

СЕТЕВОЙ НАУЧНЫЙ ЖУРНАЛ
ONLINE SCIENTIFIC JOURNAL

ISSN 2782-5507

12+

ЭЛЕКТРОНИКА, ФОТОНИКА И КИБЕРФИЗИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ

ELECTRONICS, PHOTONICS
AND CYBER-PHYSICAL SYSTEMS

T 4 | №4/ 2024 | 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 4 | №4

Выпуск 14

2024

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

<i>Колонка главного редактора</i>	5	<i>Editor's column</i>
-----------------------------------	---	------------------------

ЭЛЕКТРОНИКА

<i>Л.Ю. Фадеева, К.Д. Зиновьев</i> ОСОБЕННОСТИ ПАРАМЕТРОВ СПЕКТРАЛЬНЫХ ПЛОТНОСТЕЙ L-МАРКОВСКИХ ПРОЦЕССОВ И ВИДЕОСИГНАЛОВ	8	<i>L.Y. Fadeeva, K.D. Zinoviev</i> FEATURES OF THE SPECTRAL DENSITY PARAMETERS OF L-MARKOV PROCESSES AND VIDEO SIGNALS
<i>Ю.Е. Седельников, М.Н. Шаабан</i> ПЛОСКАЯ АНТЕННА НА ОСНОВЕ ЖЕЛОбКОВОГО ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ВОЛНОВОДА	15	<i>Yu.E. Sedelnikov, M.N. Shaaban</i> A FLAT ANTENNA BASED ON A GROOVED DIELECTRIC WAVEGUIDE

ФОТОНИКА

<i>А.Н.Д. Альхуссейн, Б.И. Валеев, А.Ж. Сахабутдинов</i> ПРИМЕНЕНИЕ ВОЛОКОННЫХ БРЭГГОВСКИХ РЕШЕТОК В ЗАДАЧАХ РАННЕЙ ДИАГНОСТИКИ РАКА	23	<i>A.N.D. Alhussein, B.I. Valeev, A.Zh. Sakhabutdinov</i> APPLICATION OF FIBER BRAGG GRATINGS IN THE EARLY CANCER DIAGNOSIS
<i>А.Ж. Сахабутдинов, В.И. Анфиногентов, Б.И. Валеев</i> МАТРИЦА РАССЕЯНИЯ ДВУНАПРАВЛЕННОГО Х-ОБРАЗНОГО ДЕЛИТЕЛЯ	35	<i>A.Zh. Sakhabutdinov, V.I. Anfinogentov, B.I. Valeev</i> SCATTERING MATRIX OF THE BIDIRECTIONAL X-COUPLER
<i>Али М. Аль-Муфти, В.С. Соколов, Рус.Ш. Мисбахов, О.Г. Морозов</i> КОМБИНИРОВАННОЕ ПРИМЕНЕНИЕ ОСНОВ ШИРОКОПОЛОСНОГО И СВЕРХУЗКО-ПОЛОСНОГО ПАКЕТОВ ДИСКРЕТНЫХ ЧАСТОТ ДЛЯ СОЗДАНИЯ КОМПАКТНЫХ РАДИОФОТОННЫХ АНАЛИЗАТОРОВ СПЕКТРАЛЬНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ШИРОКОПОЛОСНЫХ АМПЛИТУДНЫХ МОДУЛЯТОРОВ МАХАЦЕНДРА И ФОТОДЕТЕКТОРОВ. ЧАСТЬ 1. СИММЕТРИЧНОЕ ДВУХПОЛОСНОЕ МНОГОЧАСТОТНОЕ ЗОНДИРУЮЩЕЕ ИЗЛУЧЕНИЕ	43	<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 MACHZEHNDER MODULATORS AND PHOTODETECTORS SPECTRAL CHARACTERISTICS. PART I. SYMMETRICAL DUAL-BAND MULTI-FREQUENCY PROBING RADIATION
<i>Р.А. Макаров, Д.С. Грабовецкий, Д.Н. Матвеев, А.Ж. Сахабутдинов, О.Г. Морозов</i> РАДИОФОТОННЫЙ КОНТРОЛЬ ПОЛОЖЕНИЯ ВБР ПРИ ПОМОЩИ ГРЕБЕНКИ АДРЕСНЫХ ЧАСТОТ И ИСКУССТВЕННЫХ НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ	59	<i>R.A. Makarov, D.S. Grabovetsky, D.N. Matveev, A.Zh. Sakhabutdinov, O.G. Morozov</i> MICROWAVE PHOTONIC FBG INTERROGATION BY THE FIXED ARRAY OF ADDRESSED COMB AND ARTIFICIAL NEURAL NETWORKS

<i>Али М. Аль-Муфти, В.С. Соколов, Рус.Ш. Мисбахов, О.Г. Морозов</i>	68	<i>Ali M. Al-Mufti, V.S. Sokolov, Rus.Sh. Misbakhov, O.G. Morozov</i>
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. РАДИОФОТОННЫЙ ИНТЕРРОГАТОР		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 II. RADIOPHOTONIC INTERROGATOR

КИБЕРФИЗИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ

<i>Р.Р. Нигматуллин</i>	83	<i>R.R. Nigmatullin</i>
МОЖНО ЛИ ОБНАРУЖИТЬ НАЛИЧИЕ СВЕРХСЛАБОГО СИГНАЛА В НЕКОТОРОЙ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТИ БЕЗ ТРЕНДА?		IS IT POSSIBLE TO DETECT THE PRESENCE OF A SUPERWEAK SIGNAL IN SOME TRENDLESS SEQUENCE?
<i>А.И. Денисов, Н.В. Денисова, И.В. Ившин</i>	93	<i>A.I. Denisov, N.V. Denisova, I.V. Ivshin</i>
«ГИРОСКОПИЧЕСКАЯ КАТАПУЛЬТА» - НОВЫЙ ТИП УСТРОЙСТВ: ТЕХНИЧЕСКАЯ ВОЗМОЖНОСТЬ СОЗДАНИЯ И ПЕРСПЕК- ТИВЫ ПРИМЕНЕНИЯ		«GYROSCOPIC CATAPULT» — NEW DEVICE TYPE: TECHNICAL POSSIBILITY OF CREATION AND APPLICATION PER- SPECTIVES

НОВОСТИ

<i>Редколлегия</i>	104	<i>Editorial board</i>
ИЗДАТЕЛЬСКИЙ ДОМ «РАДИОТЕХНИЧЕСКИЙ ФАКУЛЬТЕТ» СООБЩАЕТ...		PUBLISHING HOUSE "RADIOTECHNICAL FACULTY" REPORTS...



**Олег Геннадьевич
МОРОЗОВ**
главный редактор

Уважаемые читатели!

Первая попытка войти в Перечень ВАК оказалась для нашего журнала не удачной. Со стола Президиума ВАК со всеми положительными рекомендациям он ушел в «корзину». Ну что же, первый блин комом. Воспользуемся машиной времени и учтем следующий релиз Минобрнауки РФ.

«Минобрнауки России представлен проект приказа «О внесении изменений в правила формирования перечня рецензируемых научных изданий, в которых должны быть опубликованы основные научные результаты диссертаций на соискание ученой степени кандидата наук, на соискание ученой степени доктора наук, и требования к рецензируемым научным изданиям для включения в перечень рецензируемых научных изданий, в которых должны быть опубликованы основные научные результаты диссертаций на соискание ученой степени кандидата наук, на соискание ученой степени доктора наук, утвержденные

приказом Министерства науки и высшего образования Российской Федерации от 31 мая 2023 г. № 534», предусматривающий включение Российского центра научной информации в требования к научным изданиям.

Изменения связаны с тем, что на основе Российского центра научной информации академия создает государственную базу научных данных.

В настоящее время основными видами деятельности РЦНИ являются:

- информационно-аналитическое сопровождение деятельности Комиссии по научно-технологическому развитию РФ;
- методологическая поддержка мероприятий по руководству и управлению научными данными;
- содействие развитию научной дипломатии РФ как элемента международного научно-технического сотрудничества;
- обеспечение доступа российских учёных к научной информации, включая финансовое и организационное обеспечение централизованной (национальной) подписки на научные издания и базы данных, в том числе зарубежные;
- организация издания и распространения периодических и других изданий РЦНИ в РФ и за рубежом.

Пункт 11 требований к рецензируемым научным изданиям для включения в перечень рецензируемых научных изданий, в которых должны быть опубликованы основные научные результаты диссертаций на соискание ученой степени кандидата наук, на соискание ученой степени доктора наук будет определять, что издание должно быть зарегистрировано в Российском индексе научного цитирования (РИНЦ), Российском центре научной информации (РЦНИ) и/или в другой системе научного цитирования, определяемой международными договорами Российской Федерации и/или рекомендациями Комиссии, и представлять в данные системы научного цитирования информацию об опубликованных научных статьях в трехмесячный срок со дня выпуска соответствующего номера издания...»

Вот здесь можно и остановиться на цитировании сообщения Минобрнауки. Наш журнал зарегистрирован в обеих системах: в РИНЦ, а теперь и в РНЦИ. Будем ждать утверждения приказа и подавать документы снова.

А теперь к содержанию номера, который достаточно разнообразен и интересен.

Хочется начать с представления экстремальной статьи нашего постоянного автора, проф. Нигматуллина Р.Р. «Можно ли обнаружить наличие сверхслабого сигнала в некоторой последовательности без тренда?» в разделе «Киберфизические системы».

Речь в ней идет о сущем «пустяке»: о возможности оценить сверхслабые сигналы с отношением сигнал/шум, которое равно -100дБ и даже меньше. В этом исследовании предлагается совершенно новый подход, основанный на обновленной процедуре POLS (Procedure of the Optimal Linear Smoothing). Концепция основана на итеративном процессе, который состоит из двух важных шагов: (а) последовательное сглаживание исходной нетрендовой последовательности и (б) вычитание сглаженной реплики на каждом итеративном шаге. С точки зрения традиционного отношения шум/сигнал этот предлагаемый метод позволяет устанавливать совершенно новые рекорды, которые мы упомянули выше.

Не менее актуальной и насыщенной высокой математикой является статья доц. Фадеевой Л.Ю. и ее коллеги из раздела «Электроника» - «Особенности параметров спектральных плотностей L-марковских процессов и видеосигналов». Можно сказать, что впервые задачи экстраполяции и фильтрации случайных процессов и полей были поставлены в середине 20-го века академиком А.Н. Колмогоровым. Одновременно с А.Н. Колмогоровым этой проблемой занимался американский математик Н. Винер, которому удалось выделить достаточно широкий класс процессов, для которых возможно получение явных экстраполяционных формул. Это процессы с рациональной спектральной плотностью. Впоследствии этот класс был расширен последователями А.Н. Колмогорова до класса квазирациональных спектральных плотностей, главной составляющей частью которых являются квазиполиномы с корнями в верхней полуплоскости. Поэтому проблема построения таких квазиполиномов является крайне актуальной. Новое решение найдено в данной работе. В ней на основе метода Чеботарева и обобщенной теоремы Штурма получены необходимые и достаточные условия принадлежности к верхней полуплоскости корней квазиполиномов, образующих спектральные плотности видеосигналов и L-марковских процессов. Этот факт играет весьма важную роль при построении наилучших линейных экстраполяторов и операторов фильтрации для указанных процессов.

Раздел «Электроника» содержит и новую работу антенной школы КНИТУ-КАИ. Проф. Седельников Ю.Е. и его коллега представили новое решение для создания плоской антенны на основе желобкового диэлектрического волновода. Рассмотрены как варианты однолучевая поперечно излучающая антенна и многолучевая, формирующая веер лучей в поперечной плоскости. В отличие от традиционного выполнения нерегулярности в диэлектрических волноводах выполнены смещенными в направлении распространения волны. Работоспособность и преимущества рассмотренных антенн подтверждена проведенным электродинамическим моделированием.

Раздел «Фотоника» содержит новые решения для развития устройств радиофотонной метрологии и волоконно-оптической биосенсорики.

Проф. Морозов О.Г. с коллегами развивает комбинированное применение основ широкополосного и сверхузкополосного пакетов дискретных частот для создания компактных радиофотонных анализаторов спектральных характеристик широкополосных амплитудных модуляторов Маха-Цендера и фотодетекторов. Статья состоит из четырех частей, две первые из которых опубликованы в настоящем номере журнала. Проф. Сахабутдинов А.Ж. с коллегами предлагают новые методы радиофотонного контроля положения ВБР при помощи гребенки адресных частот и искусственных нейронных сетей. При этом гребенка адресных частот в общем виде представляет собой широкополосный пакет дискретных частот с различными расстояниями между ними, которые стабильны и известны.

Вторая часть работ проф. Сахабутдинова А.Ж. и его коллег посвящена практике применения волоконных брэгговских решеток (ВБР) в приложениях ранней раковой диагностики. В первой статье представлены результаты обзора применения ВБР в различных аспектах онкологической диагностики и реабилитации пациентов. Рассмотрены методы температурного контроля и термографии, основанные на измерении

локальных температурных аномалий, характерных для опухолевых процессов. Анализируются разработки в области тактильных датчиков, использующих ВБР для неинвазивной механической диагностики опухолей. Рассматривается биохимическое обнаружение онкомаркеров, реализованное с использованием ВБР и многое другое. Во второй статье представлена аналитическая модель для описания работы волоконно-оптического Х-образного делителя мощности, реализованного в виде четырехпортового устройства. Предложенная модель может служить основой для оптимизации характеристик оптических разделителей в интегральных оптических схемах.

Интересно было бы получить отклик на статью независимого исследователя Денисова А.И. и его уважаемых соавторов из ФГБОУ ВО «КГЭУ» «Гироскопическая катапульта» - новый тип устройств: техническая возможность создания и перспективы применения». В статье рассматриваются различные аспекты, связанные с новым типом устройств, «гироскопической катапультой», которое до настоящего момента имело весьма ограниченное практическое применение и показывается, что в связи с развитием элементной базы и рынков, можно ожидать его широкого распространения.

В информационном разделе «Издательский дом «Радиотехнический факультет» сообщает....» представлен материал о конференции ПРЭФЖС-2025, которая в этом году посвящена 70-летию со дня образования кафедры электронных и квантовых средств передачи информации КНИТУ-КАИ, 20-летию со дня образования кафедры радиофотоники и микроволновых технологий КНИТУ-КАИ и 60-летию выхода в открытый космос А.А. Леонова. Отдельный раздел конференции посвящен квантовым технологиям с учетом того, что 2025 год назван ООН - годом квантовой наука и технологии.

ОСОБЕННОСТИ ПАРАМЕТРОВ СПЕКТРАЛЬНЫХ ПЛОТНОСТЕЙ L – МАРКОВСКИХ ПРОЦЕССОВ И ВИДЕОСИГНАЛОВ

Л.Ю. Фадеева, К.Д. Зиновьев

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

Аннотация. Впервые задачи экстраполяции и фильтрации случайных процессов и полей были поставлены в середине 20-го века академиком А.Н. Колмогоровым. Одновременно с А.Н. Колмогоровым этой проблемой занимался американский математик Н. Винер, которому удалось выделить достаточно широкий класс процессов, для которых возможно получение явных экстраполяционных формул. Это процессы с рациональной спектральной плотностью. Впоследствии этот класс был расширен последователями А.Н. Колмогорова до класса квазирациональных спектральных плотностей, главной составляющей частью которых являются квазиполиномы с корнями в верхней полуплоскости. Поэтому проблема построения таких квазиполиномов является крайне актуальной. В данной работе на основе метода Чеботарева и обобщенной теоремы Штурма получены необходимые и достаточные условия принадлежности к верхней полуплоскости корней квазиполиномов, образующих спектральные плотности видеосигналов и L – марковских процессов. Этот факт играет весьма важную роль при построении наилучших линейных экстраполяторов и операторов фильтрации для этих процессов.

Ключевые слова: видеосигнал, L – марковский процесс, спектральная плотность, метод Чеботарева – Меймана, обобщенная теорема Штурма.

Введение

К необходимости изучения задач экстраполяции, интерполяции и фильтрации случайных процессов и полей приводят проблемы в различных областях науки и техники. В теории информации это проблема синтеза оптимальных систем передачи информации, в радиотехнике – проблема передачи, приема, экстраполяции и фильтрации сигналов, в теории систем автоматического управления – проблема синтеза фильтров и т.п. Одним из перспективных математических методов решения подобных задач также является спектральное оценивание случайных процессов.

Как известно, случайные процессы с квазирациональной спектральной плотностью вида

$$f_1(\omega) = \frac{\left| \sum_{k=0}^n Q_k(\omega) e^{-i\omega g_k} \right|^2}{|Q(\omega)|^2} = \frac{|G(\omega)|^2}{|Q(\omega)|^2} \quad (1)$$

являются спектральными плотностями видеосигналов, а функции вида

$$f_2(\omega) = \frac{|Q(\omega)|^2}{\left| \sum_{k=0}^n Q_k(\omega) e^{-i\omega g_k} \right|^2} = \frac{|Q(\omega)|^2}{|G(\omega)|^2} \quad (2)$$

– спектральными плотностями L – марковских процессов.

При этом предполагается, что $Q_k(\omega)$, $Q(\omega)$, $k = 0, 1, 2 \dots n$ – многочлены; g_k – действительные числа и все корни полинома $G(\omega)$ расположены в открытой верхней полуплоскости.

Это предположение играет существенную роль при построении спектральных характеристик экстраполяции и фильтрации.

Задачи экстраполяции и фильтрации случайных процессов были поставлены в середине 20-го века академиком А.Н. Колмогоровым [1]. Одновременно с ним этой проблемой занимался американский математик, основоположник кибернетики и искусственного интеллекта Н. Винер [2]. Он показал, что для класса случайных процессов с рациональной спектральной плотностью вида

$$f_3(\omega) = \frac{|M(\omega)|^2}{|Q(\omega)|^2}, \quad (3)$$

где $Q(\omega)$, $M(\omega)$ – полиномы, можно получить формулы операторов экстраполяции и фильтрации в явном виде. Однако, строгого доказательства полученных формул Н. Винером дано не было. Доказательство было получено только учеником А.Н. Колмогорова А.М. Ягломом, идея которого заключалась в том, что спектральную плотность случайного процесса, а также все другие функции, связанные с ней в процессе исследования, следует продолжить с вещественной оси на комплексную плоскость и рассматривать их как аналитические функции комплексного переменного [3]. Благодаря этой идее А.М. Яглому удалось не только получить строгое доказательство экстраполяционных формул Н. Винера, но и построить формулы экстраполяции для некоторых узких классов нерациональных спектральных плотностей. Впоследствии благодаря методу А.М. Яглома были получены интересные экстраполяционные результаты советским математиком С.В. Григорьевым [4] и югославским математиком Д. Малишичем [5], которые привели А.М. Яглома к идее о рассмотрении спектральных плотностей вида (1) и (2), в которых квазиполином $G(\omega)$ имеет все корни только в верхней полуплоскости. Очевидно, что классы (1) и (2) существенно расширяют и обобщают класс процессов с рациональным спектром (3). Он предположил, что для таких спектральных плотностей могут быть получены в явном виде формулы экстраполяции и фильтрации. Авторы в своих работах отчасти подтвердили правильность этой гипотезы, построив явные экстраполяционные формулы для L – марковских процессов с квазирациональным спектром [6-7] и формулы оператора фильтрации для процессов с таким же спектром [8].

Поэтому проблема построения квазиполиномов с корнями в верхней полуплоскости является крайне актуальной.

Целью данной работы является получение необходимых и достаточных условий принадлежности корней квазиполиномов $G(\omega)$, являющихся главной составляющей частью спектральных плотностей некоторых классов видеосигналов и L – марковских процессов, к верхней полуплоскости H^+ .

Решение задачи о построении квазиполиномов с корнями в верхней полуплоскости H^+

Понятие квазиполинома было впервые введено в работах [9-10], а вопрос о нахождении квазиполиномов с корнями в открытой верхней полуплоскости H^+ подробно рассмотрен в монографии Чеботарева – Меймана [11], в частности, в ней найдены необходимые и достаточные условия того, что все корни квазиполиномов

$$\varphi(\omega) = (\alpha_r \omega^r + \alpha_{r-1} \omega^{r-1} + \dots + \alpha_0) \cos \omega + (\beta_r \omega^r + \beta_{r-1} \omega^{r-1} + \dots + \beta_0) \sin \omega = e^{i\omega} [F_0(\omega) + e^{-2i\omega} F_1(\omega)] \quad (4)$$

($r = 1; 2; 3$; $F_0(\omega), F_1(\omega)$ – многочлены) расположены в H^+ .

Эти условия имеют вид неравенств, связывающих коэффициенты действительных и мнимых частей комплексных чисел α_k и β_k :

$$\alpha_k = a_k + i \cdot a'_k; \quad \beta_k = b_k + i \cdot b'_k.$$

С помощью методики Чеботарева – Меймана [11] и теоремы Штурма авторами было ниже доказано, что все корни квазиполинома

$$\varphi_1(\omega) = (a - ai\omega) \cos \omega - (b\omega + ai) \sin \omega + a, \quad (5)$$

где $\alpha = c + id$, a, b, c, d – действительные числа при соотношениях

$$b > a > 0, \quad c > 0, \quad d > 0 \quad (6)$$

расположены в H^+ .

Постановка Задачи.

Итак, согласно обобщенному методу Штурма, изложенному в [11] составим для функций $V(\omega) = \operatorname{Re} \varphi_1(\omega)$ и $V_1(\omega) = \operatorname{Im} \varphi_1(\omega)$ последовательность Штурма, описанную в [11, г. 7, §3]. Нетрудно убедиться, что эта последовательность будет содержать три следующих члена:

$$\begin{aligned} V(\omega) &= (b \sin \omega - d \cos \omega) \omega - a \cos \omega - d \sin \omega - a; \\ V_1(\omega) &= -c(\omega \cos \omega + \sin \omega); \\ V_2(\omega) &= -c^2 \cos \omega (1 + \cos \omega) (a \cos \omega - b \cos \omega + b). \end{aligned} \quad (7)$$

В [11, г. 7, §4] доказано, что квазиполином $\varphi_1(\omega)$ имеет все корни в H^+ , если в интервале $(-2k\pi + \varepsilon; 2k\pi + \varepsilon)$, где ε – окрестность ω ; функция $V(\omega)$ имеет ровно $4k + 1$ вещественных корней первой категории, что равносильно равенству

$$N = N_1 - N_2 = 4k + 1 = P(-2k\pi + \varepsilon) - P(2k\pi + \varepsilon) - \sum_k l_k, \quad (8)$$

где N – общее число корней функции $V(\omega)$, N_1 и N_2 – число корней первой и, соответственно, второй категории функции $V(\omega)$, $\Delta P = P(-2k\pi + \varepsilon) - P(2k\pi + \varepsilon)$ – число потерь перемен знаков при изменении переменной ω от $\omega = -2k\pi + \varepsilon$ до $\omega = 2k\pi + \varepsilon$ в ряду функций

$$V(\omega); V_1(\omega); V_2(\omega) \quad (9)$$

$\sum_k l_k$ – сумма потерь перемен знаков последовательности (9), соответствующих вещественным корням функции $V_2(\omega)$.

