоящее время ФИС работают на длинах волн в широком спектральном окне прозрачности – от видимого (400 нм) до инфракрасного ( $>2,5$  мкм) [3]. Наиболее широко они применяются для работы на длине волны 1550 нм. Интегральные схемы на основе нитрида кремния ( $\text{Si}_3\text{N}_4$ ) обычно имеют высокий контраст показателя преломления волноводов, что ведет к миниатюризации устройств и уменьшению размеров волноводов. Это значительно повышает требования к волоконно-оптическим структурам, используемым для ввода и вывода оптического излучения. Диаметр сердцевины одномодового оптического волокна SMF-28 в несколько раз превышает поперечные размеры волноводов ФИС, поэтому диаметры полей мод (ДПМ) оптического волокна и волновода, которые описывают распределение светового поля в области сердцевины волокна и волновода, существенно отличаются (рис. 1). Чем ближе величины ДПМ волокна и волновода, тем эффективнее согласование и меньше оптические потери при вводе/выводе излучения в чип ФИС [4].

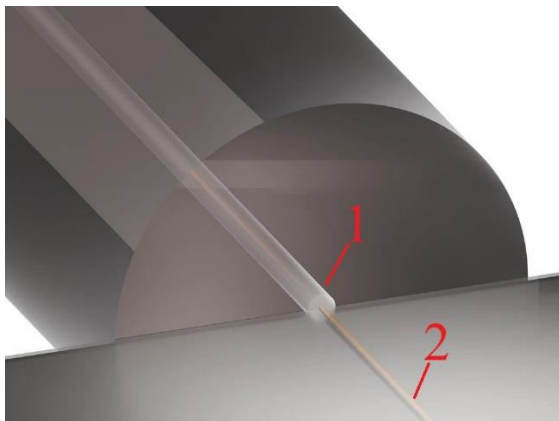


Рис.1. Стыковка оптического волокна с чипом ФИС:  
1 – сердцевина оптического волокна, 2 – волновод ФИС

Для снижения оптических потерь при стыковке с ФИС используются волоконные микролинзы, преобразователи размера пятна, либо волокна с ультравысокой числовой апертурой (UHNA).

В этой работе будут представлены результаты торцевой стыковки с ФИС различных волоконно-оптических элементов для ввода/вывода оптического излучения. Будет проведено сравнение численных значений оптических потерь в диапазоне длин волн от 1530 до 1570 нм.

### Описание эксперимента

Стыковка волоконно-оптических элементов с ФИС осуществлялась с помощью 3-осных линейных микропозиционеров Suruga Seiki. ФИС, используемая в эксперименте, была изготовлена на основе нитрида кремния ( $\text{Si}_3\text{N}_4$ ) и имела оптические волноводы размером порядка 3,5 мкм. В качестве элементов ввода и вывода использовались плоско сколотое волокно (SMF-28) и волоконно-оптические компоненты, содержащие волокна UHNA (рис. 2).

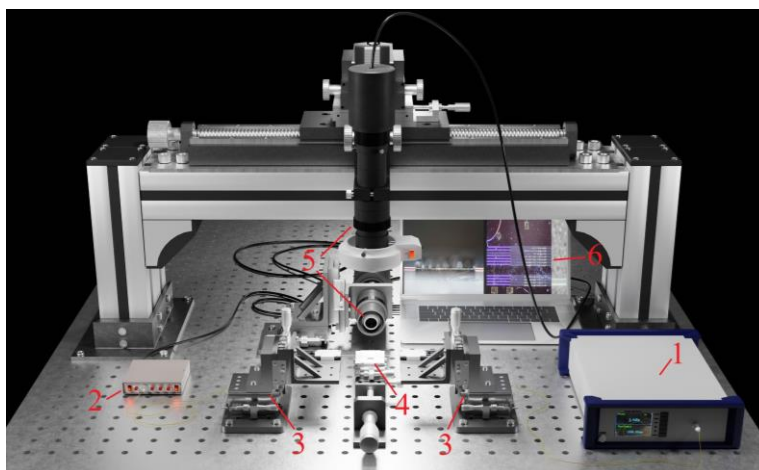
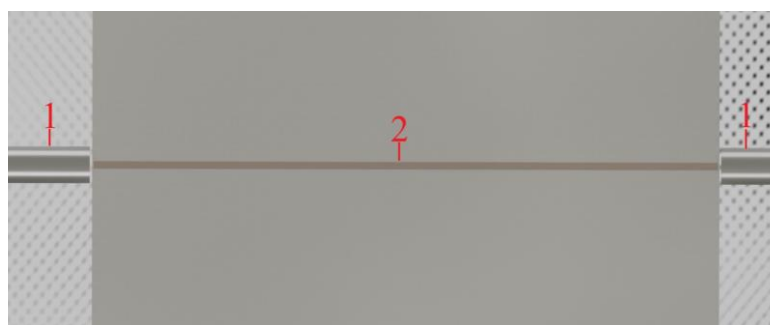


Рис.2. Установка для оптической стыковки с ФИС:  
1 – источник оптического излучения, 2 – 4-х каналный измеритель мощности,  
3 – 3-осный микропозиционер с закрепленными волоконными структурами,  
4 – 2-осный микропозиционер с ФИС, 5 – камера технического зрения,  
6 – ПК с программным обеспечением

Волоконно-оптические элементы с волокнами, имеющими ультравысокую числовую апертуру, изготавливались с помощью сварочного аппарата Fujikura FSM-100P. Сами элементы представляют собой патч-корд на основе волокна SMF-28, который сваривается с волокном UHNA. После процесса сварки формируется скол таким образом, что длина волокна UHNA составляет порядка 10 мм. В результате получается патч-корд на основе волокна SMF-28, к торцу которого приварен отрезок волокна UHNA. Предварительная калибровка дуги и чистка электродов сварочного аппарата позволяет подобрать режим сварки таким образом, что потери в месте сварки волокон не превышают 0,2-0,4 дБ.

В качестве источника света использовался перестраиваемый лазер Golight, после его включения осуществлялась юстировка волоконно-оптических элементов относительно чипа ФИС. Она включала в себя подвод волокон к торцевым поверхностям кристалла и поиск сигнала, относительно которого производилась «точная» юстировка оптических элементов до нахождения максимума (рис.3). Максимум оптического сигнала регистрировался с помощью 4-х канального измерителя мощности оптического излучения на диапазоне длин волн 1530-1570 нм.



а) вид юстировки «сверху»

1 – оптическое волокно, 2 – ФИС с волноводом



б) вид юстировки «сбоку»

1 – оптическое волокно, 2 – ФИС

Рис.3. Момент подвода оптических волокон к торцу фотонной интегральной схемы

### Результаты эксперимента

Оценка значения оптических потерь производилась в системе «волокно-ФИС-волокно» с учетом потерь, вносимых самими оптическими элементами для ввода и вывода оптического излучения. Перед стыковкой отдельным этапом осуществлялась стыковка «волокно-волокно».

В ходе эксперимента использовались следующие пары структур: плоско сколотые волокна SMF-28 и структуры SMF-28\_UHNA1, SMF-28\_UHNA4. Отрезки волокон UHNA1 и UHNA4 для структур SMF-28\_UHNA были выбраны, исходя из доступности на момент



изготовления и проведения данного эксперимента. Эти волокна различны по размерам формируемого ими оптического пучка. Для UHNA1 размер пучка равен 4,8 мкм, а для UHNA4 – 4,0 мкм. В свою очередь, плоско сколотые волокна SMF-28 имеют на выходе пучок порядка 9 мкм.

Графики зависимости оптических потерь от длины волны оптического излучения представлены на рис. 4.

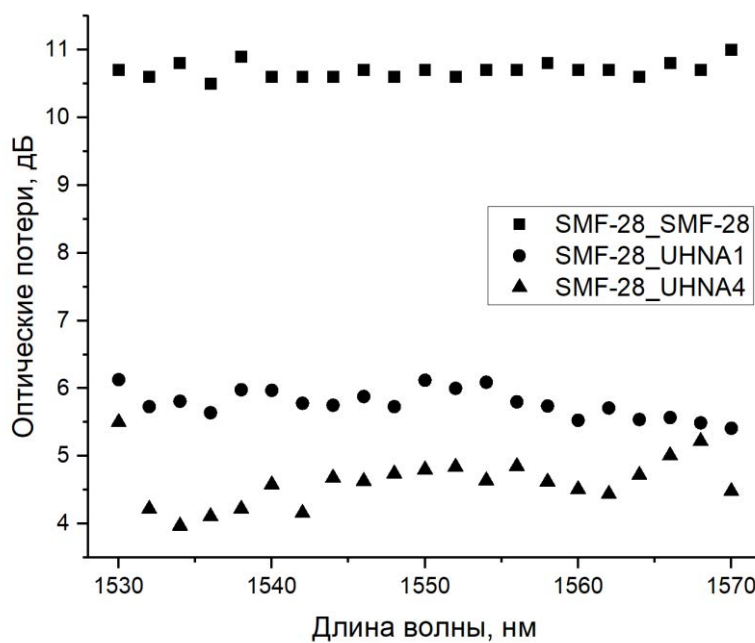


Рис.4. Зависимость оптических потерь от длины волны ввода излучения

Из графиков на рис. 4 видно, что использование прямых сколов оптических волокон с диаметром сердцевины 9 мкм при стыковке с ФИС существенно увеличивают оптические потери. Использование волокон UHNA позволяет существенно уменьшить оптические потери.

### Заключение

В работе была оценена эффективность ввода оптического излучения в ФИС при использовании различных типов структур для ввода/вывода оптического излучения. Было показано, что при согласовании размеров ДПМ волокна и волновода ФИС, значения оптических потерь минимальны относительно волокон с размером сердцевины 9 мкм.

Волоконно-оптические структуры, включающие в себя отрезки волокна типа UHNA, позволили получить значения оптических потерь, сходные с результатами, полученными при использовании линзованных оптических волокон, что позволяет использовать волокна UHNA для изготовления модулей с массивом волокон в дальнейшем.

### Список литературы

1. Mu X., Wu S., Cheng L. and Fu H.Y., Edge couplers in silicon photonic integrated circuits: a review // Applied sciences – 2020, Vol. 10(4), – P. 1–2.
2. Steinbrecher G.R., Olson J.P., Englund D. and Carolan J. Quantum optical neural network // NPJ Quantum information, – 2019, Vol. 5(1) – P. 1–9.

3. Blumenthal D. J., Heideman R., Geuzebroek D., Leinse A. and Roeloffzen C., Silicon nitride in silicon photonics // Proceedings of the IEEE, – 2018, P. 1–23.
4. Ивашенцева И.В., Третьяков И.В., Каурова Н.С., Голиков А.Д., Гольцман Г.Н., Эффективность согласования одномодового волокна с фотонной интегральной схемой Si<sub>3</sub>N<sub>4</sub>// Оптика и спектроскопия, – 2024, Vol. 132(10), – P. 1076–1086.

## HIGH NUMERICAL APERTURE FIBERS: A NEW APPLICATION APPROACH FOR END-TO-END COUPLING WITH PHOTONIC INTEGRATED CIRCUITS

*A.S. Pankov, R.S. Ponomarev*

Perm State National Research University  
15, Bukirev, Perm, 614068, Russian Federation

**Annotation.** The work is devoted to the study of effective matching of fiber-optic elements with photonic integrated circuits (PIC). The optical input/output elements used are flat cleaved fibers single mode (SMF-28), and fiber optic assemblies consisting of a combination of single-mode fibers and ultra-high numerical aperture (UHNA) fibers. The dependence of the numerical value of optical losses in the “fiber-PIC-fiber” system in the wavelength range 1530-1570 nm when using different optical elements for input/output of optical radiation is considered.

**Keywords:** coupling with photonic integrated circuits; input/output elements of optical radiation; ultra-high numerical aperture fibers.

Статья отправлена в редакцию 3 марта 2025 г.

## КОМБИНИРОВАННОЕ ПРИМЕНЕНИЕ ОСНОВ ШИРОКОПОЛОСНОГО И СВЕРХУЗКОПОЛОСНОГО ПАКЕТОВ ДИСКРЕТНЫХ ЧАСТОТ ДЛЯ СОЗДАНИЯ КОМПАКТНЫХ РАДИОФОТОННЫХ АНАЛИЗАТОРОВ СПЕКТРАЛЬНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ШИРОКОПОЛОСНЫХ АМПЛИТУДНЫХ МОДУЛЯТОРОВ МАХА-ЦЕНДЕРА И ФОТОДЕТЕКТОРОВ.

### ЧАСТЬ III. РАДИОФОТОННЫЙ АНАЛИЗАТОР СПЕКТРАЛЬНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ШИРОКОПОЛОСНЫХ ФОТОДЕТЕКТОРОВ НА ОСНОВЕ МНОГОЧАСТОТНОГО ЗОНДИРУЮЩЕГО ИЗЛУЧЕНИЯ, ПОЛУЧЕННОГО УМНОЖЕНИЕМ ЧАСТОТЫ

*Али М.Аль-Муфти, В.С. Соколов, Рус.Ш. Мисбахов, О.Г. Морозов*

Казанский национальный исследовательский технический университет

им. А.Н. Туполева-КАИ

Российская Федерация, 420111, г. Казань, ул. К. Маркса, д.10

**Аннотация.** Целью настоящей работы, состоящей из четырех частей, является решение задач комбинированного применения основ широкополосного и сверхузкополосного пакетов дискретных частот (ШПДЧ и СПДЧ) для совершенствования метрологических характеристик, минимизации структуры и снижения стоимости радиофотонных анализаторов спектральных характеристик (РФАСХ) ШАММЦ и ШФД, реализованных на импортозамещающей элементной базе. В первой части рассмотрены вопросы формирования двухполосного двухчастотного зондирующего излучения (ДДЗИ) с подавленной несущей и равными амплитудами компонент, составляющих основу ШПДЧ, и оцениваются его функциональные и системные характеристики, необходимые для достижения цели работы. Во второй части работы представлены основы анализа ДДЗИ, преобразованного в ШФД, на основе простого по структуре радиофотонного интеррогатора, существенно отличающегося по принципу действия от ЭВА и позволяющего снизить стоимость РФАСХ в целом за счет исключения последнего. На примере симметричного двухполосного двухчастотного излучения синтезированного на основе умножения сканирующей частоты и принципов радиофотонной интеррогации в данной, третьей части работы показаны принципы построения РФАСХ ШФД с ушестерением диапазона измерения АЧХ.

**Ключевые слова:** широкополосный фотодетектор, радиофотонный анализатор спектральных характеристик; умножение частоты; широкополосный пакет дискретных частот; радиофотоника; радиофотонный интеррогатор.

## 1. Введение

Для расширения диапазона измерения АЧХ ШФД в два раза предложен ряд усовершенствованных методов [1-2]: за счет использования частотной составляющей биений оптической несущей и гармоники зондирующего излучения второго порядка [1], двухчастотного анализатора с использованием фильтра для выделения однополосного двухчастотного излучения и его дальнейшего преобразования в двухполосное [2]. Наличие нелинейных гармоник в зондирующем излучении не способствует повышению точности контроля, а оптического фильтра – миниатюризации и системной интеграции. Кроме того, наличие дополнительных устройств вызывает большие вносимые потери, которые необходимо компенсировать оптическим усилителем, что снижает отношение сигнал/шум измерений и надежность анализаторов.

Отметим, что сложность реализации предложенных методов определяется использованием зондирующего излучения, составляющие которого несимметричны относительно частоты несущего излучения, генерируемого высокостабильным одночастотным лазером анализаторов АЧХ и имеют неравные амплитуды. Поэтому основное внимание в настоящей работе уделено развитию симметричных методов зондирования с равными по амплитуде компонентами и подавленной несущей, позволяющих повысить коэффициент модуляционного преобразования мощности несущей в компоненты боковых полос и увеличить отношение сигнал/шум в ходе процесса контроля АЧХ. За базовый принят метод на базе двух ШАММЦ [3], который будет усовершенствован до метода с использованием одного модулятора.

В работе впервые предложен метод контроля АЧХ ШФД на основе симметричного ДДЗИ или двухполосного многочастотного зондирующего излучения (ДМЗИ) с подавленной несущей и с равными амплитудами компонент, представляющих одночастотные нечетные гармоники модулирующей частоты, сформированных с использованием особенностей функций Бесселя, определяющих модуляционные характеристики одного калиброванного ШАММЦ, с его дальнейшим сканированием с шагом, равным разрешающей способности анализатора по частоте и отличающийся от известных простотой реализации, высокими точностью и разрешающей способностью контроля и возможностью расширения диапазона контроля АЧХ ШФД в шесть и более раз при использовании одного одночастотного узкополосного калиброванного СВЧ-генератора.

## 2. Принцип действия и структурная схема радиопотонного анализатора спектральных характеристик широкополосных фотодетекторов с формирователем двухполосного многочастотного зондирующего излучения на основе однопортового модулятора Маха – Цендера с умножением сканирующей частоты

На рис. 1 приведена структурная схема анализатора для демонстрации метода построения АЧХ тестируемого ШФД с формирователем многочастотного зондирующего излучения на основе умножения сканирующей частоты.

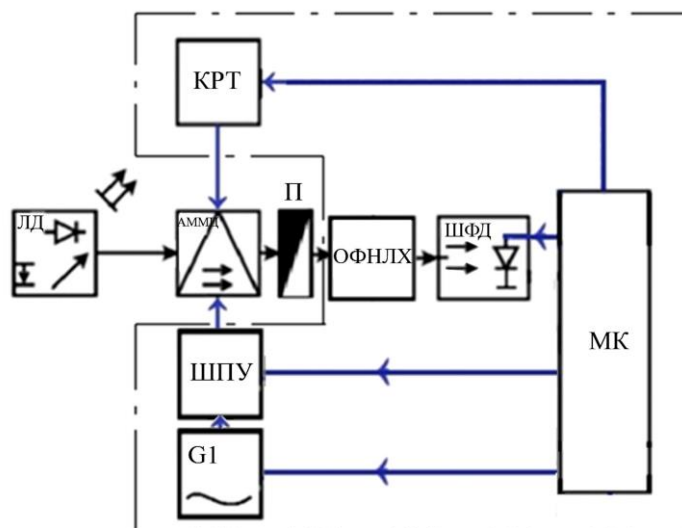


Рис. 1 – Структурная схема анализатора:

КРТ – контроллер рабочей точки; ЛД – перестраиваемый лазерный диод; АММЦ – широкополосный калиброванный АММЦ; П - поляризатор; ШФД – широкополосный тестируемый ФД; ШПУ – широкополосный усилитель; МК – микроконтроллер; ОФНЛХ – оптический фильтр с наклонной линейной характеристикой; G1 – генератор радиочастотный сканирующий

На рис. 2 представлены спектрограммы формирования ДМЗИ и информационного сигнала радиодиапазона для построения АЧХ тестируемого ШФД.

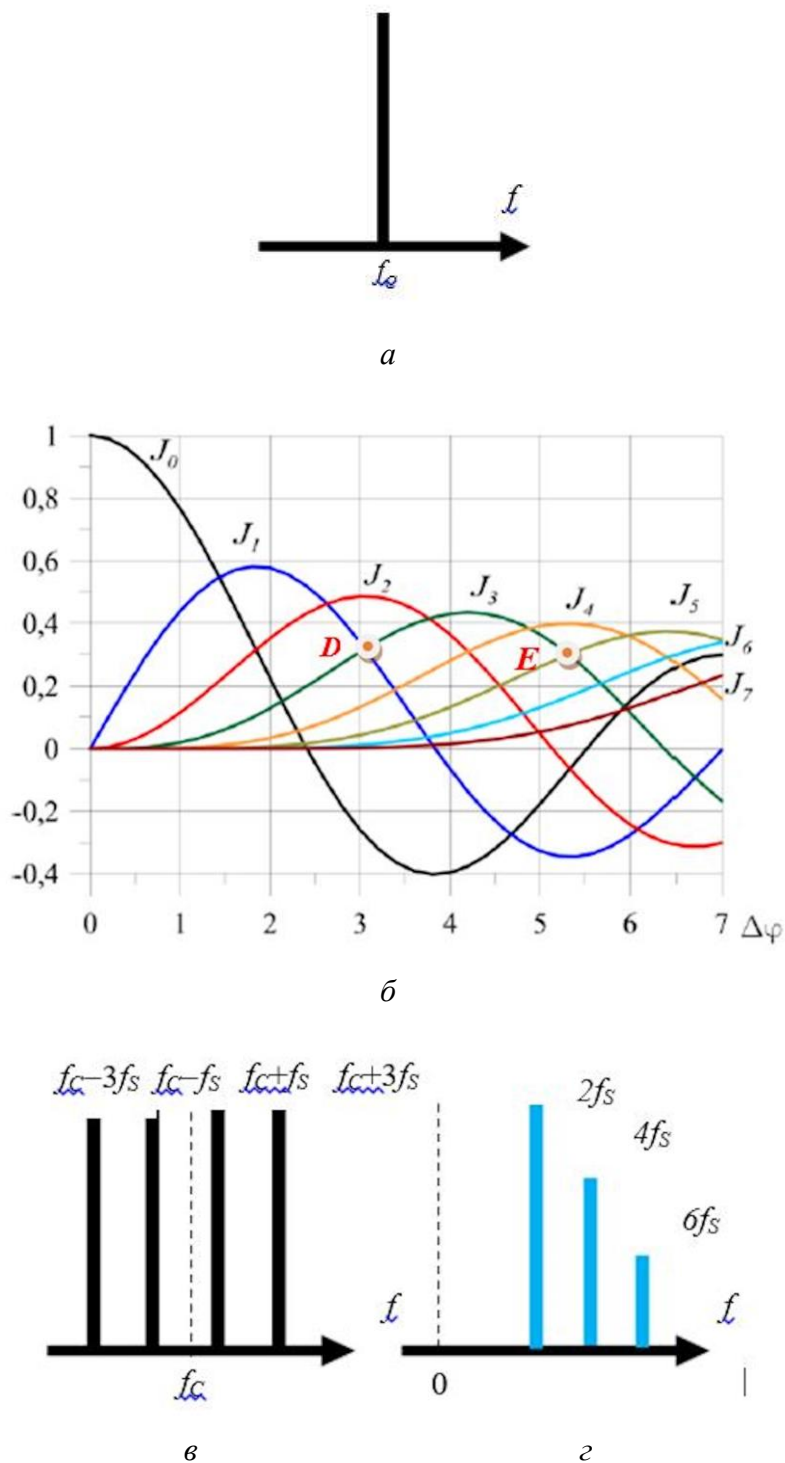


Рис. 2. Спектрограммы (а, в) и условия (б) формирования ДМЗИ для мониторинга АЧХ ШФД, спектрограмма информационных сигналов радиодиапазона для построения его АЧХ (г)

Непрерывное лазерное излучение (рис. 2, а) с амплитудой  $E_c$  и несущей частотой  $f_c$  поступает с лазерного диода (ЛД) с распределенной обратной связью на модулятор однопортовый широкополосный АММЦ для формирования ДМЗИ с подавленной несущей, работающий в ми-

нимальное пропускание по интенсивности (MITB) и управляемый радиочастотным сигналом на частоте  $f_s$  (генератор G1).

Как известно, функция Бесселя является определяющей при формировании частотных характеристик однопортового АММЦ. Для построения ДМЗИ используется особенность функции Бесселя 1-го рода, имеющая равные значения для функций 1-го и 3-го порядков (точка D, рис. 2, б) при аргументе  $X$ , равном 3,102. При использовании электронного векторного анализатора цепей в качестве генератора, между ВАЦ, который используется как задающей частоту должен стоять широкополосный усилитель и тогда сканирование происходит не на частоте 30 ГГц, а 5 ГГц. На выходе АММЦ формируется ЧЧЗИ, состоящее из нижней и верхней боковых полос на частотах  $f_c \pm f_s$  и  $f_c \pm 3f_s$ . Несущая частота  $f_c$  подавлена до уровня 30-50 дБ в силу конструктивных особенностей модулятора (см. рис. 2, в).

Полученное ДМЗИ поступает далее на ШФД. Обе боковые полосы после фотосмещения позволяют получить информацию о спектральной характеристике исследуемого ШФП в трех точках  $2f_s$ ,  $4f_s$  и  $6f_s$  для одного измерения с помощью радиофотонного интеррогатора (РФИ) (см. рис. 2, з).

Мощность указанных составляющих является откликом тестируемого ШФД. Следовательно, сканируя частоту зондирования  $f_s$  с помощью генератора G1, можно получить полную АЧХ тестируемого ШФД. При этом диапазон сканирования составит от 0 до  $f_s$ , а диапазон измерений от 0 до  $6f_s$ , где  $6f_s$  должно быть соизмеримо с шириной полосы пропускания ШФД и может быть увеличено при использовании параметра модуляции  $X = 5,31$  (точка E) и  $X = 7,02$  [3].

В случае выбора аргумента  $X = 5,31$  спектр зондирующего излучения будет состоять из двухполосного трехчастотного излучения, имеющего равные значения для функций 1-го, 3-го и 5-го порядков (точка E, см. рис. 2, б), в каждой из которых находится группа из трех излучений на частотах  $f_c - 5f_s$ ;  $f_c - 3f_s$ ;  $f_c - f_s$  (нижняя боковая полоса) и  $f_c + 5f_s$ ;  $f_c + 3f_s$ ;  $f_c + f_s$  (верхняя боковая полоса). Составляющие на частотах  $f_c$  будут подавленными при работе однопортового АММЦ в MITB (точка минимального пропускания). Обе боковые полосы после фотосмещения позволяют получить информацию о спектральной характеристике исследуемого ШФП в пяти точках  $2f_s$ ;  $4f_s$ ;  $6f_s$ ;  $8f_s$ ;  $10f_s$ . Такое решение позволяет увеличить диапазон измерений в 10 раз больший, чем диапазон сканирования. Выделение этих частот биений можно осуществлять с помощью радиофотонного интеррогатора.

Для описания математической модели выберем случай двухполосного двухчастотного излучения с ушестерением диапазона измерений АЧХ.

Лазерное излучение на выходе калиброванного ШАММЦ с учетом малости амплитуды, подавленной несущей математически может быть описано следующим выражением:

$$E_{\text{out}} = -jE_c e^{j2\pi f_c t} \left[ 2 \sum_{k=0}^{\infty} J_{2k+1}(m) \sin(2k+1)(2\pi f_s) t \right], \quad (1)$$

где  $m$  – коэффициент модуляции калиброванного модулятора.

При  $m = 3,102$  получим:

$$E_{\text{out}} = -jE_c e^{j2\pi f_c t} \left[ J_1(m) \sin 2\pi f_s t + J_3(m) \sin 6\pi f_s t - \right. \\ \left. - J_1(m) \sin 2\pi f_s t - J_3(m) \sin 6\pi f_s t \right]. \quad (2)$$

Ток на выходе фотодетектора можно описать с помощью разложения Якоби – Ангера, выделяя искомые составляющие на частоте  $n f_{RF}$ :

$$I \propto \Re(f_s) E_{\text{out}} E_{\text{out}}^* = E_C^2 \left\{ \begin{aligned} &6\Re(2f_s)J_1(m)\cos(4\pi f_s t) + \\ &+4\Re(4f_s)J_1(m)\cos(8\pi f_s t) + \\ &+2\Re(6f_s)J_1(m)\cos(12\pi f_s t) \end{aligned} \right\}, \quad (3)$$

где  $\Re(nf_s)$  – спектральный отклик ШФД на частоте  $nf_s$ , где  $n \in [1, 3]$ , определяемый при учете всех компонент биений, которых будет соответственно 4, 2 и 1. При этом учтем, что  $J_1(m) = J_3(m)$ , а в каждой компоненте.

Относительная АЧХ тестируемого ШФД может быть вычислен по отношению каждого слагаемого (3) к значению отклика на максимальной частоте сканирования  $f_s = 5$  ГГц, которую назовем также реперной. При этом может быть исследована АЧХ ШФД с полосой пропускания 30 ГГц.  $\Re(f_s)$  может быть получен в ходе каждого периода сканирования при использовании  $m = 3,105$  (точка D, см. рис. 2, б).

Учитывая (3), получим:

$$P(2f_{SR}) \sim \frac{1}{2} \Re^2(2f_{SR}) R_{\text{ШФД}}; \quad (4)$$

$$\Re(2f_s) \sim \sqrt{\frac{P(2f_s)}{3P(2f_{SR})}}; \quad (5)$$

$$\Re(4f_s) \sim \sqrt{\frac{P(4f_s)}{2P(2f_{SR})}}; \quad (6)$$

$$\Re(6f_s) \sim \sqrt{\frac{P(6f_s)}{P(2f_{SR})}}; \quad (7)$$

где в (4)  $R_{\text{ШФД}}$  – нагрузка тестируемого ШФД и мощность тестируемого фотоприемника на частоте  $P(2f_{SR})$ ; в (5)-(7) дан отклик тестируемого фотоприемника на частотах  $2f_s$ ,  $4f_s$ , и  $6f_s$  соответственно.

Из формул (4)-(7) видно, что АЧХ тестируемого ШФД может быть получена с помощью предложенного метода, заключающегося в формировании ДМЗИ с подавленной несущей, разном сканировании  $f_s$  в диапазоне от 0 до  $f_{SR}$  и регистрации информационных сигналов на частотах биений ее компонент  $2f_s$ ,  $4f_s$  и  $6f_s$  на выходе фотодетектора с самокалибровкой по реперной частоте  $f_{SR}$ .

### 3. Экспериментальные исследования

Для проверки работоспособности предлагаемого РФАСХ ШФД был проведен макетный эксперимент в диапазоне до 0-30 ГГц при диапазоне сканирования 0-5 ГГц с использованием стенда, описанного во второй части работы, где ЭВАЦ используется как задающий сканирующий генератор, а значения АЧХ регистрируются РФИ.

При ушестерении диапазона измерений (30 ГГц) диапазон сканирования (5 ГГц) перекрывает его полностью.



Калиброванный ЭВАЦ FSH8 (R&S) использовался для генерации одночастотного микроволнового сигнала с частотным сканированием, подаваемого на АММЦ, и совместно с ШПУ для обеспечения и контроля коэффициента модуляции  $m = 3,102$ .

Для измерения мощности восстановленных из ДМЗИ сигналов биений на разностных частотах  $2f_s$ ,  $4f_s$  и  $6f_s$  был выбран РФИ, в качестве тестируемого использовался импортный ШФД P50A (Aric) и импортозамещающий ШФД P40A (ЛЛС).

Обоснованный выбор значения шага частоты  $f_s$  сводился к определению точки пересечения кривых шумовой характеристики типового ШФД и разрешающей способности измерений и составил с учетом ширины линии излучения лазера 50 МГц. Данный выбор был сделан на основе рекомендаций теории сверхузкополосного пакета дискретных частот (СПДЧ) [6]. При использовании сверхузкополосного лазера (доли кГц) шаг сканирования может быть определено частотами 0,5-5 кГц [5].

На рис. 3 и рис. 4 представлены измеренные относительные АЧХ тестируемых ШФД, на которых красные кружки обозначают результаты измерений, полученные с использованием предложенного метода, а сплошная линия – с помощью метода векторного анализатора завода-изготовителя [7-8].

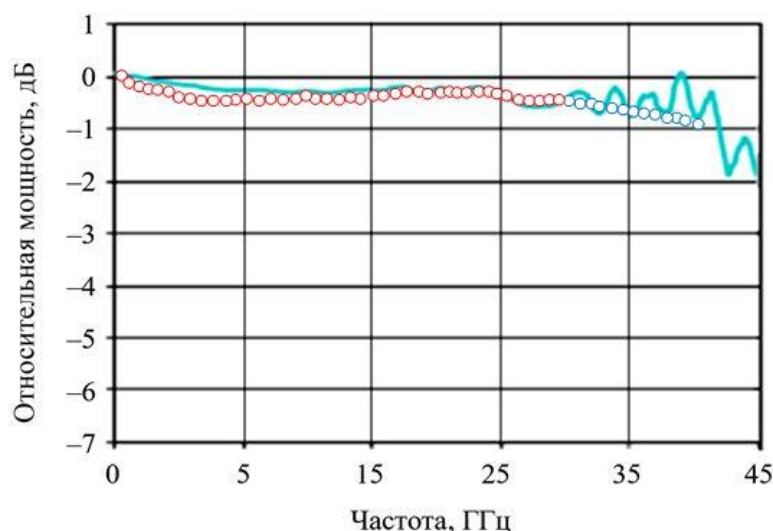


Рис. 3. Относительная АЧХ тестируемого ШФД P50A (Aric)

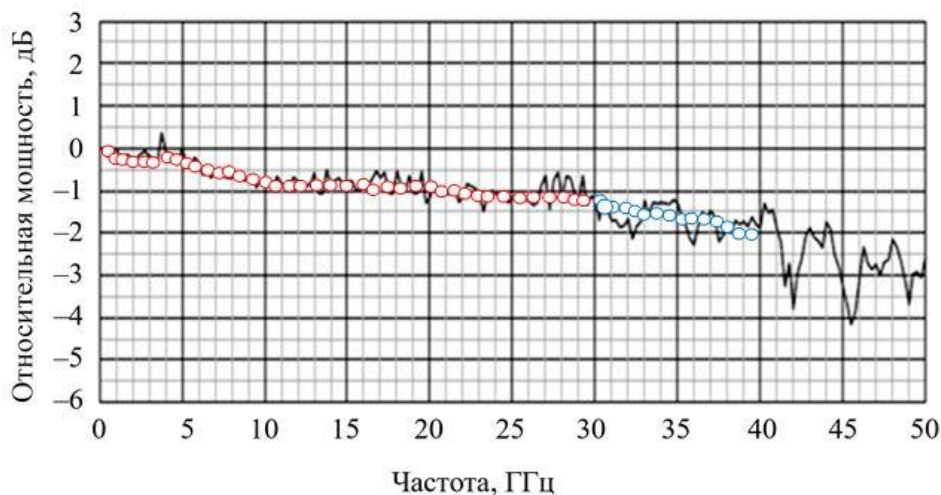


Рис. 4. Относительная АЧХ импортозамещающего ШФД P40A (ЛЛС)

Реперная частота составляла 5 ГГц.

Сканирование осуществлялось в диапазоне от 0,1 до 5 ГГц с шагом и разрешением в 50 МГц. Ширину полосы импортозамещающего ШФД определяли в полном диапазоне частот 30 ГГц. Точки измерения (кружки красного цвета) показаны с шагом 500 МГц, кружки синего цвета (рис. 3) получены при работе АММЦ в точке  $E$ , что позволило увеличить диапазон измерений до 40 ГГц при расширении диапазона сканирования до 7 ГГц.

В качестве импортозамещающего широкополосного фотодетектора был взят модуль Р40А (ЛЛС), который является высокоскоростным микроволновым фотодиодным модулем. Относительная АЧХ приведена на рис. 4.

Результаты, представленные на рис. 3 и рис. 4, показывают, что предложенный метод применим для определения АЧХ ШФД с высоким разрешением, которое определяется характеристиками либо РФИ, либо шириной линии излучения лазера при использовании управления от МК.

#### 4. Заключение

Метод модуляции с подавлением несущей и умножением частоты сканирования позволяет извлечь АЧХ ШФД из сравнения оптической и микроволновой мощности ДМЗИ, состоящего из двух боковых полос 1-го, 3-го и более порядков оптического сигнала, что требует строгих уровней микроволнового возбуждения для подавления нежелательной оптической несущей и формирования боковых полос с равными амплитудами. Применяемый метод очень чувствителен к дрейфу смещения АММЦ, что требует активного управления смещением для получения стабилизации, при этом в данном случае только для одного модулятора.

Таким образом, методы, способные обеспечить узкую ширину линии лазера и широкую полосу пропускания оптического ДМЗИ и в то же время позволяющие стабилизировать изменение его мощности, представляют особый интерес. В этой работе предложен гораздо более простой, но улучшенный метод формирования ДМЗИ позволяющий в 3 раза увеличить диапазон измерений.

ДМЗИ, представляющее собой гармонические боковые полосы в оптическом спектре и их суммарные и разностные частотные продукты в электрическом спектре после фотодетектирования, позволяет напрямую извлекать АЧХ ШФД одновременно в нескольких точках, что сокращает время анализа. Предложенный метод сохраняет очень узкую ширину линии ЛД из-за присущей когерентности многочастотных модулированных по интенсивности боковых полос, исходящих из одного и того же лазерного источника. Он не нуждается в какой-либо калибровке в силу невозможности получения неравных по интенсивности или амплитуде составляющих. Более того, характеристики предложенного метода измерения не зависят от напряжения смещения АММЦ, поскольку оно производится по относительным амплитудам, а не по абсолютной амплитуде полученных электрических откликов. При измерении АММЦ управляется микроволновой мощностью 10 дБм, а отношение сигнал для всех составляющих ДМЗИ сохраняется больше 30 дБ во всем диапазоне частот, включая диапазон высоких частот, т.е. напряжение смещения будет иметь такое же влияние на абсолютные амплитуды электрических сигналов, а их относительная амплитуда свободна от изменения смещения или дрейфа.

Главная особенность, не учтенная в данной работе, заключается в том, что при работе в области НЧ АЧХ ШФД в спектре отклика фотоприемника существуют как разностные, так и суммарные частоты. Поэтому перспективно применение РФИ, для которого важным является знание всех частот, определяемых частотой сканирования  $f_s$ , и установленная амплитуда на реперной частоте  $f_{SR}$ , лежащая на АЧХ наклонного фильтра ОФЛНХ, также известна. В случае

работы с РФИ во второй части общей статьи показано: при известности частоты сканирования с погрешностью  $10^{-3}$  и  $10^{-4}$  относительная погрешность определения амплитуд составит 0,01 и 0,001 % от полного диапазона измерений. Исключение составляет лишь небольшой участок АЧХ ШФД при малом отношении сигнал/шум измерения в области низких не микроволновых частот, меньше 1-10 МГц.

### Список литературы

1. Zhang B., Zhu N., Han W. et al. Development of Swept Frequency Method for Measuring Frequency Response of PDs Based on Harmonic Analysis // IEEE Photonics Technol. Lett. – 2009. – Vol. 21. – Pp. 459-461.
2. Sun J.Zh., Xu B.R., Shi D.F. et al. Dual-Wavelength Light Source Assisted Frequency Response Measurement Method of Photodetectors // IEEE Photonics Technology Letters. – 2021. – Vol. 33(14). – Pp. 695-698.
3. Соколов В.С., Мальцев А.В., Морозов О.Г. и др. Анализатор амплитудно-частотных характеристик широкополосных электрооптических и оптоэлектронных устройств с минимизацией структуры и расширением диапазона измерений // Вестник Поволжского государственного технологического университета. Серия: радиотехнические и инфокоммуникационные системы. – 2023. – № 1. – С. 74-88.
4. Соколов В.С., Морозов О.Г., Морозов Г.А. и др. Средство измерения относительной частотной характеристики электрооптического модулятора радиофотонным методом // Материалы X Молодежной МНТК молодых ученых, аспирантов и студентов «Прикладная электродинамика, фотоника и живые системы – 2023». – 2023. – С. 51-56.
5. Соколов В.С., Морозов О.Г., Морозов Г.А. и др. Радиофотонный модуль измерения относительной частотной характеристики амплитудного электрооптического модулятора // Сборник статей X Всероссийской научной школы-семинара «Взаимодействие сверхвысокочастотного, терагерцевого и оптического излучения с полупроводниковыми микро- и наноструктурами, метаматериалами и биообъектами». – 2023. – С. 418-423.
6. Кузнецов А.А. Методы и средства радиофотонного векторного анализа на основе сверхузкополосного пакета дискретных частот как нового типа зондирующего излучения: диссертация доктора технических наук / А.А. Кузнецов. – Казань, 2021. – 304 с.
7. Morozov O., Nureev I., Sakhabutdinov A. et al. Ultrahigh-resolution Optical Vector Analyzers // Photonics. – 2020. – Vol. 7. – P. 14.
8. Цифровой двойник датчика Фабри-Перо для контроля концентрации парниковых газов // А. Ж. Сахабутдинов, В. И. Анфиногентов, О. Г. Морозов [и др.] // Электроника, фотоника и киберфизические системы. – 2022. – Т. 2, № 1. – С. 54-66. – EDN STAAUU.

**COMBINED APPLICATION OF BROADBAND AND ULTRA-NARROWBAND DISCRETE FREQUENCY PACKETS  
FUNDAMENTALS FOR CREATING COMPACT MICROWAVE  
PHOTONIC ANALYZERS OF BROADBAND AMPLITUDE MACH-ZEHNDER MODULATORS AND PHOTODETECTORS SPECTRAL  
CHARACTERISTICS.**

**PART III. MICROWAVE PHOTONIC ANALYZER OF SPECTRAL  
CHARACTERISTICS FOR WIDEBAND PHOTODETECTORS BASED ON  
DUAL-BAND MULTI-FREQUENCY PROBING RADIATION OBTAINED BY  
FREQUENCY MULTIPLICATION**

*Ali M. Al-Mufti, V.S. Sokolov, Rus.Sh. Misbakhov, O.G. Morozov*

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

**Annotation.** The objective of this work, consisting of four parts, is to solve the problems of combined application of the principles of wideband (WBDFP) and ultra-narrowband (UNBDFP) discrete frequency packages for improving the metrological characteristics, minimizing the structure and reducing the cost of microwave photonic spectral characteristic analyzers (MPSCA) for wideband electro-optic modulators and photodetectors, implemented on the import-substituting element base. The first part considers the issues of forming a dual-band dual-frequencies probing radiation (DDPR) with a suppressed carrier and equal component amplitudes, which form the basis of a WBDFP, and evaluates its functional and system characteristics necessary to achieve the purpose of the work. The second part of the work presents the principles of analyzing a DDPR converted into a wideband photodetector, based on a simple in structure microwave photonic interrogator, which differs significantly in the operating principle from an EVA and allows to reduce the cost of a MPSCA as a whole due to the exclusion of the latter. Using the example of symmetrical DDPR synthesized on the basis of scanning frequency multiplication and principles of microwave photonic interrogation, this third part of the work shows the principles of constructing a broadband MPSCA with a six-fold increase in the frequency response measurement range.

**Keywords:** broadband photodetector, microwave photonic spectral characteristics analyzer; frequency multiplication; wideband discrete frequency package; microwave photonics; microwave photonic interrogator.

Статья представлена в редакцию 01.03.2025

# КОМБИНИРОВАННОЕ ПРИМЕНЕНИЕ ОСНОВ ШИРОКОПОЛОСНОГО И СВЕРХУЗКОПОЛОСНОГО ПАКЕТОВ ДИСКРЕТНЫХ ЧАСТОТ ДЛЯ СОЗДАНИЯ КОМПАКТНЫХ РАДИОФОТОННЫХ АНАЛИЗАТОРОВ СПЕКТРАЛЬНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ШИРОКОПОЛОСНЫХ АМПЛИТУДНЫХ МОДУЛЯТОРОВ МАХА-ЦЕНДЕРА И ФОТОДЕТЕКТОРОВ.

## ЧАСТЬ IV. РАДИОФОТОННЫЙ АНАЛИЗАТОР СПЕКТРАЛЬНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ШИРОКОПОЛОСНЫХ АМПЛИТУДНЫХ МОДУЛЯТОРОВ МАХА-ЦЕНДЕРА НА ОСНОВЕ ДВУХПОЛОСНОГО ЧЕТЫРЕХЧАСТОТНОГО ЗОНДИРУЮЩЕГО ИЗЛУЧЕНИЯ, ПОЛУЧЕННОГО УМНОЖЕНИЕМ СПЛИТТИРОВАННОЙ СКАНИРУЮЩЕЙ ЧАСТОТЫ

*Али М. Аль-Муфти, В.С. Соколов, Рус.Ш. Мисбахов, О.Г. Морозов*

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

**Аннотация.** Целью настоящей работы, состоящей из четырех частей, является решение задач комбинированного применения основ теории широкополосного и сверхузкополосного пакетов дискретных частот (ШПДЧ и СПДЧ) для совершенствования метрологических характеристик, минимизации структуры и снижения стоимости радиофотонных анализаторов спектральных характеристик (РФАСХ) широкополосных амплитудных модуляторов Маха-Цендера (ШАММЦ) и фотодетекторов (ШФД), реализованных на импортозамещающей элементной базе. В первой части работы рассмотрены вопросы формирования симметричного двухполосного двухчастотного зондирующего излучения (ДДЗИ) с подавленной несущей и равными амплитудами компонент, составляющих основу ШПДЧ, и оцениваются его функциональные и системные характеристики, необходимые для достижения цели работы. Во второй части работы представлены основы анализа ДДЗИ, преобразованного в ШФД через оптический фильтр с наклонной линейной характеристикой (ОФНЛХ), с помощью простого по структуре радиофотонного интеррогатора, существенно отличающегося по принципу действия от ЭВА и позволяющего снизить стоимость РФАСХ в целом за счет исключения последнего. На примере симметричного ДДЗИ синтезированного на основе умножения сканирующей частоты и принципов радиофотонной интеррогации с ОФНЛХ в третьей части работы показаны принципы построения РФАСХ ШФД с ушестерением диапазона измерения АЧХ. В настоящей, четвертой части работы, на примере симметричного двухполосного четырехчастотного зондирующего излучения, как варианта двухполосного многочастотного зондирующего излучения (ДМЗИ), синтезированного на основе умножения сплиттированной сканирующей частоты, и принципов радиофотонной интеррогации с ОФНЛХ показаны принципы построения РФАСХ ШАММЦ с утроением диапазона измерения АЧХ и получением данных для ее построения на выходе калиброванного ШФД с двух узкополосных фильтров на одинарной и утроенной частотах сплиттирования. Последняя выбирается в соответствии с требованиями теории СПДЧ из условий, учитывающих ширину линии излучения лазера и шумовую характеристику фотодетектора, разрешающую способность измерений и ширину радиочастотной составляющей сигнала биений.

**Ключевые слова:** широкополосный амплитудный модулятор Маха-Цендера, сплиттированная сканирующая частота; радиофотонный анализатор спектральных характеристик; умножение частоты; широкополосный пакет дискретных частот; сверхузкополосный пакет дискретных частот; радиофотоника; радиофотонный интеррогатор.

## 1. Введение

Для расширения диапазона измерения АЧХ ШАММЦ в два раза и формирования АЧХ с помощью узкополосного фотодетектора или узкополосного фильтра на выходе ШФД, настроенного на частоту сигнала биений между компонентами, разнесенными на фиксированную частоту предложен ряд методов [1-5]. Один из них наиболее близкий основан на использовании частотной составляющей биений оптической несущей и гармоники зондирующего излучения второго порядка с применением двух СВЧ-генераторов формирующих амплитудно-модулированное (АМ) зондирующего излучения [3]. Наличие нелинейных гармоник в выходном излучении тестируемого ШАММЦ не способствует повышению точности контроля, а наличие в детектируемом ШФД АМ-излучении постоянной составляющей приводит к существенному снижению отношения сигнал/шум измерений.

Отметим, что сложность реализации предложенного метода определяется использованием зондирующего излучения, составляющие которого симметричны относительно частоты несущего излучения, но не одинаковы по амплитуде на разных гармониках. Поэтому основное внимание в настоящей работе уделено развитию симметричных методов зондирования с равными по амплитуде компонентами и подавленной несущей, позволяющих повысить коэффициент модуляционного преобразования мощности несущей в компоненты боковых полос и увеличить отношение сигнал/шум в ходе процесса контроля АЧХ. За базовый принят метод на базе двух, калиброванного и тестируемого ШАММЦ [4], который будет усовершенствован до метода с использованием одного модулятора.

В работе впервые предложен метод контроля АЧХ ШАММЦ на основе симметричного ДМЗИ с подавленными несущей и четырьмя поднесущими, с равными амплитудами компонент, представляющих одночастотные нечетные гармоники модулирующей частоты, выбранных на основе рекомендаций теории ШПДЧ, сформированных с использованием особенностей функций Бесселя, определяющих модуляционные характеристики одновременно формирующего ДЧЗИ и тестируемого ШАММЦ, с его дальнейшим сканированием с шагом, равным разрешающей способности анализатора по частоте, выбранным на основе рекомендаций теории СПДЧ и отличающийся от известных простотой реализации, высокими точностью и разрешающей способностью контроля и возможностью расширения диапазона контроля АЧХ ШФД в три и более раза при использовании узкополосных фильтров на заданных первой и третьей гармониках частоты сплиттирования, формируемой в калиброванном двухчастотном СВЧ-генераторе.

## 2. Принцип действия и структурная схема радиофотонного анализатора спектральных характеристик широкополосных амплитудных электрооптических модуляторов Маха-Цендера с формирователем двухполосного многочастотного зондирующего излучения на основе умножения сплиттированной сканирующей частоты

Следует отметить, что основным недостаток метода, изложенного в третьей части данной работы, учет суммарных частот биений различных гармоник, может быть исключен при сплиттировании частотных составляющих [3].

Этот метод приемлем для контроля АЧХ ШАММЦ и может быть применен с использованием преимуществ метода умножения частоты, что и будет показано в данном разделе. Для этого необходимо применить микроволновое параллельное возбуждение ШАММЦ, который выступает как тестируемое устройство и одновременно как формирователь ДЧЗИ. Фактически можно говорить о новом методе самотестирования АЧХ ШАММЦ, при этом необходимы только калиброванные лазер и широкополосный ШФД с узкополосными фильтрами, настроенными на гармоники частоты сплиттирования.

Для демонстрации метода контроля спектральных характеристик, тестируемого ШАММЦ, с параллельным радиочастотным формирователем ДЧЗИ на рис. 1 представлена структурная схема РФАСХ.

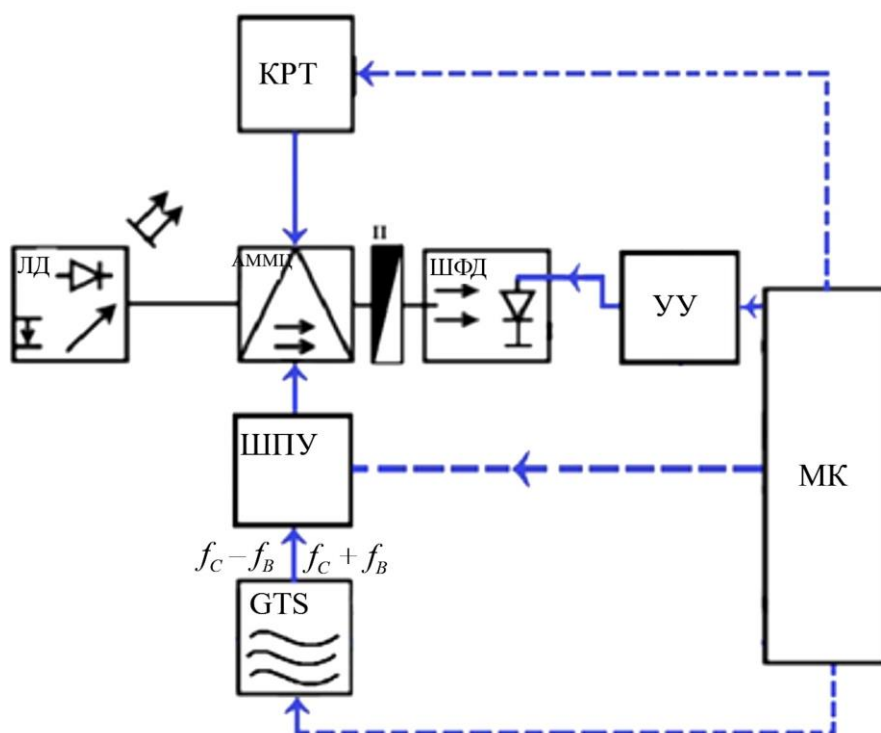


Рис. 1. Структурная схема радиофотонного анализатора АЧХ ШАММЦ:  
 КРТ – контроллер рабочей точки; ЛД – перестраиваемый лазерный диод; АММЦ – широкополосный калиброванный АММЦ; П – поляризатор; ШФД – широкополосный тестируемый ФД; ШПУ – широкополосный усилитель; МК – микроконтроллер; ОФНЛХ – оптический фильтр с наклонной линейной характеристикой; УУ – узкополосный усилитель с фильтрацией; ГТС – генератор сканирующего двухчастотного сигнала

Для пояснения принципа работы схемы на рис. 2 представлены спектрограммы оптических излучений на выходе ЛД (а); модулирующего двухчастотного радиочастотного колебания, сформированного генератором двухчастотного сигнала (ГТС) на компонентах опорной  $f_B$  и сканирующей  $f_S$  частот (б); тестируемого ШАММЦ (в), работающего в МПТВ для формирования в нем же ДЧЗИ.

Непрерывное лазерное излучение (рис. 2, а) с амплитудой  $E_C$  и несущей частотой  $f_C$  поступает с ЛД с распределенной обратной связью на ШАММЦ (АММЦ), работающий в МПТВ. Выбирается параметр модуляции  $m = 3,105$ . ШАММЦ модулируется двухчастотным микроволновым сигналом с разномом частот  $2f_B$  (рис. 2, б), который может быть получен с модуля двухтоновой модуляции микроволнового генератора сканирующей частоты или синтезирован в МК.

Для примера приведем спектрограмму, полученную с модуля микроволнового генератора сканирующей частоты Agilent (рис. 3).

Этим достигается формирование ДЧЗИ в группах на 1-ой и 3-ей гармониках частоты сканирования  $nf_S$ , которые подавлены (рис. 2, в), а вокруг них сформированы боковые полосы двухчастотного радиосигнала, разнесенные на частоты  $2nf_B$ , равные  $n$ -й гармонике удвоенной частоты сплиттирования.

Ток на выходе фотодетектора можно описать с помощью разложения Якоби-Ангера с выделением искоемых составляющих на частоте  $2nf_B$  (рис. 2, з):



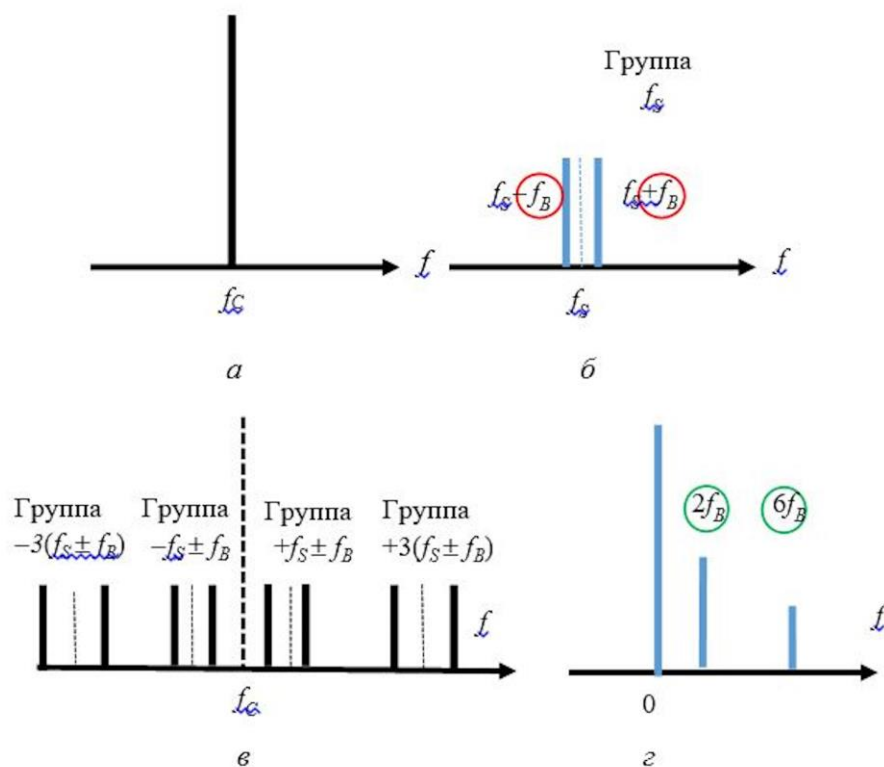


Рис. 2. Спектрограммы (а, в) и условия (б) формирования ДМЗИ для мониторинга АЧХ ШАММЦ, спектрограмма информационных сигналов радиодиапазона для построения его АЧХ (г)

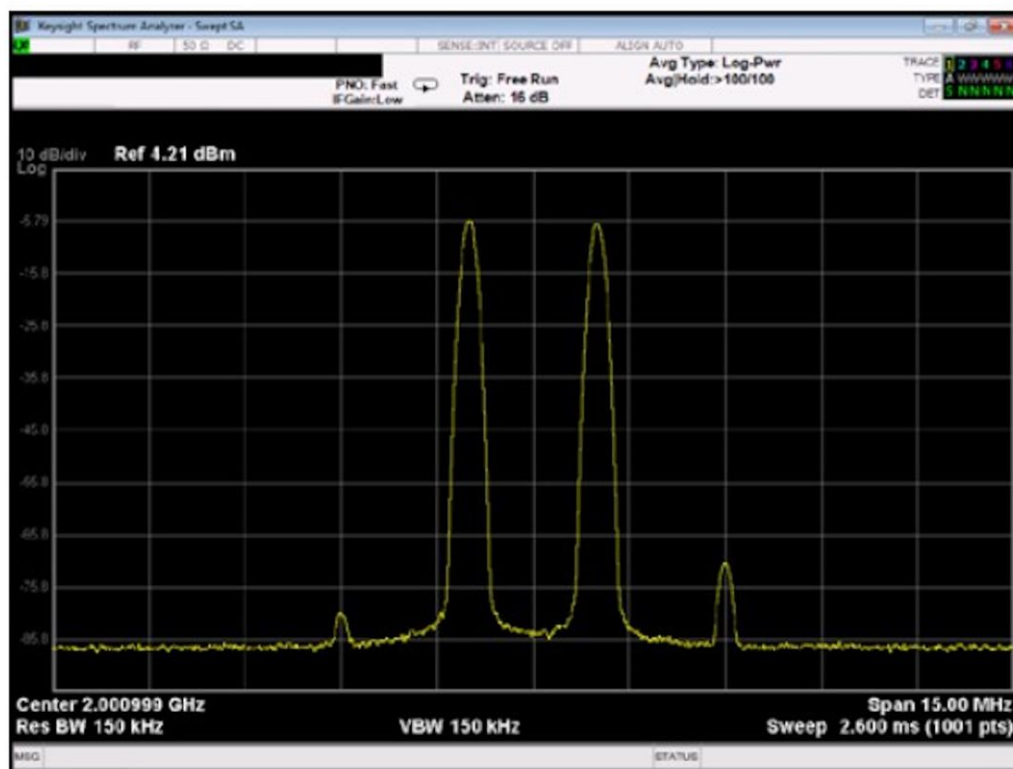


Рис. 3. Двухчастотный сигнал с центральной частотой 2 ГГц и разностной частотой 300 кГц (пример)

$$I \propto \Re(nf_B) E_{\text{outP}} E_{\text{outP}}^* =$$

$$= \gamma E_C^2 \left\{ 2\Re(f = nf_B) J_n(m_B(nf_B)) J_n(m_S(f_S)) \cos(2\pi n f_B t + \varphi) + \right.$$

$$\left. + \sum_n \Re_n(f = 0) + \sum_{n,m} \Re(f = nf_s \pm nf_B) \right\}, \quad (1)$$

где  $J_n(m(nf_B))$  и  $J_n(m_S(nf_s))$  – функции Бесселя 1-го рода  $n$ -го порядка, определяющие амплитуду искоемых частотных компонент;  $n = 1, 3$ ;  $\Re(nf_B)$  – спектральный отклик КФП УФД.

В итоге, нормируя (1) к фототоку для реперной частоты  $f_R$ , получим относительный спектральный отклик тестируемого ШАЭОММЦ:

$$S_{21}(nf_s) = I_{nf_s}(nf_B) / I_{f_R}(f_B) = m_s^2(nf_s) / m_s^2(f_R), \quad (2)$$

где  $n = 1, 3$ .

Из (2) видно, что полученный относительный спектральный отклик тестируемого ШАММЦ может быть измерен с помощью предложенного метода, заключающегося в формировании зондирующего двухполосного четырехчастотного излучения с подавленной несущей, разовом сканировании характеристики модулятора и регистрации информационного сигнала на фиксированной низкой частоте в узкополосном калиброванном фотодетекторе с нормировкой по реперному значению.