Докажем справедливость равенства (8) для функции $V(\omega)$ вида (7). Для этого изучим поведение последовательности Штурма (9).

Сначала определим число потерь перемен знаков в ряду (9) на интервале $(-2k\pi + \varepsilon, 2k\pi + \varepsilon)$, где $\varepsilon > 0$ очень малое число, а k – целое положительное и настолько большое число, чтобы произведение $k\varepsilon$ тоже оставалось большим числом. Подставляя в

функции Штурма $\omega = \pm 2k\pi + \varepsilon$ и отбрасывая бесконечно малые величины высшего порядка, получим:

$$\cos(\pm 2k\pi + \varepsilon) = \cos \varepsilon \approx 1 - \frac{\varepsilon^2}{2} \approx 1; \quad \sin(\pm 2k\pi + \varepsilon) = \sin \varepsilon \approx \varepsilon$$

и, следовательно, $V(\pm 2k\pi + \varepsilon) \approx \mp 2k\pi d$, $V_1(\pm 2k\pi + \varepsilon) \approx \mp 2k\pi c$, $V_2(\pm 2k\pi + \varepsilon) \approx -2ac^2$, так что знаки этих величин в силу (6) можно представить в виде таблицы 1:

Табл. 1. Знаки для последовательности Штурма на интервале $(-2k\pi + \varepsilon, 2k\pi + \varepsilon)$

	V	V_1	V_2
$-2k\pi + \varepsilon$	+	+	–
$+2k\pi + \varepsilon$	–	–	–

Из таблицы 1 видно, что

$$\Sigma P = 1, \quad (10)$$

то есть в ряду (9) на интервале $(-2k\pi + \varepsilon, 2k\pi + \varepsilon)$ имеет место одна потеря перемены знака; суммирование проводится по итогу таблицы 1.

Определим теперь $\sum_k l_k$. Для этого исследуем поведение последовательности Штурма (9) в окрестности вещественных корней функции $V_2(\omega)$. Нетрудно видеть, что ввиду условия $b > a$ (см. (6)) действительными корнями функции $V_2(\omega)$ будут только корни произведения $\cos \omega(1 + \cos \omega)$, то есть числа вида $\omega = 2k\pi + \sigma\pi/2$ и $\omega = (2k+1)\pi$, где $\sigma = \pm 1$, k – целое число. Положим $\omega = 2k\pi + \sigma\pi/2 \pm \varepsilon$, где ε – весьма малая положительная величина. Тогда, отбрасывая бесконечно малые высшего порядка, получим

$$\cos\left(2k\pi + \frac{\sigma\pi}{2} \pm \varepsilon\right) \approx \mp \varepsilon \sigma, \quad \sin\left(2k\pi + \frac{\sigma\pi}{2} \pm \varepsilon\right) \approx \sigma \left(1 - \frac{\varepsilon^2}{2}\right);$$

и, следовательно,

$$V\left(2k\pi + \frac{\sigma\pi}{2} \mp \varepsilon\right) \approx b\sigma\left(2k\pi + \frac{\sigma\pi}{2}\right) - d\sigma - a = \theta, \\ V_1\left(2k\pi + \frac{\sigma\pi}{2} \mp \varepsilon\right) \approx -c\sigma, \quad V_2\left(2k\pi + \frac{\sigma\pi}{2} \mp \varepsilon\right) \approx \mp bc^2\sigma\varepsilon.$$

Вследствие условия (6) знаки этих величин можно представить в виде таблицы 2:

Табл. 2. Знаки для последовательности Штурма в окрестности вещественных корней $\omega = 2k\pi + \sigma\pi/2$ функции $V_2(\omega)$

	$2k\pi + \sigma\pi/2 - \varepsilon$	$2k\pi + \sigma\pi/2 + \varepsilon$
V	sign θ	sign θ
V_1	– sign σ	– sign σ
V_2	– sign σ	sign σ

Так как знаки $V(\omega)$ и $V_1(\omega)$ не меняются в окрестности корня $\cos z$, то знак $V(\omega)$ не окажет влияния на нашу последовательность Штурма и его можно не учитывать. Тогда число перемен знаков в последовательности (9) определяется только знаками $V_1(\omega)$ и $V_2(\omega)$.

Таким образом, из таблицы 2 видим, что в ряду (9) в окрестности корня $\omega = 2k\pi + \sigma\pi/2$ имеет место одно приобретение перемены знака, то есть $\Delta P = P(+2k\pi + \sigma\pi/2 - \varepsilon) - P(+2k\pi + \sigma\pi/2 + \varepsilon) = -1$.

В интервале $(-2k\pi + \varepsilon, 2k\pi + \varepsilon)$ содержится всего $4k$ корней $\cos\omega$, которые дают для суммы, соответствующей корню $2k\pi + \sigma\pi/2$ функции $V_2(\omega)$ значение

$$\sum_k l_k = -4k . \quad (11)$$

Осталось определить значения l_k для корней $(2k+1)\pi$ множителя $(1 + \cos\omega)$ функции $V_2(\omega)$.

Положим $\omega = (2k+1)\pi \pm \varepsilon$, ε – малое положительное число. Ограничиваясь членами низших порядков малости и учитывая, что

$$\sin[(2k+1)\pi \pm \varepsilon] \approx \mp \varepsilon \text{ и } \cos[(2k+1)\pi \pm \varepsilon] \approx \frac{\varepsilon^2}{2} - 1 ,$$

получим

$$V[(2k+1)\pi \pm \varepsilon] \approx (2k+1)\pi d ; \quad V_1[(2k+1)\pi \pm \varepsilon] \approx (2k+1)\pi c ;$$

$$V_2[(2k+1)\pi \pm \varepsilon] \approx \frac{(2b-a)\varepsilon^2 c^2}{2} .$$

Так как $V[(2k+1)\pi \pm \varepsilon]$ и $V_1[(2k+1)\pi \pm \varepsilon]$ меняют знак при перемене знака k , то $V(\omega)$ не влияет на число перемен знаков последовательности (9) и сумма $\sum_k l_k$, соответствующая корню $(2k+1)\pi$ функции $V_2(\omega)$, определяется следующей таблицей 3:

Табл. 3. Знаки для последовательности Штурма в окрестности корней $(2k+1)\pi$ функции $V_2(\omega)$

	$(2k+1)\pi - \varepsilon$	$(2k+1)\pi + \varepsilon$
V_1	$\text{sign } (2k+1)\pi$	$\text{sign } (2k+1)\pi$
V_2	+	+

Отсюда следует, что ни приобретений, ни потерь перемен знаков в окрестности корня $(2k+1)\pi$ в ряду (9) не произойдет и, следовательно,

$$\sum_k l_k = 0 . \quad (12)$$

Из (10) – (12) следует справедливость равенства (8).

Таким образом, доказано, что квазиполином

$$\begin{aligned}\varphi_1(\omega) &= (a - ai\omega)\cos\omega - (b\omega + ai)\sin\omega + a = \\ &= \frac{e^{i\omega}}{2} \left\{ \omega(b - c)i + d\omega + a - c - id + 2ae^{-i\omega} + e^{-2i\omega} [\omega(d - ci - bi) + a + c + di] \right\}\end{aligned}$$

при $b > a > 0, c > 0, d > 0$ имеет все корни только в верхней открытой полуплоскости.

Заключение

Таким образом, при решении задач экстраполяции и фильтрации L-марковских процессов и некоторых классов видеосигналов проблема построения квазиполиномов с корнями в верхней полуплоскости оказывается крайне актуальной.

Задача о построении квазиполиномов с корнями в верхней полуплоскости H^+ решается в настоящей работе с использованием теоремы Чеботарева - Меймана и теоремы Штурма.

В данной работе получены необходимые и достаточные условия принадлежности к верхней полуплоскости корней квазиполиномов $G(\omega)$, являющихся главной составной частью спектральных плотностей L – марковских процессов и некоторых классов видеосигналов.

Список литературы

1. Kolmogorov A.N. Introductory Real Analysis / A.N. Kolmogorov, S.V.Fomin ; translated by R.A. Silverman. – Prentice Hal, 2009. – 403p.
2. Wiener N. Extrapolation, interpolation and Smoothing of stationary time series. With engineering applications, Cambridge. –New York, 1949.
3. Yaglom A.M. An Introduction to the Theory of Stationary Random Functions / A.M. Yaglom; Revised English edition translated and edited by Richard A. Silverman. Mineola. – New York, 2004. – 247p.
4. Григорьев С.В. Экстраполяция процессов со спектральной плотностью, знаменателем которой является квазиполином / С.В. Григорьев // Известия вузов. Математика. – 1977. – №6(181). – С. 26-34.
5. Малишич Д. Спектральная характеристика экстраполяции для класса стационарных случайных процессов (сербско- хорв.) /Д. Малишич, Д. Джован// Математический вестник. – 1972, 9, – №2. – С.167 – 172.
6. Фадеева Л.Ю. L – марковские процессы как фрактальные случайные процессы с конечной памятью /Л.Ю. Фадеева, М.В. Хуснутдинов// Международная научная конференция «Нигматуллинские чтения – 2023»: сборник докладов, 9 – 12 октября 2023 г. – Казань: Изд-во АН РТ. –2023. – С. 85-89.
7. Фадеева Л.Ю. Синтезирование стохастической модели прогноза фрактального L-марковского процесса /Л.Ю. Фадеева, М.В. Хуснутдинов// Математические методы в технологиях и технике. – 2024. – № 5. – С. 67-70.
8. Фадеева Л.Ю. Фильтрация L-марковского фрактального процесса с квазирациональным спектром /Л.Ю. Фадеева, М.В. Хуснутдинов// Информационные технологии в электротехнике и электроэнергетике: Материалы XIV Всерос. науч.-техн. конф. Чебоксары: Изд-во Чувашс. ун-та, 2024. – С. 175-176.
9. Гордон А.Н. О делении квазиполиномов /А.Н. Гордон, В. Я. Левин// Функциональный анализ и его приложения. – Т. 5., вып. 1. – 1971. – С. 22-29.

10. Понтрягин Л.С. О нулях некоторых элементарных трансцендентных функций /Л.С. Понтрягин // Известия АН СССР. Сер. Математика. - Т. 6. – №3. – 1942. – С. 115-134.
11. Чеботарёв Н.Г, Мейман Н.Н. Проблема Рауса-Гурвица для полиномов и целых функций/ Н.Г. Чеботарёв, Н.Н. Мейман // Труды математического института им. В.А Стеклова, Изд-во АН СССР. – М., Л. – 1949. - Т.26. –331с.

FEATURES OF THE SPECTRAL DENSITY PARAMETERS OF L –MARKOV PROCESSES AND VIDEO SIGNALS

L.Y. Fadeeva, K.D. Zinoviev

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

Annotation. For the first time, the tasks of extrapolation and filtering of random processes were set in the middle of the 20th century by academician A.N. Kolmogorov. Simultaneously with A.N.Kolmogorov, the American mathematician N. Wiener dealt with this problem, who managed to identify a fairly wide class of processes for which it is possible to obtain explicit extrapolation formulas. These are processes with a rational spectral density. Subsequently, this class was expanded by the followers of A.N.Kolmogorov to the class of quasi-rational spectral densities, the main component of which are quasi-polynomials with roots in the upper half-plane. Therefore, the problem of constructing such quasi-polynomials is extremely relevant. In this paper, based on the Chebotarev method and the generalized Sturm's theorem, necessary and sufficient conditions are obtained for the roots of quasi-polynomials forming the spectral densities of video signals and L-Markov processes to belong to the upper half-plane. This fact plays a very important role in constructing the best linear extrapolators and filtering operators for these processes.

Keywords: video signal, L–Markov process, spectral density, Chebotarev–Meiman method, generalized Sturm's theorem.

Статья отправлена в редакцию 23.12.2024г.

ПЛОСКАЯ АНТЕННА НА ОСНОВЕ ЖЕЛОБКОВОГО ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ВОЛНОВОДА

Ю.Е. Седельников¹, Мохамед Н. Шаабан²

¹ Казанский национальный исследовательский технический университет
им. А.Н. Туполева-КАИ

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

²Кафедра электротехники, инженерный факультет, Университет Аль-Азхар
Египет, 83513, Кена

Аннотация. В работе показана возможность модификации плоской антенной решетки, выполненной на основе диэлектрического желобкового волновода. Рассмотрены как варианты однолучевая поперечно излучающая антенна и многолучевая, формирующая веер лучей в поперечной плоскости. Однолучевая антенна состоит из линейных антенн в виде желобкового волновода с периодической системой металлических нерегулярностей и рупорного распределительного устройства. Многолучевая антенна содержит распределительное устройство в виде системы облучателей и бифокальной волноводной линзы. В отличие от традиционного выполнения нерегулярности в диэлектрических волноводах выполнены смещенными в направлении распространения волны. Работоспособность рассмотренных антенн подтверждена проведенным электродинамическим моделированием. Показано, что по основным электрическим характеристикам они не уступают выполненным традиционным способом. Достоинством является упрощение конструкции антенн.

Ключевые слова: плоская антенна, антенная решетка, желобковый волновод, многолучевая антенна, нерегулярности в волноводе, распределительное устройство, рупорная антенна, бифокальная линза.

Введение

Антенны на основе диэлектрических волноводных структур рассматриваются как альтернатива волноводно-щелевым антеннам (ВЩА) для использования в аппаратуре КВЧ и, тем более, ГВЧ диапазонов. Сохраняя основное достоинство - плоскую конструкцию с малыми электрическими размерами в поперечном направлении, антенны на основе диэлектрических волноводов обладают рядом серьезных преимуществ по сравнению с ВЩА. Прежде всего это значительно меньшая критичность основных параметров антенны к погрешностям изготовления и, следовательно, стоимость. Во-вторых, это меньший уровень тепловых потерь в антенне.

Первые работы в этом направлении, основанные на концепции «вытекающих» волн, относятся ко второй половине прошлого века [1]. К настоящему времени выполнено большое число работ, посвященных антеннам этого класса. Наиболее исследованы различные аспекты анализа и проектирования линейных антенн на основе диэлектрических волноводов, например [2-6]. Обзор наиболее известных работ содержится в [7]. Эти антенны представляют собой диэлектрический волновод с периодической системой нерегулярностей, чаще всего в виде идентичных металлических полосок, расположенных на его поверхности. Такие антенны обладают характеристиками, типичными для антенн с последовательным типом возбуждения. В ряде работ [3,5] показана возможность дальнейшего улучшения электрических показателей путем применения квазипериодической системы неидентичных нерегулярностей. К настоящему времени вопросы построения линейных антенн на основе

диэлектрических можно считать детально проработанными. Эти антенны могут формировать излучение с узкой диаграммой направленности в плоскости антенны и относительно широкой в поперечном направлении.

Для формирования излучения с узкой диаграммой направленности в обеих плоскостях предложено использовать двумерные диэлектрические волноводные структуры с периодической системой металлических нерегулярностей в двумерном плоском или радиальном волноводе [8-11,18,19]. Ими реализуются, как правило, однолучевые антенны поперечного излучения. Для реализации многолучевых антенн предложено формировать плоскую антенну из линейных антенных решеток, выполненных на желобковых диэлектрических волноводах в [14,15,17-20]. Возбуждение решетки линейных антенн осуществляется квазиоптическим распределительным устройством рупорного, зеркального или линзового типа. Возможности совершенствования плоских антенн, выполненных в виде системы линейных антенн типа «вытекающей» волны, к настоящему времени не исчерпаны. Рассмотрение нового варианта реализации плоской антенны, состоящей из линейных антенн на основе диэлектрического зеркального волновода, является целью настоящей работы

Материалы и методы

Двумерные антенные решетки

Двумерная антенная решетка образована системой линейных решеток и распределительным устройством, имеющим в общем случае несколько входов, каждому из которых соответствуют лучи различной ориентации в плоскости, перпендикулярной линейным решеткам, рис.1.

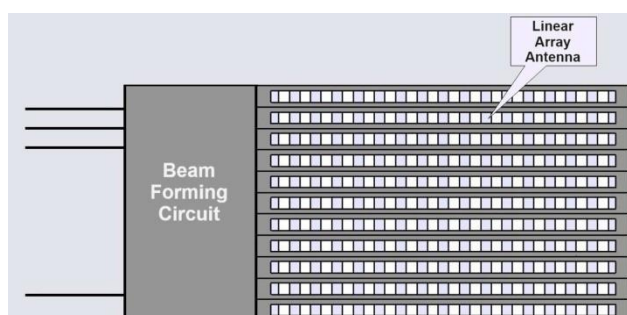


Рис. 1. Плоская двумерная антенная решетка

Могут использоваться распределительные устройства различных типов, как фидерные и квазиоптические. Их назначение состоит в возбуждении линейных решеток с требуемым линейным фазовым распределением соответственно заданной ориентации луча антенны в поперечной плоскости. В однолучевых антеннах КВЧ диапазона обычно используются устройства рупорно-линзового типа, реже в виде рупорно-зеркальной системы типа «пилбокс» [14-19].

Модифицированные антенны

Недостатком распределительных устройств однолучевых антенн рупорного типа (рис. 2) являются значительные габаритные размеры. Электрическая длина рупора R_{horn}/λ должна быть не меньше квадрата электрического размера апертуры ан-

тенны: $R_{horn}/\lambda \geq (L_{array}/\lambda)^2$. Введение линзы позволяет уменьшить длину рупора до величины порядка L_{array}/λ . С целью упрощения конструкции антенны в [14] предложен способ построения, позволяющий исключить радиолинзу в распределительном устройстве рупорного типа. Согласно [14] антенна состоит из N диэлектрических волноводов с периодической системой нерегулярностей и возбуждающего их Н-секториального рупора.

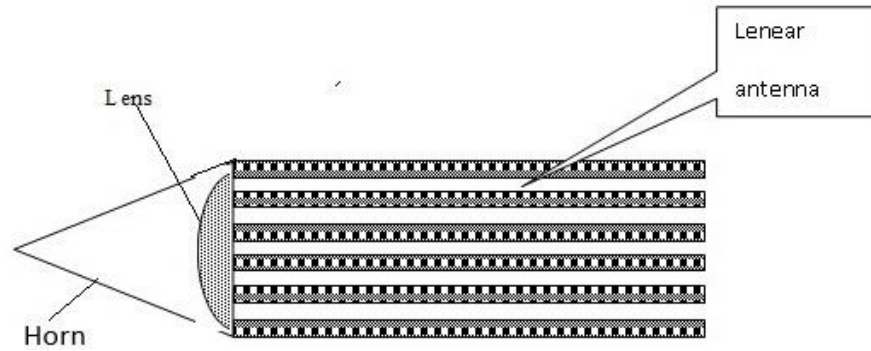


Рис. 2. Антенна с рупорно-линзовым распределительным устройством

Система нерегулярностей в каждом из волноводов выполнена смещенной относительно осевой линии (рис. 3) таким образом, чтобы обеспечивалось синфазное излучение элементов решетки

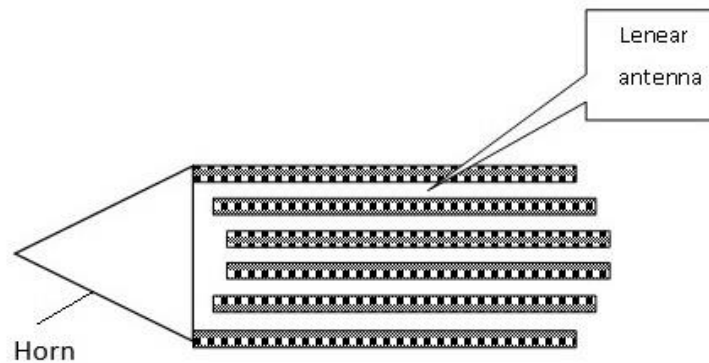


Рис. 3. Антенна со смещенными нерегулярностями

$$\beta_{horn}\sqrt{R_{horn}^2 + x^2} + \beta_{waveguide}y(x) = \beta_{horn}\sqrt{R_{horn}^2 + \left(\frac{L_{ant}}{2}\right)^2} \quad (1)$$

При указанном выполнении антенного полотна со смещенными нерегулярностями обеспечивается излучение, ориентированное в поперечной плоскости по нормали к антенне.

Многолучевые антенны

В многолучевых антеннах – формирование отдельных лучей диаграмм направленности реализуется а основе использования в качестве распределительного устройства линз

или зеркал специального профиля [17-20]. Число лучей равно числу облучателей. Один из наиболее успешных вариантов показан на рис. 4.

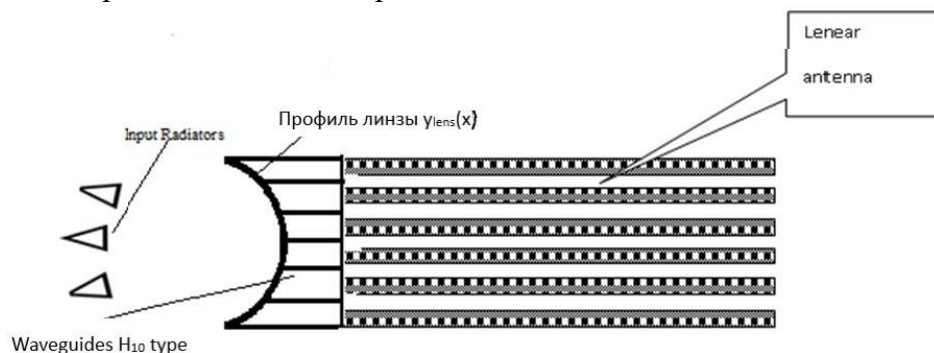


Рис.4. Трехлучевая антенна

В распределительном устройстве использована линза с вынужденным распространением, выполненная на основе прямоугольных волноводов с волной H_{10} . Профиль бифокальной линзы $y_{lens}(x)$ – эллипс. Конструкция линзы должна обеспечивать равенство электрических длин путей

$$\beta_{lens}(x)y_{lens}(x) = const(x) . \quad (2)$$

Возбуждение многолучевой диаграммы направленности осуществляют входные облучатели.