### 3. Экспериментальные исследования

Для проведения экспериментальных исследований был выбран стенд, представленный во второй части работы. На выходе ШФД были установлены узкополосные фильтры на частоты  $2nf_B$ . Сканирование осуществлялось в диапазоне от 1 до 5 ГГц с шагом и разрешением в 50 МГц. Сплиттирование выбиралось с частотой МГц. Ширину полосы исследуемых ШАММЦ определяли в полном диапазоне частот 30 ГГц.

В качестве импортного модулятора был взят модулятор интегрально-оптический сверхвысокочастотный MXLAN-LN-40.

Относительная АЧХ приведена на рис. 4.

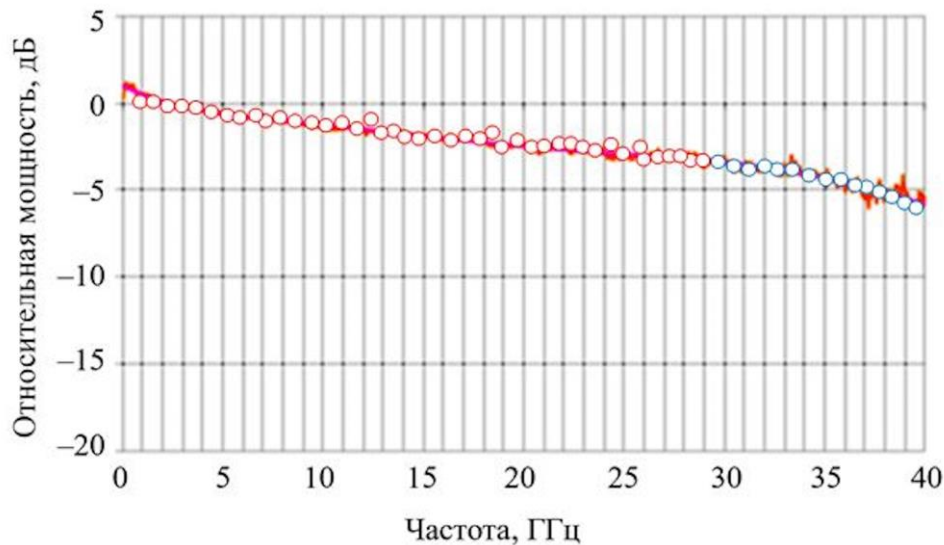


Рис. 4. Относительная АЧХ тестируемого модулятора MXLAN-LN-40

Точки измерения (кружки красного цвета) показаны с шагом 500 МГц. Кружки синего цвета получены при работе ШАММЦ в точке параметр модуляции  $m = 3,105$ , что позволило увеличить диапазон измерений до 50 ГГц.

В качестве импортозамещающего модулятора был взят модулятор интегрально-оптический сверхвысокочастотный IMMODUL-AM-40 (ЛЛС). Измерения проводились в аналогичных условиях.

Относительная АЧХ приведена на рис. 5.

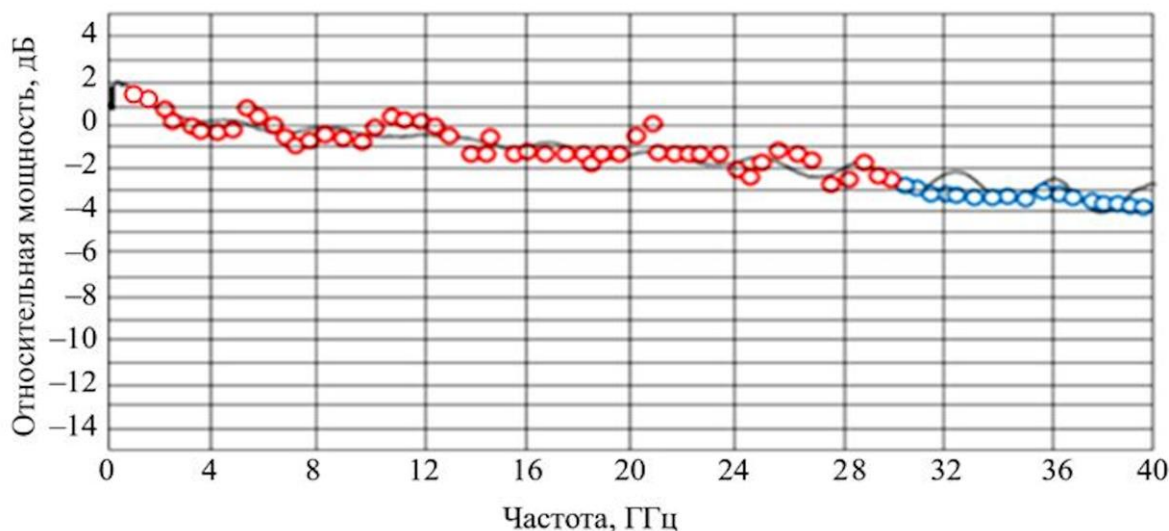


Рис. 5. Относительная АЧХ импортозамещающего модулятора IMMODUL-AM-40

Результаты, представленные на рис. 4 и рис. 5, показывают, что предложенный метод применим для определения АЧХ ШАММЦ с высоким разрешением, которое определяется характеристиками либо РФИ, либо шириной линии излучения лазера при использовании управления от МК.

Далее приведем рекомендации по построению импортозамещающих РФАСХ и используемой в них элементной базы отечественного производства.

#### 4. Интегральный передающий модуль LT 40А со встроенным абсорбционным модулятором (ЛЛС)

LT40А (рис. 6) [6] – модуль высокоскоростного оптоволоконного передатчика, подходящий как для систем связи со скоростью до 40 Гбит/с, так и для приложений RF-over-Fiber, включая удаленное подключение антенн, фазированные решетки и широкополосные линии задержки. Вход RF устройства обеспечивается через коннектор (2,4 мм (40 ГГц) или 3,5 мм (20 ГГц)). Изделие рекомендуется использовать с фотоприемниками серии P40А.

Передающий модуль, выполненный на базе DFB лазера со встроенным и абсорбционным модулятором ТЕС, имеет ударопрочный и герметичный корпус. Ключевые особенности:

- диапазон частот от 10 МГц до 40 ГГц;
- длина волны 1,3 мкм;
- компактный размер.



Рис. 6. Малошумящий фотоприемный модуль LT40A

Технические параметры модуля приведены в табл. 1.

Таблица 1. Технические параметры LT40A

Параметр		
Наименование	Значение	Единица измерения
Рабочий диапазон частот	От 10 до 40	ГГц
Длина волны	1,3	мкм
Несущая длина волны	1310	нм
Выходная оптическая мощность	03.окт	мВт
Радиус изгиба волокна	20	мм
Диапазон рабочих температур	-40...+85	°C
Температура хранения	-40...+85	°C

Непосредственное применения модуля LT40A в разработанных РФАСХ, представленных в третьей и четвертой частях, невозможно в силу отличия абсорбционных модуляторов от электрооптических, но для реализации результатов, полученных в прототипах [5], они могут быть использованы для замены первых каскадов модуляции на ШАММЦ с фиксированными частотами опорной и разнесенной частот, как импортозамещающий элемент.

## 5. Заключение

В четвертой части работы была решена задача исследования и разработки РФАСХ ШАММЦ, построенного на основе минимизации его структуры до одного лазера, модулятора и фотоприемника и управлением с помощью одного радиочастотного сигнала со сплиттированием и использованием метода умножения частоты в однопортовом модуляторе.

При анализе АЧХ ШАММЦ достигнута утроение диапазона измерения, основанное на формировании ДЧЗИ на особенностях модуляционной характеристики тестируемого ШАММЦ. АЧХ ШАММЦ в частотном диапазоне 30 ГГц были получены с помощью компонент сканирования с шагом 50 кГц, частотой сканирования до 10 ГГц и с реперной частотой 1 ГГц. При дальнейших исследованиях и использовании умножения частоты в 5 раз при тех же параметрах сканирования может быть достигнут диапазон измерений в 50 ГГц, что будет свидетельствовать об упятерении диапазона измерений по сравнению с диапазоном сканирования. АЧХ ШАММЦ в частотном диапазоне до 40 ГГц были получены с помощью компонент сканирования с шагом 50 кГц и реперной частотой 1 ГГц.

Можно предположить, что проведенные измерения нечувствительны к смещению рабочей точки ММЦ, потому что они основаны на измерении относительных амплитуд, а не по абсолютной амплитуде ДЧЗИ. По сравнению с обычным гетеродинным методом, метод обеспе-

чивает очень узкую ширину линии компонент ДЧЗИ из-за полностью когерентных оптических боковых полос и обеспечивает самокалибровку без коррекции изменения мощности ДЧЗИ. При этом ширина полосы сигнала биений компонент в радиодиапазоне не превышает 10 Гц.

В отличие от существующих устройств достигнута упрощенная структура анализатора на базе одного универсального лазера, модулятора и широкополосного фотодетектора с двумя или тремя узкополосными фильтрами по гармоникам удвоенной частоты сплиттирования, что делает анализаторы экономически эффективными для практического применения.

Кроме того, формирование ДЧЗИ применимо для различных уровней зондирования и рабочих длин волн. АЧХ на радиочастотах были получены из мощности продуктов биений компонент ДЧЗИ, соотнесенных к значениям мощности реперной частоты. Новые анализаторы АЧХ ШАММЦ с минимизацией структуры и расширением диапазона измерений представляют собой простое, недорогое и надежное решение, преодолевающее недостатки известных решений.

Их преимущества могут стать более существенными при построении анализатора по технологиям микроволновых фотонных интегральных схем, особенно при условиях влияния внешних климатических факторов. Следует отметить и возможность применения указанных схем в других областях радиофотоники: для измерения неизвестных оптических и микроволновых частот, что также существенно для практики широкополосных линий волоконно-оптической и радиофотонной связи [7-9], радиолокации и радионавигации [10-11].

### Список литературы

1. Соколов В.С., Мальцев А.В., Морозов О.Г. и др. Анализатор амплитудно-частотных характеристик широкополосных электрооптических и оптоэлектронных устройств с минимизацией структуры и расширением диапазона измерений // Вестник Поволжского государственного технологического университета. Серия: радиотехнические и инфокоммуникационные системы. – 2023. – № 1. – С. 74-88.
2. Соколов В.С., Морозов О.Г., Морозов Г.А. и др. Средство измерения относительной частотной характеристики электрооптического модулятора радиофотонным методом // Материалы X Молодежной МНТК молодых ученых, аспирантов и студентов «Прикладная электродинамика, фотоника и живые системы – 2023». – 2023. – С. 51-56.
3. Соколов В.С., Морозов О.Г., Морозов Г.А. и др. Радиофотонный модуль измерения относительной частотной характеристики амплитудного электрооптического модулятора // Сборник статей X Всероссийской научной школы-семинара «Взаимодействие сверхвысокочастотного, терагерцевого и оптического излучения с полупроводниковыми микро- и наноструктурами, метаматериалами и биообъектами». – 2023. – С. 418-423.
4. Qi G., Yao J., Seregelyi J. et al. Phase-Noise Analysis of Optically Generated Millimeter-Wave Signals With External Optical Modulation Techniques // Journal of Lightwave Technology. – 2006. – Vol. 24. – No. 12. – Pp. 4861-4875.
5. Coral J.L., Martin J., Fuser J.M. General Expression for IM/DD Dispersive Analog Optical Links With External Modulation or Optical Up-conversion in a Mach-Zehnder Electrooptical Modulator // Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2001. – Vol. 49. – No. 10. – Pp. 1968-1976.
6. Product Specification. Fiber-Optic Transmitter Module LT40A. АО «ЛЛС». URL: [https://lenlasers.ru/upload/iblock/b37/Fiber\\_Optic-Transmitter-Module-\\_Product-Specification.pdf](https://lenlasers.ru/upload/iblock/b37/Fiber_Optic-Transmitter-Module-_Product-Specification.pdf) (дата обращения 02.02.2025).
7. Морозов О.Г., Нуреев И.И., Сахабутдинов А.Ж. и др. Измерение мгновенной частоты микроволновых сигналов с использованием тандемной амплитудно-фазовой модуляции в оптическом диапазоне // Фотон-экспресс. – 2019. – № 5(157). – С. 16-24.

8. Иванов А.А., Морозов О.Г., Сахабутдинов А.Ж. и др. Радиотонный метод измерения мгновенных частот множества радиосигналов на основе аддитивного частотного смещения с расширенным диапазоном измеряемых частот // Фотон-экспресс. – 2019. – № 6(158). – С. 85-86.

9. Ivanov A., Morozov O., Sakhabutdinov A. et al. Photonic-assisted Receivers for Instantaneous Microwave Frequency Measurement Based on Discriminators of Resonance Type // Photonics. – 2022. – Vol. 9. – P. 754.

10. Морозов О.Г., Морозов Г.А., Ильин Г.И. и др. Радиотонный метод определения доплеровского изменения частоты отраженного радиолокационного сигнала на основе тандемной амплитудно-фазовой модуляции // Вестник Поволжского государственного технологического университета. Серия: Радиотехнические и инфокоммуникационные системы. – 2021. – № 2(50). – С. 63-75.

11. Морозов О.Г., Морозов Г.А., Ильин Г.И. и др. Радиотонный метод определения угла прихода отраженного радиолокационного сигнала на основе тандемной амплитудно-фазовой модуляции // Вестник Поволжского государственного технологического университета. Серия: Радиотехнические и инфокоммуникационные системы. – 2021. – № 1(49). – С.50-62.

## **COMBINED APPLICATION OF BROADBAND AND ULTRA-NARROWBAND DISCRETE FREQUENCY PACKETS FUNDAMENTALS FOR CREATING COMPACT MICROWAVE PHOTONIC ANALYZERS OF BROADBAND AMPLITUDE MACH-ZEHNDER MODULATORS AND PHOTODETECTORS SPECTRAL CHARACTERISTICS.**

### **PART IV. MICROWAVE PHOTONIC ANALYZER OF SPECTRAL CHARACTERISTICS FOR WIDEBAND AMPLITUDE MACH-ZENDER MODULATORS BASED ON DUAL-BAND FOUR-FREQUENCY PROBING RADIATION OBTAINED BY FREQUENCY MULTIPLICATION OF SPLITTED SCANNING FREQUENCY**

*Ali M.Al-Mufti, V.S. Sokolov, Rus.Sh. Misbakhov, O.G. Morozov*

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

**Abstract.** The objective of this work, consisting of four parts, is to solve the problems of combined application of the principles of wideband (WBDFP) and ultra-narrowband (UNBDFP) discrete frequency packages for improving the metrological characteristics, minimizing the structure and reducing the cost of microwave photonic spectral characteristic analyzers (MPSCA) for wideband electro-optic modulators and photodetectors, implemented on the import-substituting element base. The first part considers the issues of forming a dual-band dual-frequencies probing radiation (DDPR) with a suppressed carrier and equal component amplitudes, which form the basis of a WBDFP, and evaluates its functional and system characteristics necessary to achieve the purpose of the work. The second part of the work presents the principles of analyzing a DDPR converted into a wideband photodetector, based on a simple in structure microwave photonic interrogator, which differs significantly in the operating principle from an EVA and allows to reduce the cost of a MPSCA as a whole due to the exclusion of the latter. The principles of constructing the MPSCA for the wideband photodetector with a sixfold increase in the measurement range of the frequency response and obtaining data for its construction at the output of the tested photodetector from two narrow-band filters at single and tripled splitting frequencies are shown in the third part of the work using the example of the symmetrical dual-band two-frequency probing radiation, as a variant of the dual-band multifrequency probing radiation (DMFPR), synthesized based on the multiplication of the split scanning frequency and the principles of the radio-photonic interrogation with the OFNLC. The present, fourth part of the work, using the example of the symmetrical dual-band four-frequency probing radiation, as a variant of the DMFPR, synthesized based on the

multiplication of the split scanning frequency and the principles of the microwave photonic interrogation with the OFNLC, shows the principles of constructing the MPSCA of the WBAMMZ with a threefold increase in the measurement range of the frequency response and obtaining data for its construction at the output of the calibrated WBPD from two narrow-band filters at single and tripled splitting frequencies. The latter is selected in accordance with the requirements of the UNBDFP theory from the conditions taking into account the width of the laser radiation line and the noise characteristic of the photodetector, the resolution of the measurements and the width of the radio-frequency component of the beat signal.

**Keywords:** broadband Mach-Zehnder amplitude modulator, splitted scanning frequency; microwave photonic spectrum analyzer; frequency multiplication; broadband discrete frequency package; ultra-narrowband discrete frequency package; microwave photonics; microwave photonic interrogator

Статья представлена в редакцию 15.03.2025



## ШИРОКОПОЛОСНЫЕ И СВЕРХУЗКОПОЛОСНЫЕ ПАКЕТЫ ДИСКРЕТНЫХ ЧАСТОТ ДЛЯ РЕШЕНИЯ ЗАДАЧ СПЕКТРАЛЬНОЙ НАСТРОЙКИ ВОСХОДЯЩИХ КАНАЛОВ ВОЛОКОННО-ОПТИЧЕСКИХ ТРАНСПОРТНЫХ ДОМЕНОВ СЕТЕЙ ДОСТУПА МОБИЛЬНОЙ СВЯЗИ 5G+

*Али Аль-Муфти, В.С. Соколов, Рус.Ш. Мисбахов, О.Г. Морозов, Рин.Ш. Мисбахов*

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

Российская Федерация, 420111, г. Казань, ул. К. Маркса, д.10

**Аннотация.** Представлены теоретические и практические результаты поиска путей улучшения метрологических и технико-экономических характеристик систем контроля и управления центральной длиной волны, а именно, инициализации, коррекции и перестройки несущей передатчиков восходящих каналов транспортных доменов сетей доступа 5G+. В основе найденных решений лежат радиофотонные подходы с формированием широкополосных и сверхузкополосных пакетов дискретных частот, а также их комбинации. Разработаны методы анализа и принципы построения систем контроля и управления длиной волны несущей. Сформированы симметричные и ассиметричные многочастотные зондирующие излучения, позволяющие получить при зондировании ими выделенного канала мультиплексора AWG управляющие сигналы, пропорциональные результату сравнения длины волны несущей и центральной длины волны канала. На их основе построены системы контроля и управления с улучшенными отношением сигнал/шум, чувствительностью, точностью и быстродействием, а также снижением стоимости изготовления и эксплуатации.

**Ключевые слова:** радиофотоника, широкополосный пакет дискретных частот, сверхузкополосный пакет дискретных частот, транспортный домен сети доступа, центральная длина волны восходящего канала, длина волны несущей передатчика, инициализация, коррекция, перестройка, радиофотонный анализатор спектра.

### Введение

Недавний экспоненциальный рост пользователей мировой сети Интернет и огромные требования к емкости мобильных приложений связи предъявляют высокие требования к сетям доступа будущего. К 2030 г. ожидается увеличение данных для обмена от 2 до 10 зеттабайт, а использование мобильных данных пользователем вырастет с 5 Гб в 2020 году до более 250 Гб в месяц в 2030 году [1, 2]. Чтобы обеспечить потребности недавнего прошлого для обработки требуемого объема данных использовались централизованные радиосети доступа (Cen-RAN), которые могли поддерживать до сотни 100 мегабитных каналов передачи данных без ухудшения производительности. Для обеспечения потребности сегодняшнего дня используется технология облачных радиосетей доступа (Cl-RAN), которые могут поддерживать до сотни 10 гигабитных каналов передачи данных. Согласно отчету ITU-T, к 2030 году пиковая скорость передачи данных по технологии 6G составит  $\geq 1$  Тбит/с или как минимум будет в 50 раз быстрее, чем в 5G; с задержкой доставки  $\leq 0,1$  мс или как минимум - в 10 раз ниже, чем в 5G при любых условиях. Такой скачок сопровождается эволюцией сетей радиодоступа C-RAN (Cen-RAN, Cl-RAN) и развитием сетей открытого радиодоступа O-RAN [3].

C-RAN – это архитектура сети для сотовых систем связи, в которой базовая станция разделена на блок обработки основной полосы частот (BBU) и удаленную радиостанцию (RRH) с антенным блоком таким образом, что BBU множества базовых станций объединены в централизованный или облачный пул BBU, а RRH распределены в каждой обслуживаемой соте. Для их связи формируется транспортный домен сети доступа (ТДСД) сотовой системы связи [3, 4]. В O-RAN ТДСД представляет собой высокоскоростные каналы, соединяющие функции обработки основной полосы частот в цифровом блоке (DU) или блоке (BBU) с удаленными радиоблоками (RU) на сотовой станции, и является критическим элементом в этой архитектурной парадигме. Реализация оптимизированного ТДСД имеет первостепенное значение для раскрытия полного потенциала C-RAN и O-RAN в контексте сетей 5G и 6G [1, 2, 5].

Оптоволокно, известное своей высокой пропускной способностью, надежностью, безопасностью, масштабируемостью и экономической эффективностью, становится особенно подходящим выбором для построения ТДСД для связи, в том числе и на больших расстояниях. Технологии P2P и P2MP, реализуемые в виде пассивных оптических сетей PON, наиболее известны своей исключительной способностью обеспечивать передачу большого объема данных с высокой скоростью и низкой задержкой. Пассивная оптическая сеть с комбинированным временным и волновым мультиплексированием (TWDM-PON) является одной из основных технологий для построения указанных ТДСД [3, 4].

Причина этого состоит в том, что TWDM-PON обеспечивает высокий бюджет мощности и может решать при соответствующих подходах вопросы перераспределения каналов пропускания, их полос, и настройки центральных длин волн при сохранении общего времени доступа в сеть. С другой стороны, проектирование оптического оборудования для радиоинтерфейса общего пользования (CPRI) представляет собой сложную проблему. Это связано с тем, что TWDM-PON должна обеспечить выделенную полосу пропускания на одного абонента, используя строго заданную для него центральную длину волны (несущую) канала для нисходящего и восходящего потоков, независимо от протокола передачи.

Для нисходящих каналов эта задача решается стандартными методами с использованием, например, волновых эталонов. Для восходящих каналов эта задача практически не решена, поскольку требует построения специальных дополнительных каналов связи. В связи с этим вышеупомянутые проблемы CPRI являются препятствиями для развертывания рентабельных и надежных оптических сегментов транспортного домена между BBU, DU и RRH, RU в C- и O-RAN [3, 4].

Управление длиной волны восходящих сигналов в TWDM-PON, если они выступают как магистрали ТДСД для обеспечения стабильной связи от оптического линейного терминала (OLT), связанного с BBU, DU к оптическому сетевому узлу (ONU), связанному с RRH, RU, становится еще более важной задачей, поскольку в сетях 5G и выше существенно увеличивается число микросот, связанных с ними. Для восходящего канала ONU общая задача, решаемая в данной НКР, может быть сформулирована как задача управления длиной волны (частоты) несущей его передатчика в силу возможных ошибок ее установки при начальном соединении с OLT (инициализация), в силу дрейфа длины волны в ходе эксплуатации (коррекция), а также старения лазерного источника (перестройка).

Как показано в ряде работ [6-13], контроль настройки длины волны бесцветного лазерного передатчика, использующегося для построения восходящего канала связи в ТДСД TWDM-PON, на длину волны максимального пропускания канала, выделенного для него в мультиплексоре на базе AWG, реализуется рядом регламентированных и инициативных процедур. К первым относятся процедуры, связанные с построением канала контроля и управления АМСС, регламентированного рекомендацией ITU-T G.989.3. Ко вторым – построение систем с зондированием спектральной характеристики AWG восходящего канала проходного и рефлектометрического типов [3, 4].

АМСС требует значительного времени на настройку длины волны и вносит искажения в структуру информации основного канала связи, поскольку формируется именно в нем различными видами низкочастотной модуляции.

Использование процедур, работающих на пропускание канала, в случае AWG расположенного в зоне OLT, также требует построения специального выделенного канала обратной связи для контроля и управления длиной волны.

К рефлектометрическим, не требующим построения специальных каналов, относятся системы, использующие в качестве информационных сигналы отражения от различного рода зеркал, AWG и обратного рассеяния от волокон снижения TWDM-PON.

Все указанные выше методы, как правило, являются оптоэлектронными, с одночастотным зондированием и используют методы прямого детектирования, которые характеризуются низким отношением сигнал/шум, чувствительностью и точностью контроля, высокими временными затратами на поиск длины волны настройки на канал. В научной школе КНИТУ-КАИ получили развитие радиофотонные, полигармонические подходы к решению близких задач в области брэгговской сенсорики, радиофотонного и векторного анализа цепей, определению мгновенной частоты и амплитуды радиосигналов [14-21]. К ним относятся широкополосные пакеты дискретных частот (ШПДЧ – малокомпонентная оптическая гребенка) и сверхузкополосные пакеты дискретных частот (СПДЧ – набор частотных компонент, сосредоточенных в области зондирующей несущей в сверхузкой полосе, так что их отклик по амплитуде в одной частотной точке спектральной характеристики можно считать одинаковым) [22, 23]. Первые предназначены для дискретного зондирования спектральных характеристик, вторые – для сканирующего.

На основе анализа достоинств указанных подходов (детектирование на разностных, межкомпонентных частотах, лежащих в области минимальных шумов фотоприемника) в НКР предложены процедуры, в том числе комбинированные для контроля центральной длины волны несущей в восходящих каналах при ее инициализации, коррекции и перестройки по отношению к центральной длине волны выделенного канала AWG ТДСД.

Полигармонические методы на основе ШПДЧ и СПДЧ подходов не применялись ранее для решения сформулированной выше задачи управления длиной волны передатчика ONU. Таким образом, тема работы является актуальной, а поставленные в ней цель и задачи исследований позволят найти перспективные и эффективные решения для сформулированной выше задачи.

Цель работы – поиск путей улучшения метрологических и технико-экономических характеристик систем контроля и управления центральной длиной волны, а именно, инициализации, коррекции и перестройки, передатчиков в восходящих каналах ТДСД сетей связи 5G+ на основе использования в них радиофотонных подходов на основе ШПДЧ, СПДЧ и их комбинации.

Поставленная цель работы достигается решением следующих задач:

1. Сравнительный анализ оптоэлектронных и радиофотонных систем контроля центральной длины волны восходящих каналов ТДСД; оценка перспективности применения в них полигармонических устройств для настройки передатчиков на указанную длину волны.
2. Теоретическое обоснование принципов работы систем контроля центральной длины волны восходящих каналов ТДСД на основе радиофотонных ШПДЧ подходов; анализ полученных результатов.
3. Теоретическое обоснование принципов работы систем контроля центральной длины волны восходящих каналов ТДСД на основе радиофотонных комбинированных ШПДЧ/СПДЧ подходов; анализ полученных результатов.

4. Разработка практических рекомендаций по проектированию и эксплуатации систем контроля центральной длины волны восходящих каналов ТДСД на основе радиофотонных ШПДЧ и комбинированных ШПДЧ/СПДЧ подходов.

### 1. Сравнительный анализ оптоэлектронных и радиофотонных систем контроля центральной длины волны восходящих каналов ТДСД сетей 5G+

К 2030 году прогнозируется, что мобильные сети будут обрабатывать не менее 5000 эксабайт данных в месяц, в то время как глобальный трафик данных, по прогнозам, превысит 3 зетабайта. Кроме того, использование мобильных данных пользователем вырастет с 5 ГБ в 2020 году до более 250 ГБ в месяц в 2030 году, как показано на рис. 1 [1, 2].

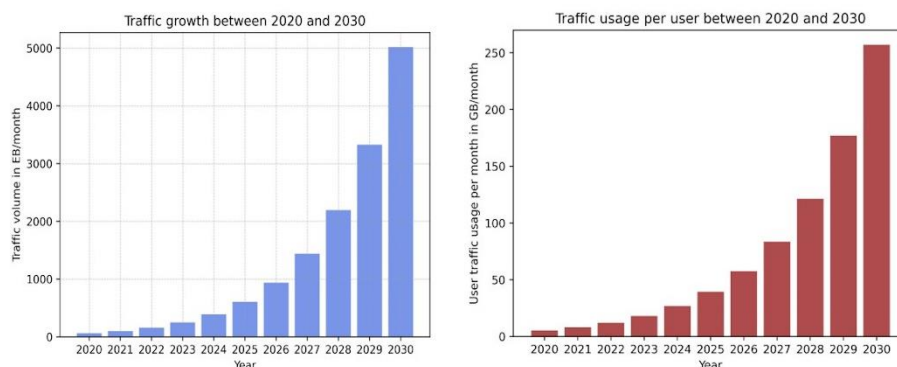


Рис. 1. Рост общего трафика и трафика на одного абонента к 2030 году [1]

**Транспортный домен сетей доступа для 5G+.** На рис. 2 показана структурная схема беспроводной системы мобильной связи 5G с конкретизацией ТДСД волоконно-оптического транспортного домена (T)WDM-PON сети доступа. BBU, условно разделенная на центральный (CU) и распределенные цифровые модули (DU), и RRH соответственно подключены к OLT и ONU. OLT подключены через оптическую подсеть распределения через мультиплексор  $AWG_{OLT}$  (не показан, находится в структуре OLT) на стороне OLT, волокно снижения, мультиплексор  $AWG_{ONU}$  (RN) на стороне ONU и подсеть распределения к каждому ONU домена [3].

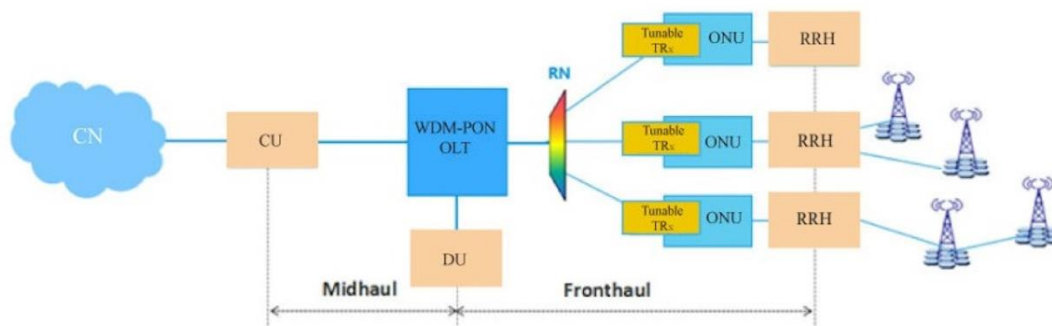


Рис. 2. Структура транспортного WDM-PON домена сети доступа 5G [адаптировано из 27]:

CN – центральная станция с доступом в Интернет; Midhaul – транспортный домен центральной станции; Fronthaul – транспортный домен сети доступа

Предполагается, что  $AWG_{ONU}$ , использующийся в качестве мультиплексора, имеет гауссову форму спектральной характеристики пропускания каналов, на центральные длины

волн которых настроены длины волн лазерных трансиверов восходящего потока (US)  $EML_{US} 1 \dots N$  ONU (Tunable TRx).