При реализации многолучевой антенны данного типа определенные трудности представляет выполнение условия (2). Для этого приходится либо использовать в составе линзы ϵ -волноводы с частичным диэлектрическим заполнением, либо имеющими различные размеры поперечного сечения. Использование принципа смещенных нерегулярностей в линейных антеннах позволяет упростить реализацию антенны. Для этого волноводная линза и система излучателей выполняются аналогичными описанной выше антенне, а условие равенства электрических длин (2) обеспечивается путем смещения систем нерегулярностей аналогично варианту построения однолучевой антенны, рис. 5.

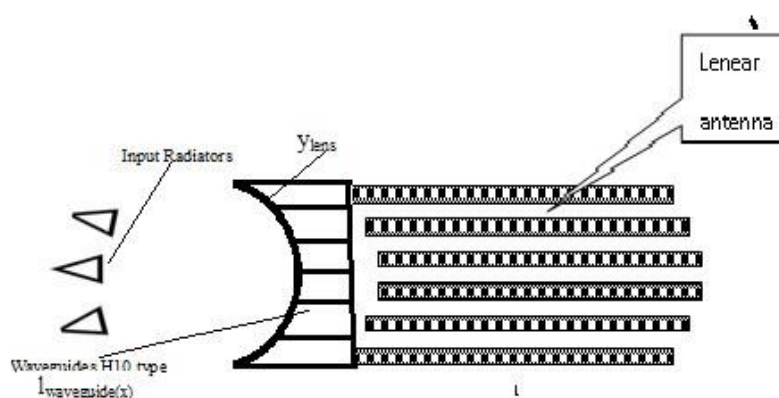


Рис. 5. Модифицированная трехлучевая антенна

Условие равенства электрических длин выполняется, если профиль $y(x)$ отвечает условию:

$$\beta_{lens}y_{lens}(x) = \beta_{waveguide}y(x) . \quad (3)$$

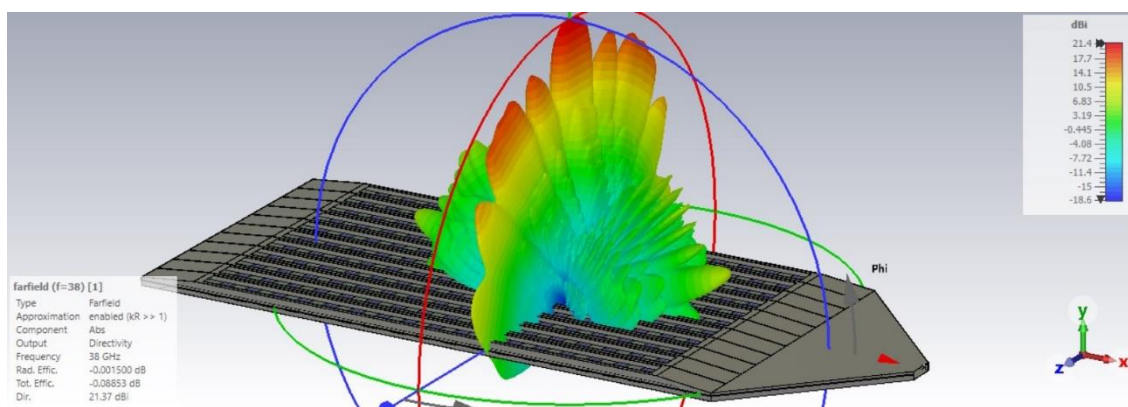
В этом случае может быть реализована антенна с многолучевой диаграммой направленности в достаточно широком секторе углов.

Экспериментальные исследования

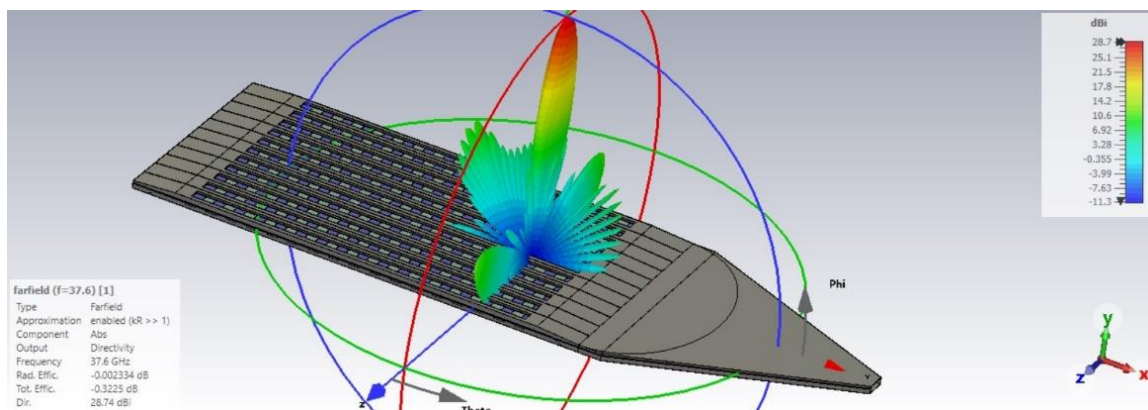
В качестве иллюстрации приводятся результаты расчетов для нескольких вариантов построения антенн, выполненных на основе диэлектрического зеркального волновода. Эксперимент осуществлялся путем численного моделирования излучения рассматриваемых антенн. Расчеты выполнены с использования аппарата электродинамического моделирования, реализующего метод конечных элементов.

Иллюстрирующие расчеты проведены для плоской антенны, состоящей из 11 линейных антенн, выполненных на желобковом диэлектрическом волноводе. Каждая из линейных антенн содержит 16 металлических нерегулярностей в виде прямоугольных металлических полосок. Размеры волновода - 7.2 x 3.4 мм., ширина полосок 3 мм. Распределительное устройство - Н-секториальный рупор длиной 60 мм и высотой 3.4 мм. Частота - 37.5 ГГц.

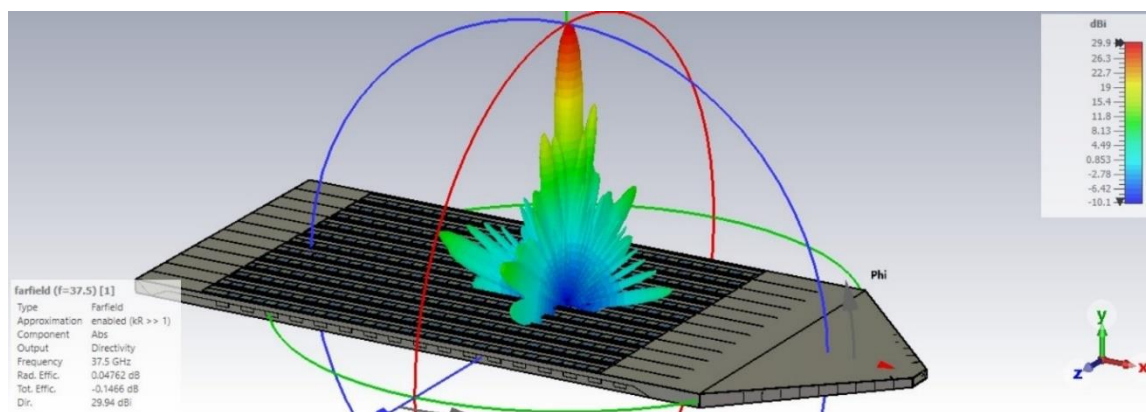
Рассматривается три варианта: без фазокорректирующей линзы, с диэлектрической линзой (фторопласт 4) и без линзы со смещенными нерегулярностями. Согласно расчетам для варианта с фазокорректирующей линзой: КУ в главном луче ДН = 28.7 dBi, уровень боковых лепестков в поперечной плоскости = -18.2 dB, ширина луча -4.9° . Для антенны со смещенными нерегулярностями: КУ в главном луче ДН = 29.9 dBi, уровень боковых лепестков = -14.8 dB, ширина луча -3.5° . Диаграммы направленности приведены на рис. 6. Таким образом, результаты моделирования подтверждают работоспособность предложенного варианта построения плоской антенны на базе диэлектрического волновода.



а)



б)



в)

Рис. 6. Диаграммы направленности: а) без корректирующей линзы, б) с корректирующей линзой, в) без линзы со смещенными нерегулярностями

Обсуждение полученных результатов

В данной работе исследовалась возможность построения плоской антенны, направленной в обоих главных плоскостях, выполненной на основе линейных излучателей в виде периодической системы нерегулярностей в желобковом диэлектрическом волноводе. Принцип построения антенн этого типа предложен ранее [14]. Однако, ни в указанной работе, ни в последующих опубликованных материалах не содержится достаточно обоснованных данных о работоспособности предлагаемого варианта построения антенны. Главной целью настоящей работы явилось подтверждение заявляемых достоинств путем проведения электродинамического моделирования. Как показали проведенные расчеты, использование принципа смещения систем нерегулярностей в диэлектрических волноводах, образующих двумерную антенную решетку, действительно позволяет строить плоские антенны с характеристиками, не уступающими выполненным традиционными средствами.

Практическая ценность: Предложенный в [14] метод построения антенны, основанный на использовании системы смещенных нерегулярностей в волноводах, позволяет упростить конструкцию антенны за счет исключения фазокорректирующей радиолинзы.

Условия применимости: Использование двумерных антенных решеток, выполненных на диэлектрических волноводах, наиболее целесообразно для радиоаппаратуры высокочастотных диапазонов, в частности перспективных средств телекоммуникаций.

Заключение

Проведенное исследование подтвердило эффективность предложенного способа построения антенн на основе принципа смещения систем нерегулярностей в диэлектрических волноводах, образующих двумерную антенную решетку.

Список литературы

1. Lamparello P. Advances in leaky-wave periodic structures after Oliner's pioneering research / P. Lamparello, F. Frezza, A. Galli et al.// Proceedings of the 44 European Microwave Conference 6-9 Oct. 2014, Rome, Italy. - P.433-437.
2. Классен В.И., Олейник Е.Ю., Седельников Ю.Е., Шаабан Мохамед. Плоские антенны Ka диапазона для перспективных средств связи / В.И. Классен, Е.Ю. Олейник, Ю.Е. Седельников, Мохамед Шаабан // Электросвязь. - N4. – 2017. - С.59-63.

3. Седельников Ю.Е. Линейные антенные решетки КВЧ диапазона на диэлектрических волноводах / Ю.Е. Седельников, Е.Ю. Олейник, Мохамед Шаабан // Журнал радиоэлектроники [электронный журнал]. – 2018. – № 8. Режим доступа: <http://jre.cplire.ru/jre/aug18/1/text.pdf> DOI 10.30898/1684-1719.2018.8.1
4. Sedelnikov Y.E. Ku Band Antenna for Perspective Telecommunication Facilities / Y.E. Sedelnikov, M. N. Shaaban // International Conference on Innovative Trends in Computer Engineering (ITCE2018)), Aswan University, Egypt. – 2018.– P.190 – 192.
5. Ghomi M. Radiation characteristics of uniform and nonuniform dielectric leaky-wave antennas/ M. Ghomi, B. Lejay, J.L. Amalric, et al. // IEEE Trans, Antennas Propagation, Sept. 1993. - V.41. - P.1177-1186.
6. Shaaban M.N. A promising Ka band leaky-wave antenna based on a periodic structure of non-identical irregularities / M.N. Shaaban, M.H.E.Ali, M. S. Yasseen, A.R. Nasybullin, and Y.E. Sedelnikov, // EURASIP J. Wireless Commun. Netw, Oct. 2022. - V. 2022. - no. 1. - P. 97.
7. Shaaban M.N. Design and analysis antennas of transverse polarization on the dielectric waveguide/ M.N. Shaaban, A.R. Nasybullin, and Y.E. Sedelnikov// EURASIP J. Wireless Commun. Netw. , Mar.2024. - V.2024. - no.1. - P. 14.
8. Шаабан Мохамед Нурэльдин. Антенны с улучшенными характеристиками, на основе диэлектрического волновода. Дисс.на соиск. уч. степ. канд. техн. наук, Казань, 2020.
9. Борисов Д.Н. Исследование характеристик плоских антенных решеток вытекающей волны, рассчитанных для режима нормального излучения / Д.Н. Борисов, А.В. Золотухин, А.И. Климов, Ю.Б. Нечаев // Изв. вузов. Сер. Радиоэлектроника. - 2013. - Т.56, N 10. - С.3-12.
10. Антипов С.А. Плоские антенные решетки вытекающей волны для применения в миллиметровом диапазоне / С.А. Антипов, Д.Н. Борисов, Д.А. Ерошенко, А. И. Климов // Вестник Воронежского государственного технического университета - 2013. - Т. 9 - № 6-3.
11. Ашихмин А.В. Плоская антенна на основе радиального волновода / А.В.Ашихмин, А.Д. Виноградов, А. И. Климов и др.// Радиолокация, навигация, связь: сб. докл. V-й Международной науч.-техн. конференции, Воронеж. - 1999. - Т.3- С.1785-1789.
12. Juneja S. Design considerations for implementation of planar antennas for millimeter wave (mmW) 5G network: a review / S. Juneja, R. Pratap and R. Sharma // Circuit World. – 2024. - Vol. 50, No. 2/3. - P. 247-256. <https://doi.org/10.1108/CW-09-2020-0221>
13. Ерошенко Д.А. Экспериментальные исследования плоских антенн вытекающей волны СВЧ диапазона / Д.А. Ерошенко, А.И. Климов, Ю.Б. Нечаев // Вестник Воронежского института МВД России - № 3. – 2015. - С. 30-36.
14. Седельников Ю.Е. Головин Е.М, Косоруков В.В., Черепенин Г.М. Плоская антенная решетка. АС СССР SU 1739414 A1 БИ №37 1992.
15. Hany S. Hussein. Pencil Beam Planar Ka-Band Antenna Array Using Waveguide Displaced Radiators Sections for Millimeter Wave Applications / S.Hussein Hany, Ismeil Mohamed, M.S. Yaseen et al. // IEEE Xplore. - V. 13. - P. 15079-15089.
16. Классен В.И. Плоские антенны Ка-диапазона для перспективных средств телекоммуникаций / В.И. Классен, Е.Ю. Олейник, Ю.Е. Седельников, М. Шаабан // Электросвязь. - 2017. - № 4 - С. 30-34.
17. Lavrushev V.N. Millimeter band low-height multi beam antennas / V.N. Lavrushev, Yu.E.Sedelnikov // 20-th ESTEC Antenna Workshop on Millimeter Wave Antenna Technology and Antenna Measurement// 18-20 June 1997. - ESTEC Noordwijk, the Netherlands. - P.87-91.
18. Nechaev Yu. B. Planar center-fed leaky-wave antenna arrays for millimeter wave systems / Yu.B. Nechaev, D. N. Borisov, A.I. Klimov et al. // <http://docslide.net/documents/recent-publications-on-leaky-wave-antennas.html>
19. Классен В.И. Антенны К_u диапазона для перспективных средств телекоммуникаций. Часть 2. Антенны с управляемыми характеристиками / В.И. Классен, Ю.Е. Седельников // Научно-технический Вестник Поволжья. – 2013. - № 6. - С. 331-335.

20. Jorge Ruiz-García. Multi-beam modulated metasurface antenna for 5G backhaul applications at K-band / Jorge Ruiz-García, Marco Faenzi, Adham Mahmoud et al. // Comptes Rendus Physique. – 2021. - 22, n S1. – P.47-52. <https://comptes-rendus.academie-sciences.fr/physique/>

A FLAT ANTENNA BASED ON A GROOVED DIELECTRIC WAVEGUIDE

Yu.E. Sedelnikov¹, Mohamed N. Shaaban²

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

² Electrical Engineering Department, Faculty of Engineering, Al-Azhar University
Qena 83513, Egypt

Abstract. The paper shows the possibility of modifying a flat antenna array based on a dielectric grooved waveguide. A single-beam transversely radiating antenna and a multibeam antenna forming a fan of rays in the transverse plane are considered as options. A single-beam antenna consists of linear antennas in the form of a grooved waveguide with a periodic system of metal irregularities and a input power distribution device. The multibeam antenna contains a input power distribution device in the form of a bifocal waveguide lens. In contrast to the traditional design, irregularities in dielectric waveguides are offset in the direction of wave propagation. The operability of the considered antennas is confirmed by electrodynamic modeling.

The operability of the considered antennas is confirmed by electrodynamic modeling. It is shown that in terms of basic electrical characteristics, they are not inferior to those made in the traditional way. The advantage of the proposed antennas is the simplification of their design.

Keywords: flat antenna, antenna array, grooved waveguide, multibeam antenna, irregularities in the waveguide, power distribution device, horn antenna, bifocal lens.

Статья представлена в редакцию 9 декабря 2024 г.

ПРИМЕНЕНИЕ ВОЛОКОННЫХ БРЭГГОВСКИХ РЕШЕТОК В ЗАДАЧАХ РАННЕЙ ДИАГНОСТИКИ РАКА

А.Н.Д. Альхуссейн, Б.И. Валеев, А.Ж. Сахабутдинов

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

Аннотация. В данной работе, не претендуя на полноту обзора, рассмотрены возможности применения волоконно-брегговских решёток (ВБР) в противораковой диагностике. Проведён анализ существующих подходов, в которых ВБР используются для контроля ключевых параметров: температурный контроль – измерение локальных температурных аномалий, характерных для опухолевых процессов; контроль силы давления – применение тактильных сенсоров на основе ВБР для объективной пальпации тканей; контроль биохимического состава – использование ВБР-биосенсоров для обнаружения онкомаркеров в биологических жидкостях. Рассмотрены предложения по повышению чувствительности ВБР-сенсоров, в частности, за счёт включения узкополосных спектральных элементов. Отдельное внимание уделено применению ВБР для мониторинга состояния пациентов, включая использование решёток с π -сдвигом. Делается вывод, что несмотря на высокий потенциал ВБР в онкологической диагностике, в существующих исследованиях отсутствуют предложения по использованию адресных и многоадресных ВБР, вопреки тому, что их интеграция в диагностические системы может существенно расширить возможности многоканального и селективного измерения, что открывает перспективы для дальнейших исследований.

Ключевые слова: ранняя диагностика рака, волоконно-брегговские решётки (ВБР), неинвазивные методы диагностики, оптические сенсоры в онкологии, температурный контроль опухолей, фототермическая терапия, биосенсоры для онкологических маркеров, тактильные датчики для диагностики, искусственный интеллект в медицине, eHealth и реабилитация онкологических пациентов.

Введение

Ранняя диагностика рака играет решающую роль в успешном лечении и повышении выживаемости пациентов. Злокачественные новообразования являются одной из ведущих причин смертности во всем мире, и их своевременное обнаружение позволяет значительно повысить эффективность терапевтических мероприятий. Среди всех видов рака наибольшее внимание уделяется раку груди, легких, предстательной железы и колоректальному раку, так как они являются наиболее распространёнными и характеризуются высокой смертностью при позднем выявлении.

Раковые опухоли могут быть детектированы на основе различных физиологических и биохимических признаков. К ним относятся изменения в плотности тканей (например, при раке груди уплотнения могут быть обнаружены при пальпации), температурные аномалии (из-за усиленного кровоснабжения опухоли), биохимические маркеры (например, специфические онкомаркеры в крови или моче), а также изменения в механических свойствах тканей. Современные методы диагностики, такие как магнитно-резонансная томография, компьютерная томография и биопсия, обеспечивают высокую точность выявления злокачественных образований, но обладают рядом недостатков: высокой стоимостью, инвазивностью и необходимостью использования сложного оборудования.

Кроме диагностики, важным аспектом борьбы с онкологией является контроль за ходом реабилитации пациентов, перенесших лечение. После хирургического удаления опухоли, лучевой или химиотерапии требуется мониторинг состояния тканей, процессов заживления и восстановления функциональности организма. Это особенно важно при реабилитации пациентов после операций на молочной железе или органах дыхания, так как в этих случаях необходимо отслеживать не только отсутствие рецидива, но и функциональное восстановление.

В последние годы особое внимание уделяется разработке неинвазивных методов диагностики, которые позволяют выявлять опухоли на ранних стадиях без необходимости хирургического вмешательства или сложных процедур. Среди таких методов значительное место занимают волоконно-оптические технологии, в частности волоконно-брэгговские решётки (ВБР). Датчики на основе ВБР обладают высокой чувствительностью, практически полной биологической совместимостью, компактностью и возможностью работы в режиме реального времени. Они применяются как для выявления опухолей, так и для контроля физиологических параметров во время лечения и реабилитации.

В работе выполнен обзор применения волоконно-брэгговских решёток в онкологии, рассматриваются основные методы, технические решения и перспективы их внедрения в клиническую практику.

Температурный контроль и термография

Температурный контроль и термография являются одними из наиболее перспективных методов для неинвазивного мониторинга опухолевых процессов. Этот подход основан на измерении локальных изменений температуры в тканях, что обусловлено усиленным кровоснабжением и метаболической активностью опухолевых клеток. Датчики на базе волоконных брэгговских решеток играют ключевую роль в реализации этого метода благодаря своей высокой чувствительности, малым размерам и возможности работы в реальном времени. Существует несколько перспективных направлений использования волоконно-оптических брэгговских решеток (ВБР) для диагностики и контроля лечения онкологических заболеваний.

Неинвазивный метод диагностики, основанный на термографии с использованием массива ВБР, который регистрирует небольшие изменения температуры на поверхности и внутри тканей, и позволяет выявлять потенциальные места опухоли без необходимости вмешательства предложен в [1] командой разработчиков, работающих на кафедре приборостроения и прикладной физики, Индийского института науки, Бенгалуру.