В процессе эксплуатации информация с ONU в восходящем потоке передается путем модуляции информацией RRH лазерного излучения  $EML_{US}$  с помощью встроенного в него модулятора. На грубых стадиях процесса настройки длина волны  $EML_{US}$  изменяется путем его температурной или электронной регулировки, осуществляемых термоэлектрическим охладителем или модулем электронного управления тока накачки. В процессах точной настройки используются возможности электроабсорбционного модулятора, встроенного  $EML_{US}$ , и программного обеспечения драйверов устройств. Для контроля параметров настройки с использованием отражательных методов на входе ONU в структуре лазерного трансивера Tunable TRx установлен фотоприемник (PD), с которого снимается информация для управления длиной волны  $EML_{US}$ . В некоторых случаях этот же приемник используется и для приема информации нисходящего потока.

На рис. 3,а показан фрагмент структурной схемы беспроводной системы мобильной связи 5G с конкретизацией транспортного домена и канала AMCC. BBU и RRH соответственно подключены к OLT и ONU. OLT и ONU подключены через оптическую подсеть распределения со сплиттером оптической мощности на стороне ONU [4].

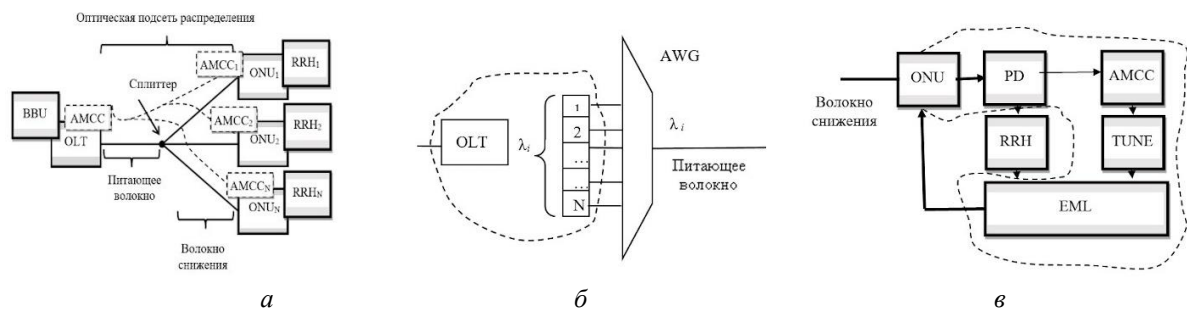


Рис. 3. Структура транспортного WDM-PON домена (а) с детализацией OLT (б) и ONU (в)

Предполагается, что AWG OLT (рис. 3,б) также имеет гауссову форму спектральной характеристики пропускания, используется в качестве мультиплексора/ демультиплексора длин волн  $EML 1 \dots N$  на стороне OLT. На входе ONU установлен фотопремник PD (рис. 3,в), с которого снимается информация для инициализации и подстройки длины волны EML.

OLT может иметь в своей структуре контроллер AMCC (ведущий), а каждый ONU – блок обработки AMCC (подчиненный) для управления центральной длиной волны лазера, включающиеся после процесса инициализации. Длина волны на выходе EML ONU изменяется в соответствии с температурой лазера, управляемого термоэлектрическим охладителем (TUNE). Информация с ONU передается путем модуляции внешнего модулятора EML с RRH.

Как уже говорилось выше, построение такой системы может и не иметь в своей структуре канала AMCC. Как правило, инициализация проводится до включения процесса передачи информации, а контрольная настройка может проводиться не чаще 1 раза в сутки, что можно сделать в паузе передачи информации.

В итоге создаваемая система должна выполнять функции регулировки длины волн  $1 \dots N$  лазеров  $EML_{US}$  восходящего потока для трех случаев: начальная настройка (инициализация), подстройка один раз ежедневно (коррекция) и перестройка при деградации параметров лазера после 1000 часов наработки. При этом будут использоваться только отражательные методы с детализацией шага настройки, соответствующего ширине канала AWG, деленного на 20, и с включением тонких алгоритмических механизмов настройки при попадании зондирующего излучения в зону MSE.

**Элементная база и методы настройки ТДСД.** Для достижения плотного и эффективного развертывания радиостанций RRH и простой инициализации их центральных длин волн в состав ONU включаются перестраиваемые бесцветные лазерные передатчики, позволяющие легко контролировать длину волны излучения и управлять ей с использованием различных механизмов [7]. К ним в первую очередь относятся поверхностно-излучающие лазеры с вертикальным резонатором (VSCEL), лазеры с распределенной обратной связью (DFB), лазеры с распределённым брэгговским отражателем (DBR) и другие лазеры с прямой модуляцией (DML). Узкополосная настройка может быть достигнута с помощью терморегулирования DBR лазеров (перестройка в диапазоне до 5 нм) или электронного управления трехсекционными DFB лазерами (до 12 нм) и VSCEL (до 40 нм) [6]. В последнее время в связи с развитием технологий интегральной микроволновой фотоники получили распространение лазерные передатчики с внешним модуляционным управлением (EML) на подложках фосфита индия [7], состоящие из DFB лазера и электроабсорбционного модулятора. Передатчики на EML лазерах (непрерывная перестройка в диапазоне до 4 нм) хорошо адаптированы для высокоскоростной передачи данных по оптоволоконным кабелям длиной до 100 км на скоростях 10-40 Гбит/с за счет их высокой когерентности и стабильности длины волны. В некоторых случаях в WDM-PON такой дальности необходимо применение оптических усилителей, однако этот вопрос не является предметом рассмотрения нашей статьи. Для повышения эффективности спектрального разделения каналов в этом случае, как правило, используются два мультиплексора – один на стороне OLT, другой на стороне массива ONU.

**Стабильность длины волны в каналах транспортного домена** квалифицируется с помощью параметра максимального спектрального отклонения (MSE) длины волны лазерного передатчика от центральной длины волны канала AWG. MSE задается по двум основным причинам, чтобы предотвратить перекрестное проникновение оптического излучения из одного канала AWG в другой канал и чтобы гарантировать, что передатчик работает в выделенном ему канале мультиплексора. MSE определяется по уровню –15 дБ спектральной характеристики канала [24]. Для восходящего потока ширина канала мультиплексора не является фиксированной и может варьироваться как 50, 100 и 200 ГГц с определением MSE как  $\pm 12,5$ , 20 и 25 ГГц соответственно. Зависимость оптической мощности передатчика для WDM-PON от длины волны, указанная в рекомендациях G.989.2 [8], равна 0,05 и 0,02 дБ/ГГц для скоростей передачи информации в восходящем потоке 2,5 и 10 Гбит/с соответственно. Эти значения необходимы для определения ошибок настройки, которые используют одночастотные методы, работающие на пропускание и рассмотренные нами в [9]. Таким образом, MSE и указанные зависимости позволяют определить шаг настройки центральной длины волны передатчика как величину, соответствующую ширине канала, деленную на 20 [24]. В соответствии с указанными рассуждениями следует иметь в виду, что при выключении/включении лазерного передатчика (инициализация) его центральная длина волны не должна выходить за пределы MSE, далее шаг грубой настройки может быть детализирован с величиной, например, 2,5 ГГц для 50 ГГц канала, и в момент изменения производной мощности при настройке должен включаться более точный механизм, например, предложенный нами в [24].

**Процесс одночастотной инициализации.** В начальный момент инициализации длины волны OLT и включаемое ONU согласовывают длины волн для восходящей линии связи [7]. Этот режим выполняет две задачи: корректировка начальной ошибки настройки по длине волны и регистрация начальной зарегистрированной мощности EML в качестве опорных значений. После активации ONU (рис. 4) OLT регистрирует и запоминает принимаемую оптическую мощность ( $P_0$ ) на определенной длине волны, попавшей в контур пропускания AWG, и устанавливает индикатор  $i = 0$ .

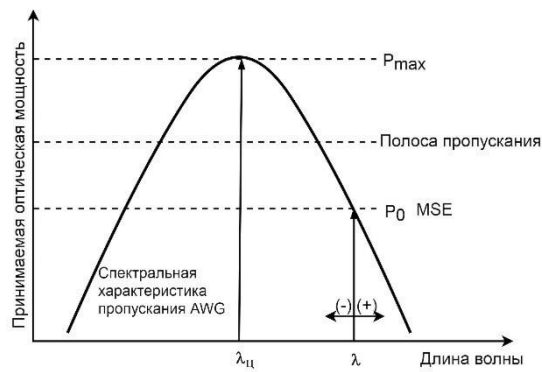


Рис. 4. Одночастотная инициализация длины волны ONU

OLT по отдельному каналу отправляет сообщение о настройке на длину волны, попавшую в область захвата настройки (системного запаса) MSE, с отрицательной расстройкой. ONU сокращает длину волны на выходе в соответствии с сообщением. Пока длина волны не превышает центральную длину волны AWG  $\lambda_{ц}$ , оптическая принимаемая мощность на OLT увеличивается. OLT повторно отправляет одно и то же сообщение, пока не будет достигнуто уменьшение оптической мощности. Когда OLT обнаруживает такое уменьшение, значение индикатору  $i$  присваивается равным 1. Это означает, что длина волны уже находится на противоположной стороне от центра AWG. Затем OLT отправляет сообщение о настройке длины волны так, чтобы была максимизирована оптическая принимаемая мощность, и фиксирует начальную принятую оптическую мощность ( $P_{max}$ ) в OLT и начальную выходную оптическую мощность ( $P_{out\_max}$ ) ONU. Эти значения регистрируются в качестве опорных и могут быть использованы для подстройки длины волны канала в силу причин, вызванных индивидуальными свойствами EML, его старением или изменениями температуры.

В частности, в [7] представлен многошаговый алгоритм настройки одного канала, который занимает по времени около 5 минут и состоит как минимум из 4 шагов для мультиплексора на упорядоченной волноводной решетке (AWG) с полосой пропускания 100 ГГц. Каждый шаг занимает около 1 минуты и определяется временем тепловой перестройки длины волны лазера. При этом используется метод определения максимального сигнала, прошедшего через AWG, в OLT с обратной связью на ONU.

В [9] представлено решение, в котором излучается зондирующий сигнал на двух разных частотах, генерируемых поочередно в разное время. При этом используется алгоритм сравнения мощностей сигналов на указанных частотах.

**Обоснование перехода от одночастотных методов настройки к многочастотным.** В обоих рассмотренных случаях обработка ведется путем сравнения мощностей спектральных составляющих, прошедших AWG на разных длинах волн, с заданным или максимальным значением в области «постоянного тока» фотоприемника — области его максимальных шумов. Кроме того, такая обработка подвержена воздействию и других шумов, и помех различной низкочастотной природы.

Известно, что для устранения погрешности измерений, обусловленной неконтролируемыми изменениями мощности зондирующих излучений вследствие нестабильности мощности лазера, потерь направляемого излучения в подводящих световодах и пр. целесообразно использовать дифференциальную регистрацию мощности. Второй метод был реализован при определении разностной энергетики двух составляющих, прошедших AWG на двух близких длинах волн к перестраиваемой. Однако для максимального снижения искажений регистрируемого сигнала вследствие модовых скачков в спектре зондирующего излучения необходимо усреднять результаты измерений мощности, не менее чем по 20 измерениям.



Для устранения указанных недостатков нами предложена методика инициализации, основанная на принципе измерительного преобразования «две оптические длины волны – амплитуда и фаза микроволнового сигнала, соответствующая разностной частоте оптических длин волн – измеряемая величина расстройки и ее знака». AWG зондируется, как минимум, двухчастотным (рис. 5), а в некоторых случаях трех-, четырех-, пятичастотным зондирующим излучением с известной средней (настраиваемой) и разностными частотами между компонентами.

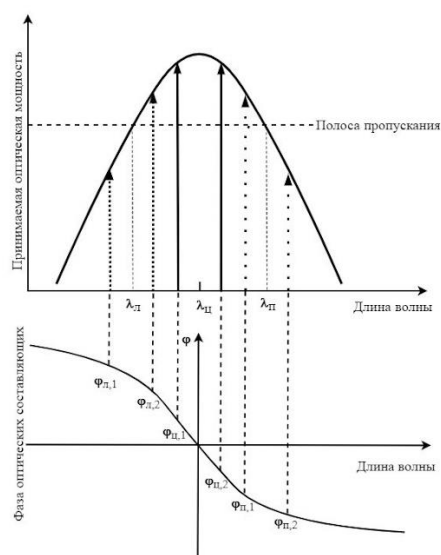


Рис. 5. Амплитудно-частотная (АЧХ) и фазочастотная (ФЧХ) характеристики AWG

В этом случае анализируются параметры огибающей биений между двумя жестко связанными по фазе и исходно равными по амплитуде составляющими на их разностной частоте, как правило, известной, фиксированной и выделяемой узкополосным фильтром в области минимальных шумов фотоприемника.

В случае настройки длины волны ONU на центр ( $\lambda_{\text{ц}}$ ) огибающая биений двух оптических составляющих, разнесенных на полосу пропускания AWG, будет иметь следующие параметры – коэффициент амплитудной модуляции равен 1, разность фаз огибающих биений до и после AWG равна 0. В случае положительной ( $\lambda_{\text{л}} < \lambda_{\text{ц}}$ ) и отрицательной ( $\lambda_{\text{п}} > \lambda_{\text{ц}}$ ) расстроек – коэффициент амплитудной модуляции меньше 1, а разность фаз имеет соответственно положительный или отрицательный знак.

За последнее десятилетие нами убедительно доказана возможность применения указанной методики для измерения различных физических полей с использованием полигармонических технологий зондирования волоконно-оптических датчиков (ВОД) на основе волоконных брэгговских решеток, интерферометров Фабри-Перо, AWG и др. [25-30] и в других приложениях [31-33]. Данные методы являются узкополосными контур AWG зондируется двумя, тремя и выше гармоническими составляющими лазерного излучения. Применение узкополосной перестройки полигармонического излучения или использование систем без перестройки позволило обеспечить требуемую точность измерений и возможный диапазон изменения измеряемых параметров в различных задачах, при этом отмечена меньшая стоимость оптико-электронной измерительной аппаратуры. Несомненно, что это достижимо при выполнении определенных требований, накладываемых на спектральную характеристику исследуемого резонансного устройства, и стабильности внешних температурных условий.

**Выводы.** Все указанные выше методы, как правило, являются оптоэлектронными, с одночастотным зондированием и используют методы прямого детектирования, которые характеризуются низким отношением сигнал/шум, чувствительностью и точностью контроля, высокими временными затратами на поиск длины волны настройки на канал. В научной школе КНИТУ-КАИ получили развитие радиофотонные, полигармонические подходы к решению близких задач в области брэгговской сенсорики, радиофотонного и векторного анализа цепей, определению мгновенной частоты и амплитуды радиосигналов. К ним относятся широкополосные пакеты дискретных частот (ШПДЧ – малокомпонентная оптическая гребенка) и сверхузкополосные пакеты дискретных частот (СПДЧ – набор частотных компонент, сосредоточенных в области зондирующей несущей в сверхузкой полосе, так что их отклик по амплитуде в одной частотной точке спектральной характеристики можно считать одинаковым). Первые предназначены для дискретного зондирования спектральных характеристик, вторые для сканирующего.

На основе анализа достоинств указанных подходов (детектирование на разностных, межкомпонентных частотах, лежащих в области минимальных шумов фотоприемника) в НКР предложены процедуры, в том числе комбинированные для контроля центральной длины волны несущей в восходящих каналах при ее инициализации, коррекции и перестройки по отношению к центральной длине волны выделенного канала AWG ТДСД.

## 2. Теоретическое обоснование принципов работы систем контроля центральной длины волны восходящих каналов ТДСД на основе радиофотонных ШПДЧ подходов

**Устройство формирования ШПДЧ на основе двухпортового модулятора Маха-Цендера с учетом особенностей характеристик функций Бесселя перового рода.** Структурная схема двухпортового модулятора Маха-Цендера (ДПММЦ) показана на рис. 6.

Электрические напряжения  $V_1$  и  $V_2$ , приложенные к обоим электродам ДПММЦ, будут состоять из постоянного смещения для выбора РТ  $V_{B1}$  и  $V_{B2}$  и радиочастотной составляющей  $f_m$ , как правило с одинаковой амплитудой  $V_m$  и произвольной фазой  $\varphi_{m1}$  и  $\varphi_{m2}$ :

$$V_1(t) \sim V_{B1} + V_m \sin(2\pi f_m t + \varphi_{m1}), \quad (1)$$

$$V_2(t) \sim V_{B2} + V_m \sin(2\pi f_m t + \varphi_{m2}). \quad (2)$$

Важно отметить, что согласно (1)-(2) и рис. 6 стандартный однопортовый (ОПММЦ) является частным случаем модулятора ДПММЦ, где  $\varphi_{m1} = \varphi_{m2} \pm \pi$ .

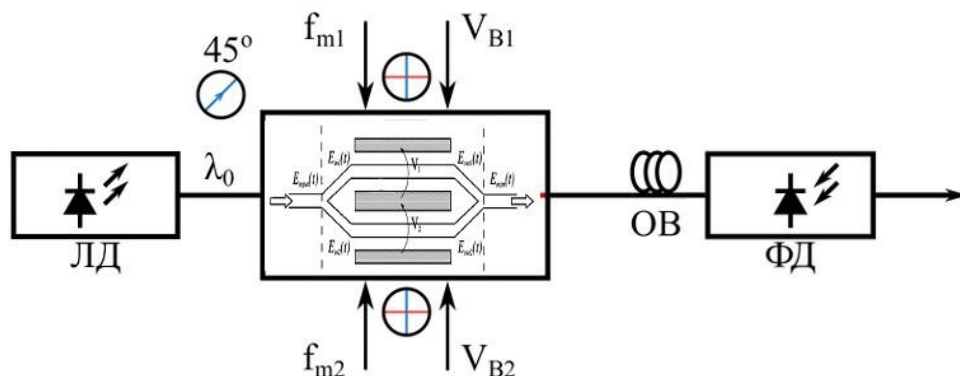


Рис. 6. Структурная схема системы формирования зондирующего излучения на ДПММЦ

Напряженность поля сигнала на его выходе описывается следующим выражением [34, 35]:

$$E_{out}(t) = 0,5 E_{in} \left[ \exp(j\Delta\phi_1(t)) + \exp(j\Delta\phi_2(t)) \right] \cdot \exp(j\omega_0 t), \quad (3)$$

где  $\Delta\phi_1(t)$  and  $\Delta\phi_2(t)$  – фазовые сдвиги в первом и втором портах (плечах) модулятора,  $E_{in}$  – амплитуда входного оптического сигнала. Фазовые сдвиги определяются воздействием модулирующих сигналов  $V_i(t)$  и заданными РТ для обоих плеч ДПММЦ ( $i=1, 2$  – номер порта (плеча) модулятора):

$$\Delta\phi_i(t) = \frac{\pi}{V_\pi} (V_i(t) + V_{Bi}), i = 1, 2. \quad (4)$$

Передающая функция ДПММЦ имеет вид:

$$\begin{aligned} \Psi(V_1(t), V_2(t)) &= \frac{E_{out}(t)}{E_{in}(t)} = \frac{1}{2} \left( \exp\left(\frac{j\pi V_1(t)}{V_\pi}\right) + \exp\left(\frac{j\pi V_2(t)}{V_\pi}\right) \right) = \\ &= \cos\left(\frac{\pi}{2V_\pi} (V_1(t) - V_2(t))\right) \cdot \exp\left(j \frac{\pi}{2V_\pi} (V_1(t) + V_2(t))\right). \end{aligned} \quad (5)$$

Положим, что выполняется условия применения ДПММЦ в режиме ОПММЦ  $V_1(t) = -V_2(t)$  по модулирующей частоте при работе в одинаковых РТ, тогда получим:

$$\begin{aligned} \Psi &= \cos\left(\frac{\pi}{2V_\pi} (V_1(t) - V_2(t))\right) = \\ &= \cos\left(\frac{\pi \cdot V_m}{V_\pi} \sin\left(\frac{\Delta\phi}{2}\right) \cos\left(\omega_m t + \frac{\Delta\phi}{2}\right) - \frac{\pi \cdot \Delta V_B}{2V_\pi}\right), \end{aligned} \quad (6)$$

где  $V$  – амплитуда модулирующего сигнала.

Учитывая (3), получим:

$$\Psi = \cos\left(X \cos(\omega_m t + \Delta\phi/2)\right) \cos(Y) + \sin\left(X \cos(\omega_m t + \Delta\phi/2)\right) \sin Y, \quad (7)$$

где  $X = \pi \cdot V_m \sin(\Delta\phi/2)/V_\pi$ ,  $Y = \pi \cdot \Delta V_B / 2V_\pi$ ,  $\Delta V_B = V_{B1} - V_{B2}$ .

Приняв в выражении (7)  $\sin Y = 1$ , получим  $\pi \cdot \Delta V_{bias} / 2V_\pi = \pi/2$ , или  $\Delta V_B = V_\pi$ , т.е. полуволновому напряжению.

Тогда

$$\Psi = \sin\left(X \cos(\omega_m t + \Delta\phi/2)\right) = -2 \sum_{k=0}^{\infty} \mathbf{J}_{2k+1}(X) \sin((2k+1)\omega_m t). \quad (8)$$

Приняв  $\Delta\phi = \pi$ , условие равенства ДПММЦ и ОПММЦ, получим  $X = (\pi V)/V_\pi$ . Тогда, используя функции Бесселя 1-го рода  $(2k+1)$ -порядка (9).

Из (7) видно, что несущая частота  $\omega_0$  подавлена, а излучение состоит из двух симметричных полос с нечетными гармоническими составляющими радиочастоты –  $(\omega_0 + (2k+1)\omega_m)$  и  $(\omega_0 - (2k+1)\omega_m)$ .

$$\begin{aligned}
 E_{out}(t) &= -2E_{in} \sin(\omega_0 t) \sum_{k=0}^{\infty} J_{2k+1}(X) \sin((2k+1)\omega_m t) = \\
 &= E_0 J_1(X) [\cos(\omega_0 + \omega_m)t - \cos(\omega_0 - \omega_m)t] + \\
 &+ E_0 J_3(X) [\cos(\omega_0 + 3\omega_m)t - \cos(\omega_0 - 3\omega_m)t] + \\
 &+ E_0 J_5(X) [\cos(\omega_0 + 5\omega_m)t - \cos(\omega_0 - 5\omega_m)t] + \dots
 \end{aligned} \tag{9}$$

Из (7) видно, что несущая частота  $\omega_0$  подавлена, а излучение состоит из двух симметричных полос с нечетными гармоническими составляющими радиочастоты –  $(\omega_0 + (2k+1)\omega_m)$  и  $(\omega_0 - (2k+1)\omega_m)$ . Видно также, что (9) совпадает с формулой, приведенной в табл. 1, для случая работы ОПММЦ в точке минимального пропускания (МПТВ).

Таблица 1. Аналитические выражения для описания гармонического состава выходного излучения ОПММЦ

РТ	Спектр излучения на выходе ОПММЦ
МПТВ	$E_{вых}(t) = -j \cdot E \cdot e^{j\omega t} \left[ 2 \sum_{k=0}^{\infty} J_{2k+1}(z) \sin(2k+1)\Omega \cdot t \right]$
МАТВ	$E_{вых}(t) = E \cdot e^{j\omega t} \left[ J_0(z) + 2 \sum_{k=1}^{\infty} J_{2k}(z) \cos 2k \cdot \Omega \cdot t \right]$
QB+	$E_{вых}(t) = -j \cdot \frac{\sqrt{2}}{2} E \cdot e^{j\omega t} \left\{ J_0(z) + 2 \sum_{k=1}^{\infty} J_{2k}(z) \cos 2k \cdot \Omega \cdot t + 2 \sum_{k=0}^{\infty} J_{2k+1}(z) \sin(2k+1)\Omega \cdot t \right\}$
QB–	$E_{вых}(t) = \frac{\sqrt{2}}{2} E \cdot e^{j\omega t} \left\{ J_0(z) + 2 \sum_{k=1}^{\infty} J_{2k}(z) \cos 2k \cdot \Omega \cdot t - 2 \sum_{k=0}^{\infty} J_{2k+1}(z) \sin(2k+1)\Omega \cdot t \right\}$

Посмотрим, что можно получить для этих гармоник при разных коэффициентах модуляции или параметрах функции Бесселя, чтобы получить ШПДЧ с максимальным количеством равных по амплитуде компонент.

Рабочая точка D (рис. 7) соответствует  $X=3,054$ , что позволяет формировать равные по амплитуде первую и третью гармоники, имеющие равные нормированные амплитуды 0,319.

Рабочая точка E (рис. 7) соответствует  $X=5,31$  и позволяет формировать равные по амплитуде первую, третью и пятую гармоники, имеющие близкие друг к другу нормированные амплитуды в области 0,3.

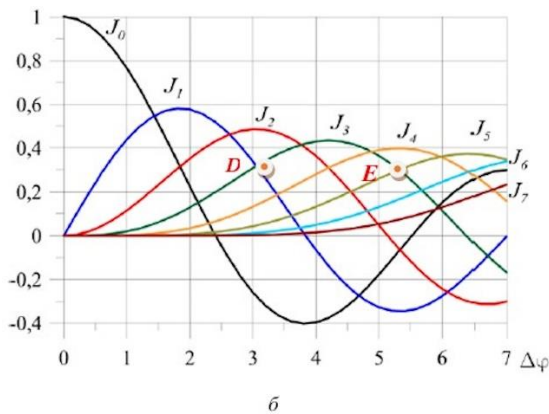


Рис. 7. Значения функции Бесселя первого рода 1-7 порядков с указанием точек максимальных амплитуд 1, 3 и 5-ой гармоник

Это позволяет, управляя параметрами модуляции, получить многочастотный сигнал с одинаковыми по амплитуде нечетными гармониками и различным спектральным составом. Результаты численного моделирования сведены в табл. 2.

Результаты моделирования (на пакете Optisystem 20.0 (демоверсия)) представлены на рис. 8,а. Анализируя рис. 8,а, можно говорить о возможности формирования ШПДЧ, как максимум 6-ти компонентного, которое может быть использовано для увеличения диапазона дискретной настройки. Может быть создано и 8-ми компонентное ШПДЧ с учетом некоторого неравенства амплитуды одной гармоники трем другим.

Приняв в выражении (7)  $\cos Y = 1$ , можно получить ШПДЧ с нечетным числом гармоник от 3 до 7 с равными амплитудами, включая составляющей на частоте несущей, 2, 4 и 6-ой гармоник (табл. 3, рис. 8, б).

Таблица 2. Зависимость амплитуд функции Бесселя 1,3,5 и 7-ого порядков от ее параметра

	Двухчастотный режим	Четырехчастотный режим	Шестичастотный режим	Восьмичастотный режим
$(V/V_m)\pi$	1,84	3,054	5,31	7,9
$J_1[(V/V_m)\pi]$	0,582	0,319	-0,346	0,22
$J_3[(V/V_m)\pi]$	0,105	0,319	0,302	-0,289
$J_5[(V/V_m)\pi]$	$4,76 \times 10^{-3}$	0,046	0,3	0,21
$J_7[(V/V_m)\pi]$	$9,95 \times 10^{-5}$	$2,86 \times 10^{-3}$	0,073	0,314

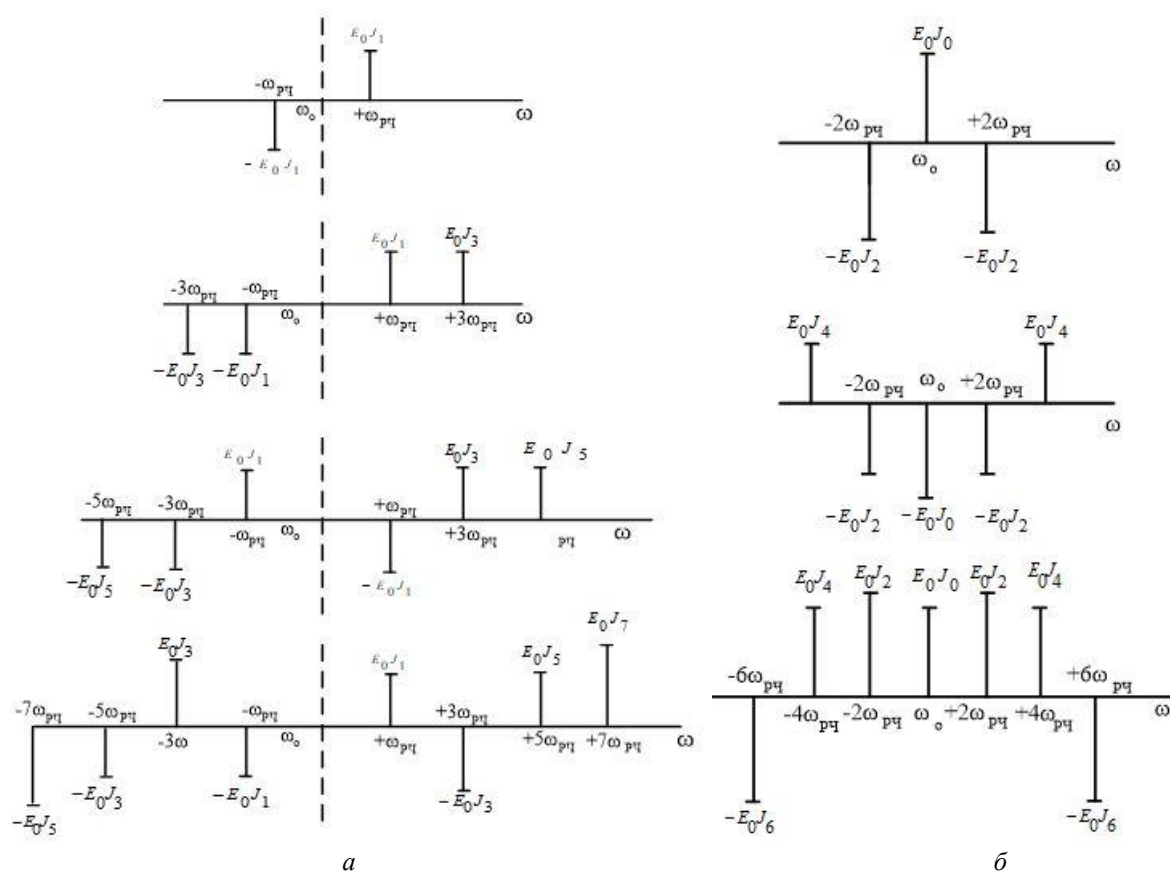


Рис. 8. Значения функции Бесселя первого рода 1, 3, 5 и 7-го порядков (а) и 0, 2, 4 и 6-го порядков с указанием возможности формирования ШПДЧ с практически равными амплитудами (б)

Таблица 3. Зависимость амплитуд функции Бесселя 0,2,4 и 6-ого порядков от ее параметра

	Одночастотный режим	Трехчастотный режим	Пятичастотный режим	Семичастотный режим
$(V/V_\pi)\pi$	0	1,828	4,22	6,59
$J_0[(V/V_\pi)\pi]$	1	0,3237	- 0,3737	0,27
$J_2[(V/V_\pi)\pi]$	0	0,3237	0,32	- 0,31
$J_4[(V/V_\pi)\pi]$	0	0,025	0,32	0,27
$J_6[(V/V_\pi)\pi]$	0	0	0,06	0,31

**Формирование ШПДЧ с дополнительными гармониками и вариативным шагом их расстановки около базовых компонент.** Анализ спектральной характеристики AWG ставит задачу формирования специально адаптированных к нему ШПДЧ.

Это могут быть широко расставленные компоненты с шагом определяемым крутизной склона спектральной характеристики или близко расположенные компоненты для прецизионного анализа вершины. Добиться таких эффектов можно используя второй ОПММЦ, установленный перед ДПММЦ, в котором происходит формирование шага ШПДЧ по требуемому закону.

Пример получения ШПДЧ с малым разносом на основе метода сплиттирования для анализа вершины спектральной характеристики AWG показан на рис. 9,а

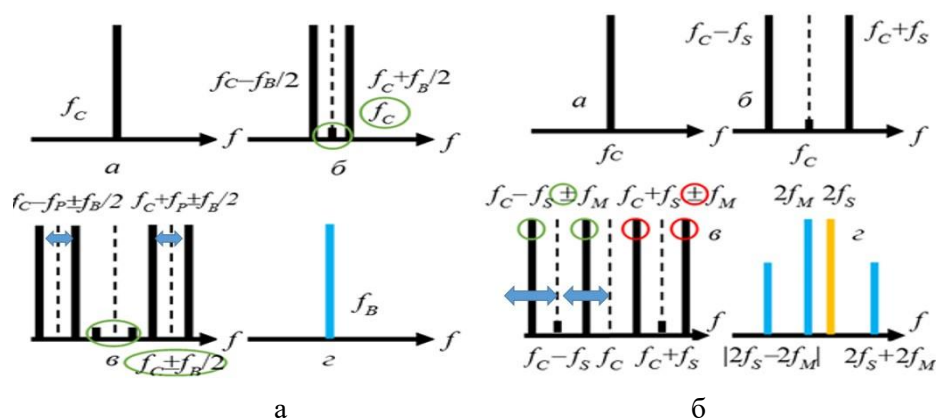


Рис.9. Спектрограммы формирования ШПДЧ методом сплиттирования (а) и аддитивного разнosa (б)

Пример получения ШПДЧ с большим разносом в пределах шага сетки частот на основе метода аддитивного разнosa для анализа склонов спектральной характеристики AWG показан на рис. 9,б.

На каждом из рис. 9 показаны: несущая (а); спектр выходного излучения первого модулятора (б); спектр излучения второго модулятора для простейшей двухкомпонентной гребенки (в); радиочастотный спектр для обработки данных настройки на центральную длину волны AWG (з).

**Вычислительный эксперимент.** Для численного эксперимента была выбрана AWG с гауссовым профилем, с параметрами  $\mu=1443$  и  $\sigma=1$ . Для этой AWG было произведено дискретное сканирование диапазона длин волн  $\lambda=1548-1552$  нм двухкомпонентной ШПДЧ с разносом частот 24 ГГц. Каждая точка настройки соответствует изменению амплитуд отраженных компонент согласно спектральной характеристики (СХ) AWG [3].

Для каждого из значений сканирующих сигналов численно строилась кривая колебаний сигнала и численно искалась огибающая этого сигнала для потока данных в реальном времени. По известным значениям минимума и максимума огибающей, вычислялся коэффициент модуляции огибающей и сопоставлялся текущему значению сканирующего двухчастотного сигнала и центральной длине волны AWG.

На рис. 10 показана зависимость коэффициента модуляции (КМ) от изменения длины волны настройки (верхняя кривая), полученная в результате численного моделирования, и СХ используемой AWG (нижняя кривая).

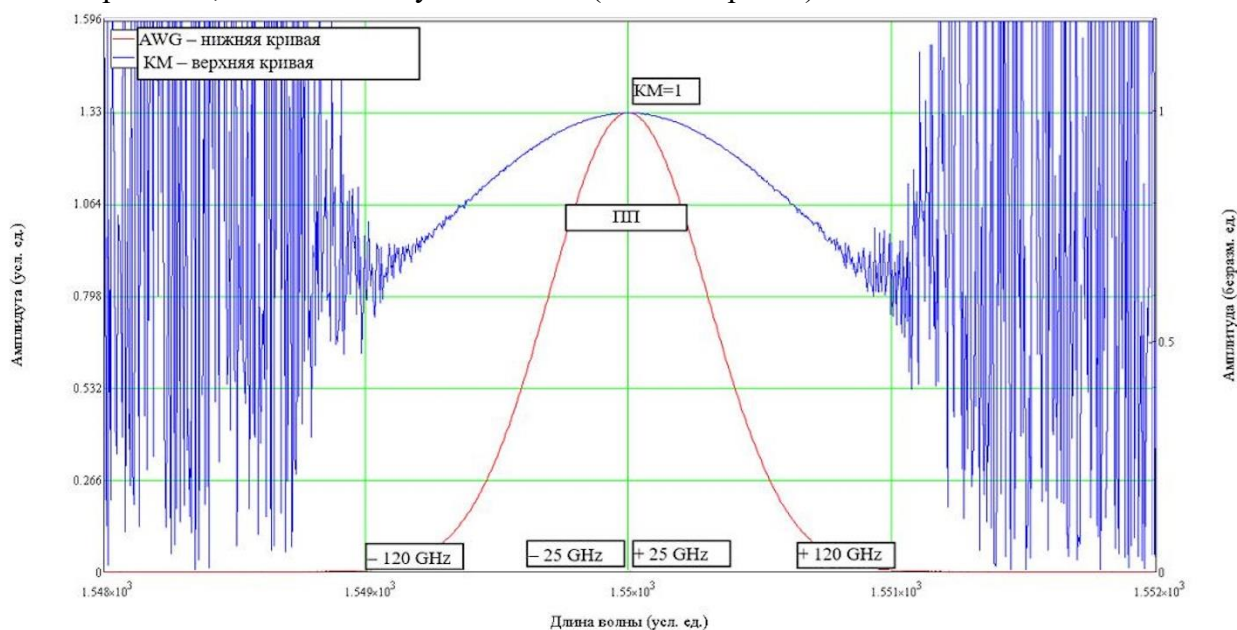


Рис. 10. Результат численного эксперимента: зависимость коэффициента модуляции огибающей биений двухчастотного сигнала от центральной длины волны настройки (верхняя кривая); СХ AWG — нижняя кривая

Видно, что кривая СХ AWG с высокой точностью совпадает на центральной длине волны с теоретической зависимостью амплитудных изменений характерных для КМ огибающей биений, используемой для двухчастотного метода настройки длины волны излучения ONU на центральную длину волны AWG OLT (КМ=1) [3].

Зафиксировав полученные значения СХ AWG в невозмущенном состоянии можно дополнительно внести в процесс настройки процедуру, связанную с возможным изменением температуры AWG.

**Выводы.** Таким образом, предложены структуры ШПДЧ для дискретного процесса настройки несущей передатчика на центральную длину волны AWG. При известной форме описания спектральной характеристики AWG можно настроить несущую передатчика за два шага при первом шаге с попаданием в зону MSE. Таким образом перестройка обеспечивается на порядок быстрее, чем в стандартных одночастотных методах.

Отношение сигнал/шум при использовании обработки сигнала на частоте биений компонент ШПДЧ имеет выигрыш в один-два порядка. Погрешность измерения амплитуд ШПДЧ, зависящих от спектральной характеристики обеспечивается радиофотонным анализатором спектра с наклонным фильтром и достигает  $10^{-3}$ . Основной проблемой системы контроля и управления несущей частоты в восходящем канале является необходимость жесткого контроля рабочих точек и уходов температуры, или необходимость разработки программного обеспечения, позволяющего их учесть. Данные вопросы будут рассмотрены в главе 4 НКР.



### 3. Теоретическое обоснование принципов работы систем контроля центральной длины волны восходящих каналов ТДСД на основе радиопотонных комбинированных ШПДЧ/СПДЧ подходов

**Основы СПДЧ.** Преимущества СПДЧ показаны в работах [36-39]. СПДЧ определено как излучение, содержащее две и более частотных компонент с фиксированными разностными частотами, максимальная из которых подобрана таким образом, что при прохождении такого излучения через канал AWG, изменение амплитуд всех гармоник происходит пропорционально одной и той же величине, а минимальная – превышает спектральную ширину лазера, при этом начальные фазы каждой из компонент строго детерминированы, а их разность известна.

Сформулированное определение СПДЧ позволяет описать его некоторые свойства. Во-первых, разрешающая способность зондирования не будет превышать максимальной разностной частоты СПДЧ, а минимальная будет определяться исходя из обеспечения минимума собственных шумов фотоприемника. Во-вторых, зондирование в одной точке может быть сведено к решению задачи определения коэффициента пропорциональности изменения амплитуд. В-третьих, СПДЧ могут быть как симметричными по амплитуде и/или частоте, так и асимметричными. По априорной оценке, асимметричные СПДЧ обладают большей информационной емкостью сигнала, чем симметричные. В общем случае, симметричные по частоте СПДЧ с равномерным шагом, формируют  $N-1$  уравнение (где  $N$  – количество гармоник СПДЧ) выражений, использующихся для расчета коэффициента пропорциональности изменения амплитуд. Асимметричный по частоте СПДЧ, состоящий из  $N$  частот, позволяет сформировать систему уже из  $(N-1)!$  линейно независимых уравнений, получаемых по результатам фильтрации на разностных частотах.

В работах автора проведен анализ двух, трех и четырех частотных СПДЧ [36-39]. Показаны их достоинства и недостатки. В докладе приведем решения, которые можно охарактеризовать как комбинацию ШПДЧ/СПДЧ подходов на примере получения ШПДЧ компонент, окруженных СПДЧ компонентами. Данный спектр по аналогии близок к спектру телевизионного сигнала.

Основное различие между приведенными схемами заключается в спектре радиочастотного возбуждения ОПММЦ: трехчастотного и двухчастотного, что позволяет сформировать вокруг каждой ШПДЧ гармоники пару или больше СПДЧ гармоник с различными разностными частотами. Таким образом каждая компонента ШПДЧ становится адресной.

**Последовательное радиочастотное формирование трехкомпонентного СПДЧ сигнала.** Для пояснения метода на рис. 11 представлены спектрограммы оптических излучений на выходе лазера (рис. 11,а); модулирующего АМ радиочастотного колебания, сформированного последовательно включенными генераторами опорной частоты  $f_B$ , подключенного на вход амплитудной модуляции генератора сканирующей частоты  $f_S$  (рис. 11,б); ОПММЦ (рис. 11,в-д), работающего соответственно в точке квадратуры (QB), нулевой или минимальной точке пропускания (MITB) и рабочей точке максимального пропускания (MATB) соответственно, как разновидности ШПДЧ (табл. 1) и выходной радиосигнал ШФД (рис. 11,е) для процедуры настройки, достаточно общий для всех случаев.

Непрерывное лазерное излучение (рис. 11,а) с амплитудой  $E_C$  и несущей частотой  $f_C$  поступает с ЛД с распределенной обратной связью на ОПММЦ, работающий в различных рабочих точках. Этим достигается формирование ШПДЧ в группах на  $n$ -ых гармониках  $nf_S$ , которые содержат в себе боковые полосы АМ-радиосигнала, разнесенные на частоту  $2nf_B$ , равной  $n$ -ой гармонике удвоенной опорной частоты (СПДЧ компоненты). Отличие от ШПДЧ методов заключается в том, что гармоники  $n$ -ого порядка опорной (низкочастотной) частоты  $f_B$  (рис. 11,е) содержат информацию о спектральной характеристике AWG.



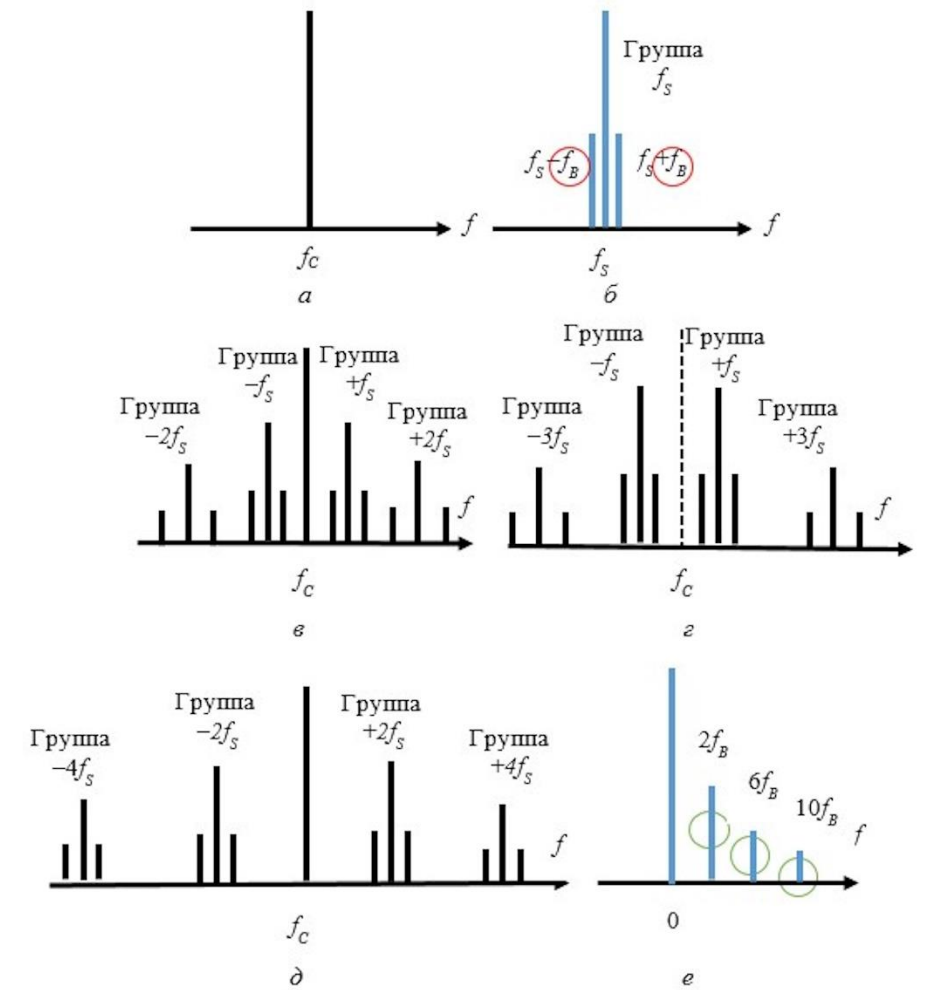


Рис. 11. Спектрограммы формирования ШПДЧ/СПДЧ гребенок с последовательным формированием

**Параллельное радиочастотное формирование двухкомпонентного СПДЧ сигнала.** Для пояснения метода на рис. 12 представлены спектрограммы оптических излучений на выходе лазера (а); модулирующего двухчастотного радиочастотного колебания, сформированного генератором двухчастотного сигнала (GTS) на компонентах опорной  $f_B$  и сканирующей  $f_s$  частот (б); ОПММЦ (в), работающего в МІТВ, и на выходе фотоприемника (в).

Непрерывное лазерное излучение (рис. 12, а) с амплитудой  $E_c$  и несущей частотой  $f_c$  поступает на ОПММЦ, работающий в МІТВ. Выбирается параметр модуляции  $m=3,105$  (точка D, рис. 7). ОПММЦ модулируется двухчастотным микроволновым сигналом с разнесом частот  $2f_B$ , (рис. 12,б) который может быть получен с модуля двухтоновой модуляции микроволнового генератора сканирующей частоты или синтезирован в микроконтроллере.

Для примера приведем спектрограмму, полученную с модуля микроволнового генератора сканирующей частоты Agilent (рис. 13).

Этим достигается формирование ШПДЧ в группах на 1-ой и 3-ей гармониках частоты  $nf_s$ , которые содержат в себе (рис. 12,в) боковые полосы двухчастотного радиосигнала, разнесенные на частоту  $2nf_B$ , равной  $n$ -ой гармонике удвоенной опорной частоты.

Ток на выходе фотодетектора, установленного после АWG, при калибровке можно описать с помощью разложения Якоби-Ангера с выделением искоемых составляющих на частоте  $f_B$  (рис. 12,г):

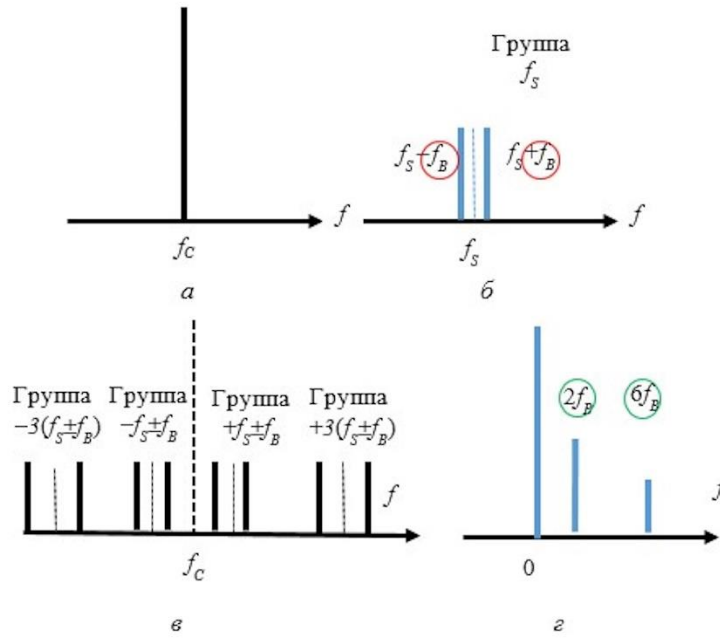


Рис. 12. Спектрограммы формирования ШПДЧ/СПДЧ гребенок с параллельным формированием

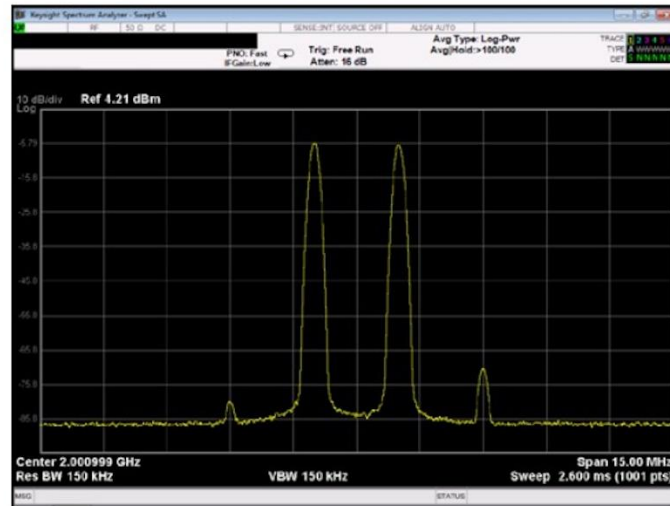


Рис. 13. Двухчастотный сигнал с центральной частотой 2 ГГц и разностной частотой 300 кГц (пример)

$$I \propto \Re(nf_B) E_{\text{outP}} E_{\text{outP}}^* =$$

$$= \gamma E_C^2 \left\{ 2\Re(f = nf_B) J_n(m_B(nf_B)) J_n(m_S(f_S)) \cos(2\pi nf_B t + \varphi) + \sum_n \Re_n(f = 0) + \sum_{n,m} \Re(f = nf_s \pm nf_B) \right\}, \quad (10)$$

где  $n=1,3$

где  $J_n(m(nf_B))$  и  $J_n(m_S(nf_s))$  функции Бесселя 1-го рода  $n$ -го порядка, определяющие амплитуду искомых частотных компонент,  $\Re(nf_B)$  спектральный отклик УФД. В итоге, нормируя (10) к фототоку для реперной частоты  $f_R$ , получим относительный спектральный отклик AWG, помножив его на характеристику системы контроля и управления:

$$S_{21}(nf_s) = I_{nf_s}(nf_B) / I_{f_R}(f_B) = m_s^2(nf_s) / m_s^2(f_R), \text{ где } n=1,3. \quad (11)$$

Из (11) видно, что относительный спектральный отклик AWG может быть измерен с помощью предложенного метода, заключающегося в формировании ЦПДЧ/СПДЧ компонент, дискретном сканировании характеристики AWG и регистрации информационного сигнала на фиксированных низких частотах в узкополосном калиброванном фотодетекторе с нормировкой по реперному значению, определяемому при описании AWG при установке в сеть.

**Численный эксперимент.** Для численного эксперимента была выбрана  $AWG_{ONU}$  с гауссовым профилем с центральной длиной волны 1553,33 нм (193 ТГц). Для одного из каналов  $AWG_{ONU}$  с центральной частотой было произведено численное сканирование диапазона длин волн 1549,32-1557,36 нм (192,5-193,5 ТГц) трехчастотным сигналом. Каждая точка настройки соответствовало изменению амплитуд обратно рассеянных компонент, прошедших соответствующий канал  $AWG_{ONU}$  [4].

Критерий попадания трехчастотного сканирующего излучения в частотный диапазон выделенного канала:

$$\frac{D_0(\omega)}{D_c(\omega)} = \frac{1}{2} \left( \frac{A_L(\omega)}{A_R(\omega)} + \frac{A_c(\omega)}{A_L(\omega)A_R(\omega)} + \frac{A_R(\omega)}{A_L(\omega)} \right) \cong const, \quad (12)$$

где  $D$  – амплитуды огибающих биений, а  $A$  – амплитуды компонент гребенки.

Введем дополнительное условие, которое заключается в том, чтобы разностная частота между левой и правой гармониками  $\Omega_L + \Omega_R$  была меньше требуемой точности настройки. Выдвинутое требование позволяет сделать вывод о том, что если одна из амплитуд гребенки равна нулю, то и близкие к ней амплитуды остальных компонент тоже будут экстремально близки к нулю. Таким образом настройка происходит за пределами выделенного канала  $AWG_{ONU}$ , и тем более не в зоне MSE.

Выполнение критерия и условия было бы эффективно, если между каналами в  $AWG_{ONU}$  существовали защитные зоны с общим нулевым уровнем. Это, как правило, не соблюдается и какой-то уровень соседнего канала перекрестно существует и в выделенном, но с большим ослаблением в – 40...–60 дБ. Для поиска путей решения задачи различения каналов определим возможные значения  $\Omega_L$  и  $\Omega_R$ . Во введении показано, что шаг грубой настройки может быть детализирован с величиной, например, 2,5 ГГц для 50 ГГц канала  $AWG_{ONU}$  [4]. Таким образом, значение суммы  $\Omega_L$  и  $\Omega_R$  не должно превышать 2,5 ГГц при произвольном выборе соотношений между  $\Omega_L$  и  $\Omega_R$ . Если это соотношение сделать уникальным для каждого канала можно говорить об адресности настройки дополнительно с выполнением введенных критерия и условия. Если частоты  $\Omega_{L1}$  и  $\Omega_{R1}$  для первого канала  $AWG_{ONU}$  появляются на выходе фотоприемника для второго канала, полученные данные отбраковываются и не участвуют в процессе настройки.

Для каждого шага настройки численно восстанавливалась спектральная характеристика гауссова канала  $AWG_{ONU}$ . Вычислительная процедура проводилась с помощью аппарата быстрого преобразования Фурье. На рис. 14 показана восстановленная форма канала  $AWG_{ONU}$  методом трехчастотной ШПДЧ/СПДЧ гребенки. Видно, что кривая спектральной характеристики  $AWG_{ONU}$  с высокой точностью совпадает на центральной длине волны с теоретической зависимостью амплитудных изменений, вычисленных аналитически (залитые маркеры) и численно (не залитые маркеры). Относительная погрешность восстановления спектральной характеристики  $AWG_{ONU}$  (тонкая линия, рис. 14) по амплитуде не превышает  $5 \times 10^{-3}$ , что определено по методике, приведенной в [40]. При этом, в спектральной области канала эта погрешность на порядок меньше чем в спектральной области его отсутствия, что также видно на рис. 7. Данная ситуация подтверждает верность введения критерия попадания в канал, условия соответствия суммы разностных частот значению детализации настройки и условию адресности измерений.

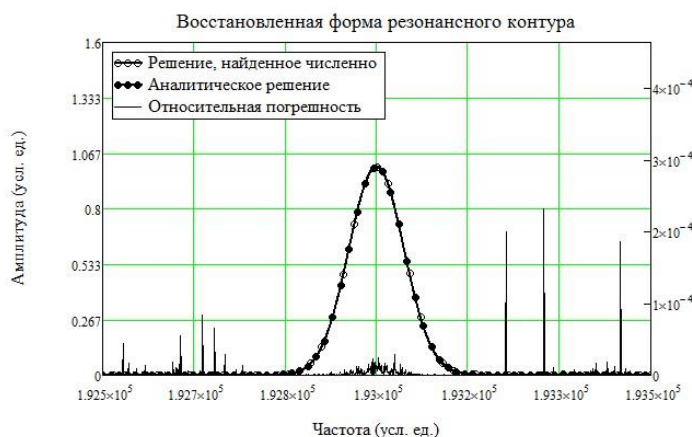


Рис. 14. Восстановленная спектральная характеристика канала AWG

Поскольку настройку можно проводить не по одной компоненте ШПД, а по нескольким, возникает избыточность измерений, которая необходима для повышения их точности.

**Выводы.** Таким образом, предложены структуры ШПДЧ/СПДЧ гребенок при параллельном и последовательном возбуждении ОПММЦ для дискретного процесса настройки несущей передатчика на центральную длину волны AWG. В отличие от ШПДЧ гребенок анализ настройки происходит на низких опорных частотах и их гармониках, что снижает стоимость схемы системы в целом и делает возможность ее реализации на одном ОПММЦ и узкополосном фотодетекторе.

#### 4. Стенд для экспериментальных исследований и элементная база для его реализации

**Экспериментальный стенд.** Для апробации разработанного макета системы на основе ШПДЧ/СПДЧ гребенок был собран опытный образец, формирующий как двух, так и трехчастотное симметричное СПДЧ с использованием единого модулирующего каскада. Структурная схема и внешний вид образца представлены на рис. 15 на рабочем столе.

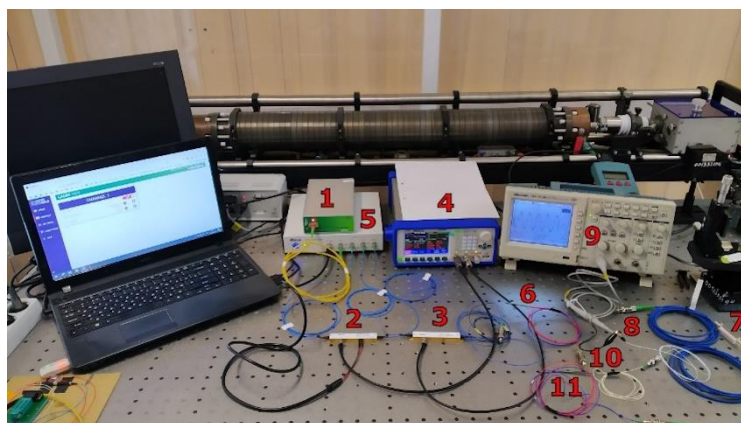


Рис. 15. Внешний вид опытного образца радиофотонной части системы контроля и управления

Опишем элементную базу, использованную для построения опытного образца (рис. 15). В качестве перестраиваемого лазерного диода (1) используется LaserMatrIQ-1001-1-FA [41], данный лазерный источник генерирует когерентное оптическое излучение спектральной шириной не более 100 кГц, шаг точной перестройки – 1 МГц, нестабильность выходной

мощности – не хуже 0,1 дБ. Далее исходное излучение поступает в модулирующий каскад, состоящий из последовательно включенных амплитудных (2) и (3) модуляторов. Для формирования двухкомпонентной ШПДЧ/СПДЧ гребенки управляющие напряжения с двухканального генератора АКИП 3407/5А (4) подаются на оба модулятора. Трехчастотная ШПДЧ/СПДЧ гребенка формируется на модуляторе (2) по методу последовательного возбуждения. В качестве ОПММЦ используется MXAN-LN-40 [42]. Для задания и поддержания рабочей точки АМ используется контроллер рабочей точки (5) MBC-AN-LAB [43], данный контроллер предназначен для работы с аналоговыми сигналами и не использует пилот-сигнал.

Сформированная ШПДЧ/СПДЧ гребенка поступает через оптический делитель (6) на АWG (7) и далее на фотодетектор (8). В качестве АWG используется волоконная брэгговская решетка. Сигнал биений с выхода фотодетектора поступает на цифровой осциллограф с функцией БПФ Tektronix TDS 1012B (9) для визуализации. Ввиду малой разрядности АЦП осциллографа, анализ сигнала биений осуществлялся сторонним МК STM32F103C8T6, имеющим 12-и разрядные встроенные АЦП. Для построения ФЧХ СПДЧ с выхода первого делителя через разъемный соединитель (10), выполняющий функцию перестраиваемого аттенюатора и второй делитель (11) излучение подается на фотодетектор.