Основное усилие исследования в [1] направлено на разработку простого, удобного и точного метода диагностики рака груди. Метод основан на использовании массива ВБР датчиков, который фиксирует изменения температуры на поверхности груди. Авторы использовали модель груди, изготовленную из агарового геля, в которую встроили нагреватели, имитирующие очаги опухоли. Проверка эффективности метода была проведена при помощи экспериментального исследования. Было показано, что температурный перепад более, чем 0.3°C может быть надёжным индикатором наличия опухоли в ткани.

Конструкция системы подставляет собой массив ВБР датчиков, расположенный на внутренней стороне гибкой пластины, накладываемой на грудь, рис.1. Оптико-электронная схема представляет собой распределенные ВБР датчики, встроенные в оптическое волокно, с разделением адресации датчиков по длине волны. Измерительная система освещается широкополосным источником, а контроль температуры осуществляется по сдвигу центральной длины волны ВБР, которая изменяется при изменении температуры. Каждый ВБР датчик регистрирует локальные температурные изменения, что позволяет создавать

термографические карты грудной ткани и определять потенциальные участки с аномальным кровоснабжением, характерные для опухолей.

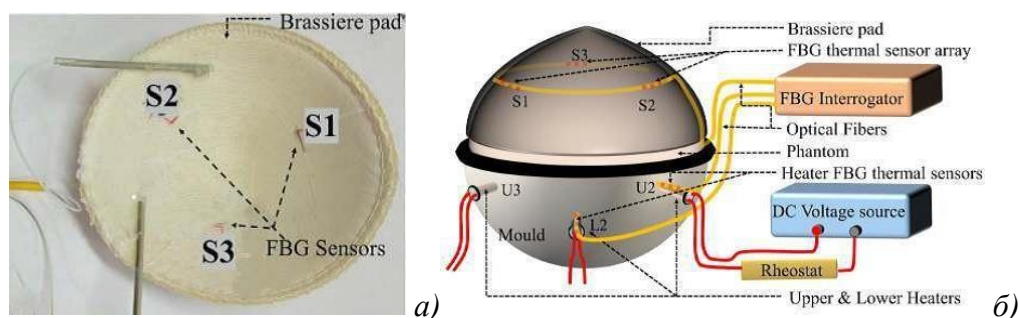


Рис. 1. Волоконно-оптический датчик контроля температуры молочных желез на основе массива ВБР: а) изображение термочувствительной площадки с ВБР датчиками; б) схематическое изображение установки зондирования, [1]

Метод измерительного преобразования основан на сдвиге длины волны Брэгга при изменении температуры:

$$\Delta\lambda_B = \lambda_B \cdot (\alpha_\lambda + \alpha_n) \cdot \Delta T, \quad (1)$$

где $\Delta\lambda_B$ — центральная (брэгговская) длина волны ВБР; α_λ — коэффициент термического расширения волокна; α_n — термооптический коэффициент материала волокна; ΔT — изменение температуры.

Экспериментальная проверка была осуществлена на модели фантома груди из 2% агарового геля с интегрированными встроенными нагревателями, имитирующими места образования опухоли [1]. Сенсорная панель, включала три ВБР датчика. Разница температур между областью опухоли и здоровой тканью более 0.3°C. Экспериментально подтверждена высокая корреляция между моделированием и реальными данными. Показано, что метод безопасен, удобен и не требует инвазивного вмешательства. Авторы делают вывод, что термография с использованием ВБР датчиков может быть перспективной технологией для неинвазивного скрининга рака груди. И обозначают ключевые преимущества метода: безопасность (отсутствие излучения и инвазивности); высокую точность измерений; компактность, портативность и возможность многоканального мониторинга, что позволяет улучшить диагностику и снизить процент ошибок. Авторы предполагают, что дальнейшие исследования могут быть направлены на улучшение конфигурации сенсорной системы, разработку алгоритмов автоматической обработки термографических данных и расширение возможностей метода в клинических условиях. К недостаткам предложенной системы следует отнести достаточно дорогостоящую систему опроса датчиков.

Еще одна работа [2], посвященная разработке и анализу датчиков на основе волоконно-оптических брэгговских решёток раннего выявления рака, предложена группой разработчиков из Оксфордского инженерного колледжа, Бангалор, Индия. Авторы также основной акцент делают на температурную диагностику, поскольку опухолевые клетки обладают высокими метаболическими процессами и усиленным кровотоком, что приводит к локальному повышению температуры в области поражения. И опираются на сдвиг центральной (брэгговской) длины волны ВБР при изменении температуры. Для проверки эффективности авторы разработали прототип и провели численное моделирование. Первоначально авторами было выполнено имитационное моделирование при помощи ПО OptiGrating. Разработан метод калибровки и анализа сдвигов длины волны под влиянием температурных

изменений. Проведена экспериментальная проверка на моделях биологических тканей, в частности с клетками MCF-7 (рак груди) и Hela (рак шейки матки).

Авторам удалось продемонстрировать высокую точность в измерении температурных аномалий [2]. Показано, что за счет увеличения добротности ВБР (до 244.26) можно значительно увеличить чувствительность датчика, и достигнуть требуемой точности измерений для того, чтобы зафиксировать температурные изменения более 0,3 °C.

Авторы признают, что несмотря на достигнутые результаты, остаётся ряд направлений для дальнейших исследований и улучшений. Необходимо разрабатывать многофункциональные сенсорные системы, например, объединить термографию с другими методами контроля (ультразвуковыми или оптоакустическими) для повышения точности диагностики. Провести работы по миниатюризации и интеграции с носимыми устройствами для создания компактных биосовместимых сенсоров, которые можно использовать в клинической практике или в системах мониторинга состояния пациентов на дому. Исследовать возможности применения алгоритмов машинного обучения для точного распознавания аномалий на основе сигналов [2].

Статья [3] международной команды авторов из Политехнического института Милано, Инженерного факультета, Университетский городок Биомедики ди Рома, Италия и Исследовательского института Бекмана при Городке Надежды, Дуарте, Калифорния, США посвящена использованию волоконных брэгговских решёток для мониторинга температуры внутри опухолей в ходе фототермической терапии, усиленной введением золотых наностержней. Основная идея работы заключается в минимально инвазивном измерении температурных изменений внутри опухоли в режиме реального времени с целью оптимизации параметров лазерного воздействия. Авторы подчеркивают, что традиционные методы температурного контроля, такие как инфракрасная термография и магнитно-резонансная тепловизуализация, имеют ограничения, связанные с невозможностью измерения температуры в глубине тканей, применением сложного и дорогостоящего оборудования и артефактами, возникающими в результате собственного нагрева термопар.

В эксперименте [3] использовались массивы ВБР датчиков, интегрированных в оптическое волокно и размещенных внутри опухоли, вблизи области, где проводилась лазерная обработка. Авторы контролировали 5 точек измерения (регистрировали температурные изменения с высокой точностью) при облучении тканей лазерным источником на длинах волн 940 и 1064 нм. Для контроля центральной длины волны брэгговских решеток использовался интеррогатор, после чего проводилась компьютерная обработка данных с регистрацией температурной карты опухоли. Волоконно-оптические брэгговские решетки были изготовлены методом фемтосекундной лазерной гравировки и размещены внутри полиимидного покрытия, что повысило их термическую стойкость и чувствительность.

Эксперимент проводился на мышах с подведенными под кожу опухолями [3]. Группы животных были разделены на две категории: с введением золотых наностержней и без них (контроль). Лазерное облучение проводилось на длине волны 940 и 1064 нм, а температурные изменения регистрировались при помощи ВБР датчиков, расположенных внутри опухоли. Показано, что при длине волны 1064 нм нагрев опухоли с золотыми наностержнями был на 13 °C выше, чем у контрольной группы, а при длине волны 940 нм разница составила лишь 6 °C. Температурные карты, построенные по полученным данным, позволили определить оптимальные зоны нагрева и избежать перегрева здоровых тканей. Авторы убедительно показали, что ВБР термометрия может стать стандартным методом контроля в лазерной терапии онкологических заболеваний.

Ученые из Университета Эль Боске и Университета Сан-Буэнавентура, Богота, Колумбия [4] исследовали применение оптоволоконных датчиков на основе волоконно-оптических брэгговских решеток для контроля температуры в процессе гипертермии при лечении рака молочной железы. Гипертермия является терапевтическим методом, основанным

на локальном нагреве тканей, пораженных опухолью, до температур в диапазоне до 39–45 °С, что приводит к разрушению раковых клеток. Одним из ключевых вызовов в этой методике является точный контроль температуры, обеспечивающий селективное нагревание опухолевых тканей без повреждения здоровых клеток.

Авторы предлагают оптико-электронную систему опроса на основе непрерывного лазерного излучения модулированного при помощи электрооптического модулятора Маха-Цендера. Излучение принимается на фотодетектор, который регистрирует изменения спектрального отражения, а система обработки анализирует спектральные изменения и преобразует их в температурные показатели [4].

Методика основана на регистрации изменения отраженного спектра. При изменении температуры происходит сдвиг центральной длины волны брэгговской решетки, который фиксируется системой опроса и далее интерпретируется на частоте модуляции и преобразуется в изменение температуры с высокой точностью. Использование радиофотонного принципа опроса позволило добиться субпикометрической точности регистрации изменений центральных длин волн датчиков [4]. Экспериментальные исследования показали, что предложенная система способна регистрировать температурные изменения с разрешением до 0,1 °С. Авторы сравнили различные схемы расположения датчиков и продемонстрировали эффективность предложенной архитектуры для точного контроля температуры в процессе гипертермии.

Уже такой краткий анализ позволяет делать выводы, что ВБР датчики рассматриваются как перспективное решение для мониторинга температуры, поскольку они обладают высокой точностью, не подвержены электромагнитным помехам и могут быть внедрены непосредственно в биологические ткани. Повышение точности измерений и снижения сложности регистрирующей аппаратуры можно достичь за счет перехода к радиофотонным методам измерений.

Тактильные датчики и механическая диагностика

Традиционная пальпация остаётся одним из основных методов раннего обнаружения опухолей, так как злокачественные ткани имеют более высокую плотность по сравнению со здоровыми тканями. Однако субъективность метода и зависимость результатов от опыта врача делают его недостаточно надёжным. Группа ученых из Университетского кампуса Био-Медико ди Рома, Университетского городка Био-Медико ди Рома, фонда университетской больницы Кампус Био-Медико, Междисциплинарного исследовательского центра «Наука о здоровье», Рим, Италия предложили напечатанный методом 3D технологии тактильный датчик, с интегрированными в него чувствительными элементами на базе волоконных брэгговских решеток, рис. 2, и предназначенный для неинвазивной идентификации рака молочной железы [5]. Предлагаемый ими датчик устраняет ограничения субъективности метода контроля, обеспечивая измеримый анализ механических свойств тканей, повышенную чувствительность к изменениям плотности, низкое энергопотребление и высокую точность измерений. И это все помимо электромагнитной независимости и полной биологической совместимости. Авторы утверждают, что их разработка — это первый в мире тактильный датчик, объединяющий 3D-печать и ВБР технологии для поверхностной пальпации груди.

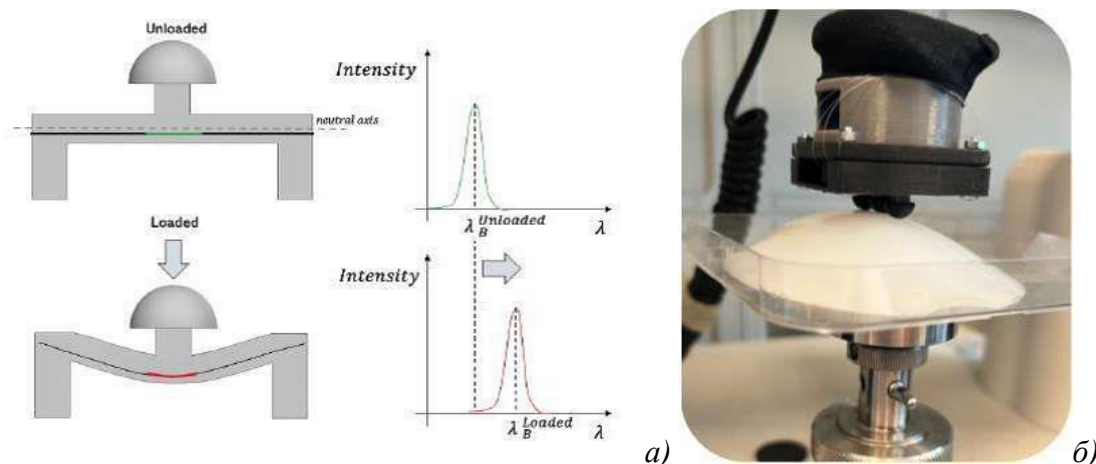


Рис. 2. Тактильный датчик, с интегрированными в него чувствительными элементами на базе волоконных брэгговских решеток: а) принцип работы и б) фотография прототипа измерительного устройства [5]

Базовым элементом конструкции является чувствительный элемент, выполненный из гибкого чувствительного материала, передающий усилие нажатия на растяжение ВБР и, как следствие на смещение ее центральной длины волны. Датчик представляет собой U-образную конструкцию, напечатанную методом трёхмерной печати, с встроенным чувствительным элементом на основе ВБР [5]. При контакте с тканями головка датчика оказывает давление на поверхность. Сила, приложенная к полусферическому зондирующему элементу, вызывает деформацию ВБР. Это приводит к сдвигу центральной длины волны ВБР, которая измеряется оптическим интеррогатором — анализ изменения центральной длины волны позволяет определить жёсткость тканей. Основная идея метода заключается в том, что ВБР датчик чувствителен к механическим напряжениям, вызванным изменением жёсткости тканей. Величина смещения центральной длины волны ВБР пропорциональна силе, приложенной к головке датчика — чем жёстче ткань, тем большее напряжение испытывает ВБР. Авторы провели эксперименты с материалами различной жёсткости (силиконовые образцы с различными модулями упругости), и сделали вывод, что разработанный датчик способен точно различать мягкие и жёсткие ткани, что подтвердили калибровочными кривыми. Авторы показали, что чувствительность датчика достигает 0,06 нм/Н, сдвиг центральной длины волны ВБР изменяется линейно при приложении силы, а датчик надёжно различает участки тканей с различной жёсткостью.

Авторы утверждают [5], что 3D-печатный тактильный датчик на основе ВБР продемонстрировал высокую чувствительность к изменениям жёсткости тканей. В отличие от традиционных тактильных датчиков (емкостных, пьезорезистивных), ВБР датчики обеспечивают более точные измерения, не зависят от электромагнитных помех и имеют длительный срок службы. Эксперименты показали, что устройство способно различать здоровые и злокачественные ткани, что делает его перспективным инструментом для диагностики рака груди. Перспективы развития: оптимизация формы датчика для повышения пространственного разрешения и внедрение автоматизированной системы обратной связи, предупреждающей пользователя о возможных опухолевых образованиях. В то же время, признают, что необходима дальнейшая клиническая апробация на реальных пациентах.

Авторы понимают, что температурные изменения могут вызывать сдвиг центральной длины волны ВБР, который будет интерпретироваться как механическая деформация. Для компенсации этого эффекта предлагают два подхода: использование второго эталонного ВБР-датчика для дифференциального измерения и калибровку датчика с учётом температуры, что позволяет свести влияние температуры к минимуму и сделать измерения надёжными и воспроизводимыми.

В следующей своей статье [6] эта же группа авторов предлагает подключить методы и средства искусственных нейронных сетей для улучшения пространственного разрешения, повышение чувствительности к изменениям жесткости тканей и для автоматического обнаружения опухолей.

Авторы предложили двухэтапную обработку данных [6]. Первый этап — это конвертация оптического сигнала в механическое воздействие, измерение сдвига центральной длины волны ВБР и перевод его в механическое напряжение, оценка силы воздействия через калибровочные коэффициенты. Второй этап — обучение искусственной нейронной сети для автоматической классификации опухолей. Данные с ВБР проходят через алгоритмы глубокого машинного обучения с использованием моделей SVM, Decision Tree, KNN, Random Forest, LSTM. После чего производится классификация на две категории: «опухоль присутствует» и «опухоли нет».

Экспериментальная часть состояла из двух типов испытаний [6]. Контролируемые тесты — имитаторы ткани помещались в тестовую машину с точной нагрузкой. И неконтролируемые тесты — пальпацию выполнял врач в условиях, приближенных к реальной практике. Было использовано 7 типов имитаторов молочной железы (один здоровый, шесть с жесткими включениями разных размеров). Опухоли моделировались пластиковыми вставками различных размеров. В контролируемых тестах получена 100% точность классификации (SVM, KNN, Decision Tree). В неконтролируемых тестах точность снизилась до 80%, но отрицательных ошибок (ложных отрицаний) не было. Модель LSTM показала наилучший результат в неконтролируемых тестах: 80% точность, при 100% гарантии, что ни одна опухоль не будет пропущена.

Биохимический контроль онкологических маркеров

Существуют методы применения волоконно-оптических технологий и для классического обнаружения онкологических маркеров в биологическом материале. Работа китайских коллег из Шаньсийский университета, Тайюань, Цзинаньского университета, Гуанчжоу и Северного университета Китая, Тайюань посвящена разработке компактного биосенсора на основе волоконно-оптического интерферометра с сужением и волоконной брэгговской решетки для обнаружения биомаркеров рака молочной железы [7]. Авторы исследуют возможность выявления HER2 – онкомаркера, связанного с опухолевым ростом.

Ключевые проблемы традиционных методов диагностики HER2 связаны с тем, что методы на основе флуоресценции и хромосомных меток обладают высокой чувствительностью, но дороги и сложны в реализации, а существующие оптические биосенсоры на основе микроинтерферометров страдают от температурной чувствительности, что снижает их точность. Авторы предложили использование суженного интерферометра для высокой чувствительности к изменениям показателя преломления, применили ВБР как независимый датчик температуры для компенсации температурных флуктуаций и модернизировали поверхность датчика для селективного захвата HER2 [7].

Оптико-электронная схема представляет собой каскадное соединение двух оптических датчиков. Суженный волоконный интерферометр чувствителен к изменению показателя преломления среды, что позволяет регистрировать биомолекулярные взаимодействия. Волоконная брэгговская решетка реагирует только на изменения температуры, что позволяет компенсировать температурные влияния. Ключевые элементы схемы: широкополосный источник света (1250–1650 нм); конусообразный интерферометр, представляющий собой зону волокна с диаметром, плавно уменьшающимся до 15 мкм, что позволяет повысить чувствительность к изменениям показателя преломления; и встроенный в структуру волокна ВБР датчик для регистрации температурных изменений [7]. Авторы предлагают ис-

пользовать оптический анализатор спектра с разрешением 0,01 нм, фиксирующий смещение центральных длин волн. Особенностью конструкции является суженный интерферометр, который обладает высокой чувствительностью 2333 нм/RIU, при нечувствительности ВБР к изменениям показателя преломления внешней среды.

Метод измерительного преобразования в [7] основан на том, что чувствительный элемент использует обработанную функциональным составом поверхность для захвата HER2. Обработка поверхности предполагает очистку поверхности волокна раствором «Пирания» ($\text{H}_2\text{SO}_4/\text{H}_2\text{O}_2$); обработку аминопропилтриэтоксисиланом (APTES) для формирования аминогрупп; ковалентной иммобилизации HER2-специфичных антител глутаральдегидом; блокировку неспецифических связываний альбумином (BSA). Обнаружение HER2 основано на том, что HER2-молекулы связываются с антителами, что приводит к изменению показателя преломления на поверхности волокна. Это вызывает сдвиг длин волн интерференционных максимумов в суженном интерферометре. Одновременно ВБР фиксирует температурные изменения, позволяя разделить температурное влияние и эффект изменения показателя преломления. Корректировку температурного поля авторы предлагают осуществлять по линейной зависимости смещения центральной длины волны ВБР с коэффициентом, равным отношению температурной чувствительности суженного интерферометра к температурной чувствительности ВБР. Эксперименты проводились на микрофлюидных чипах с HER2. Минимально детектируемая концентрация HER2 составила 2 нг/мл. Получена линейная зависимость отклика датчика от концентрации. Сравнение показаний суженного интерферометра и ВБР показало, что температурные влияния полностью компенсируются.

Авторы видят перспективу дальнейших исследований в оптимизации геометрии суженного интерферометра для повышения чувствительности, внедрении автоматизированной обработки данных и необходимости клинических испытаний с сывороткой крови [7].

Оптимизация чувствительности ВБР датчиков

Коллеги из Университета Банарас Хинду, Варанаси и Университета GLA, Матхура, Индия [8] рассматривают оптимизацию оптоволоконных сенсорных систем на основе волоконных брэгговских решёток для обнаружения раковых клеток по изменению показателя преломления. Обозначив основные проблемы традиционных методов диагностики, — методы визуализации МРТ, КТ, ПЭТ требуют дорогостоящего оборудования; оптические сенсоры страдают от побочных отражений и низкой чувствительности, — авторы делают вывод, что показатель преломления является важным параметром в распознавании раковых клеток, поскольку опухолевые ткани имеют более высокий показатель преломления по сравнению со здоровыми клетками. Авторы предлагают новый метод, основанный на аподизированных волоконно-брэгговских решётках с сужением ядра, что позволяет значительно повысить чувствительность сенсоров.

Предложенная оптическая система состоит из широкополосного источника (1250–1650 нм) и ВБР с профилем сужения, который регистрирует изменения показателя преломления, вызванные присутствием раковых клеток, рис. 3 [8]. Оптический анализатор спектра фиксирует изменения в отражённом излучении. Авторы предложили четыре профиля сужения: линейный, экспоненциальный, гауссовый и квадратичный. При сужении ядра волокна изменяется эффективный показатель преломления, что позволяет увеличить проникновение света в окружающую среду и повысить точность измерений. Основным принципом работы сенсора основан на изменении центральной длины волны ВБР. Датчик использует аподизированные ВБР структуры, которые подавляют боковые лепестки спектра, что увеличивает точность и разрешение. Проанализированы два типа аподизации: функциями Бесселя — позволяет уменьшить боковые отражения и увеличивает чувствительность, и Блекмана — обеспечивает максимальное подавление боковых лепестков.