Предварительно проведем оценку погрешности восстановления амплитуд гармоник ШПДЧ/СПДЧ гребенки. Результирующая погрешность измерения (приведенная к электрическому сигналу) определится исходя из следующего выражения:

$$Err = (\Delta A_L + \Delta A_M) S_{PD} + N_{PD} + N_{ADC} \quad (13)$$

где  $\Delta A_L$  – флуктуация мощности лазера,  $\Delta A_M$  – флуктуация амплитуд гармоник после прохождения через модулирующий каскад,  $S_{PD}$  – чувствительность фотодиода (0,9А/Вт),  $N_{PD}$  – шумы фотоприемника,  $N_{ADC}$  – шумы квантования АЦП осциллографа.

Первое слагаемое в выражении (13) отражает флуктуацию мощности оптического излучения, которое приводит к флуктуации тока фотодиода пропорционально его чувствительности. Флуктуация мощности лазера составляет  $\pm 0,001$  дБ, в относительных единицах (выходная мощность лазера составляла величину 0 дБм):  $\Delta A_L = 2 \cdot 10^{-6}$ . Параметр  $\Delta A_M$  определяется стабильностью выходной мощности (поддержания рабочей точки) КРТ, для используемой модели КРТ эта величина равна  $\pm 0,1$  дБ, что достаточно много. Путем модернизации КРТ данную величину удалось снизить до  $\pm 0,01$  дБ, что в относительных единицах, приведенной к мощности лазера, получим  $\Delta A_M = 2 \cdot 10^{-4}$ . Таким образом, нестабильность рабочей точки ОПММЦ вносит значительно больший вклад в флуктуацию оптической мощности, поэтому величиной  $\Delta A_L$  можно пренебречь. С учетом чувствительности используемого фотодиода  $S_{PD} = 0,9$  А/Вт получим относительную нестабильность тока на выходе фотодиода  $\pm 2 \cdot 10^{-4}$ .

Для оценки параметра  $N_{PD}$  на постоянном токе и на разностной частоте воспользуемся шумовой характеристикой фотодиода (рис. 16), где показано, что разница в уровне шумов составляет около 20 дБ.

За базисное значение возьмем величину темнового тока как амплитуду шума на разностной частоте. Известно, что темновой ток формируется собственными шумами фотоприемника (преимущественно, тепловыми), допуская, что для выбранной разностной частоты шумы типа 1/f пренебрежимо малы, и основной вклад в шумы фотоприемника вносят именно тепловые шумы, примем значение темнового тока за амплитуду шумов на разностной частоте.

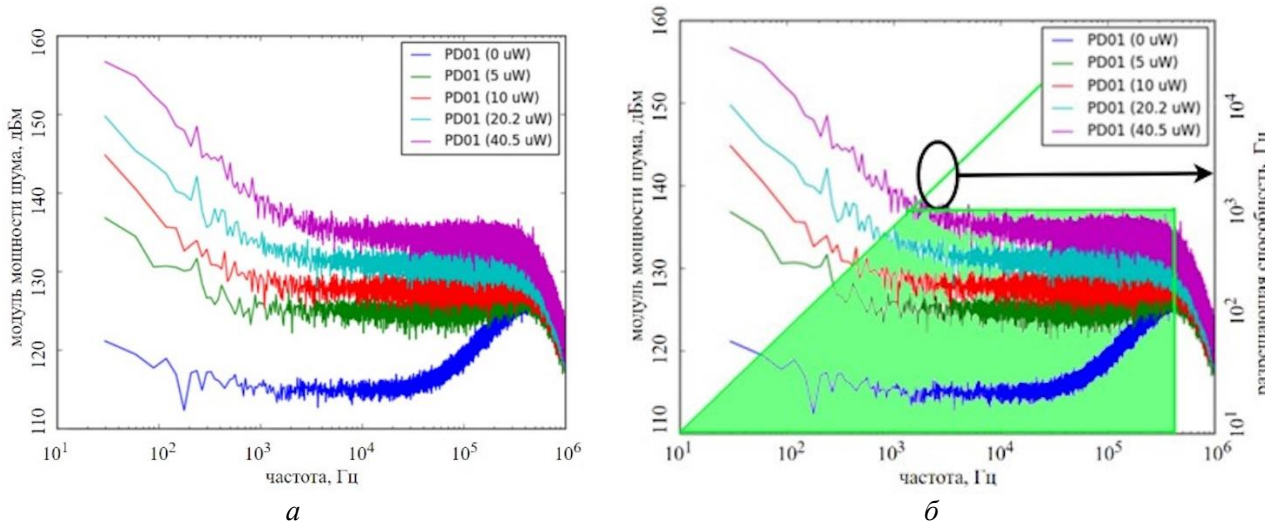


Рис. 16. Модуль мощности шума фотоприемника Koheron PD01 для различных значений мощности оптического излучения (а) и порядок определения минимальной разностной частоты (б) [44]

В относительных единицах величина шума на разностной частоте составит  $N_{PD\_AC} = 1 \cdot 10^{-5}$ . Учитывая, что на постоянном токе уровень шума на 20 дБ больше, величина шума на постоянном токе (в относительных единицах) составит  $N_{PD\_DC} = 1 \cdot 10^{-4}$ .

Шумы квантования определяются исходя из следующего выражения:

$$N_{ADC} = 2^{-b} \quad (14)$$

где  $b$  – разрядность АЦП, для используемого АЦП  $b = 12$ , следовательно,  $N_{ADC} = 2 \cdot 10^{-4}$ .

Подставим полученные значения в (13):

$$\begin{aligned} Err_{DC} &= 2 \cdot 10^{-4} + 1 \cdot 10^{-4} + 2 \cdot 10^{-4} = 5 \cdot 10^{-4}, \\ Err_{AC} &= 2 \cdot 10^{-4} + 0,1 \cdot 10^{-4} + 2 \cdot 10^{-4} = 4,1 \cdot 10^{-3} \end{aligned} \quad (15)$$

Таким образом, погрешность вычисления коэффициента изменения амплитуд равна квадратному корню погрешности измерения самих амплитуд сигналов биений на разностных частотах, равно как и погрешности восстановления спектральной характеристике AWG. Таким образом, с использованием имеющегося оборудования переход от анализа постоянного сигнала к сигналу на разностной частоте позволяет в 1,22 раза снизить погрешность восстановления контура. Дальнейшее повышение метрологических характеристик может быть достигнуто путем использования малошумящих фотоприемников, прецизионных КРТ и АЦП большей разрядности [45].

**Элементная база для импортозамещения.** В реализации систем выбрана разработанная и произведенная в России элементная база для лазерных передатчиков, модуляторов и фотоприемников (ПАО ПННПК, ЛЛС, НИИ «Полус»), которая использовалась ранее для построения РФАСХ ШАЭОММЦ и ШФД [46-50]. В качестве базового модуля выбран лазерный передающий модуль LT-40А с встроенным абсорбционным модулятором, производства ЛЛС. Для его модернизации автором разработан новый модулятор  $\text{LiNbO}_3$  на кремнии [51].

Проекты разработанных систем представлены автором в работах [52-60]. Их описание в данной работе не приводится.



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

### Список литературы

1. Fayad, A. Design of Cost-Efficient Optical Fronthaul for 5G/6G Networks: An Optimization Perspective / A. Fayad, T. Cinkler, Rak J. et al. // Sensors. - 2022. - 22(23). - 9394. <https://doi.org/10.3390/s22239394>
2. Fayad A., Cinkler, T., Rak J. Toward 6G Optical Fronthaul: A Survey on Enabling Technologies and Research Perspectives / A. Fayad, T. Cinkler, J. Rak // IEEE Communication surveys & tutorials. - 2021 - V. 14, No.8. - August 2021. – P.1-38.
3. Макаров И. А. Инициализация центральной длины волны восходящего потока транспортного WDM-PON домена радиосетей доступа мобильной связи 5G / И.А. Макаров, С.Г. Алюшина, В.О. Анучин и др. // Вестник Поволжского государственного технологического университета. Сер.: Радиотехнические и инфокоммуникационные системы. - 2020. - № 2 (46). - С. 70-86. DOI: <https://doi.org/10.25686/2306-2819.2020.2.6>
4. Макаров И. А. Рефлектометрические методы настройки длины волны лазера восходящего канала в транспортном WDM-PON домене радиосетей доступа мобильной связи 5G / И.А. Макаров, С.Г. Алюшина, В.О. Анучин и др. // Вестник Поволжского государственного технологического университета. Сер.: Радиотехнические и инфокоммуникационные системы. - 2020. - № 3 (47). - С. 66-84. DOI: <https://doi.org/10.25686/2306-2819.2020.3.66>
5. Postprint of: Fayad A., Cinkler T., Rak J., 5G/6G optical fronthaul modeling: cost and energy consumption assessment // Journal of Optical Communications and Networking. - 2023. - Vol. 15, Iss.9. - P. - D33-D46, DOI: [10.1364/JOCN.486547](https://doi.org/10.1364/JOCN.486547)
6. Honda K. Wavelength control method of upstream signals using AMCC in WDM-PON for 5G mobile fronthaul / K. Honda, H. Nakamura, K. Hara et al. // Optics Express. - 2019. - Vol.27(19). - P. 26749–26756.
7. Luo Y. Physical Layer Aspects of NG-PON2 Standards - Part 2: System Design and Technology Feasibility / Y. Luo, H. Roberts, K. Grobe et al. // J. Opt. Commun. Netw. - 2016. - Vol. 8(1). - P. 43-52.
8. Kim Do-Won. Analysis of Center Wavelength Shift of VCSEL Light in AWG for WDM-PON Applications / Do-Won Kim, Jaeho Song, Gwangyong Yi. // Acta Photonica Sinica. - 2014. - Vol. 43(7). - P. 706001.
9. Mitsolidou C. A 5G C-RAN Optical Fronthaul Architecture for Hotspot Areas Using OFDM-Based Analog IFoF Waveforms / Mitsolidou C., Vagionas C., Mesodiakaki et al.// Applied Sciences. - 2019. - Vol. 9. - P. 4059.
10. Moon Jung-Hyung. An automatic wavelength control method of a tunable laser for a WDM-PON / Moon Jung-Hyung, Choi Ki-Man, Mun Sil-Gu, and Lee Chang-Hee // Journal Photonics Technology Letters. - 2009. - Vol. 21(5). - P. 325-327.
11. Lee J. H. Self-wavelength initialization method for the Bragg-grating based tunable light source in WDM passive optical network / J.H. Lee, K.O. Kim, Myoung S.-Il et al.// Optics Express. - 2011. - Vol. 19(26). - P. B522-B530.
12. Sang-Rok Mun. A Self Wavelength Tracking Method for a Cost Effective WDM-PON with Tunable Lasers / Sang-Rok Mun, Jung-Hyung Moon, Sang-Min Oh, and Chang-Hee Lee // OSA Technical Digest. - 2010. - OFC/NFOEC. - P. OWG7.
13. Moon J. A self wavelength managed tunable laser for WDM-PONs / J. Moon, K. Choi, S. Mun, and C. Lee // Proceedings of the ECOC. - 2008. - P. Th.1.F.2.

14. Moon S-R. Automatic wavelength control method using Rayleigh backscattering for WDM-PON with tunable lasers / S-R. Moon, H-K. Lee, and C-H. Lee // OSA Technical Digest. - 2011. - CLEO. - P. CFH-1.
15. Morozov O.G. Synthesis of Two-Frequency Symmetrical Radiation and Its Application in Fiber Optical Structures Monitoring/ O.G. Morozov, G.A. Morozov, G.I. Il'in and T.S. Sadeev // [Fiber Optic Sensors], Rijeka: InTech. 2012. - P. 137-164. Available from: <http://intechopen.com/books/fiber-optic-sensors/synthesis-of-two-frequency-symmetrical-radiation-and-its-application-in-fiber-optical-structures-mon>.
16. Morozov O.G. Poly-harmonic Analysis of Raman and Mandelstam-Brillouin Scatterings and Bragg Reflection Spectra/ O.G. Morozov, G.A. Morozov, I.I. Nureev and A.A. Talipov // [Advances in Optical Fiber Technology: Fundamental Optical Phenomena and Applications], Rijeka: InTech Europe. - 2015. - P. 55-97. Available from: <http://intechopen.com/books/advances-in-optical-fiber-technology-fundamental-optical-phenomena-and-applications/poly-harmonic-analysis-of-raman-and-mandelstam-brillouin-scatterings-and-bragg-reflection-spectra>.
17. Il'in G.I. Theory of symmetrical two-frequency signals and key aspects of its application / G.I. Il'in, O.G. Morozov and A.G. Il'in // Proc. of SPIE. - 2014. - Vol. 9156. - P. 91560M.
18. Morozov O.G. Two-frequency analysis of fiber-optic structures / O.G. Morozov, D.L. Aibatov, G.I. Il'in et al. // Proc. of SPIE. - 2006. - Vol. 6277. - P. 62770E.
19. Morozov O.G. Two-frequency scanning of FBG with arbitrary reflection spectrum / O.G. Morozov, D.L. Aybatov // Proc. of SPIE. - 2007. - Vol. 6605. - P. 660506.
20. Morozov O.G. Methodology of symmetric double frequency reflectometry for selective fiber optic structures / O.G. Morozov, O.G. Natanson, D.L. Aybatov et al. // Proc. of SPIE. 2008. Vol. 7026. P. 70260I.
21. Morozov O.G. Metrological aspects of symmetric double frequency and multi frequency reflectometry for fiber Bragg structures / O.G. Natanson, D.L. Aybatov, V.P. Prosvirin, et al. // Proc. of SPIE. - 2008. - Vol. 7026. - P. 70260J.
22. Morozov O.G. Spectrum conversion investigation in lithium niobate Mach-Zehnder modulator / O.G. Morozov and D.L. Aybatov // Proc. of SPIE. - 2010. - Vol. 7523. - P. 75230D.
23. Ильин Г.И. К теории квазигармонических колебаний / Г.И. Ильин, А.Г. Ильин, О.Г. Морозов // Вестник Поволжского государственного технологического университета. Серия: Радиотехнические и инфокоммуникационные системы. - 2014. - № 3 (22). - С. 6-33.
24. 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.
25. Ivanov A.A. Multiple frequencies analysis in tasks of FBG based instantaneous frequency measurements / A.A. Ivanov, A.J. Sakhabutdinov, O.G. Morozov et al. // Proc. of SPIE.- 2018. - Vol. 10774. - P. 107740Y.
26. Agliullin T.A. Load Sensing Bearings for Automotive Applications Based on Addressed Fiber Bragg Structures / T.A. Agliullin, I.U. Kurbiev, R.R. Gubaidullin et al // Proc. of IEEE Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SYNCHROINFO). - 2019. - P. 1-5.
27. Gubaidullin R.R. Application of Addressed Fiber Bragg Structures for Measuring Tire Deformation / R.R. Gubaidullin, A.Z. Sahabutdinov, T.A. Agliullin et al. // Proc. of IEEE Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SYNCHROINFO). - 2019. - P. 1-7.



28. Morozov O.G., External amplitude-phase modulation of laser radiation for generation of microwave frequency carriers and optical poly-harmonic signals: an overview / Morozov O.G., Il'in G.I., Morozov G.A. et al. // Proc. of SPIE. - 2016. - Vol. 9807. - P. 980711.
29. Morozov O.G. RZ, CS-RZ, and soliton generation for access networks applications: problems and variants of decisions / O.G. Morozov // Proc. of SPIE. - 2012. - Vol. 8410. - P. 84100P.
30. Sahabutdinov A.Z. Calibration of combined pressure and temperature sensors / A.Z. Sahabutdinov, A.A. Kuznetsov, I.I. Nureev et al. // International Journal of Applied Engineering Research. - 2015. - Vol. 10(24). - P. 44948-44957.
31. Морозов Г.А. Резонансные методы мониторинга технологических процессов отверждения полимеров в функционально адаптивных СВЧ-реакторах / Г.А. Морозов, О.Г. Морозов, А.Р. Насыбуллин // Известия Самарского научного центра Российской академии наук. - 2012. - Т. 14. - № 1-2. - С. 568-572.
32. Касимова Д.И. Оценка возможностей применения волоконных решеток Брэгга с гауссовым профилем отражения в качестве датчика температуры / Д.И. Касимова, А.А. Кузнецов, П.П. Крыницкий и др. // Вестник Поволжского государственного технологического университета. Серия: Радиотехнические и инфокоммуникационные системы. 2013. № 2 (18). С. 73-81.
33. Морозов О.Г. Измерение мгновенной частоты с помощью двухчастотного зондирования / О.Г. Морозов, А.А. Талипов, А.А. Федоров и др. // Научно-технический вестник Поволжья. - 2012. - № 4. - С. 146-149.
34. Аль-Муфти А.М. Комбинированное применение основ широкополосного и сверхузкополосного пакетов дискретных частот для создания компактных радиофотонных анализаторов спектральных характеристик широкополосных амплитудных модуляторов Маха-Цендера и фотодетекторов. Часть I. Симметричное двухполосное многочастотное зондирующее излучение / А.М. Аль-Муфти, В.С. Соколов, Р.Ш. Мисбахов и др. // Электроника, фотоника и киберфизические системы. - 2024. - Т. 4. - № 4. - С. 43-58.
35. Аль-Муфти А.М. Комбинированное применение основ широкополосного и сверхузкополосного пакетов дискретных частот для создания компактных радиофотонных анализаторов спектральных характеристик широкополосных амплитудных модуляторов Маха-Цендера и фотодетекторов. Часть II. Радиофотонных интеррогатор / А.М. Аль-Муфти, В.С. Соколов, Р.Ш. Мисбахов // Электроника, фотоника и киберфизические системы. - 2024. - Т. 4. - № 4. - С. 68-82.
36. Василец А. Ал. Метод четырехчастотной инициализации каналов связи транспортного домена сетей 5G / А.Ал. Василец, А.Ан. Василец, Аль-Муфти Али и др. // Научно-технический вестник Поволжья. - 2023. - № 11. - С. 339-342.
37. Василец А. Ал. Анализ метода четырехчастотной инициализации каналов связи транспортного домена сетей 5G / А.Ал. Василец, С.А. Василец, Аль-Муфти Али и др. // Научно-технический вестник Поволжья. - 2023. - № 11. - С. 343-346.
38. Айметдинова У.А. Анализ метода четырехчастотной инициализации каналов связи транспортного домена сетей 5G /6G / У.А. Айметдинова, Д.А. Веденькин, Аль-Муфти Али и др. // Научно-технический вестник Поволжья. - 2023. - № 9. - С. 140-143.
39. Булдакова К.Э. Анализ метода трехчастотной инициализации каналов связи транспортного домена сетей WIFI6/7 / К.Э. Булдакова, П.Е. Денисенко, Аль-Муфти Али // Научно-технический вестник Поволжья. - 2023. - № 9. - С. 152-154.
40. Аглиуллин Т.А. Многоадресные волоконные брэгговские структуры в радиофотонных сенсорных системах / Т. А. Аглиуллин, В. И. Анфиногентов, Р. Ш. Мисбахов и др. // Труды учебных заведений связи. - 2020. - Т. 6. - № 1. - С. 6-13.

41. Перестраиваемый лазерный источник matrIQ-Laser [Электронный ресурс]. – URL: <https://lenlasers.ru/product/perestraivaemyj-lazernyj-istochnik-matriq-laser/> (дата обращения: 04.05.2025).
42. MXAN-LN-40 [Электронный ресурс]. – URL: <https://sphotonics.ru/catalog/amplitude-eo-modulator/mxan-ln-40/> (дата обращения: 04.05.2025).
43. MBC-AN-LAB - настольный аналоговый КРТ. [Электронный ресурс]. – URL: <https://sphotonics.ru/catalog/eom-mbc/mbc-an-lab/> (дата обращения: 04.05.2025).
44. Low noise photodetector [Электронный ресурс]. – URL: <https://www.koheron.com/photonics/pd100-photodetection> (дата обращения: 04.05.2025).
45. Кузнецов А.А. Основы теории и техники радиофотонного векторного анализа с применением сверхузкополосного пакета дискретных частот как нового типа зондирующего излучения / А.А. Кузнецов, И.И. Нуреев, А.Ж. Сахабутдинов и др. // В книге: V Научный форум телекоммуникации: теория и технологии ТТТ-2021. Материалы XIX Международной научно-технической конференции. Самара, 2021. - С. 22-27.
46. Техническое описание. Модулятор интегрально-оптический фазовый ИОФМ-01. ПАО «Пермская научно-производственная приборостроительная компания». Текст: электронный. URL: <https://disk.pnppk.ru/d/s/zhoWdCjS1PbtafQ1T58IHGBCDn6tQOYg/bD1tCnrBGExV6I-qWkyDr9qZmr5liuaD-TLLAYSqvlws> (дата обращения 11.01.2025).
47. Комплект передающего оптического модуля ПОМ-27 и приемного оптического модуля ПрОМ-15: сайт. – URL: <https://niipolyus.ru/products/optical-modules/664693> (дата обращения 23.01.2025). – Текст: электронный.
48. Техническое описание. Модулятор интегрально-оптический сверхвысокочастотный ИОМ-01-40. ПАО «Пермская научно-производственная приборостроительная компания». URL: <https://disk.pnppk.ru/d/s/zhoThfgZUPSajoT5gbnAapVIDT0jm8QE/6h6WyesfJx0I0YBZLwEEyPCnKW5YZ8WU-FrLAKgSvlws> (дата обращения 11.01.2025).
49. Техническое описание. Модулятор интегрально-оптический сверхвысокочастотный ИОМ-02. ПАО «Пермская научно-производственная приборостроительная компания». URL: [https://disk.pnppk.ru/d/s/zhoV7jjg0pmnkyr7rnoKWgsi3mT3kwVX/INaZEqr-BRH4TSrHmKspp\\_tmvkpqRPXdw-L7IAVRavlws](https://disk.pnppk.ru/d/s/zhoV7jjg0pmnkyr7rnoKWgsi3mT3kwVX/INaZEqr-BRH4TSrHmKspp_tmvkpqRPXdw-L7IAVRavlws) (дата обращения 11.01.2025).
50. Техническое описание. Амплитудный интегрально оптический СВЧ модулятор IMODUL PM – 20 – 2 – PM – PM – FC/UPC. АО «ЛЛС». URL: <https://lenlasers.ru/upload/iblock/477/Amplitudnyy-elektroopticheskiy-modulyator-1550-nm-10-20-40-GGts.pdf> (дата обращения 11.01.2025).
51. Аль-Муфти А.М., Оптимизация фотонной модуляции: высокопроизводительные LINBO3-кремниевые модуляторы Маха-Цендера для превосходной сверхвысокой эффективности использования полосы пропускания / А.М. Аль-Муфти, О.Г. Морозов // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. - 2024. - Т.18. - № 5. - С. 21-28.
52. Al-Mufti A. Tunable and ultraflat optical frequency COMB generator using a single-drivemulti-RF Mach-Zender modulator in a cascaded intensity modulators and phase modulators / Al-Mufti A., Morozov O.G. // T-Comm. - 2024. - Т. 18. - № 4. - С.48-54.
53. Almufti A.M. 1 Tbit/S per lambda high order quadrature amplitude modulation (128-256QAM) coherent optical transmission system design to support (5G+)/ A.M. Almufti, O.G. Morozov // Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications. - 2023. - Т. 6. - № 1. - С.16-19.
54. Morozov O.G. Simulation with investigation for 16 Tbit/S high order quadrature amplitude modulation dual polarization coherent optical transmission system for 5G and beyond / O.G. Morozov, A.M. Almufti // Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications. - 2023. - Т. 6. - № 1. - С.266-270.
55. Almufti A.M. Experimental investigation and comparison of modulation types for high capacity broadband transmission system to support 5G networks / A.M. Almufti, O.G. Morozov,

R.Sh. Misbakhov, Ya.K. Garovov, A.M. Niyazgulyeva // Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications. - 2023. - Т. 6. - № 1. - С.6-10.

56. Ali M.H. Evaluating characteristics of 2.5 Gbps GPON using various distance and wavelength / M.H. Ali, H.A. Abu-Alsaad, A.M. Almufti // IOP Conference Series: Materials Science and Engineering. - 2021. - Т. 1105. - № 1. - С. 012027.

57. Ali M.H. Experimental investigation between WDM-PON and DWDM-PON using different channel spacing / M.H. Ali, A.M. Almufti, S.M. Saber // IOP Conference Series: Materials Science and Engineering. - 2020. - Т. 745. - № 1. - С. 012037.

58. Ali M.H. Simulative analyzing of covering suburban areas with 32 X 10 GBPS DWDM-PON FTTH using different dispersion and power / M.H. Ali, A.M. Almufti, H.A. Abu-Alsaad // Journal of Communications. - 2019. - Т. 14. - № 5. - С. 381.

59. Морозов О.Г. Амплитудно-фазовый электрооптический метод генерации сантиметровых, миллиметровых и субмиллиметровых волн / О.Г. Морозов, Г.А. Морозов, Г.И. Ильин и др. / В сборнике: Распространение радиоволн. Сборник докладов XXVIII Всероссийской открытой научной конференции. Редколлегия: Д.С. Лукин, Д.В. Иванов, Н.В. Рябова и др. Йошкар-Ола, 2023. - С. 360-363.

60. Морозов О.Г. Комплексный подход к генерации многокомпонентных частотных гребенок / О.Г. Морозов, И.И. Нуреев, А.Ж. Сахабутдинов и др. / В сборнике: Распространение радиоволн. сборник докладов I Всероссийской молодежной научной школы-конференции, посвященной памяти Д. С. Лукина, Йошкар-Ола, 2024. - С. 88-92.

## WIDEBAND AND ULTRA-NARROWBAND DISCRETE FREQUENCY PACKETS FOR SOLVING PROBLEMS OF SPECTRAL TUNING OF MOBILE 5G+ ACCESS NETWORKS FIBER-OPTIC TRANSPORT DOMAINS UPLOAD CHANNELS

*Ali M. Al-Mufti, V.S. Sokolov, Rus.Sh. Misbakhov, O.G. Morozov, Rin.Sh. Misbakhov*

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

**Annotation.** Theoretical and practical results of the search for ways to improve the metrological and technical and economic characteristics of central wavelength monitoring and control systems, namely, initialization, correction and restructuring of the carrier of uplink transmitters of transport domains of 5G+ access networks, are presented. The solutions found are based on microwave photonic approaches with the formation of wideband and ultra-narrowband discrete frequency packets, as well as their combinations. Analysis methods and principles for constructing carrier wavelength monitoring and control systems have been developed. Symmetrical and asymmetric multi-frequency probing emissions have been formed, which make it possible to obtain control signals proportional to the result of comparing the carrier wavelength and the central wavelength of the channel when probing a dedicated channel of the AWG multiplexer. On their basis, monitoring and control systems with an improved signal-to-noise ratio, sensitivity, accuracy and speed, as well as reduced manufacturing and operating costs have been built.

**Keywords:** microwave photonics; wideband discrete frequency package; ultra-narrowband discrete frequency package; access network transport domain; central wavelength of the uplink channel; transmitter carrier wavelength; initialization; correction; restructuring; microwave photonic spectrum analyzer.

Статья представлена в редакцию 20 марта 2025 г.

# ИССЛЕДОВАНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ ПРОТОКОЛА БЫСТРОЙ КВАНТОВОЙ ПАМЯТИ НА ОТДЕЛЬНОМ АТОМЕ В РЕЗОНАТОРЕ В УСЛОВИЯХ ОПТИМИЗИРОВАННОГО КОНТРОЛИРУЮЩЕГО ПОЛЯ

*Ю.А. Харламова*

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

**Аннотация.** Теоретически исследована схема квантовой памяти на отдельном трехуровневом атоме в высокодобротном резонаторе. Исследовано влияние атомной релаксации и потерь в резонаторе на эффективность загрузки фотона на долгоживущие атомные состояния. Полученные результаты показывают возможность выбора новой оптимальной временной формы контролирующего лазерного импульса, что позволяет достичь эффективности загрузки 31,1% в неадиабатическом режиме взаимодействия фотона с атомом при использовании экспериментально реализованных параметров схемы квантовой памяти.

**Ключевые слова:** фотон, трехуровневый атом, резонатор, квантовая память.

## 1. Введение

Реализация распределенных квантовых вычислений основана на передаче фотонных кубитов между удаленными узлами квантовой сети [1-4]. Интегральные волноводные схемы предлагают многообещающую платформу в управлении передачей и квантовой обработкой фотонных кубитов, где использование квантовой памяти может значительно расширить их функциональность [5-7]. Быстрая (неадиабатическая) квантовая память обеспечит более высокую скорость работы и более высокую устойчивость к атомной декогеренции и потерям в резонаторе. Было показано, что в неадиабатическом режиме взаимодействия фотона с атомом при отсутствии атомной декогеренции и потерь в резонаторе (необратимых потерь) может быть достигнута эффективность сохранения фотона до 63%, а с учетом эффектов необратимых потерь, эффективность переноса фотонов снизилась до 25% [8], имеющих место в экспериментальной работе [9]. Последние экспериментальные результаты продемонстрировали эффективность 8,1% [10], что делает актуальным поиск новых методов, способных повысить эффективность быстрой квантовой памяти. Целью работы является разработка теоретической модели ячейки квантовой памяти на отдельном атоме в резонаторе и оптимизация ее методов управления с целью достижения высокой эффективности в условиях экспериментальных параметров.

## 2. Описание модели квантовой памяти

Рассматриваемая схема быстрой квантовой памяти содержит трехуровневый атом в высокодобротном резонаторе, который соединен с внешним волноводом (рис.1). Однофотонный волновой пакет  $a_{in}(t)$  передается через волновод в высокодобротный резонатор, настроенный на частоту  $\omega_{31}$  оптического перехода атома  $|1\rangle \leftrightarrow |3\rangle$ , которая также близка несущей частоте фотонного волнового пакета  $\omega_l$ . Частота контролирующего лазерного импульса  $\omega_\Omega$  выбирается равной частоте  $\omega_{32}$  смежного резонансного атомного перехода  $|2\rangle \leftrightarrow |3\rangle$  и не совпадает с частотами резонатора.

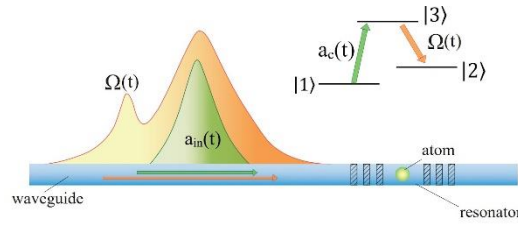


Рис. 1. Принципиальная схема быстрой квантовой памяти. На вставке показаны атомные состояния и квантовые переходы

Взаимодействие фотона с атомом в высокودобротном резонаторе описывается следующим Гамильтонианом квантовой оптики:

$$H = H_a + H_c + H_f + V_{a\Omega} + V_{ac} + V_{fc}. \quad (1)$$

Где  $H_a = \sum_{m=2}^3 \hbar \omega_{m1} \hat{P}_{mm}$  – Гамильтониан трехуровневого атома ( $\omega_{m1}$  – частота атомного перехода  $|m\rangle \rightarrow |1\rangle$ ),

$H_c = \hbar \omega_c \hat{a}_c^\dagger \hat{a}_c$  – Гамильтониан моды резонатора ( $\omega_c$  – частота резонатора),

$H_f = \int_0^\infty df \hbar \omega \hat{a}_f^\dagger \hat{a}_f$  – Гамильтониан волноводной моды,

$V_{a\Omega} = \hbar \{ \Omega_0(t) \hat{P}_{32} e^{i[\omega_\Omega t + \varphi(t)]} + h.c. \}$  – Гамильтониан взаимодействия атома с контролирующим лазерным полем, характеризующимся частотой Раби  $\Omega_0(t)$  и фазой  $\varphi(t)$  поля, связывающего атомные состояния  $|2\rangle$  и  $|3\rangle$ ,

$V_{ac} = \hbar g (\hat{a}_c \hat{P}_{31} + \hat{a}_c^\dagger \hat{P}_{13})$  – Гамильтониан взаимодействия атома и резонатора ( $g$  – константа связи взаимодействий атом-мода резонатора) и

$V_{fc} = \hbar \int_0^\infty df (g_{cf} \hat{a}_f^\dagger \hat{a}_c + h.c.)$  – Гамильтониан связи между модой резонатора и волноводными модами, где  $g_{cf}$  – константа взаимодействия моды резонатора и волноводной моды.

В представлении Шредингера поведение исследуемой квантовой системы описываем волновой функцией:

$$|\psi(t)\rangle = \{ a_c(t) \hat{a}_c^\dagger + b(t) \hat{P}_{21} + S(t) \hat{P}_{31} + \int d\omega f_\omega(t) \hat{a}_\omega^\dagger \} |1\rangle \otimes, \quad (2)$$

где  $a_c(t)^2$  – амплитуда вероятности возбуждения резонаторной моды,

$|S(t)|^2$  – амплитуда вероятности возбуждения атома,

$|b(t)|^2$  – амплитуда вероятности переноса возбуждения на долгоживущий уровень  $|2\rangle$ .

В начале взаимодействия атом и мода резонатора приготавливаются в основном состоянии (возбуждение в резонаторной моде отсутствует, а атом подготовлен в основном состоянии  $a_c(t) = 0$ ,  $b(t) = S(t) = 0$ ). Попадая в резонатор, фотон переводит возбуждение атома на уровень  $|3\rangle$ , а контролирующее поле  $\Omega_o(t)$  переводит возбуждение атома с уровня  $|3\rangle$  на долгоживущий уровень  $|2\rangle$ . Используя волновую функцию (2) в уравнение Шредингера с Гамильтонианом (1), получаем уравнения для медленно меняющихся амплитуд:

$$\frac{d}{dt} S = -(i\Delta_s + \gamma_s) s - i\Omega_o(t) e^{-i\varphi(t)} b - i g a_c \quad (3)$$

$$\frac{d}{dt} b = -(i\Delta_b + \gamma_b) b - i\Omega_o(t) e^{i\varphi(t)} S, \quad (4)$$

$$\frac{d}{dt}a_c = -\left(i\Delta_c + \kappa\frac{1}{2} + \kappa_{loss}\frac{1}{2}\right)a_c(t) - igS + \sqrt{\kappa}a_{in}(t), \quad (5)$$

где:  $a_c = a_c(t)e^{i\omega_l t}$ ,  $S = S(t)e^{i\omega_l t}$ ,  $b = b(t)e^{i(\omega_\Omega - \omega_l)t}$ ,  $a_{in} = a_{in}(t)e^{i\omega_l t} = -i\frac{g_{cw}}{\sqrt{\kappa}}e^{i\omega_l t} \int d\omega f_\omega(t_0)e^{i\omega(t-t_0)}$ , учтена нормировка  $\int dt a_{in}(t) a_{in}^*(t) = 1$ , так что  $\int d\omega |f_\omega(t \rightarrow -\infty)|^2 = 1$ ,  $\kappa = 2\pi|g_{cw}|^2$  – константа связи резонатора с волноводом,  $\Delta_s = \omega_{31} - \omega_l$ ,  $\Delta_b = (\omega_{21} + \omega_\Omega - \omega_l)$ ,  $\Delta_c = \omega_c - \omega_l$ ,  $\Omega_o(t)$  – частота Раби,  $\varphi(t)$  – фаза управления лазерным полем, связывающим атомные состояния  $|3\rangle$  и  $|2\rangle$ . В уравнениях (3) – (5) введены константы атомного затухания  $\gamma_s$ ,  $\gamma_b$  и затухание моды резонатора  $\kappa_{loss}$ .

### 3. Исследование эффективности квантовой памяти в условиях отражения

Для дальнейшего анализа выбран импульс Гауссовой формы, описываемый как:  $a_{in}(t) = \sqrt{\frac{\Delta_f}{\sqrt{\pi}}} e^{-\frac{1}{2}(\Delta_f t)^2}$ . Быстрая квантовая память соответствует параметру неадиабатичности  $Y=0.57$  [8], где  $Y = \frac{\gamma_s C}{\sqrt{2}\Delta_f}$ ,  $C = \frac{g^2}{\gamma_s(\kappa + \kappa_{loss})}$  – кооперативность (величина, характеризующая связь между модой резонатора и атомом). Параметр  $\gamma_b \cong 0$ ,  $g = 4.9$  МГц [8,9], параметр  $\Delta_f$  связан с  $\kappa$  следующим образом:  $\Delta_f = \frac{g^2}{0.57\sqrt{2}(\kappa + \kappa_{loss})}$ . Далее все параметры приводятся в единицах  $g$ . Эффективность квантовой памяти оценивается, используя параметры экспериментальных установок [9,10] с атомом рубидия  $^{87}\text{Rb}$  [10] и оптического резонатора Фабри-Перо.

#### 3.1. Случай пренебрежимо малых необратимых потерь

В предыдущих работах [8, 10] авторы определяют оптимальный импульс  $\Omega(t)$ , который подавляет обратное отражение от резонатора (накладывая условие  $a_{out}(t) = 0$  в решении системы дифференциальных уравнений). Для этого предполагается, что поле резонатора резонирует с переходом  $|1\rangle \rightarrow |3\rangle$  и частотная отстройка  $\Delta_s = 0$ . Однако, данная форма импульса оптимальна для адиабатического режима, в то время как в условиях неадиабатической динамики форма контролирующего лазерного импульса нуждается в оптимизации для получения более высокой эффективности и экспериментальной реализации.

Оптимизированная нами форма контролирующего импульса для быстрой квантовой памяти описывается как  $\Omega(t) = \Omega_0(t)F(t)$ , где  $F(t)$  – функция включения,  $F(t) = \sqrt{\frac{1}{2}}(1 + \text{Erf}[\Delta_{f2}(t - t_2)])$ , что соответствует вероятности сохранения фотонного пакета в резонаторе с атомом:  $P_{a+c}(\Delta_f, t) = |b(t)|^2 + |S(t)|^2 + |a_c(t)|^2 = \frac{1}{2}(1 + \text{Erf}(\Delta_f t))$  в случае отсутствия отражения фотона. Изменяя параметры  $\Delta_{f2}$  и  $t_2$  можно управлять временем и шириной включения контролирующего импульса и оптимизацией экспериментальной реализации. Возможная область изменения параметра  $\kappa$  в случае учета отражения и пренебрежимо малых потерь  $\kappa \in [0.7; 3.75]$ .

Из результатов численного моделирования (таблица 1) следует, что наибольшая эффективность переноса на долгоживущий уровень наблюдается при наименьших возможных параметрах  $\Delta_{f2}$  функции включения. От величины  $\Delta_{f2}$  зависит скорость включения контролирующего поля: чем  $\Delta_{f2}$  меньше, тем плавнее включение, что влияет на эффективность сохранения фотона на долгоживущий уровень  $|2\rangle$ , определяемой вероятностью  $|b(t_1)|^2$ . Также на плавность формы контролирующего поля влияет момент времени  $t_2$ : для  $\kappa$ , при

которых можно выбрать наибольшее значение  $t_2$  с наименьшим значением  $\Delta_{f2}$  наблюдается наиболее плавная форма, однако, максимальная эффективность достигается по-прежнему при наименьшем возможном  $t_2$ . Для параметров  $\kappa \in [2.8; 3.75]$  наблюдается высокая эффективность ( $\sim 99,999\%$ ) при большем выборе параметров  $t_2$ , что делает их предпочтительными в силу того, что имеется возможность включить контролирующее поле позже, обеспечивая плавность его формы (рис. 2).

Таблица 1

$\kappa$	$\Delta_f$	$t_2$	$\Delta_{f2}$	$ b(t_1) ^2$	$\kappa$	$\Delta_f$	$t_2$	$\Delta_{f2}$	$ b(t_1) ^2$
1.4	0.88	0.7	15	0.7	3.1	0.4	-8	5	0.999999
2	0.62	-1.6	15	0.9773			-8	8	0.999999
		-1.6	17	0.977			-6	2	0.99996
		-1.4	10	0.97	3.2	0.388	-9	4	0.9999999
		-1.4	12	0.969			-8	3	0.999999
2.5	0.49	-4	10	0.999			-5	2	0.9997
		-4	13	0.999	3.5	0.35	-10	2	0.99999
		-3	4	0.996			-14	2	0.99999
2.9	0.42	-7	11	0.99999	3.75	0.24	-10	1	0.99999

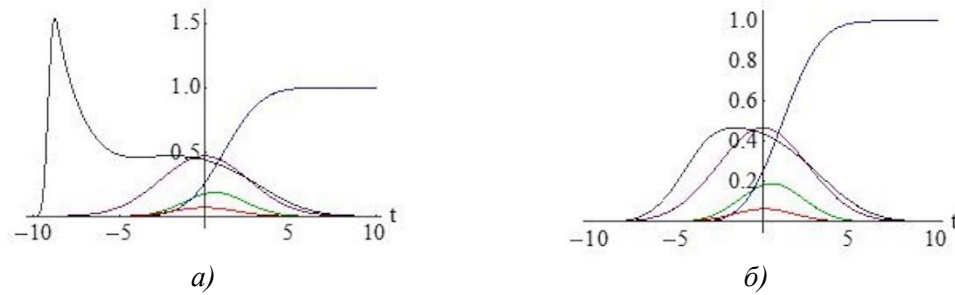


Рис. 2. Динамика квантовой памяти

а)  $\kappa = 3.2, \Delta_f = 0.388, t_2 = -9, \Delta_{f2} = 4, |b(t_1)|^2 = 0.999999$ ,

б)  $\kappa = 3.2, \Delta_f = 0.388, t_2 = -4, \Delta_{f2} = 0.7, |b(t_1)|^2 = 0.999$ .  $\Omega_0(t)$  – контролирующее поле (черный цвет),  $|b(t)|^2$  – амплитуда вероятности переноса возбуждения на долгоживущий уровень  $|2\rangle$  (синий цвет),  $|S(t)|^2$  – амплитуда вероятности возбуждения атома (зеленый цвет),  $a_c(t)^2$  – поле в резонаторе (красный цвет),  $a_{in}(t)^2$  – входной импульс (фиолетовый цвет)

Важно отметить, что при значениях  $\kappa \in [2.5; 3.75]$  присутствие отражения от резонатора не влияет на эффективность, она остается такой же высокой ( $>99.99\%$ ), как и в случае отсутствия отражения, что говорит о том, что снижение эффективности происходит из-за потерь системы.

### 3.2. Случай учета атомной декогеренции и потерь резонатора

Для экспериментальной реализации необходимо учитывать, как наличие отражения, так и наличие необратимых потерь системы. В ходе численного моделирования рассмотрена эффективность переноса возбуждения на долгоживущий уровень  $|2\rangle$  с контролирующим лазерным импульсом с функцией включения  $\Omega(t)$  и наличием потерь в системе:  $\kappa_{loss} = 0.067$  – потери резонатора,  $\gamma_s = 0.618$  – атомная декогеренция (в единицах  $g$ ) в зависимости от параметров  $\kappa, \Delta_f, \Delta_{f2}, t_2$  (таблица 2).

Таблица 2

$\kappa$	$\Delta_f$	$t_2$	$\Delta_{f2}$	$ b(t_1) ^2$	$\kappa$	$\Delta_f$	$t_2$	$\Delta_{f2}$	$ b(t_1) ^2$
1.7	0.7	1.2	8	0.118	2.265	0.531	-3.1	25	0.264
1.8	0.66	1.1	4	0.126	2.2675	0.531	-3.1	24	0.265
1.9	0.63	-0.2	5	0.21	2.268	0.531	-3.1	24	0.266
		-0.1	5	0.207	2.269	0.531	-3.15	23	0.265
2	0.6	-1.6	15	0.24	2.275	0.53	-3	16	0.261
		-1.5	12	0.234	2.28	0.528	-3.2	28	0.271
2.1	0.57	-2	15	0.235	2.285	0.527	-3.25	31	0.276
		-1.9	15	0.229			-3.2	25	0.273
		-1.9	9	0.23	2.29	0.526	-3.3	35	0.28
2.2	0.54	-2.6	16	0.243	2.295	0.525	-3.4	59	0.287
		-2.5	13	0.237	2.3	0.524	-3.45	75	0.292
2.25	0.534	-3	24	0.258			-3.5	69	0.311
2.26	0.533	-2.5	8	0.236	2.31	0.521	-3.4	33	0.309
		-3	20	0.259					

Возможная область параметров для  $\kappa$  в случае учета отражения и потерь системы  $\kappa \in [1.7; 2.31]$ . В этом случае максимальная эффективность (рис. 3) достигается при наибольшем возможном  $\kappa = 2.31$ , где более раннее время включения  $t_2$  контролирующего поля обеспечивает наибольшую эффективность, но при этом, мы ограничены в выборе параметра  $\Delta_{f2}$  для плавности включения поля.

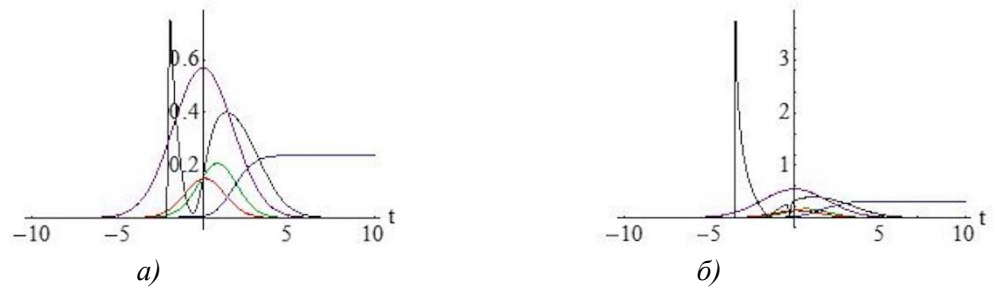


Рис. 3. Динамика квантовой памяти

- а)  $\kappa = 2.1, \Delta_f = 0.57, t_2 = -2, \Delta_{f2} = 15, |b(t_1)|^2 = 0.235$ ,  
 б)  $\kappa = 2.31, \Delta_f = 0.521, t_2 = -3.5, \Delta_{f2} = 69, |b(t_1)|^2 = 0.311$ .  $\kappa_{loss} = 0.067$  (в единицах g),  
 $\gamma_s = 0.618$  (в единицах g).  $\Omega_0(t)$  – контролирующее поле (черный цвет),  $|b(t)|^2$  – амплитуда вероятности переноса возбуждения на долгоживущий уровень  $|2\rangle$  (синий цвет),  $|S(t)|^2$  – амплитуда вероятности возбуждения атома (зеленый цвет),  $a_c(t)^2$  – поле в резонаторе (красный цвет),  $a_{in}(t)^2$  – входной импульс (фиолетовый цвет)

#### 4. Структуры и материалы для реализации ячейки быстрой квантовой памяти

Для данной теоретической модели быстрой квантовой памяти предполагается использование следующих структур для будущей экспериментальной реализации: охлажденный атом  $^{87}\text{Rb}$  с параметром связи  $g = 4.9$  МГц [8-10], помещенный в оптическую или магнитную ловушку внутри резонатора, созданную двумя парами лазерных пучков на длине 860 нм [10]. Для высокодобротного резонатора необходимо использовать зеркала с низкими внутренними потерями. Такой резонатор представляет собой полупрозрачную оптическую резонаторную структуру, которая позволяет эффективно взаимодействовать с отдельным атомом, помещенным в резонатор. Материалы зеркал обычно состоят из стекла или кварца



[12,13] с нанесёнными на их поверхности отражающими покрытиями из металлов или диэлектрических слоёв, обеспечивающих высокое отражение и минимальные потери [9].

## 5. Заключение

Описана теоретическая модель ячейки быстрой квантовой памяти. На основе аналитического и численного анализа системы уравнений было проведено сравнение импульса Гауссовой формы в случаях пренебрежимо малых потерь системы, а также в случае присутствия потерь системы. Предложена оптимизированная форма контролирующего лазерного импульса, позволяющая увеличить эффективность быстрой квантовой памяти.

Показано, что в случае пренебрежимо малых потерь, отражение в системе не влияет на эффективность для определенной области параметров  $\kappa$ , где эффективность составляет более 99 %, что значительно превосходит достигнутые ранее 63% [8]. Наличие потерь в системе значительно сужает область возможных параметров  $\kappa$  и наиболее сильно влияет на снижение эффективности, причем, наибольшую долю вносят потери, связанные с атомной декогеренцией  $\gamma_s$ . Эффективность переноса возбуждения на долгоживущий уровень в этом случае составляет 31,1%, что выше достигнутых ранее результатов 9-25% в работах [8-10].

## 6. Благодарность

*Автор выражает благодарность Моисееву С.А. и Арсланову Н.М. за полезные обсуждения и советы при проведении данного исследования.*

## Список литературы

1. Kimble H. J. Source of hidden correlations in quantum mechanics /H.J. Kimble // Nature. – 2008. – V. 453. – P. 1023.
2. Ritter S. An elementary quantum network of single atoms in optical cavities /S. Ritter et al.// Nature. – 2012. – V. 484. – P. 195379.
3. Xu F. Quantum communication with photonic qubits / F. Xu et al. // Reviews of Modern Physics. – 2020. – V. 92. – P. 025002.
4. Nguyen C.T. On-demand quantum state transfer between distant atomic ensembles / C.T. Nguyen et al. // Physical Review Letters. – 2019. – V. 123. – P. 183602.
5. Cirac J.I. Quantum state transfer and entanglement distribution among distant nodes in a quantum network / J.I. Cirac et al. // Phys. Rev. Lett. – 1997. – V. 78. – P.3221.
6. Bhaskar M.K. Experimental demonstration of memory-enhanced quantum communication /M.K. Bhaskar et al. // Nature. – 2020. – V. 580. – P. 60–64.
7. Meher N. A review on quantum information processing in cavities / N. Meher, S. Sivakumar // The European Physical Journal Plus. – 2022. – V. 137.
8. Giannelli L. Optimal storage of a single photon by a single intra-cavity atom / L. Giannelli et al. // New J. Phys. – 2018. – V. 20. – P. 105009.
9. Körber M. Decoherence-protected memory for a single-photon qubit / M. Körber et al. // Nature Photonics. – 2018. – V.12. – P. 18-21.
10. Macha T. Nonadiabatic storage of short light pulses in an atom-cavity system / T. Macha et al. // Phys. Rev. A. – 2020. – V. 101. – P. 053406.
11. Fleischhauer M. How to trap photons? Storing single-photon quantum states in collective atomic excitations / M. Fleischhauer et al. // Optics Communications. – 2000. – V.179. – P.395-410.
12. Jalali B. Silicon Photonics / B. Jalali et al. // Journal of Lightwave Technology. –2006. – V. 24. – P. 4600-4615.
13. A. Lim et al. Review of silicon photonics foundry efforts // IEEE Journal of selected topics in quantum electronics. – 2014. – V.20. – P.405-416.

## STUDY OF THE EFFECTIVENESS OF A FAST QUANTUM MEMORY PROTOCOL ON A SINGLE ATOM IN A RESONATOR UNDER CONDITIONS OF AN OPTIMIZED CONTROL FIELD

*Yu.A. Kharlamova*

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

**Abstract.** A quantum memory scheme on a separate three-level atom in a high-quality resonator is theoretically investigated. The influence of atomic relaxation and resonator losses on the efficiency of photon loading into long-lived atomic states is investigated. The obtained results show the possibility of choosing a new optimal time shape of the controlling laser pulse, which allows achieving a loading efficiency of 31.1% in the non-adiabatic mode of photon-atom interaction using experimentally implemented parameters of the quantum memory scheme.

**Keywords:** photon, three-level atom, resonator, quantum memory.

Статья представлена в редакцию 1 марта 2025г.

## МОБИЛЬНАЯ БАЛЛИСТОКАРДИОГРАФИЯ НА ОСНОВЕ АКСЕЛЕРОМЕТРОВ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ АДРЕСНЫХ ВОЛОКОННЫХ БРЭГГОВСКИХ СТРУКТУР

*А.А. Силантьева*

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

**Аннотация.** Неинвазивный оперативный мониторинг жизненно важных показателей спортсмена является необходимым требованием для контроля и профилактики возникновения перегрузок в ходе тренировочного процесса по многим причинам. Одна из наиболее важных причин - повышение эффективности тренировочного процесса. В этой статье обсуждаются основные методы снятия баллистокардиограммы на основе волоконно-оптических технологий, а именно волоконных брэгговских решеток и адресных волоконных брэгговских структур, в динамичном состоянии спортсмена в ходе тренировочного процесса. На основе проведенного анализа был сделан вывод о необходимости построения носимых спортсменом устройств, работающих по принципу акселерометра. Показаны преимущества применения в акселерометрах адресных волоконных брэгговских структур, позволяющих повысить точность формирования записываемой кардиограммы как колебательного процесса и характеризовать процесс их снятия как адресный при наличии нескольких носимых датчиков.

**Ключевые слова:** баллистокардиография, волоконно-оптические технологии, волоконная брэгговская решетка, адресная волоконная брэгговская структура, динамичное состояние спортсмена, акселерометр.

### Введение

Динамика спортсмена в ходе тренировочного процесса приводит к значительной активизации кардиореспираторной деятельности его организма и отражается на структуре снимаемой в данный момент баллистокардиограммы (БКГ).

БКГ – это неинвазивный метод, используемый для создания графического представления движений тела человека, возникающих в результате изменения параметров кровотока в сосудах кровеносной системы за период времени, равный полному циклу сокращений сердца. Системы формирования БКГ могут использоваться без участия специального технического или медицинского персонала. Существующие методы снятия БКГ: механические методы, электронные методы и магнитные методы - небезопасны для человека, так как существует риск удара током, пореза и т.д. Все эти методы используются в основном для статичного положения спортсмена, например, в специальной лаборатории или во время сна, а для их реализации требуется громоздкое и дорогостоящее оборудование.

С одной стороны, ее анализ в динамике позволяет четко следить за состоянием спортсмена, оценивать его нагрузки и прогнозировать его возможности, с другой - усложняется процесс ее расшифровки, зашумленный сигналами сердечного ритма и дыхания [1, 2]. В отличие от снятия БКГ в состоянии покоя (сон), в статичном положении в моменте (сидя, стоя, не уходя с тренировочной площадки), снятие БКГ в динамике требует кардинально другого подхода, поскольку в этом случае ее описание отличается от законов квазистационарного импульсно-колебательного процесса и может быть описан либо как вибрационный процесс с выделением стабильных спектральных составляющих в ходе планового тренировочного процесса, либо как стохастический при переходе спортсмена в состояние перегрузки.

Дополнительно следует отметить, что характер фиксации кардиореспираторной деятельности организма спортсмена в динамике требует построения носимых, неинвазивных устройств с записью информации на носитель памяти или непосредственной беспроводной передачей на тренерский пост. Многочисленные носимые, неинвазивные методы и устройства были разработаны для снятия БКГ, чтобы преодолеть ограничения клинических методов и лабораторных методов при статичном или статичном в моменте положении спортсмена [3].

Как правило, это устройства со множеством датчиков, проводов, оптических кабелей, что мешает спортсмену тренироваться в полную силу, а, следовательно, и оценить полную картину его состояния в динамике по БКГ. Преодоление этих ограничений может быть достигнуто за счет возможности контроля физиологических параметров полностью носимыми устройствами, но гарантирующими достоверность измерений.

Поэтому возникает необходимость в разработке устройства для мобильной БКГ.

### 1. Акселерометр, как основной датчик для мобильной БКГ

Носимые системы БКГ в основном основаны на акселерометрических датчиках, которые обычно крепятся к телу (т.е. голове, груди, запястью, предплечью и т.д.). Принцип этого подхода заключается в обнаружении ускорения, которое возникает в результате движений тела человека, при изменении параметров кровотока в сосудах кровеносной системы.

Акселерометр – это датчик, работающий на основе второго закона Ньютона. Это один из наиболее используемых датчиков для снятия БКГ, поскольку он характеризуется как неинвазивный, малогабаритный и недорогой. Акселерометр обычно моделируется как система масса-пружина-амортизатор, как показано на рис. 1.

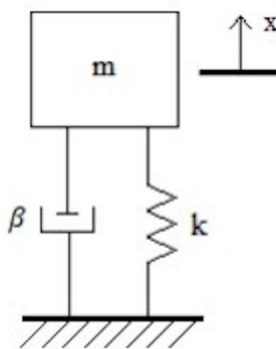


Рис. 1. Модель акселерометра «масса-пружина-демпфер»:

$m$  – масса;  $k$  – константа пружины;  $\beta$  – коэффициент демпфера;  $x$  – смещение массы

В статике, согласно второму закону Ньютона, уравнение, описывающее модель масса-пружина, имеет вид:

$$kx=ma, \quad (1)$$

где  $a$  – ускорение.

Из уравнения (1) смещение массы и ускорение равно:

$$x = ma/k, a = kx/m. \quad (2)$$

Таким образом, можно получить ускорение  $a$  из уравнения (2), измерив смещение  $x$ .

Акселерометры могут обеспечить носимый неинвазивный мониторинг, но они очень чувствительны к артефактам движения. Поэтому некоторые из их технических характеристик должны быть тщательно выбраны: они должны иметь возможность регистрировать низкочастотные и малоамплитудные сигналы движения. В частности, амплитуда баллистокардиографического сердечного компонента составляет по массе порядка мг, тогда как амплитуда баллистокардиографического респираторного компонента по массе еще ниже, т. е. 0,1 мг. Способность акселерометра обнаруживать эти сигналы зависит от технической характеристики, называемой минимальным обнаруживаемым ускорением или разрешением  $a_{\min}$ . Предполагая, что ускорение обнаруживается, т.е. может генерировать напряжение, превышающее шум акселерометра,  $a_{\min}$  задается следующим соотношением [4]:

$$a_{\min} = \frac{\text{Уровень шума}}{\text{Чувствительность}}. \quad (3)$$

Как следствие, для обнаружения небольшого ускорения требуется высокая чувствительность. Другой характеристикой акселерометров является уровень шума, который должен быть низким. Он определяется термомеханическим шумом [4]:

$$\frac{a_{\min}^2}{f} = 4k_B T \omega_0 \frac{1}{mQ}, \quad (4)$$

где  $f$  – полоса пропускания акселерометра, т. е. диапазон частот, в котором он работает;  $k_B$  – постоянная Больцмана;  $T$  – температура;  $\omega_0$  – резонансная частота (угловая);  $Q$  – добротность.

Из уравнения (4) можно сделать вывод, что разрешение  $a_{\min}$  улучшается с низкими частотами; следовательно, шум может быть частично подавлен ограничением полосы пропускания акселерометра  $f$ . Более того, разрешение улучшается даже при высоких значениях  $m$ , поскольку масса обратно пропорциональна  $a_{\min}$ . Однако для уменьшения дискомфорта, связанного с использованием этих устройств, предпочтительнее иметь акселерометры уменьшенного размера и веса. Тяжелый акселерометр может вызвать нежелательный эффект некомфортной нагрузки, массы [4].

В этом отношении акселерометры микроэлектромеханических систем (МЭМС) имеют преимущество перед другими; фактически они имеют минимальные размеры, что определяется технологиями изготовления устройств указанного класса. МЭМС-акселерометры объединяют как механические части, так и электронные схемы управления в одном кремниевом кристалле. Их типовой минимальный уровень шума имеет порядок мг/ $\sqrt{\text{Гц}}$ . Дополнительно следует отметить низкое энергопотребление МЭМС-акселерометров [5].

Как можно заметить в уравнении (2), малая масса не благоприятствует достижению хорошей чувствительности и, следовательно, низкого  $a_{\min}$ ; на самом деле, обнаружение сигнала БКГ с помощью МЭМС-акселерометров является сложной задачей [5]. Левая часть уравнения (4) представляет собой квадрат плотности шума. Плотность шума можно найти с помощью следующего уравнения:

$$N = \frac{a_{\min}}{\sqrt{f}}. \quad (5)$$

Наконец, верхний предел полосы пропускания обычно ограничен собственной частотой МЭМС-акселерометра  $f_0$ :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{k}{m}}. \quad (6)$$

Из уравнений (2) и (6) видно, что при фиксированной массе существует связь между

полосой пропускания и чувствительностью акселерометра: использование акселерометра с полосой пропускания шире необходимого нецелесообразно, так как ухудшается чувствительность [4].

Основным преимуществом акселерометров является возможность дискриминации сердечного ритма от БКГ. Важно отметить, что низкочастотные компоненты акселерометрического сигнала 0,6 - 20 Гц связаны с БКГ, а высокочастотные компоненты >18 Гц - с сердечным ритмом [2].