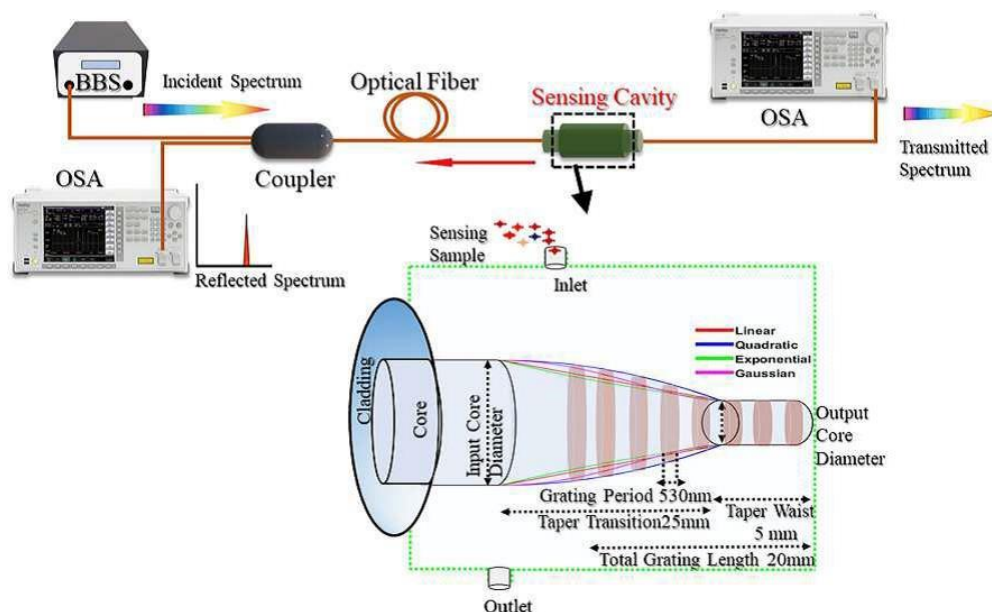


Рис. 3. Схема предлагаемого датчика с конической брэгговской решеткой.
На вставке рисунка показаны различные профили конусности
волоконной брэгговской решетки [8]

Авторы провели численное моделирование и сравнили разные профили сужения [8]. Максимальная чувствительность получена для экспоненциального профиля (682.5 нм/RIU), он же демонстрирует лучшую точность (0.3972 нм от полной ширины на половине высоты), и наименьшую дисперсию (2.98 пс). Лучшее подавление боковых лепестков обеспечивается аподизацией функциями Блекмана (−180.6 дБ), но это снижает чувствительность. Авторы протестировали сенсор для распознавания различных типов рака по показателю преломления.

Тип рака	Нормальная ткань (RI)	Опухолевая ткань (RI)	Чувствительность (нм/RIU)
Головной мозг	1.3333 (CSF)	1.4412 (глиома)	220.59
Рак ротовой полости	1.343	1.372 (YD-10B)	170.65
Рак молочной железы	1.385	1.401 (MCF-7)	238.80
Кожа	1.36	1.38	184.73
Кровь	1.376	1.39 (Jurkat)	206.50
Надпочечники	1.381	1.395 (PC-12)	220.15

Оптимизированная конструкция экспоненциального сужения в ВБР улучшает чувствительность и точность диагностики. Будущие исследования авторы направят на экспериментальную верификацию, миниатюризацию и интеграцию с медицинскими системами. В целом, утверждают, что предложенный ими метод обладает большим потенциалом для ранней диагностики опухолей, особенно при интеграции с биомедицинскими системами.

Реабилитация онкологических пациентов

Коллеги из Института телекоммуникаций, Университета Авейру, Университета Лиссабона, Лиссабон, Португалия предложили инновационную eHealth-платформу, использующую оптические волоконные датчики на основе ВБР для мониторинга физических упраж-

нений пациентов, проходящих реабилитацию после лечения рака молочной железы [9]. Лечение рака груди часто сопровождается хроническими неблагоприятными эффектами, такими как: утомляемость, снижение силы и подвижности, боли и воспалительные процессы. Вместе с тем, физическая активность играет ключевую роль в восстановлении, но существующие программы реабилитации имеют ряд ограничений: недостаток помещений в клиниках, ограниченный доступ к квалифицированным специалистам, финансовые и временные затраты, ограничения в передвижении пациентов. Авторы предлагают решение в виде домашнего мониторинга реабилитационных упражнений с использованием волоконно-оптических технологий. Это позволяет пациентам выполнять упражнения в удобных условиях дома, поддерживать непрерывное дистанционное наблюдение со стороны врачей, подключать пациентов к онлайн-платформам для социальной и психологической поддержки. Фокус статьи – мониторинг силы хвата и активности мышц предплечья, что особенно важно для пациентов, перенесших операцию на молочной железе.

Разработанная система мониторинга включает две независимые структуры датчиков. Датчик для измерения силы хвата, основанный на двух ВБР, встроенных в 3D-печатный цилиндр, заполненный эпоксидной смолой, фиксирующий деформацию материала при сжатии цилиндра рукой пациента. Один ВБР регистрирует силу сжатия, второй – температурные изменения (для компенсации). И датчик для мониторинга активности мышц предплечья, который использует ВБР, интегрированные в гибкую ленту и фиксирующий изменения напряжения кожи при движении мышц.

Система контроля силы сжатия была откалибрована по температуре и механическим нагрузкам в диапазоне температуры 15–45°C, и по нагрузкам сжатия 0–8 кг. Калибровка мышечного датчика учитывала растяжения до 1400 мк. Система была протестирована на здоровой женщине, выполнявшей упражнения на силу хвата. Максимальная зафиксированная сила хвата повторялась стабильно на трёх попытках. Осцилляции силы соответствовали типичным биомеханическим характеристикам движения. Максимальная амплитуда активности мышцы совпадала с максимальной силой хвата, что подтверждает связь между этими параметрами. Температура оставалась стабильной в течение эксперимента, но была компенсирована.

Выводы

Рассмотренные исследования подтверждают высокий потенциал волоконно-брэгговских решёток в диагностике, терапии и реабилитации онкологических заболеваний. Их высокая чувствительность, компактность, биосовместимость и возможность работы в реальном времени делают их перспективным инструментом для клинического применения. Однако дальнейшее развитие технологии требует улучшения разрешающей способности и точности измерений.

Особый акцент следует сделать на радиофотонных методах обработки сигналов, которые обеспечивают субпикометровую точность регистрации изменений центральных длин волн ВБР. Это особенно важно для термографических систем и сенсоров, используемых в гипертермии и фототермической терапии опухолей. Применение радиофотонных принципов опроса, таких как модулированное лазерное излучение и детектирование методом гетеродинамирования, позволит существенно повысить точность измерений и снизить погрешности, связанные с нестабильностью оптических интеррогаторов. Адресные [10] и комбинированные адресные [11] измерительные системы могут послужить хорошим решением данной задачи.

Дополнительное направление для развития видится во внедрении алгоритмов искусственных нейронных сетей для автоматизированного анализа и обработки данных. В частности, алгоритмы глубокого обучения могут быть использованы для обработки сигналов

тактильных сенсоров, что позволит увеличить точность определения опухолей по механическим параметрам тканей. Аналогично, применение машинного обучения в термографических системах поможет автоматически классифицировать патологические зоны на основе температурных карт, что исключает влияние субъективного фактора при анализе.

Дальнейшие исследования должны быть направлены на разработку многофункциональных гибридных сенсорных систем, совмещающих различные методы (оптические, акустические, радиофотонные), что обеспечит комплексный и точный контроль за опухолевыми процессами. Кроме того, требуется миниатюризация датчиков и их интеграция в носимые медицинские устройства для долговременного мониторинга пациентов в амбулаторных условиях.

Таким образом, сочетание волоконно-оптических технологий, радиофотонных методов и алгоритмов искусственного интеллекта открывает новые горизонты в онкологической диагностике и лечении, повышая точность и эффективность выявления и контроля опухолевых заболеваний.

Список литературы

1. A Non-Invasive Breast Cancer Detection System Using FBG Thermal Sensor Array: A Feasibility Study / A. Prasad, S. Pant, S. Srivatsen, S. Asokan // IEEE Sensors Journal. – 2021. – Т. 21, № 21. – С. 24106-24113.
2. FBG Sensor Design and Analysis for Early Detection of Cancer / S.C. Sharan, H.K. Dhruva, T.M. Anitha [и др.] // 2024 11th International Conference on Computing for Sustainable Global Development (INDIACom). – 2024. – С. 843–849.
3. Fiber Bragg Grating Sensors-Based Thermometry of Gold Nanorod-Enhanced Photothermal Therapy in Tumor Model / L. Bianchi, R. Mooney, Y. Cornejo [и др.] // IEEE Sensors Journal. – 2021. – Т. 22, № 12. – С. 11297-11306.
4. Temperature Sensing in Hyperthermia Study in Breast Cancer Treatment Using Optical Fiber Bragg Gratings / A. Triana, C.C. Cano, H.F. Guarnizo-Mendez, M.A. Poloche // Applied Informatics (ICAI 2020). – 2020. – С. 467–478.
5. A 3-D-Printed Tactile Probe Based on Fiber Bragg Grating Sensors for Noninvasive Breast Cancer Identification / D. Lo Presti, A. Dimo, L. Zoboli [и др.] // IEEE Sensors Journal. – 2023. – Т. 23, № 20. – С. 24489-24499.
6. Fiber Bragg grating sensors combined with artificial intelligence for noninvasive breast tumor identification / M. Pulcinelli, F. D'Antoni, F. De Tommasi [и др.] // IEEE Sensors Journal. – 2024. – Т. 25, № 3. – С. 4687–4696.
7. Sun, D. Label-Free Detection of Cancer Biomarkers Using an In-Line Taper Fiber-Optic Interferometer and a Fiber Bragg Grating / D. Sun, Y. Ran, G. Wang // Sensors. – 2017. – Т. 17, № 11. – С. 1–8.
8. Maiti, S. Enhanced sensing performance of tapered profile in the apodized fiber Bragg grating for detection of cancerous cells utilizing their refractive index / S. Maiti, S. Prakash, V. Singh // Journal of Biophotonics. – 2023. – Т. 16, № 12. – С. e202300237.
9. eHealth Solution for Cancer Patients Rehabilitation enabled by Optical Fiber Sensors / M.F. Domigues, M. Silva, A. Nepomuceno [и др.] // GLOBECOM 2020 - 2020 IEEE Global Communications Conference. – 2020. – С. 1–6.
10. Addressed FBG-structures for tire strain measurement / T.A. Agliullin, R.R. Gubaidullin, V. Ivanov [и др.] // Proceedings of SPIE - The International Society for Optical Engineering. – 2019. – Т. 11146. – С. 111461E.
11. Addressed Combined Fiber-Optic Sensors as Key Element of Multi-Sensor Greenhouse Gas Monitoring Systems / O.G. Morozov, J.A. Tunakova, S.M.R.H. Hussein [и др.] // Sensors. – 2022. – Т. 22, № 13. – С. 1–15.

APPLICATION OF FIBER BRAGG GRATINGS IN THE EARLY CANCER DIAGNOSIS

A.N.D. Alhussein, B.I. Valeev, A.Zh. Sakhabutdinov

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

Annotation. Early diagnosis and monitoring of cancer is critical to successful treatment and improved patient survival. Current methods for detecting malignant tumors include magnetic resonance imaging, computed tomography, and biopsy, but are limited by the high cost, complexity of equipment, and invasiveness of the procedures. In recent years, special attention has been paid to the development of non-invasive optical diagnostic methods, among which fiber Bragg gratings occupy one of the leading positions due to their high sensitivity, compactness and biocompatibility. The paper reviews the application of FBG in various aspects of oncologic diagnostics and patient rehabilitation. Methods of temperature control and thermography based on the measurement of local temperature anomalies characteristic of tumor processes are considered. Developments in the field of tactile sensors using FBG for non-invasive mechanical diagnostics of tumors are analyzed. Research results on the application of 3D printed tactile sensors integrated with FBG for objective tissue palpation are presented. Biochemical detection of oncomarkers realized using FBG is discussed. Optoelectronic sensor circuits designed for selective detection of specific cancer biomarkers (e.g., HER2) without the use of additional tags are presented. Attention is given to rehabilitation systems for cancer patients utilizing FBG sensors to monitor physical activity and motor recovery. Solutions for remote patient monitoring within eHealth platforms using FBG s to measure grip strength and forearm muscle activity are described. The paper emphasizes the prospects of fiber optic technologies in oncology, their potential for clinical implementation and possible directions for further research, including the development of multifunctional sensor systems, integration with machine learning methods and improvement of algorithms for automatic data analysis.

Keywords: early cancer diagnosis, fiber Bragg gratings (FBG), non-invasive diagnostic methods, optical sensors in oncology, temperature control of tumors, photothermal therapy, biosensors for cancer markers, tactile sensors for diagnostics, artificial intelligence in medicine, eHealth and rehabilitation of cancer patients.

Статья представлена в редакцию 20 декабря 2024г.

МАТРИЦА РАССЕЯНИЯ ДВУНАПРАВЛЕННОГО Х-ОБРАЗНОГО ДЕЛИТЕЛЯ

А.Ж. Сахабутдинов, В.И. Анфиногентов, Б.И. Валеев

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

Аннотация. Представлена аналитическая модель для описания работы волоконно-оптического Х-образного делителя мощности, реализованного в виде четырехпортового устройства. Основное внимание уделено построению матрицы рассеяния (S-матрицы), отражающей распределение оптического сигнала между входными и выходными портами с учётом фазовых сдвигов, коэффициентов отражения и потерь внутри устройства. Рассмотрены условия унитарности матрицы, вытекающие из закона сохранения энергии, что позволяет установить взаимосвязь между коэффициентами деления мощности на разных портах. Предложенная модель может служить основой для оптимизации характеристик оптических разделителей в интегральных оптических схемах.

Ключевые слова: Х-образный делитель, матрица рассеяния, четырехполюсник, волоконная оптика, эванесцентное поле, теория связанных мод, унитарность, фазовый сдвиг, закон сохранения энергии.

Введение

Двунаправленные оптические разветвители оптической мощности являются фундаментальными элементами во многих приложениях фотоники и оптоэлектроники. Их используют для разделения и суммирования оптических сигналов, реализации интерфейсов в волоконно-оптических линиях связи и для построения сложных топологий в интегральных оптических схемах. Возможность управления коэффициентами передачи и отражения (или, в более общем случае, распределения мощности) открывает путь к точной настройке характеристик систем, особенно при разработке элементов мультиплексирования, фильтрации, коммутации и преобразования поляризационных состояний. При этом учёт двунаправленности устройства является ключевым в задачах, где обратные отражения или перекрёстные помехи существенно влияют на качество передачи сигнала и энергетический баланс в системе.

Для обеспечения надёжного моделирования и дальнейшей оптимизации устройств требуется формально описать процессы переноса энергии во всех портах разветвителя, учитывая возможные нелинейности, дисперсионные эффекты и неоднородности материала. Необходима математическая модель, которая могла бы гибко учитывать особенности разветвителя в конструировании и отладке волоконно-оптических систем.

На первых этапах развития интегральной оптики широкое применение нашли матричные методы (например, S- или T-матрицы) [1,2], позволяющие линеаризовать задачу и свести моделирование к умножению матриц передачи для волноводных элементов. В простейших постановках принималось, что разветвитель имеет фиксированный коэффициент разделения мощности (50:50 или 75:25 и т.д.) и является однонаправленным [3]. Модификации такого подхода для частичного учёта двунаправленности заключались в добавлении соответствующих строк и столбцов, чтобы отразить обратный поток энергии в системе, однако точность таких решений могла снижаться при усложнении структуры.

С развитием фотоники стало понятно, что взаимодействие мод внутри волноводных структур, особенно при формировании полных направляющих переходов (полносвязных или частично-связных волноводов), лучше описывается теорией связанных мод (coupled-mode theory) [4]. В рамках данной теории составляются дифференциальные уравнения для коэффициентов амплитуд взаимодействующих мод, где коэффициент связи мог быть неоднородным вдоль структуры. Подобный подход дает более точные результаты и учитывает пространственную эволюцию сигнала, однако в классических постановках рассматривался чаще всего однонаправленный режим или же двунаправленность учитывалась посредством упрощённых граничных условий.

В более современных исследованиях для точного учёта топологических особенностей и неоднородностей волноводных каналов применяются прямые численные решения уравнений Максвелла (метод конечных разностей во временной области, или метод конечных элементов) [5,6]. Такие подходы отличаются высокой вычислительной сложностью и обеспечивают высокую степень детализации, включая моделирование поляризационных эффектов и нелинейностей материала. Тем не менее, при проектировании комплексных схем требуется более аналитический и общий способ описания, чтобы снизить вычислительные затраты и упростить интерпретацию результатов.

На следующем витке развития стали появляться гибридные методы, совмещающие преимущества матричной формализации и численного решения дифференциальных уравнений, что позволяет учитывать одновременно неоднородное распределение коэффициентов связи и двунаправленность распространения сигнала [7]. Некоторые работы предлагают использовать вариант многопараметрической декомпозиции матричных уравнений, позволяющей настраивать произвольные коэффициенты разделения мощности для каждого порта в зависимости от геометрии, материала и требуемых рабочих длин волн [8].

Таким образом, несмотря на наличие обширного инструментария для моделирования оптических разветвителей, полноценных решений, полностью учитывающих произвольное распределение мощностей между всеми портами и двунаправленный характер распространения света, по-прежнему относительно мало. Предлагаемая модель служит дальнейшим развитием существующих методов и способствует созданию более универсальных, управляемых и оптимизированных х-разветвителей для широкого круга задач фотоники и интегральной оптики.

Математическая модель X-coupler

Задача состоит в построении матрицы рассеяния (S-матрицы) для двунаправленного X-образного делителя мощности (X-coupler), применяемого в волоконной оптике. Рассмотрим, как построить такую матрицу с учётом физических ограничений и свойств устройства. Рассмотрим четырехпортовый X-coupler с номерами портов 1 и 2, 3 и 4, рис.1.

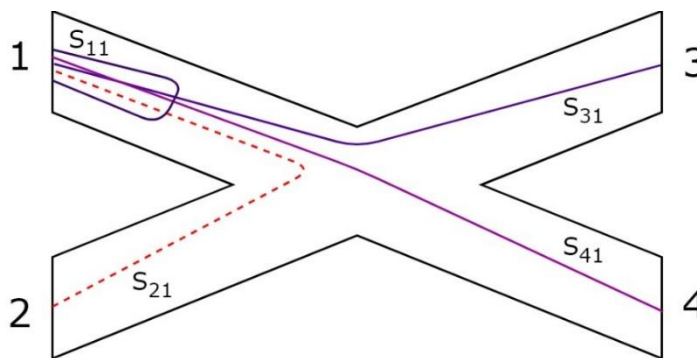


Рис. 1. Схематичное изображение X-coupler

Мощность входного сигнала делится между выходными портами по заданным пропорциям, симметрия устройства обеспечивает одинаковое поведение при инверсии входных и выходных портов. Обозначим основные пути передачи: сигнал из порта 1 передаётся в порты 3 и 4; сигнал из порта 2 передаётся в порты 3 и 4; сигнал из порта 3 передаётся в порты 1 и 2; сигнал из порта 4 передаётся в порты 1 и 2. Передача сигналов между портами 1 и 2 (2 и 1); портами 3 и 4 (4 и 3) отсутствует.

С учётом указанных особенностей матрица рассеяния для X-coupler примет следующий вид:

$$\mathbf{S} = \begin{pmatrix} S_{11} & 0 & S_{13} & S_{14} \\ 0 & S_{22} & S_{23} & S_{24} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} & 0 \\ S_{41} & S_{42} & 0 & S_{44} \end{pmatrix}. \quad (1)$$

Определение элементов S-матрицы. Суть S_{ik} элемента матрицы определяется как коэффициент передачи сигнала из k -го порта устройства в i -ый. В общем виде, передача сигнала происходит как с изменением амплитуды, так и с фазовой задержкой, и, в общем случае, элементы матрицы рассеяния комплексные.

Диагональные элементы (S_{ii}) определяют долю обратно отражённого сигнала в тот же порт, в который он был направлен. Коэффициенты отражения на портах определим как:

$$S_{i,i} = \sqrt{\beta_i} \cdot e^{j\varphi_i}, \quad (2)$$

где β_i — коэффициент отражения, φ_i — фазовый сдвиг при отражении на порту.

Недиагональные элементы ($S_{ik}, i \neq k$) определяют передачу сигнала между портами и зависят от: α — коэффициента затухания внутри самого устройства, коэффициента деления интенсивности ($\gamma_{ik}, i \neq k$) и фазового сдвига ($\varphi_{ik}, i \neq k$) для каждого пути:

$$S_{ik} = \sqrt{\gamma_{ik}(1-\alpha)} \cdot e^{j\varphi_{ik}}. \quad (3)$$

Подставляя выражения (2) и (3) в (1), получим итоговую S-матрицу:

$$\begin{pmatrix} \sqrt{\beta_1} \cdot e^{j\varphi_{11}} & 0 & \sqrt{\gamma_{13}(1-\alpha)} \cdot e^{j\varphi_{13}} & \sqrt{\gamma_{14}(1-\alpha)} \cdot e^{j\varphi_{14}} \\ 0 & \sqrt{\beta_2} \cdot e^{j\varphi_{22}} & \sqrt{\gamma_{23}(1-\alpha)} \cdot e^{j\varphi_{23}} & \sqrt{\gamma_{24}(1-\alpha)} \cdot e^{j\varphi_{24}} \\ \sqrt{\gamma_{31}(1-\alpha)} \cdot e^{j\varphi_{31}} & \sqrt{\gamma_{32}(1-\alpha)} \cdot e^{j\varphi_{32}} & \sqrt{\beta_3} \cdot e^{j\varphi_{33}} & 0 \\ \sqrt{\gamma_{41}(1-\alpha)} \cdot e^{j\varphi_{41}} & \sqrt{\gamma_{42}(1-\alpha)} \cdot e^{j\varphi_{42}} & 0 & \sqrt{\beta_4} \cdot e^{j\varphi_{44}} \end{pmatrix}. \quad (4)$$

Закон сохранения энергии

Запишем закон сохранения энергии, который выражается в требовании унитарности матрицы S [9], то есть результат произведения матрицы S на ее эрмитово сопряженную матрицу¹ должен равняться единичной матрице $S \times S^\dagger = E$ или, иными словами, $S^{-1} = S$, где $S^\dagger = (S^T)^*$, где T — оператор транспонирования, а $*$ — комплексной сопряженности. Следуя свойствам унитарных операторов, можно записать $S^\dagger \times S = S \times S^\dagger = E$. Последнее соотношение означает, что сумма квадратов элементов каждой строки или столбца равняется единице. Фактически, это требование эквивалентно требованию закона сохранения энергии, когда количество входящей в устройство энергии равно количеству исходящей энергии, включая потери внутри самого устройства.

Тогда для каждого из портов сумма мощностей отражённых и переданных сигналов должна быть равна единице:

$$\sum_i |S_{i,k}|^2 = \sum_k |S_{i,k}|^2 = 1, \quad (5)$$

или, если записать в терминах, введенных в (4) обозначений, получим:

$$\begin{cases} \beta_1 + \gamma_{31}(1-\alpha) + \gamma_{41}(1-\alpha) = 1, & \beta_1 + \gamma_{13}(1-\alpha) + \gamma_{14}(1-\alpha) = 1, \\ \beta_2 + \gamma_{32}(1-\alpha) + \gamma_{42}(1-\alpha) = 1, & \beta_2 + \gamma_{23}(1-\alpha) + \gamma_{24}(1-\alpha) = 1, \\ \gamma_{13}(1-\alpha) + \gamma_{23}(1-\alpha) + \beta_3 = 1, & \gamma_{31}(1-\alpha) + \gamma_{32}(1-\alpha) + \beta_3 = 1, \\ \gamma_{14}(1-\alpha) + \gamma_{24}(1-\alpha) + \beta_4 = 1, & \gamma_{41}(1-\alpha) + \gamma_{42}(1-\alpha) + \beta_4 = 1. \end{cases} \quad (6)$$

Упростим (6), в предположении, что все отражения β_k от всех портов, и потери в самом устройстве α определены и заданы. Выбор этих параметров в качестве известных обосновывается тем, что они могут быть с легкостью измерены для любого устройства. Неизвестными останутся восемь коэффициентов деления γ_{ik} , связанных между собой восьмью соотношениями:

$$\left\{ \begin{array}{l} \gamma_{31} + \gamma_{41} = \gamma_{13} + \gamma_{14}, \quad \gamma_{31} + \gamma_{41} = \frac{1-\beta_1}{1-\alpha}, \\ \gamma_{32} + \gamma_{42} = \gamma_{23} + \gamma_{24}, \quad \gamma_{32} + \gamma_{42} = \frac{1-\beta_2}{1-\alpha}, \\ \gamma_{13} + \gamma_{23} = \gamma_{31} + \gamma_{32}, \quad \gamma_{13} + \gamma_{23} = \frac{1-\beta_3}{1-\alpha}, \\ \gamma_{14} + \gamma_{24} = \gamma_{41} + \gamma_{42}, \quad \gamma_{14} + \gamma_{24} = \frac{1-\beta_4}{1-\alpha}. \end{array} \right. \text{или} \left\{ \begin{array}{l} \gamma_{13} + \gamma_{14} = \frac{1-\beta_1}{1-\alpha}, \quad \gamma_{31} + \gamma_{41} = \frac{1-\beta_1}{1-\alpha}, \\ \gamma_{23} + \gamma_{24} = \frac{1-\beta_2}{1-\alpha}, \quad \gamma_{32} + \gamma_{42} = \frac{1-\beta_2}{1-\alpha}, \\ \gamma_{31} + \gamma_{32} = \frac{1-\beta_3}{1-\alpha}, \quad \gamma_{13} + \gamma_{23} = \frac{1-\beta_3}{1-\alpha}, \\ \gamma_{41} + \gamma_{42} = \frac{1-\beta_4}{1-\alpha}, \quad \gamma_{14} + \gamma_{24} = \frac{1-\beta_4}{1-\alpha}. \end{array} \right. \quad (7)$$

Внимательный анализ (7) показывает, что для того, чтобы соблюдался закон сохранения энергии, необходимо, чтобы сумма коэффициентов деления мощности, выходящей из данного порта, равнялась сумме коэффициентов деления мощности, входящей в этот порт. Перепишем (7) в матричной форме:

¹ Эрмитово сопряжённая матрица (сопряжённо-транспонированная матрица) — матрица A^* с комплексными элементами, полученная из исходной матрицы A транспонированием и заменой каждого элемента комплексно-сопряжённым ему

$$\begin{pmatrix} 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \times \begin{pmatrix} \gamma_{13} \\ \gamma_{14} \\ \gamma_{23} \\ \gamma_{24} \\ \gamma_{31} \\ \gamma_{32} \\ \gamma_{41} \\ \gamma_{42} \end{pmatrix} = \frac{1}{1-\alpha} \begin{pmatrix} 1-\beta_1 \\ 1-\beta_1 \\ 1-\beta_2 \\ 1-\beta_2 \\ 1-\beta_3 \\ 1-\beta_3 \\ 1-\beta_4 \\ 1-\beta_4 \end{pmatrix}. \quad (8)$$

Можно заметить, что если из первой строчки матрицы вычесть шестую, а из восьмой строчки третью, то получим две линейно связанные строки. Еще две линейно связанные строки получаются если из седьмой строки вычесть четвертую, а из второй вычесть пятую.

$$\begin{pmatrix} 0 & 1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \times \begin{pmatrix} \gamma_{13} \\ \gamma_{14} \\ \gamma_{23} \\ \gamma_{24} \\ \gamma_{31} \\ \gamma_{32} \\ \gamma_{41} \\ \gamma_{42} \end{pmatrix} = \frac{1}{1-\alpha} \begin{pmatrix} \beta_3 - \beta_1 \\ \beta_3 - \beta_1 \\ 1 - \beta_2 \\ 1 - \beta_2 \\ 1 - \beta_3 \\ 1 - \beta_3 \\ \beta_2 - \beta_4 \\ \beta_2 - \beta_4 \end{pmatrix}. \quad (9)$$

Как следствие, матрица 8×8 полученной неоднородной системы линейных уравнений (9) вырождена, её определитель равен нулю, а ранг матрицы равен 6.

Следовательно, и максимальное число линейно независимых уравнений тоже равно шести. Для того чтобы система уравнений (8) имела однозначное решение, необходимо, чтобы две переменные были определены заранее, и чтобы исключить вероятность выбора двух линейно зависимых между собой строк, необходимо определить одну переменную из 1, 3, 6 или 8 уравнений, а вторую переменную из 2, 4, 5 или 7 уравнений, что предоставляет довольно свободный выбор.

Система уравнений совместна тогда и только тогда, когда пара 1 и 8 и пара 2 и 7 совпадают, следовательно:

$$\beta_1 + \beta_2 = \beta_3 + \beta_4, \quad (10)$$

тогда суммарный коэффициент отражения в портах 1 и 2 должен быть равен суммарному коэффициенту отражения в портах 3 и 4.

Частное решение

Пусть параметрами, дополнительно заданными к коэффициентам отражения и коэффициенту затухания, будут отношения распределения мощностей при передаче из первого порта в третий — γ_{31} и из третьего порта в первый — γ_{13} . В этом случае система уравнений (9) сводится до системы линейных уравнений, которая решается аналитически:

$$\begin{aligned}
 \beta_4 &= \beta_1 + \beta_2 - \beta_3 \\
 \gamma_{32} &= \frac{1-\beta_3}{1-\alpha} - \gamma_{31} & \gamma_{23} &= \frac{1-\beta_3}{1-\alpha} - \gamma_{13} \\
 \gamma_{42} &= \frac{\beta_3 - \beta_2}{1-\alpha} + \gamma_{31} & \gamma_{24} &= \frac{\beta_3 - \beta_2}{1-\alpha} + \gamma_{13} \\
 \gamma_{41} &= \frac{1-\beta_1}{1-\alpha} - \gamma_{31} & \gamma_{14} &= \frac{1-\beta_1}{1-\alpha} - \gamma_{13}
 \end{aligned} \tag{11}$$

При полностью заданных параметрах: α — коэффициента затухания внутри разветвителя, коэффициентов отражения на трех любых портах (для (11) это $\beta_1, \beta_2, \beta_3$ — коэффициенты отражения на первом, втором третьем портах), и отношения распределения мощностей при передаче света между портами (для (11) это коэффициент передачи из первого порта в третий — γ_{31} и из третьего порта в первый — γ_{13}).

Фазовые соотношения

Помимо коэффициентов изменения амплитуды, матрица рассеяния (4) X-образного делителя мощности включают в себя фазовые $\varphi_{i,k}$ приращения, которые принимает оптический сигнал при прохождении через устройство. Прошедшая через границу раздела волна, всегда совпадает по фазе с падающей волной и скачок фазы на границе отсутствует. Фазовые соотношения между падающей волной и отраженной волной зависят от показателей преломления сред и углов падения и отражения. В случае с X-образным разветвителем углы падения и отражения весьма близки к нулю и значительно меньше углов Брюстера. То есть параллельные компоненты поля в отраженной и падающей волне имеют одинаковые знаки, что обеспечивает скачок для отраженной волны фазы на π .

Волоконно-оптический X-образный делитель мощности — это устройство, состоящее из двух близко расположенных оптических волноводов, световые волны которых взаимодействуют через их эванесцентные поля (evanescent field). Когда свет вводится в один из волноводов, часть энергии передаётся во второй волновод благодаря перекрёстной связи мод. Этот процесс описывается с помощью теории связанных мод. Когда два волновода располагаются близко, их амплитуды влияют друг на друга. Согласно теории связанных мод, взаимодействие световых волн в двух близко расположенных волноводах приводит к периодической перекачке энергии между волноводами с периодом, определяемым коэффициентом связи мод. В результате такой интерференции фаза перекрёстно переданного сигнала на выходных портах X-образного делителя мощности смещена на $\pi/2$ относительно друг друга [10].

Пусть прохождение излучения через устройство получает фазовую задержку φ , одинаковую как для прямого, так и для обратного распространения волны, тогда фазовые соотношения в матрице рассеяния могут быть записаны так:

$$\begin{pmatrix}
 -\sqrt{\beta_1} e^{j\varphi} & 0 & \sqrt{\gamma_{13}(1-\alpha)} e^{j\varphi} & j\sqrt{(1-\beta_1-\gamma_{13}(1-\alpha))} e^{j\varphi} \\
 0 & -\sqrt{\beta_2} e^{j\varphi} & j\sqrt{(1-\beta_3-\gamma_{13}(1-\alpha))} e^{j\varphi} & \sqrt{(\beta_3-\beta_2+\gamma_{13}(1-\alpha))} e^{j\varphi} \\
 \sqrt{\gamma_{31}(1-\alpha)} e^{j\varphi} & j\sqrt{(1-\beta_3-\gamma_{31}(1-\alpha))} e^{j\varphi} & -\sqrt{\beta_3} e^{j\varphi} & 0 \\
 j\sqrt{(1-\beta_1-\gamma_{31}(1-\alpha))} e^{j\varphi} & \sqrt{(\beta_3-\beta_2+\gamma_{31}(1-\alpha))} e^{j\varphi} & 0 & -\sqrt{\beta_1+\beta_2-\beta_3} e^{j\varphi}
 \end{pmatrix} \tag{12}$$

Итоговая матрица (12) рассеяния двунаправленного X-образного делителя мощности отвечает и требованиям унитарности матрицы и фазовым соотношениям.

Заключение

Предложенная аналитическая модель S-матрицы для двунаправленного X-образного делителя мощности демонстрирует эффективность использования матричных методов для описания распределения оптической энергии в сложных волноводных структурах. Применение теории связанных мод и учет эванесцентных полей позволяют не только правильно предсказать фазовые соотношения между различными портами, но и обеспечить соблюдение принципа сохранения энергии через унитарность матрицы. Полученные результаты являются ценным инструментом при разработке и оптимизации оптических разделителей в волоконной оптике, а также открывают возможности для дальнейших исследований в области интегральной фотоники.

Список литературы

1. Mackay T.G. The Transfer-Matrix Method in Electromagnetics and Optics / T.G. Mackay, A. Lakhtakia // 1st ed. 2020. Cham: Springer International Publishing, 2020. 126 p. DOI:10.2200/S00993ED1V01Y202002EMA001
2. Аглиуллин Т.А. Сравнительный анализ методов моделирования спектра волоконных брэгговских решеток / Т.А. Аглиуллин et al. // Электроника, фотоника и киберфизические системы. - 2023. - Vol. 3, № 1. - P. 13–28.
3. Tan Li. An iterative transfer matrix inverse scattering technique for the synthesis of co-directional optical couplers and filters / Li Tan, C. Laliew, A. Gopinath // IEEE Journal Quantum Electron. - 2002. - Vol. 38, № 4. - P. 375–379.
4. Haus H.A. Coupled-mode theory / H.A. Haus, W. Huang // Proc. IEEE. - 1991. - Vol. 79, № 10. - P. 1505–1518.
5. Durr F. Analytical design of X-couplers / F. Durr, H. Renner // Journal of Lightwave Technology. - 2005. - Vol. 23, № 2. - P. 876–885.
6. Mohammed M. Finite element modeling of coupling characteristics of directional coupler for multiplexer and de-multiplexer application / M. Mohammed // Journal of Physics: Conference Series. - 2021. - Vol. 2130, № 1. - P. 012035.
7. Farjady F. Matrix coupled mode theory model of strongly coupled multiwaveguide optical nonlinear directional couplers / F. Farjady, M.G.F. Wilson, P.M. Radmore // Optical and Quantum Electronics. - 2001. - Vol. 33, № 2. - P. 173–188.
8. Liu X. Minimal optical decomposition of ray transfer matrices / X. Liu, K.-H. Brenner // Applied Optics. - 2008. - Vol. 47, № 22. - P. E88.
9. Newton R.G. Scattering Theory of Waves and Particles. / R.G. Newton // 2nd ed. Berlin, Heidelberg: Springer Berlin / Heidelberg, 1982. - 1 p.
10. Афанасьев В.М. Формирование излучения с перестраиваемым асимметричным трехчастотным спектром для радиофотонного векторного анализатора цепей / В.М. Афанасьев et al. // Оптический журнал. - 2021. - Vol. 88, № 5. - P. 3–14.

SCATTERING MATRIX OF THE BIDIRECTIONAL X-COUPLER

A.Zh. Sakhabutdinov, V.I. Anfinogentov, B.I. Valeev

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

Annotation. An analytical model for describing the operation of a fiber-optic X-shaped power divider implemented as a four-port device is presented. The main attention is paid to the construction of a scattering matrix (S-matrix) reflecting the distribution of the optical signal between the input and output ports, taking into account phase shifts, reflection coefficients and losses inside the device. The unitarity conditions of the matrix derived from the law of conservation of energy are considered, which allows us to establish the relationship between the power division coefficients at different ports. The proposed model can serve as a basis for optimizing the characteristics of optical dividers in integrated optical circuits.

Key words: X-coupler, scattering matrix, quadrupole, fiber optics, evanescent field, coupled mode theory, unitarity, phase shift, energy conservation law.

Статья представлена в редакцию 15 декабря 2024г.

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

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. Прецизионная передача спектра сигнала необходима для построения мобильных цифровых сетей 4G (десятки Гбит/с), состоящих из множества базовых радиостанций и удаленных радиоузлов, что актуализирует задачу мониторинга спектральных характеристик широкополосных амплитудных модуляторов Маха – Цендера (ШАММЦ) и фотодетекторов (ШФД), на базе которых строятся транспортные волоконно-оптические домены, соединяющие указанные станции и узлы. В транспортных доменах мобильных систем 5G требуемый битрейт для соединения будет еще больше (сотни Гбит/с). Кроме того, в мобильных системах 5G и выше также для построения транспортных доменов и межузловых соединений применяются аналоговые каналы «радио-по-волокну», содержащие ШАММЦ и ШФД, чтобы сохранить их требуемый битрейт или пропускную способность. Эта технология относится к радиофотонным. Дополнительно можно говорить о широком применении ШАММЦ и ШФД в системах радиофотонной сенсорики. 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 рассматриваются вопросы построения симметричного двухполосного многочастотного зондирующего излучения с подавленной несущей и равными амплитудами компонент, составляющего основу ШПДЧ, и оцениваются его функциональные и системные характеристики, необходимые для достижения цели работы.

Ключевые слова: мобильная связь, транспортные домены, широкополосный амплитудный модулятор Маха – Цендера, широкополосный фотодетектор, радиофотонный анализатор спектральных характеристик, минимизация структуры, импортозамещающая элементная база, радиофотоника, широкополосный пакет дискретных частот, сверхузкополосный пакет дискретных частот.

Введение

Широкополосные амплитудные модуляторы Маха-Цендера (ШАММЦ) и фотодетекторы (ШФД) являются важными элементами оптических передатчиков и приемников в системах оптоволоконной и радиофотонной связи [1].

Контроль частотных характеристик ШФД и ШАММЦ с высоким разрешением и высокой точностью очень важен для оценки не только характеристик самих устройств, но и характеристик указанных систем в целом [2]. Известны многочисленные методы контроля частотных характеристик ШФД и ШАММЦ с использованием зондирующих излучений, сформированных полностью оптическими или электрооптическими методами [3].

Полностью оптические методы позволяют проводить измерения спектральных характеристик ШФД и ШАММЦ на основе гетеродинных и шумовых зондирующих излучений. Однако гетеродинные оптические методы биений требуют контроля самого зондирующего излучения по дрейфу длины волны и флуктуациям мощности с чрезвычайно высокой точностью [4]. Метод оптических биений с шумовым сигналом характеризуется низким отношением сигнал/шум и недостаточным разрешением по частоте [5].

Напротив, электрооптические методы эффективно используют модуляционные подходы для улучшения разрешения по частоте. При этом широко используемый метод электрооптической качающейся частоты [6] сам нуждается в проведении периодической калибровки, чтобы исключить влияние нелинейностей формирующего модулятора.

Метод качающейся частоты получил широкое распространение благодаря простоте системы и удобству работы. Однако диапазон частот измерения методом качающейся частоты ограничен частотным диапазоном микроволнового источника, а результат измерения, как уже говорилось, содержит в себе отклик частотной характеристики модулятора.

Метод многочастотного анализа [7], метод двухтональной модуляции интенсивности [8] и метод модуляции с подавлением несущей [9] удваивают частотный диапазон измерений, уменьшая при этом влияние АЧХ формирующих генераторов и модуляторов на результаты измерений. Как недостаток последнего метода в работе [10] приводится аргумент об ограниченности метода по диапазону измерения, хотя это утверждение условно и зависит от решаемых на практике задач, или необходимости использования двух лазеров, биения между которыми всегда представляют проблему.

Основываясь на данном аргументе в работах [11-13], предлагается заменить первый каскад калиброванного модулятора на специальный лазер.

В статье [11] сообщено о методе амплитудной модуляции, использующем лазер с прямой амплитудной модуляцией на фиксированной частоте в качестве источника света. Для работы используется оптический перестраиваемый фильтр, выделяющий одну боковую полосу 1-го порядка модулированного источника света и создающий двухчастотное зондирующее излучение, состоящее из несущей и другой боковой полосы 1-го порядка. Модулятор, следующий за фильтром и настроенный на «нулевую» рабочую точку, используется для формирования двух пар боковых полос 1-го порядка, генерируемых в диапазоне измерений, которые смешиваются друг с другом (псевдо-самогетеродинирование) и генерируют различные частотные компоненты в электрической области ФД. Частотная характеристика ШФД может быть получена непосредственно из отношения мощностей конкретных частотных составляющих.

Таким образом, прямой метод модуляции лазера для генерации двухчастотного излучения позволяет избежать проблемы нестабильности частотного интервала, вызванной работой двух лазеров при разных внешних возмущениях, но достаточно сложен в стабильности реализации [3].

Недавно был представлен метод низкоскоростной фотонной выборки для измерения АЧХ в сверхшироком диапазоне частот на основе лазерного диода с синхронизацией мод, который также свободен от влияния неравномерности частотных характеристик других элементов в установке [12]. Тем не менее, основная трудность этого метода заключается в том, что невозможно получить сверхточное измерение в любой частотной точке, поскольку разрешение по частоте ограничено десятками МГц частоты повторения лазера.

В статье [3] также отмечается, что электрооптический метод модуляции с подавлением несущей требует активного управления смещением двух модуляторов интенсивности [13]. Для измерения без калибровки и дрейфа смещения была предложена гетеродинная схема со сдвигом частоты на акустооптическом модуляторе для измерения АЧХ ШФД [14].

Таким образом, применение специальных лазерных источников и методов устранения дрейфа и смещения рабочей точки не дают возможности решения задачи построения АЧХ ШФД по упрощенной схеме: одночастотный лазер, модулятор и фотодетектор.

Поэтому нами были изучены различные аспекты формирования симметричного двухполосного многочастотного зондирующего излучения (ДМЗИ) с числом компонент более двух, с подавленной несущей и равными амплитудами для создания РФАСХ ШФД и ШАММЦ с минимизированной структурой на одном модуляторе, позволяющей одновременно реализовать сканирование в полосе, меньшей полосы пропускания АЧХ, более чем в два раза. Предложено использовать следующие технологии:

- формирование ДМЗИ в одном калиброванном однопортовом ШАММЦ за счет получения первой и высших гармоник сканирующей частоты с равными амплитудами боковых частот, разнесенных на опорную частоту и ее гармоники, соответствующие гармоникам сканирующей частоты;
- формирование ДМЗИ в одном калиброванном двухпортовом ШАММЦ за счет умножения сканирующей частоты и получения гармоник, равных по амплитуде и сплиттированных на опорную частоту и ее гармоники, соответствующие гармоникам сканирующей частоты.

В работе предлагается использовать РФАСХ ШФД и ШАММЦ на основе схемы «один лазер-один модулятор-один фотодетектор», тонкий выбор параметров модуляции в котором для ШАММЦ калиброванного (для получения АЧХ ШФД) или тестируемого (для получения его же АЧХ с калиброванным ШФД) позволяет выполнить на его базе формирователь ДМЗИ с подавленной несущей по указанным технологиям из одного комплексного последовательного (полученного с модулирующего и сканирующего генераторов последовательно) или комплексного параллельного (полученного с одного двухчастотного сканирующего генератора) радиосигналов. При этом сканирующий генератор является кратно узким по полосе, чем полная полоса пропускания АЧХ ШФД и ШАММЦ, при этом кратность зависит от числа сформированных гармоник ДМЗИ.