## 2. Электронные акселерометры

Традиционная баллистокardiографическая технология измеряет силу отдачи тела, а не ускорение тела. Таким образом, поскольку используемые датчики регистрируют акселерометрические сигналы, то их необходимо преобразовать в традиционную БКГ благодаря второму закону Ньютона:

$$F_{\text{тела}} = m_{\text{тела}} \cdot a_{\text{тела}} \cdot \quad (7)$$

В [6] проведено сравнение двух акселерометров IIS3DHHС и Berkeley с целью их использования в практике мобильного снятия БКГ.

IIS3DHHС – это 3-осевой цифровой акселерометр с ультранизким уровнем шума и превосходной стабильностью, используемый в качестве прецизионного инклинометра, в нивелирных приборах и для наведения антенн и платформ. Его чувствительный элемент производится с помощью специального процесса микрообработки, разработанного STMicroelectronics для изготовления приводов и инерциальных датчиков на кремниевых пластинах [6].

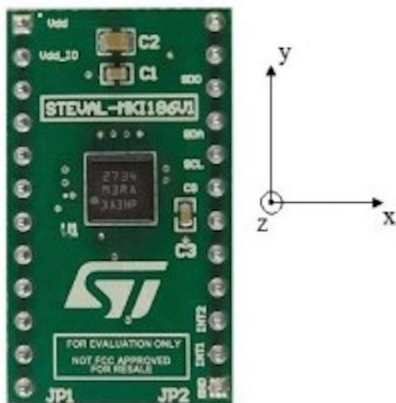


Рис.2. Датчик STEVAL-MKI186V1 с акселерометром IIS3DHHС

Основные характеристики акселерометра [6] приведены в табл. 1.

Таблица 1. Основные характеристики акселерометра IIS3DHHС

Характеристики	Значения
Размеры	5x5x1,7 мм
Чувствительность	0,076 мг/цифра
Полная шкала	± 2,5 г
Плотность шума	45 мкг/√Гц
Напряжение питания	1,71 - 3,6 В
Ток питания	2,5 мА
Полоса пропускания	0 - 440 Гц

Акселерометр Berkeley обычно используется в промышленных платформах (инклинометр) и для формирования изображений сверхстабильной виртуальной реальности. Он установлен на плате, которая включает микроконтроллер STM32-F3, емкостный цифровой датчик влажности и температуры (HTS221) и цифровой акселерометр MEMS (Berkeley).

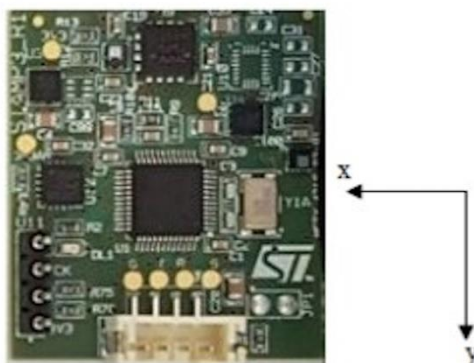


Рис.3. Датчик с акселерометром Berkeley

В частности, акселерометр Berkeley представляет собой маломощный и сверхмалый двухосевой MEMS-инклинометр. Его основные характеристики приведены в табл. 2.

Таблица 2. Основные характеристики акселерометра Berkeley

Характеристики	Значения
Размеры	1,5x5x1,7 мм
Чувствительность	0,122 мг/цифра при полной шкале $\pm 4$ г; 0,061 мг/цифра при полной шкале $\pm 2$ г; 0,0305 мг/цифра при полной шкале $\pm 1$ г; 0,01525 мг/цифра при полной шкале $\pm 0,5$ г
Плотность шума	15 мкг/ $\sqrt{\text{Гц}}$
Напряжение питания	1,71 - 3,6 В
Ток питания	160 мкА в высокопроизводительном режиме и 3 мкА в режиме пониженного энергопотребления
Полоса пропускания	0 - 52 Гц

В частности, чтобы избежать насыщения датчика, можно использовать только полную шкалу  $\pm 4$  г или  $\pm 2$  г, поскольку датчик во время измерений располагается вертикально. Для повышения чувствительности полная шкала устанавливается на  $\pm 2$  г.

Как правило, оба датчика представляют собой устройства plug and play (PnP), то есть устройства, которое работает с компьютерной системой сразу после подключения.

В соответствии с табл. 1 и табл. 2 указаны параметры МЭМС-акселерометров без учета их обвязки. По приведенным рис. 2 и рис. 3 можно оценить возможность их установки только на груди, т.е. в зоне основного сигнала сердечного ритма и процесса дыхания. Таким образом, отношение сигнал/шум измерений, приведенный к сигналу БКГ, можно считать сверхмалым. В других случаях установки датчик не будет облежать места установки и будет вносить дискомфорт для спортсмена.

Учитывая эти негативные факторы, следует проанализировать волоконно-оптические акселерометры, обладающие гибкостью, не требующие сложных структур обвязки,

имеющие минимальные размеры, близкие к электронным и не подверженные внешним помехам электромагнитной природы в условиях их сложной структуры в любом спортивном сооружении.

### 3. Малогабаритные волоконно-оптические акселерометры

Для того чтобы датчик ВБР функционировал как акселерометр, ускорение должно быть связано с механической нагрузкой на ВБР. Затем полученный сдвиг длины волны калибруется по уровню ускорения. Можно представить себе несколько схем для построения таких устройств, и несколько поставщиков предлагают эти типы датчиков в качестве коммерческих продуктов. Оптомеханическая конструкция акселерометра определяет характеристики датчика из линейного диапазона частотной характеристики, максимального ускорения и чувствительности датчика (с точки зрения сдвига длины волны к ускорению). Чтобы понять эти влияния, рассматривается простая модель линейного пружинного акселерометра с датчиком ВБР, действующим как пружина, прикрепленная к массе ( $m$ ), как показано на рисунке 4.

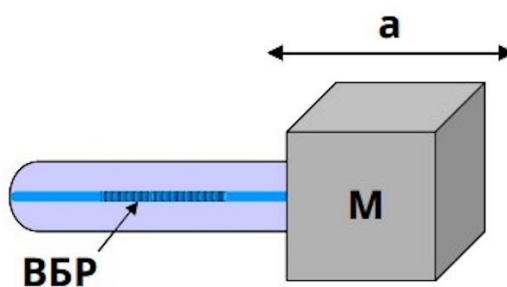


Рис. 4. Схема конструктивно простого акселерометра на базе ВБР [6]

$m$  – масса;  $a$  – ускорение

В этом случае оптическое волокно действует как механический стержень с пружинной константой  $k=EA/L$ , где  $k$  – константа пружины,  $E$  – модуль Юнга,  $A$  – площадь сечения,  $L$  – длина. ВБР оптически вписана в оптическое волокно, и можно предположить, что ее оптомеханические свойства аналогичны свойствам исходного оптического волокна.

Оптическое волокно обладает модулем упругости 69 ГПа, а типичное одномодовое оптическое волокно имеет диаметр 125 мкм. Если длина волокна установлена на 2 см, а масса установлена на 0,5 кг, то собственная частота конструкции акселерометра будет равна 46,3 Гц. Изменения длины секции оптического волокна и массы сместят собственную частоту, тем самым изменив диапазон частотной характеристики акселерометра. Необходимо решить вопросы максимальной нагрузки на оптическое волокно и прогиба оптического волокна, чтобы определить реалистичные пределы для этой конструкции датчика в случае измерения БКГ.

Ускорение измеряется ВБР, поскольку результирующая сила, формируемая массой, прикладываемая к оптическому волокну, отражается в его продольной деформации из-за изменения инерции. Для этой простой линейной системы деформация, испытываемая ВБР по отношению к ускорению, определяется как:

$$\varepsilon = \left( \frac{m}{EA} \right) \cdot a. \quad (8)$$



Как известно, ВБР испытывает сдвиг длины волны, который линейно пропорционален приложенной деформации. Способность измерять сдвиг длины волны ВБР аналогична измерению изменения напряжения в стандартной системе датчика акселерометра. Приборы, используемые для контроля отклика датчика ВБР, также определяют чувствительность измерения акселерометра, что не полностью удовлетворяет нашему требованию по построению носимого устройства для контроля БКГ [7]. Как правило, это оптоэлектронные дорогостоящие, крупногабаритные по сравнению с акселерометром, интеррогаторы с относительно низкой разрешающей способностью.

Преодолеть указанный недостаток можно с переходом к радиофотонным интеррогаторам и адаптированных к ним адресным волоконным брэгговским структурам (АВБС) [9].

#### 4. Применение АВБС в акселерометрах

Применение  $\pi$ -ВБР-АВБС [9] позволяет регистрировать колебания инерционной массы на частоте биений между составляющими излучения, прошедшими на фотоприемник через окна прозрачности. Это впервые позволило проводить обработку сигнала акселерометра на радиочастотах, в области минимальных шумов фотоприемника, что позволяет избавиться от влияния низкочастотных шумов различной природы, в том числе фотоприемника.

Однако максимальное отклонение инерционной массы от рабочей нулевой точки, которая определяется уровнем по постоянному току, требует применения широкополосного фотоприемника диапазона в десятки ГГц. Второй недостаток заключается в неопределенности положения инерционной массы от рабочей точки при измерении частоты биений, которая будет одинакова при ее одинаковом отклонении вправо и влево. Устранить эти недостатки позволило применение вместо  $\pi$ -ВБР-АВБС на  $2\pi$ -АВБС, т.е. ВБР с двумя фазовыми сдвигами. АВБС установлены на разных волокнах (рис. 5), что дополнительно позволяет увеличить устойчивость акселерометра к поперечным ускорениям.

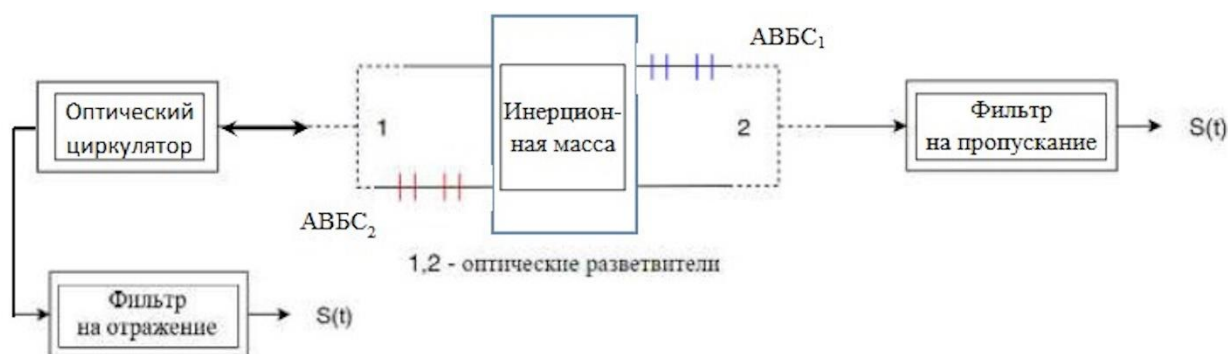


Рис. 5. Обобщенная схема радиофотонного акселерометра на АВБС [5]

Обработка сигнала акселерометра осуществляется по сигналам частоты биений адресных компонент на выходе узкополосных фильтров (100 кГц) настроенных на адресную частоту каждой  $2\pi$ -АВБС.

Положение инерционной массы определяется по их амплитудам в соотношении с АЧХ фильтра, имеющей линейный наклонный вид. Тем самым всегда можно сказать сжата (минимальная амплитуда) или растянута (максимальная амплитуда)  $2\pi$ -АВБС с уникальной адресной частотой.

Проблемой в акселерометре такого типа является достаточно широкий диапазон частот требуемого фотоприемника при регистрации крайних положений инерционной массы. Кроме того, в ряде ситуации, возникающих в области малых колебаний могут возникнуть

коллизии, связанные с совпадением разностных частот между двумя  $2\pi$ -АВБС и их адресных частот. Избежать последнего недостатка можно при использовании  $3\pi$ -АВБС и  $4\pi$ -АВБС, в которых число таких коллизий приближается к нулю в рамках рассмотрения только массива акселерометров. Для одно акселерометра таких коллизии в случае  $3\pi$ -АВБС и  $4\pi$ -АВБС не существует. Основным условием устранения коллизий является асимметричное положение адресных компонент. Таким образом, если для одной пары компонент коллизия есть, то для другой она отсутствует, а анализ ведется аналогично акселерометрам с  $2\pi$ -АВБС.

Несомненно, устранение коллизий является важным фактором повышения точности измерения вибрационных сигналов, однако, вызывает и дополнительные усложнения конструкции акселерометра: увеличение числа узкополосных микроволновых фильтров, обеспечение работы акселерометров на пропускание АВБС, особенно в массиве, требующее множества оптических волокон, необходимость применения АЧХ фильтров со сложными наклонными или более сложными, например, «двугорбыми» характеристиками. Предложенная в [7] двухкомпонентная волновая АВБС комбинированного типа работает только на отражение. В отличие от ВБР, наличие в структуре  $(\lambda+\lambda/\pi)$ -АВБС компоненты с фазовым  $\pi$ -сдвигом предположительно позволит избавиться от снижения точности измерения, вызванного достаточно широкой полосой отражения ВБР-компоненты. Фактически  $(\lambda+\lambda/\pi)$ -АВБС относится к трехкомпонентным, для которых характерна устойчивость, к рассмотренным ранее коллизиям. Применение компоненты с фазовым  $\pi$ -сдвигом позволит применить и узкополосный фотоприемник, что позволит снизить стоимость акселерометра. Этому же будет способствовать простота организации работы по массиву акселерометров в топологии «точка-многоточка». Применение анализа полного массива сигналов для  $3\pi$ -или  $3\lambda$ -АВБС, рассмотренного [8-12], позволит упростить алгоритмическую основу и программное обеспечение для их обработки. Особое внимание следует обратить на то, что для  $(\lambda+\lambda/\pi)$ -АВБС основная адресная частота явно не выражена, т.е. не может быть определена по измерениям только на пропускание или только на отражение. Это еще раз подтверждает необходимость анализа полного спектра сигналов как на отражение, так и на пропускание, что было рассмотрено в [12].

Основным преимуществом предлагаемого акселерометра следует считать возможность работы его сенсоров как на продольную деформацию, так и на изгибную, зависящую от места его установки на теле спортсмена. Возможные изгибные деформации рассмотрены нами в [7], а продольные в [8]. Сам акселерометр, приближенный к структуре, показанной на рис. 5, изготавливается методом 3D-печати и содержит направляющие для движения юлока инерционной массы. При этом используемый полимер должен быть гибким и с низким коэффициентом теплового расширения, поскольку температура спортсмена меняется в ходе тренировочного процесса.

### Заключение

В данной работе предложена конструкция и принцип действия малогабаритного акселерометра с использованием АВБС различного типа для реализации мобильной БКГ. Обоснованы его структурные и функциональные преимущества перед электронными и акселерометрами на ВБР. Определение детальных метрологических характеристик такого акселерометра можно оценить по известным работам, однако для реализации БКГ данная задача является предметом дальнейших исследований. Основной акцент будет сделан для АВБС типа  $2\lambda/2\pi$ -АВБС по известной классификации [8], которая еще не представлена научному сообществу.

### Список литературы

1. Morra, S. Modification of the mechanical cardiac performance during end-expiratory voluntary apnea recorded with ballistocardiography and seismocardiography / S. Morra et al. // *Physiological Measurement*. – 2019 – V. 40. – № 10. – P. 105005.
2. Cathelain, G. Dynamic Time Warping for Heartbeat Detection in Ballistocardiography / G. Cathelain, B. Rivet, S. Achard, J. Bergounioux, F. Jouen // *2019 Comput. Cardiol. Conf.*, 2019: pp. 1–4.
3. Paalasmaa, J. Adaptive heartbeat modeling for beat-to-beat heart rate measurement in ballistocardiograms / J. Paalasmaa, H. Toivonen, M. Partinen // *IEEE J. Biomed. Heal. Informatics*. 19 (2015) 1945–1952.
4. Sadek, I. Nonintrusive heart rate measurement using ballistocardiogram signals: A comparative study / I. Sadek, J. Biswas // *Signal Image Video Process.* – 2018. – V. 13. – P. 475–482.
5. Chen, Z. Simultaneous measurement of breathing rate and heart rate using amicrobend multimode fiber optic sensor / Chen Zhihao, Lau Doreen, Teng Teo Ju et al. // *Journal of Biomedical Optics*. - 19(5), 057001.19.
6. Baldwin, C. Review of Fiber Optic Accelerometers / C. Baldwin, J. Niemczuk, J. Kiddy, et al. // *Conference Proceedings of the Society for Experimental Mechanics Series*. «23rd Conference and Exposition on Structural Dynamics 2005, IMAC-XXIII 31 January 2005 - 3 February 2005» – 2005.
7. Силантьева, А.А. Радиофотонная адресная многосенсорная система формирования баллистокardiограмм спортсмена в статичном положении / А. А. Силантьева, О. Г. Морозов, Р. А. Юсупов [и др.] // *Электроника, фотоника и киберфизические системы*. – 2024. – Т. 4, № 2. – С. 80-97.
8. Мисбахов, Р.Ш. Комбинированные двухкомпонентные многоадресные волоконные брэгговские структуры / Р.Ш. Мисбахов, В.И. Артемьев, О.Г. Морозов и др. // *Вестник Поволжского государственного технологического университета. Серия: Радиотехнические и инфокоммуникационные системы*. – 2024. – № 2 (62). – С. 57-73.
9. Мисбахов, Р.Ш. Поляризационный волоконно-оптический датчик контроля силы сжатия обмоток трансформатора с радиофотонным адресным опросом / Р.Ш. Мисбахов, Р.Ш. Мисбахов и др. // *Вестник Поволжского государственного технологического университета. Серия: Радиотехнические и инфокоммуникационные системы*. – 2022. – № 4 (56). – С. 38-50.
10. Grillet, A. Optical fiber sensors embedded into medical textiles for healthcare monitoring / A. Grillet, D. Kinet, J. Witt et al. // *IEEE Sensors Journal*. – 2008. – V. 8 -7. – P. 1215-1222.
11. Witt, J. Medical textiles with embedded fiber optic sensors for monitoring of respiratory movement/ J. Witt, F. Narbonneau, M. Schukar et al. // *IEEE Sensors Journal*. – 2012. – V. 12. – № 1. – P. 246-255.
12. Tan, F. Contactless vital signs monitoring based on few-mode and multi-core fibers / F. Tan, W. Lyu, S. Chen, Z. Liu, and C. Yu // *Opto-Electronic Advanced*. – 2020. – V.3. – № 5. – P. 190034.

## MOBILE BALLISTOCARDIOGRAPHY BASED ON ACCELEROMETERS USING ADDRESSABLE FIBER BRAGG STRUCTURES

*A.A. Silanteva*

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

**Abstract.** Noninvasive operational monitoring of an athlete's vital signs is a necessary requirement for the control and prevention of overloads during the training process for many reasons, one of the most important of which is to increase effectiveness of the training process. This article discusses the main methods of ballistocardiogram record based on the fiber-optic technologies, namely fiber Bragg gratings and addressable fiber Bragg structures, in the dynamic state of an athlete during the training process. Based on the analysis, it was concluded that it is necessary to build athlete-wearable devices operating on the principle of an accelerometer. The advantages of using addressable fiber Bragg structures in accelerometers are shown, which makes it possible to increase both the accuracy of the formation of the recorded ballistocardiogram as an oscillatory process and to characterize the process of their removal as addressable in the presence of several wearable sensors.

**Keywords:** ballistocardiography, fiber-optic technologies, fiber Bragg grating, addressable fiber Bragg structure, dynamic state of the athlete, accelerometer.

Статья представлена в редакцию 24 марта 2025г.

## РАМЗИ-ЭФФЕКТ В ОПТИЧЕСКИ ПЛОТНОЙ РЕЗОНАНСНОЙ СРЕДЕ

*С.А. Моисеев<sup>1</sup>, К.И. Герасимов<sup>1</sup>, М.М. Миннегалиев<sup>1</sup>, И.В. Брекоткин<sup>1</sup>,  
Е.С. Моисеев<sup>2</sup>*

<sup>1</sup> Казанский национальный исследовательский технический университет  
имени А.Н. Туполева-КАИ, Казанский квантовый центр  
Российская Федерация, 420111, г. Казань, ул. К. Маркса, 10

<sup>2</sup> Университет Макгилла, Физический факультет  
Монреаль, Канада

**Аннотация.** Экспериментально обнаружено сужение линий резонансов Рамзи в оптически плотной двухуровневой атомной среде. Показано, что сужение линий обусловлено эффектами сигналов многократного фотонного эха, возникающих в глубине оптически плотной атомной среды, что также подтверждается наблюдением этих сигналов на выходе из среды. Аналитические решения, полученные с использованием теоремы о площадях импульса и ее обобщения на фотонное эхо совместно с методом обратной задачи рассеяния, хорошо описывают основные закономерности рассматриваемых процессов и спектроскопические параметры резонансов Рамзи.

**Ключевые слова:** резонанс Рамзи, двухуровневая среда, фотонное эхо.

### Введение

При воздействии на двухуровневую среду, обладающую неоднородным характером уширения резонансного перехода, двумя последовательными оптическими импульсами можно наблюдать осциллирующую зависимость вероятности возбуждения атома от соответствующей частотной отстройки  $\Delta$  относительно центральной частоты – резонансы Рамзи. Данный эффект широко используется в спектроскопии высокого разрешения, в создании высокоточных атомных часов и разработки стандартов частоты, где важную роль играет возбуждение узких линий Рамзи резонансов [1]. В данной работе было проведено экспериментальное наблюдение и теоретический анализ сужения резонансов Рамзи в оптически плотной двухуровневой среде.

### Теоретическая модель и экспериментальное наблюдение сужения линий Рамзи резонансов

С использованием метода обратной задачи рассеяния [2] было получено выражение для вероятности возбуждения атомов  $P_{bb}(\Delta, z, t)$  в зависимости от их частотной расстройки  $\Delta$  и местоположения  $z$  после воздействия лазерных импульсов и окончания возбуждения в среде последовательности сигналов фотонного эха:

$$P_{bb}(\Delta, z, t) = \frac{e^{-t/T_1} P_{bb}(\Delta, 0, 0) e^{-\alpha(\Delta)z}}{1 - P_{bb}(\Delta, 0, 0)(1 - e^{-\alpha(\Delta)z})}, \quad (1)$$

где

$$P_{bb}(\Delta, 0, 0) = \frac{1}{2} \sin^2[\theta(\Delta)] \{1 + \cos \varphi(\Delta)\}, \quad (2)$$

$\theta$  – площадь импульса,  $\alpha L$  – оптическая плотность среды,  $\tau$  – время между действием импульсов  $\varphi(\Delta) = \varphi_{2,1} + \Delta\tau$  и в уравнении (2) мы рассматриваем только случай равных площадей лазерных импульсов  $\theta_1(\Delta) = \theta_2(\Delta) = \theta(\Delta)$  и полагаем  $\theta(\Delta, z = 0, x, y) \cong \theta(\Delta, z = 0, x = 0, y = 0) \equiv \theta(\Delta)$ ,  $\varphi_{2,1} = \varphi_2 - \varphi_1$  — разность фаз лазерных импульсов  $\varphi_2$  и  $\varphi_1$ , влияние конечного времени жизни возбужденного уровня  $T_1$ , которое принимается много большим времени релаксации фазы  $T_2$ , представлено в (1). Решение (1) описывает экспоненциальное сужение линий  $\delta\omega_R$  с ростом оптической толщины оптического перехода ( $\delta\omega_R = \frac{4}{\tau} e^{-\alpha L/2}$ ) при  $\theta(\Delta) = \pi/2$ . Анализ условий формирования узких линий показал, что основой этого эффекта является генерация многократных сигналов фотонного эха в оптически плотной среде [3], вызывающих появление спектрально селективного эффекта в самоиндуцированной прозрачности распространения интенсивных световых импульсов в резонансной среде.

Для демонстрации эффекта сужения линии Рамзи резонансов на рис. 1 представлены экспериментальные зависимости  $P_{bb}(\Delta, z, t)$  на кристалле  $^{167}\text{Er}^{3+}:\text{Y}_2\text{SiO}_5$  ( $c=0.005\%$ ), для различной оптической глубины резонансного перехода. Резонансы Рамзи возбуждались двумя, разделенными временным интервалом  $\tau = 4$  мкс, лазерными импульсами, имеющими временную длительностью  $\delta t_s = 0.9$  мкс, ( $\delta t_s \ll T_2$ ). На рисунке 1 показаны экспериментально измеренные значения вероятности возбуждения атомов  $P_{bb}(\Delta, \alpha L, 0)$  для оптических глубин от  $\alpha L = 0.8$  до  $\alpha L = 3.8$  кривой черного цвета, где наблюдается значительное сужение пиков с ростом оптической толщины  $\alpha L$ . Фиолетовая и зеленая пунктирные кривые являются расчетами по формуле 1 для площадей возбуждающих импульсов  $\theta = 0.5\pi$  и  $\theta = 0.48\pi$ , соответственно. Согласие теории с экспериментом существенно улучшилось при учете гауссова распределения интенсивности в поперечном сечении лазерных лучей и размера перетяжек в их пересечениях. Результаты таких численных расчетов показаны кривой синего цвета.

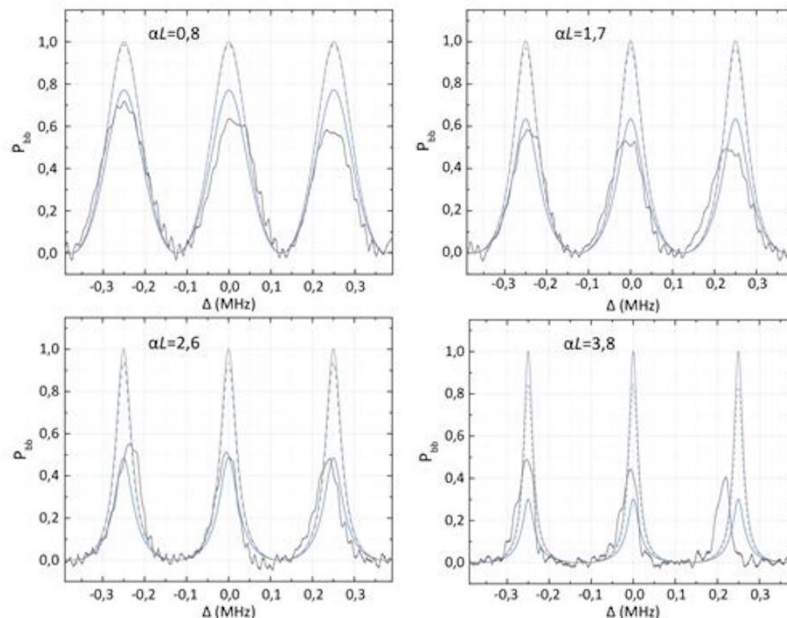


Рис. 1. Спектры резонансов Рамзи измеренные для разной оптической глубины  $\alpha L$  (черная кривая), теоретические спектры, полученные по формуле (1) для  $\theta = 0.5\pi$  и  $\theta = 0.48\pi$  (фиолетовая и зеленая пунктирные линии соответственно), и теоретические спектры, полученные с учетом гауссова распределения лазерных лучей и размеры перетяжек в их пересечениях (синяя кривая) для  $\theta = 0.48\pi$ .

Полученные экспериментальные результаты показали сужение линий Рамзи резонанса более чем в 2.5 раза ростом оптической толщины атомного перехода. Существующие кристаллы с редкоземельными ионами и охлажденные атомные газы могут обладать оптической толщиной  $10^2$  и  $10^3$ , при которой сужение линий Рамзи резонанса может достигать рекордных значений и ограничиваться лишь естественной шириной атомных переходов.

### Заключение

Обнаруженное в оптически плотных средах сильное сужение линий резонанса Рамзи и разработанный подход к их наблюдению открывают перспективы использования этого эффекта при изучении нелинейного когерентного взаимодействия световых импульсов с атомными ансамблями, формирования суженных резонансов большой амплитуды и реализации атомной спектроскопии высокого разрешения в таких средах. Предсказываемое экспоненциальное сужение линий Рамзи резонанса открывает новые перспективы в создании высокоточных оптических стандартов частоты.

*Исследование выполнено при поддержке Министерства образования и науки Российской Федерации (Рег. номер НИОКТР 125012300688-6).*

### Список литературы

1. Ludlow A.D. Optical atomic clocks / A.D. Ludlow, M.M. Boyd, J. Ye et al. // Reviews of Modern Physics. – 2015. – Vol. 87. – № 2. – P. 637-701.
2. Ablowitz M.J. Coherent pulse propagation, a dispersive, irreversible phenomenon / M.J. Ablowitz, D.J. Kaup, A.C. Newell // Journal of Mathematical Physics. – 1974. – Vol. 15. – № 11. – P. 1852-1858.
3. Moiseev S.A. Photon echoes in optically dense media / S.A. Moiseev, M. Sabooni, and R.V. Urmancheev // Phys.Rev.Research. – 2020. – Vol. 2. – P.012026(R).

## RAMSEY EFFECT IN OPTICALLY THICK RESONANCE MEDIUM

***S.A. Moiseev<sup>1</sup>, K.I. Gerasimov<sup>1</sup>, M.M. Minnegaliev<sup>1</sup>, I.V. Brekotkin<sup>1</sup>, E.S. Moiseev<sup>2</sup>***

<sup>1</sup>Kazan National Research Technical University named after A.N. Tupolev-KAI,  
Kazan quantum center  
10, K. Marx, Kazan, 420111, Russian Federation

<sup>2</sup>McGill University, Department of Physics  
Montreal, Canada

**Abstract.** A Ramsey resonance with narrowed lines is experimentally discovered in an optically thick two level atomic medium. We show that the formation of the narrowed lines is caused by the effects of multiple photon echo signals originating in the depths of the optically thick atomic medium, which is also confirmed by the observation of these signals at the medium output. The analytical solutions obtained using the pulse area theorem and its generalization to photon echo together with the inverse scattering method well describe the main patterns of the processes under consideration and spectroscopic parameters of Ramsey resonances.

**Keywords:** Ramsey resonance, two-level medium, photon echo.

Статья представлена в редакцию 01.03.2025