ДМЗИ является симметричным типом широкополосных пакетов дискретных частот (ШПДЧ), которые часто в научной литературе называются гребенками, свойства которых широко известны. Термин ШПДЧ применен нами по аналогии с сверх узкополосным пакетом дискретных частот (СПДЧ), теория которого разработана на кафедре радиофотоники и микроволновых технологий КНИТУ-КАИ им. А.Н. Туполева. Рассматриваемые нами опорные частоты выбираются в соответствии с теорией СПДЧ [15-17]. СПДЧ, содержащий две и более частотные компоненты с фиксированными разностными частотами, максимальная из которых подобрана таким образом, что при прохождении такого излучения через исследуемое устройство, 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.

Таким образом, целью данной работы является исследование принципов построения и анализа РФАСХ ШФД и ШАММЦ со структурой, минимизированной до одного лазера, модулятора и фотодетектора, использующей комплексный управляющий радиосигнал как для формирования ДМЗИ, так и сканирования полной полосы пропускания ШФД и ШАММЦ генератором, кратно узким по полосе, при этом кратность зависит от числа сформированных гармоник ДМЗИ, реализованной на импортозамещающей элементной базе и позволяющей решить задачи совершенствования их метрологических характеристик, на основе комбинированного применения теории ШПДЧ и СПДЧ.

Работа состоит из четырех частей.

В первой части (настоящая работа) представлены математические модели для формирования ДМЗИ (ШПДЧ) в одном калиброванном однопортовом или двухпортовом

ШАММЦ как основы для построения РФАСХ, использующего генератор сканирующего радиосигнала кратно узкого по полосе, чем полная полоса пропускания АЧХ ШФД и ШАММЦ, при этом кратность зависит от числа сформированных гармоник ДМЗИ.

Во второй части описаны принципы построения, структурные схемы, результаты экспериментальных исследований и вопросы обеспечения точности и стабильности измерений РФАСХ ШФД в варианте формирования ДМЗИ в одном калиброванном однопортовом ШАММЦ, эквивалентном двухпортовому, с использованием особенностей функций Бесселя, определяющих его модуляционные характеристики, а также применением радиофотонного интеррогатора с исключением из схемы ЭВА, как дорогостоящего оборудования.

В третьей и четвертых частях описаны принципы построения, структурные схемы, результаты экспериментальных исследований и вопросы обеспечения точности и стабильности измерений РФАСХ соответственно ШФД и ШАММЦ в варианте формирования ДМЗИ в одном тестируемом однопортовом ШАММЦ, эквивалентном двухпортовому, с использованием особенностей функций Бесселя, определяющих его модуляционные характеристики и возможность реализации умножения частот, а также формирования узкополосного выхода РФАСХ ШАММЦ с помощью двухкомпонентного СПДЧ, сформированного вокруг полученных гармоник, за счет применения двухтонального радиосигнала.

В каждой части работы представлена импортозамещающая элементная база для реализации разработанных РФАСХ.

1. Формирование симметричного ДМЗИ в однопортовом ШАММЦ

В данном разделе предлагается использовать недостатки модуляционного процесса, происходящего в однопортовом ШАММЦ при его работе в «нулевой» точке МПТВ с подавлением несущей и применять для анализа АЧХ ШФД все доступные по амплитуде (10% от первой) частотные гармоники промодулированной несущей.

Как показано на рис. 1, отклик ШФД может быть измерен с помощью оптического ДМЗИ.

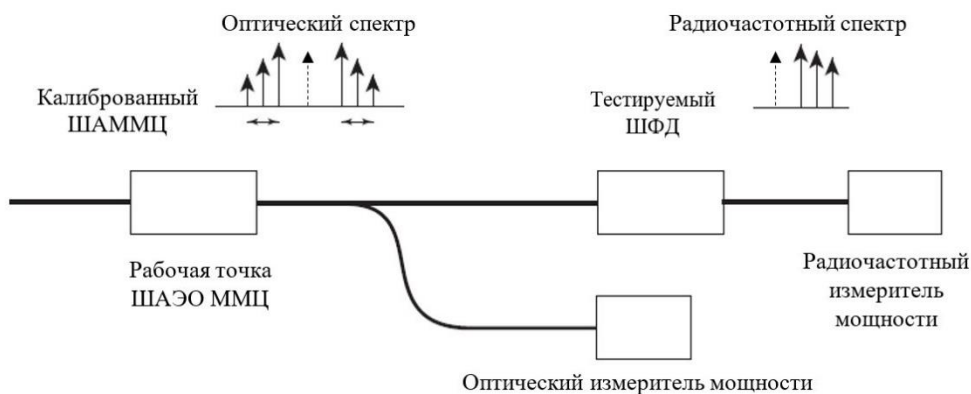


Рис.1. Измерение АЧХ ШФД со сканированием ДМЗИ [18, 11], сформированного в однопортовом ШАММЦ

На рис. 1 пунктиром отмечена несущая в оптическом спектре, амплитуда которой зависит от выбора рабочей точки ШАММЦ, и постоянная составляющая радиочастотного спектра, амплитуда которой зависит от комплекса биений между компонентами оптического спектра.

Оптическая мощность составляющих ДМЗИ на выходе ШАММЦ зависит от эффективности модуляции, другими словами, от его частотной характеристики и, как уже говорилось, от выбора рабочей точки.

Для пояснения принципа работы уточним, что на модулятор подается радиочастотное колебание, сформированное генератором опорной частоты f_b , подключенным на вход амплитудной модуляции генератора сканирующей частоты f_s . ШАММЦ может работать в точке квадратуры (QB), минимальной точке пропускания МПТВ и рабочей точке максимального пропускания (МАТВ) и соответственно формировать разновидности ДМЗИ.

Этим достигается формирование ДМЗИ в группах на n -х гармониках частоты сканирования nf_s , которые содержат в себе боковые полосы АМ-радиосигнала, разнесенные на частоту $2nf_b$, равной n -й гармонике удвоенной опорной частоты.

Гармоники n -го порядка опорной частоты радиочастотного сигнала содержат информацию о частотных характеристиках и нелинейностях источника радиочастот, ШАММЦ и ШФД. Частотная характеристика только ШФД получается путем вычитания известных частотных характеристик и нелинейностей источника радиочастот и ШАММЦ. Для этого при калибровке вводится метод измерения мощности всех гармоник выходного сигнала ШАММЦ для измерения АЧХ источников радиочастотных сигналов и самого модулятора. Самое главное, что при использовании предлагаемого метода диапазон измерения АЧХ ШФД увеличивается в $2n$ раз относительно частотной характеристики источника генераторов и модулятора.

Данные проведенного анализа по гармоникам сведены в табл. 1.

Таблица 1. Аналитические выражения для описания гармонического состава ШАММЦ

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

Примечание: РТ – рабочая точка; QB $\pm$ – работа в точке квадратуры на положительном и отрицательном склонах модуляционной характеристики.

Из табл. 1 видно, что модуляционная характеристика в случае анализатора, скрещенного с поляризатором несущей, имеет вид

$$E_{\text{вых}}/E_0 = \sin(\Gamma/2). \quad (1)$$

В случае совпадающих осей анализатора и поляризатора

$$E_{\text{вых}}/E_0 = \cos(\Gamma/2). \quad (2)$$

При работе в МІТВ модуляционной характеристики (1) спектр излучения на выходе ШАММЦ содержит n трехчастотных групп в двух полосах. Амплитуда составляющих в этих группах может быть вычислена по известным табличным или графическим (рис. 2) данным для функций Бесселя первого рода n -х порядков.

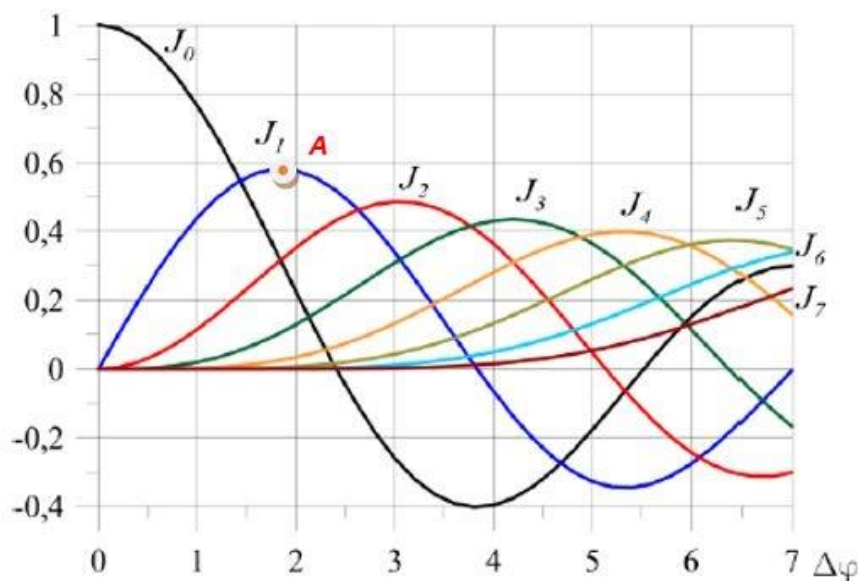


Рис. 2. Значения функции Бесселя 1-го рода 1-7-го порядков

На рис. 2 значения функции Бесселя представлены в зависимости от параметра ее фазы $\Delta\varphi$, которая в табл. 1 обозначена как z и определяется отношением амплитуды несущей к полуволновому напряжению ШАММЦ, приведенному к π , т.е. коэффициентом модуляции оптического излучения несущей (m). Амплитуда составляющих на опорной частоте определяется через амплитуду несущей, отнесенной к коэффициенту АМ.

На самом деле, нелинейные эффекты в тестируемом ШФД также могут приводить к генерации гармоник и вносить вклад в измеряемые гармоники n -го порядка. Однако мощность гармоник, генерируемых ШФД, намного ниже, чем сформированных радиочастотным сигналом и гармоник n -го порядка, генерируемых ШАММЦ [13]. Следовательно, нелинейным эффектом ШФД в нашем методе можно пренебречь.

Для примера выберем случай работы в МІТВ, поскольку наличие несущей, даже подавленной, в любом случае приводит к погрешности измерений.

Непрерывное лазерное излучение с амплитудой E_C и несущей частотой f_C поступает на АММЦ формирования ДМЗИ с подавленной несущей. Для подавления несущей АММЦ работает в МІТВ модуляционной характеристики, которая определяется подачей соответствующего напряжения на вход постоянного смещения АММЦ с контроллера рабочей точки. Зондирующий радиочастотный сигнал, подаваемый на радиочастотный вход АММЦ, представляет собой АМ-колебание на составляющих $f_S \pm f_B$ и f_S , где f_B – частота генератора опорного высокочастотного колебания, выход которого подключен ко входу амплитудной модуляции генератора сканирующего сверхвысокочастотного колебания с частотой f_S . Выбор f_B осуществляется из основ теории СПДЧ так, чтобы значения АЧХ даже при самой высокой применяемой n -й гармоники на частотах $\pm n f_B$ были одинаковы.

Относительный частотный отклик тестируемого ШФД может быть вычислен по отношению каждой n -й гармоники на частотах $\pm n f_B$ к значению отклика на максимальной частоте сканирования $f_S = 5$ ГГц, назовем ее также реперной f_R и классически используемой практически во всех работах по анализу АЧХ ШФД. При этом при $n=3$ или $n=5$ может быть исследована АЧХ ШФД с полосой пропускания 30 или 50 ГГц соответственно.

Частотный отклик ШФД $\Re(f_s)$ может быть получен в ходе каждого периода сканирования при использовании $m = 1,84$ (точка А, см. рис. 2).

АЧХ тестируемого ШФД может быть получена с помощью предложенного метода, заключающегося в формировании ДМЗИ с подавленной несущей, разовом сканировании f_s в диапазоне от 0 до $f_s=f_R$ и регистрации информационных сигналов на частотах биений ее компонент $2f_B$, $6f_B$ и $10f_B$ на выходе фотодетектора с самокалибровкой по реперной частоте f_R .

Недостаток метода заключается в том, что реально регистрируемыми с достаточным отношением сигнал/шум являются только 1-я и 3-я гармоники. Их амплитуды, нормированные к единице (рис. 2), составляют 0,6 и 0,1 при размахе модулирующего напряжения по модуляционной характеристике, равном полуволновому. Пятую и высшие гармоники в силу малости амплитуд можно не учитывать.

Поэтому необходим другой метод формирования ДМЗИ с большим числом гармоник, удовлетворяющим условию регистрируемости при заданном отношении сигнал/шум.

2. Формирование симметричного ДМЗИ в двухпортовом ШАММЦ

Вариант перехода к одномодуляторной схеме может быть осуществлен через использование двухпортового (ДПММЦ) модулятора, универсального ШАММЦ, объединяющего в своей структуре два однопортовых модулятора ОПММЦ. Структурная схема ДПММЦ показана на рис. 3.

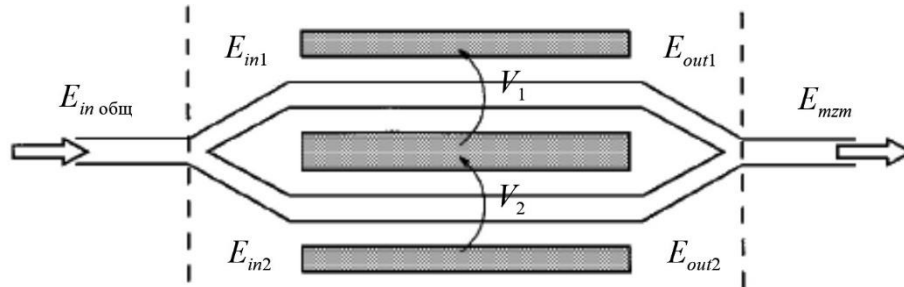


Рис. 3. Структурная схема двухпортового ДПММЦ [15]

Электрические напряжения V_1 и V_2 , приложенные к обоим электродам ДПММЦ (рис. 3), 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 ϕ_{m1} и ϕ_{m2} :

$$V_1(t) \sim V_{B1} + V_m \sin(2\pi f_m t + \phi_{m1}); \quad (3)$$

$$V_2(t) \sim V_{B2} + V_m \sin(2\pi f_m t + \phi_{m2}). \quad (4)$$

Важно отметить, что согласно формулам (3)-(4) и рис. 3 стандартный ОПММЦ является частным случаем модулятора ДПММЦ, где $\phi_{m1} = \phi_{m2} \pm \pi$.

Рассмотрим принцип работы ДПММЦ [1, 6, 9,14,20] и его схему включения для регистрации выходного излучения на калиброванном ШФД (рис. 4).

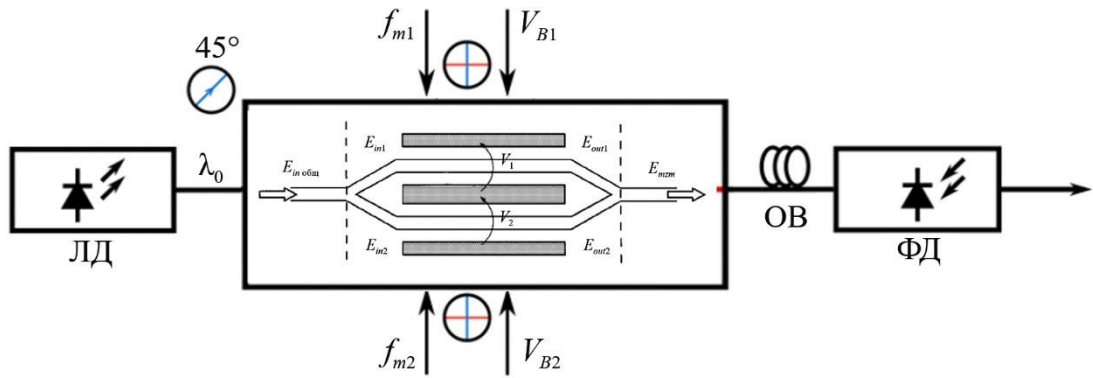


Рис. 4. Схема исследования процесса формирования ДМЗИ в ДПММЦ

Напряженность поля сигнала на его выходе описывается следующим выражением [14, 20, 21]:

$$E_{out}(t) = 0,5E_{in} \left[\exp(j\Delta\varphi_1(t)) + \exp(j\Delta\varphi_2(t)) \right] \cdot \exp(j2\pi f_c t), \quad (5)$$

где $\Delta\varphi_1(t)$ и $\Delta\varphi_2(t)$ – 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):

$$\Delta\varphi_i(t) = \frac{\pi}{V_\pi} (V_i(t) + V_{Bi}), \quad i = 1, 2. \quad (6)$$

Передающая функция ДПММЦ имеет вид:

$$\begin{aligned} \Psi(V_1(t), V_2(t)) &= \frac{E_{out}(t)}{E_{in}(t)} = \frac{1}{2} \left(\exp\left(\frac{j\pi V_1(t)}{V_\pi}\right) + \exp\left(\frac{j\pi V_2(t)}{V_\pi}\right) \right) = \\ &= \cos\left(\frac{\pi}{2V_\pi} (V_1(t) - V_2(t))\right) \cdot \exp\left(j\frac{\pi}{2V_\pi} (V_1(t) + V_2(t))\right). \end{aligned} \quad (7)$$

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

$$\begin{aligned} \Psi &= \cos\left(\frac{\pi}{2V_\pi} (V_1(t) - V_2(t))\right) = \\ &= \cos\left(\frac{\pi \cdot V_m}{V_\pi} \sin\left(\frac{\Delta\varphi}{2}\right) \cos\left(2\pi f_m t + \frac{\Delta\varphi}{2}\right) - \frac{\pi \cdot \Delta V_B}{2V_\pi}\right), \end{aligned} \quad (8)$$

где V – амплитуда модулирующего сигнала; f_m – частота модулирующего сигнала.

Учитывая (6), получим:

$$\begin{aligned}\Psi = & \cos\left(X \cos\left(2\pi f_m t + \Delta\varphi/2\right)\right) \cos(Y) + \\ & + \sin\left(X \cos\left(2\pi f_m t + \Delta\varphi/2\right)\right) \sin Y,\end{aligned}\quad (9)$$

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

Приняв в выражении (9) $\sin Y = 1$, получим $\pi \cdot \Delta V_{bias} / 2V_\pi = \pi/2$, или $\Delta V_B = V_\pi$, т.е. луволновое напряжение.

Тогда

$$\Psi = \sin\left(X \cos\left(2\pi f_m t + \Delta\varphi/2\right)\right) = -2 \sum_{k=0}^{\infty} \mathbf{J}_{2k+1}(X) \sin((2k+1)2\pi f_m t). \quad (10)$$

Приняв $\Delta\varphi = \pi$, получим условие равенства ДПММЦ и ОПММЦ: $X = (\pi V)/V_\pi$.

Тогда, используя функции Бесселя 1-го рода $(2k+1)$ -порядка, имеем:

$$\begin{aligned}E_{out}(t) = & -2E_{in} \sin(2\pi f_c t) \sum_{k=0}^{\infty} \mathbf{J}_{2k+1}(X) \sin((2k+1)2\pi f_m t) = \\ = & E_0 \mathbf{J}_1(X) [\cos(2\pi f_c + 2\pi f_m)t - \cos(2\pi f_c - 2\pi f_m)t] + \\ & + E_0 \mathbf{J}_3(X) [\cos(2\pi f_c + 6\pi f_m)t - \cos(2\pi f_c - 6\pi f_m)t] + \\ & + E_0 \mathbf{J}_5(X) [\cos(2\pi f_c + 10\pi f_m)t - \cos(2\pi f_c - 10\pi f_m)t] + \dots\end{aligned}\quad (11)$$

Из (10) видно, что несущая частота f_c подавлена, а излучение состоит из двух симметричных полос с нечетными гармоническими составляющими радиочастоты — $(f_c + (2k+1)f_m)$ и $(f_c - (2k+1)f_m)$.

Видно также, что (11) совпадает с формулой, приведенной в табл. 1, для случая работы ОПММЦ в МТВ.

Напомним, что в случае выбора РТ А наблюдается падение мощности 3-й и 5-й гармоник, что ограничивает диапазон измерения АЧХ ШФД.

Посмотрим, что можно получить для этих гармоник при разных коэффициентах модуляции или параметрах функции Бесселя.

Рабочая точка А (рис. 5) соответствует $X = 1,84$ и определяет максимальную амплитуду 1-й гармоники, имеющую нормированное значение 0,56.

Рабочая точка В (рис. 5) соответствует $X = 4,20$ и определяет максимальную амплитуду 3-й гармоники, имеющую нормированное значение 0,87, что показано на рис. 6.

Рабочая точка С (рис. 5) соответствует $X = 6,42$ и определяет максимальную амплитуду 5-й гармоники, имеющую нормированное значение 0,75, что показано на рис. 7.

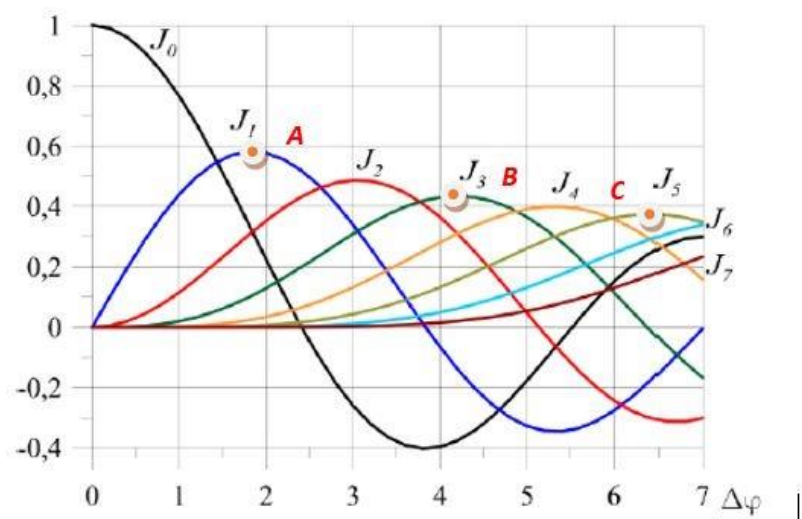


Рис. 5. Значения функции Бесселя 1-го рода 1-7 порядков с указанием точек максимальных амплитуд 1-, 3- и 5-й гармоник

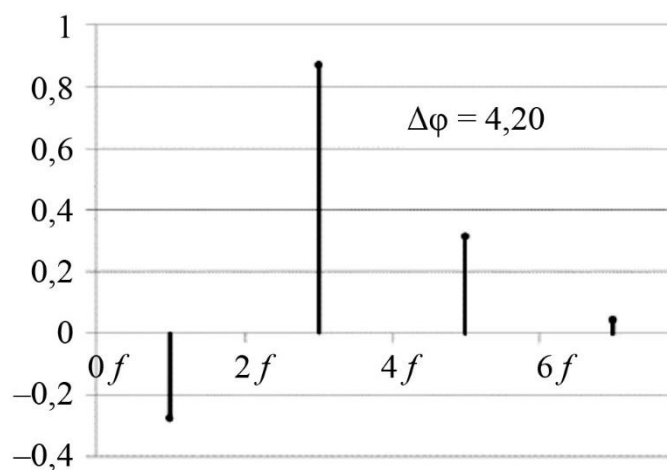


Рис. 6. Значения функции Бесселя 1-го рода 1-, 3- и 5-го порядков с указанием максимальной амплитуды 3-й гармоники [21]

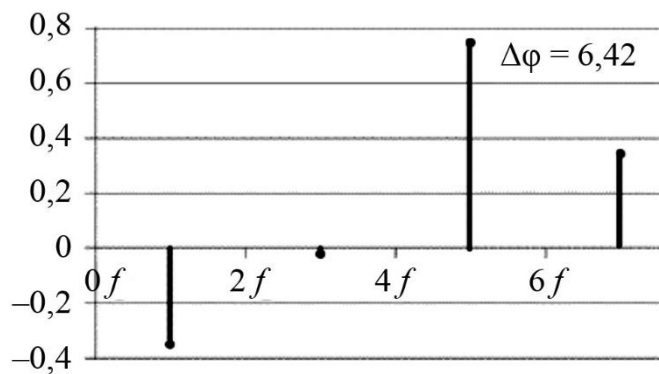


Рис. 7. Значения функции Бесселя 1-го рода 1-, 3- и 5-го порядков с указанием максимальной амплитуды 5-й гармоники [21]

Покажем, что, управляя параметрами модуляции, можно получить многочастотный сигнал с одинаковыми по амплитуде нечетными гармониками и различным спектральным составом [21]. Результаты численного моделирования сведены в табл. 2.

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

Функции	Режим			
	2-частотный	4-частотный	6-частотный	8-частотный
$(V/V_\pi)\pi$	1,84	3,054	5,31	7,9
$J_1[(V/V_\pi)\pi]$	0,582	0,319	-0,346	0,22
$J_3[(V/V_\pi)\pi]$	0,105	0,319	0,302	-0,289
$J_5[(V/V_\pi)\pi]$	$4,76 \times 10^{-3}$	0,046	0,3	0,21
$J_7[(V/V_\pi)\pi]$	$9,95 \times 10^{-5}$	$2,86 \times 10^{-3}$	0,073	0,314

Результаты моделирования в пакете Optisystem 20.0 (демоверсия) адаптированно представлены на рис. 8.

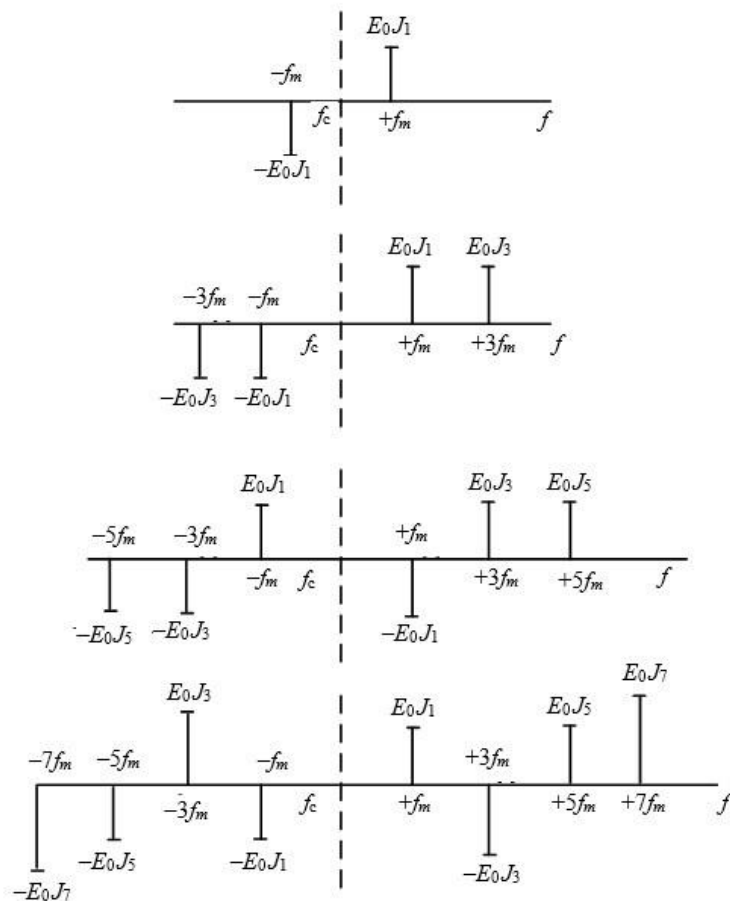


Рис. 8. Значения функции Бесселя 1-го рода 1-, 3-, 5- и 7-го порядков с указанием возможности формирования ДМЗИ с практически равными амплитудами

Анализируя рис. 8, можно говорить о возможности формирования ДМЗИ, как максимум двухполосное трехчастотное, которое может быть использовано для увеличения диапазона измерения при фиксированной частоте сканирования. Может быть создано и двухполосное четырехчастотное ДМЗИ с учетом неравенства амплитуды одной гармоники трем

другим. Данные результаты получены для ДПММЦ, работающим в режиме ОПММЦ. Приведем структурную схему однопортового ММЦ (рис. 9).

Как видно, отличие от рис. 1 заключается в том, какое модулирующее воздействие подается параллельно на оба электрода.

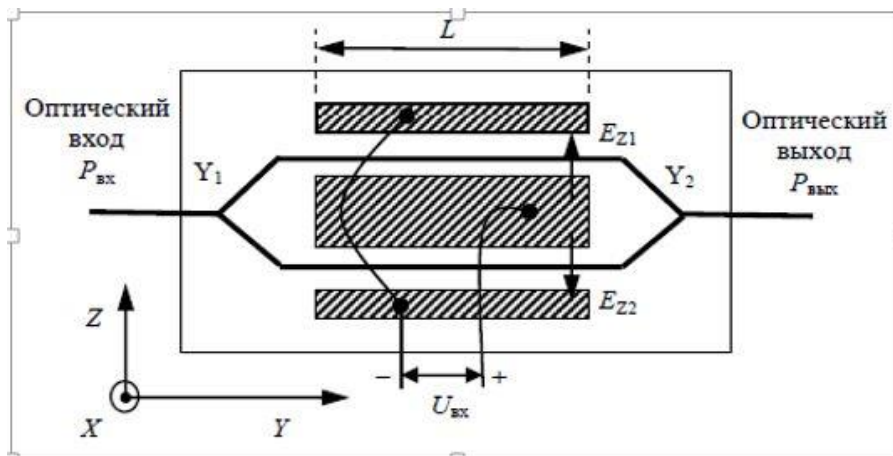


Рис. 9. Структурная схема однопортового ОПММЦ [23]

Его и будем использовать для разработки радиофотонного анализатора спектральных характеристик ШФД с формирователем многочастотного зондирующего излучения на основе умножения сканирующей частоты.

Отличие заключается в том, что достижимое подавление несущей частоты в ДПММЦ может достигать 70 дБ в силу подачи на его электроды альтернативных по фазе напряжений модуляции, а в ОПММЦ – 45-50 дБ для модуляторов с повышенной экстинкцией [24-26].

Кроме того, если в России освоен выпуск ОПММЦ в том числе с повышенной экстинкцией, то выпуск ДПММЦ находится в стадии освоения. Существуют некоторые отдельные модели собственного производства, исключая сборочное производство на китайских комплектующих.

3. Формирование симметричного двухполосного четырехчастотного зондирующего излучения в однопортовом ШАММЦ

На рис. 10 представлены значения функции Бесселя 1-го рода 1-7 порядков с указанием точек равных амплитуд 1- и 3-й (D) и 1-, 3- и 5-й гармоник (E) в соответствии с табл. 2, третий и четвертый столбец.

Непрерывное лазерное излучение амплитудой E_c и несущей частотой f_c поступает на модулятор однопортовый ШАММЦ для формирования симметричного ДМЗИ с подавленной несущей и равными амплитудами, работающий в МПТВ и управляемый радиочастотным сигналом на частоте f_s .

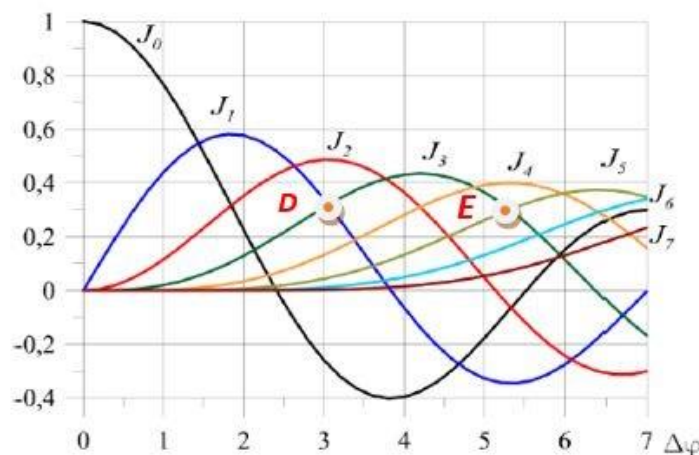


Рис. 10. Значения функции Бесселя 1-го рода 1-7 порядков с указанием точек равных амплитуд 1- и 3-й и 1-, 3- и 5-й гармоник

Непрерывное лазерное излучение амплитудой E_C и несущей частотой f_C поступает на модулятор однопортовый ШАММЦ для формирования симметричного ДМЗИ с подавленной несущей и равными амплитудами, работающий в МПТВ и управляемый радиочастотным сигналом на частоте f_S .

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. 10) при аргументе X , равном 3,102. На выходе АММЦ формируется двухчастотное (рис. 11,а) или трехчастотное (рис. 11,б) в полосе ДМЗИ, состоящее из нижней и верхней боковых полос на частотах $f_C \pm n f_S$. Несущая частота f_C подавлена до уровня 30-50 дБ в силу конструктивных особенностей модулятора. Полученное ДМЗИ поступает далее на ШФД.

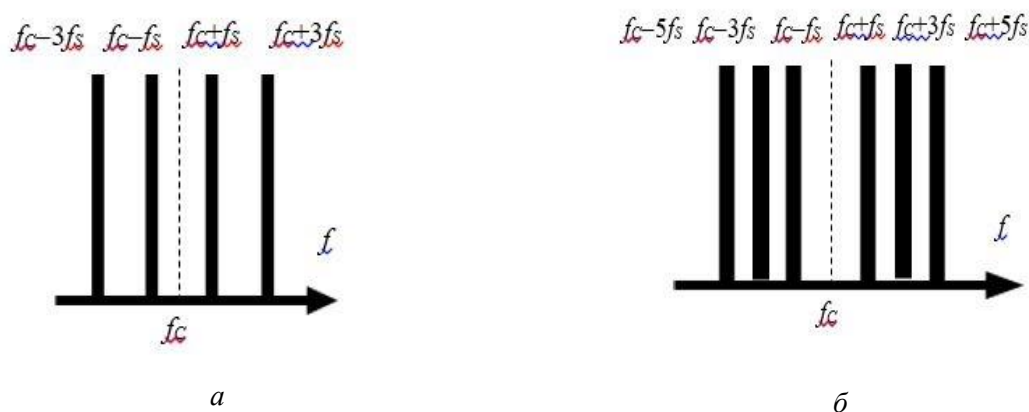


Рис. 11. Спектрограммы симметричного ДМЗИ: двухчастотного (а) и трехчастотного (б)

Анализ АЧХ тестируемых ШФД и ШАОММЦ будет обсуждаться во второй и третьей частях настоящей работы. В этой же работе мы остановимся, определив параметры ШПДЧ, которые представляют собой основу для создания симметричного ДМЗИ, применение которого позволит достичь цель работы.

Заключение

В данной (первой) части решена задача разработки математических модели для формирования ДМЗИ (ШПДЧ) в одном калиброванном однопортовом или двухпортовом ШАММЦ как основы для построения РФАСХ, использующего генератор сканирующего радиосигнала кратно узкого по полосе, чем полная полоса пропускания АЧХ ШФД и ШАММЦ, при этом кратность зависит от числа сформированных гармоник ДМЗИ.

ДМЗИ является симметричным типом ШПДЧ, которые часто в научной литературе называются гребенками, свойства которых широко известны. Термин ШПДЧ применен нами по аналогии с термином СПДЧ, теория которого разработана на кафедре радиофотоники и микроволновых технологий КНИТУ-КАИ им. А.Н. Туполева. Рассматриваемые нами в данной части работы сканирующие частоты выбираются в соответствии с теорией ШПДЧ и условиями решаемой задачи по полосе частот ШФД и ШАММЦ. Теория СПДЧ будет применена во второй и третьей частях работы.

Показано формирование ДМЗИ двух-, трех- и четырехчастотного с учетом некоторой разницы в амплитуде полученных компонент, которая известна, и не превышает попарно 10% внутри одной полосы и может быть учтена при применении в структуре РФАСХ аппаратных и программных средств, как при использовании в качестве устройства регистрации электронных векторных анализаторов (ЭВА), так радиофотонных интеррогаторов (РФИ). Перестройка сканирующей частоты осуществляется просто изменением частоты генератора сканирующих радиосигналов и может быть сформировано как в ЭВА, так и синтезатором частот РФИ, который будет рассмотрен в следующей части работы.

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

Список литературы

1. Capmany J. Microwave Photonics Combines Two Worlds /J. Capmany, D. Novak// Nature Photonics. – 2007. – Vol. 1. – Pp. 319-330.
2. Hale P.D. Calibrated Measurement of Optoelectronic Frequency Response /P.D. Hale, D.F. Williams// IEEE Trans. Microw. Theory Tech. – 2003. – Vol.51. – P. 1422-1429.
3. Morozov O. Ultrahigh-resolution Optical Vector Analyzers /O. Morozov, I. Nureev, A. Sakhabutdinov et al.// Photonics. – 2020. – Vol. 7. – P. 14.
4. Hale P.D. A transfer Standard for Measuring Photoreceiver Frequency Response /P.D. Hale, C.M. Wang, R. Park et al.// J. Lightw. Technol. – 1996. – 14. – P. 2457-2466.
5. Robinson S.P. The Measurement of the Frequency Response of a Photodiode and Amplifier Using an Optomechanical Frequency Response Calibrator /S.P. Robinson, D.R. Bacon, B.C. Moss // Meas. Sci. Technol. – 1990. – Vol. 1. – P. 1184-1187.
6. Li S.P. Ultrafast and Ultrahigh-resolution Optical Vector Analysis Using Linearly Frequency-Modulated Waveform and Dechirp Processing /Li, S.P., Xue, M., Qing, T. et al. // Opt. Lett. – 2019. – Vol. 44. – P. 3322-3325.
7. Gifford D.K., Soller, B.J., Wolfe, M.S. et al. Optical Vector Network Analyzer for Single-scan Measurements of Loss, Group Delay, and Polarization Mode Dispersion / D.K. Gifford, B.J. Soller, M.S. Wolfe et al. // Appl. Opt. – 2005. – 44. – P. 7282-7286.
8. Guo B. Characterization of Passive Optical Components with Ultra-fast Speed and High-resolution Based on DDOFDM / B. Guo, T. Gui, Z.Li et al. // Opt. Express. – 2012. – Vol. 20. – P. 22079-22086.

9. Pan S. Ultrahigh-resolution Optical Vector Analysis Based on Optical Single-sideband Modulation / S. Pan, M. Xue // J. Lightw. Technol. – 2017. – Vol. 35. – Pp. 836-845.
10. Qing T. Comprehensive Vector Analysis for Electro-optical, Opto-electronic and Optical Devices / T. Qing, Sh. Li, X. Tang et al. // Opt Lett. – 2021. – Vol. 46(8). – P. 1856-1859.
11. Zhang B. Development of Swept Frequency Method for Measuring Frequency Response of PDs Based on Harmonic Analysis / B. Zhang, N. Zhu, W. Han, et al. // IEEE Photonics Technol. Lett. – 2009. – Vol. 21. – P. 459-461.
12. Ma Y. Self-calibrating Microwave Characterization of Broadband Mach-Zehnder Electro-optic Modulator Employing Low-speed Photonic Down-conversion Sampling and Low-frequency Detection / Y. Ma, Zh. Zhang, Sh. Zhang et al. // Journal of Lightwave Technology. – 2019. – Vol. 37(11). – P. 2668-2674.
13. Yoshioka, M. Method for Measuring the Frequency Response of Photodetector Modules Using Twice-modulated Light / M. Yoshioka, S. Sato, T. Kikuchi // Journal of Lightwave Technology. – 2005. – Vol. 23(6). – P. 2112-2117.
14. Нуреев, И.И. Радиофотонные полигармонические системы интеррогации комплексированных волоконно-оптических датчиков: Автореф. ... дис. канд. техн. наук / И.И. Нуреев. – Казань, 2016. – 22 с.
15. Coral J.L. General Expression for IM/DD Dispersive Analog Optical Links With External Modulation or Optical Up-conversion in a Mach-Zehnder Electrooptical Modulator / J.L. Coral, J. Martin, J.M. Fuser // Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2001. – Vol. 49. – No. 10. – P. 1968-1976.
16. Кузнецов, А.А. Концепция построения радиофотонных оптических векторных анализаторов нового типа / А.А. Кузнецов // Электроника, фотоника и киберфизические системы. – 2021. – Т. 1. – № 1. – С. 47-55.
17. Кузнецов А.А. Сравнительная оценка способов формирования излучений в виде сверхузкополосного пакета дискретных частот / А.А. Кузнецов // Инженерный вестник Дона. – 2021. – № 9. – С. 8.
18. Kuznetsov A.A. Optical Vector Analyzers for Multiplicative Fiber Optic Sensors Probing. Formulation of the Problem / A.A. Kuznetsov // 2021 Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications. – 2021. – P. 5.
19. Соколов В.С. Основные принципы сверхузкополосного пакета дискретных частот для построения радиофотонного анализатора спектральных характеристик амплитудного электрооптического модулятора Маха – Цендера / В.С. Соколов // Материалы XX МНТК «Оптические технологии в телекоммуникациях». – 2023. – С. 118-120.
20. Фасхутдинов Л.М. Формирователи полигармонического зондирующего излучения с поляризационным мультиплексированием на основе тандемной амплитудно-фазовой модуляции оптической несущей: Автореф. ... дис. канд. техн. наук / Л.М. Фасхутдинов. – Казань, 2018. – 16 с.
21. Садеев Т.С. Фотонные фильтры микроволновых сигналов на основе одночастотного лазера и амплитудного электрооптического модулятора Маха – Цендера: Автореф. ... дис. канд. техн. наук / Т.С. Садеев. – Казань, 2011. – 16 с.
22. Афанасьев В.М. Умножение частоты в электрооптическом модуляторе Маха – Цендера / В.М. Афанасьев, Р.С. Пономарев // Вестник Пермского университета. – 2020. – № 1. – С. 26-34.
23. Вольхин, И.Л., Ажеганов, А.С. Исследование интегрального электрооптического модулятора на основе интерферометра Маха – Цендера: практикум. – Пермь: Перм. гос. нац. исслед. ун-т, 2020. – 23 с.
24. 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).

25. Техническое описание. Модулятор интегрально-оптический сверхвысокочастотный ИОМ-02. ПАО «Пермская научно-производственная приборостроительная компания». URL: <https://disk.pnppk.ru/d/s/zhoV7jjg0pmnkyr7rnoKWgsi3mT3kwVX/INaZEqrBRH4TSrHmKspptmvpqRPXdW-L7IAVRavlws> (дата обращения 11.01.2025).

26. Техническое описание. Амплитудный интегрально оптический СВЧ модулятор IMODUL AM-40. АО «ЛЛС». URL: https://lenlasers.ru/upload/iblock/477/Amplitudnyy-elektroopticheskiy-modulyator-1550-nm_-10_-20_-40-GGts.pdf (дата обращения 11.01.2025).

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 I. SYMMETRICAL DUAL-BAND MULTI-FREQUENCY PROBING RADIATION

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, st. K.Marx, Kazan, 420111, Russian Federation

Abstract. Precise transmission of the signal spectrum is necessary for building 4G mobile digital networks (tens of Gbit/s) consisting of multiple base radio stations and remote radio nodes, which actualizes the task of monitoring the spectral characteristics of wideband Mach-Zehnder amplitude modulators (WB AMZM) and photodetectors (WB PD), on the basis of which fiber-optic transport domains connecting the specified stations and nodes are built. In the transport domains of 5G mobile systems, the required bitrate for the connection will be even higher (hundreds of Gbit/s). In addition, in 5G and higher mobile systems, analog "radio-over-fiber" channels containing WB AMZM and WB PD are also used to build transport domains and inter-node connections in order to maintain their required bitrate or throughput. This technology belongs to microwave photonics. Additionally, we can talk about the widespread use of WB AMZM and WB PD in microwave photonic sensor systems. The objective of this work, consisting of three parts, is to solve the problems of combined application of the fundamentals of wideband and ultra-narrowband discrete frequency packages (WB DFP and UN DFP) to improve the metrological characteristics, minimize the structure and reduce the cost of radio-photonic analyzers of spectral characteristics WB AMZM and WB PD, implemented on the import-substituting element base. The first part considers the issues of constructing a symmetrical dual-band multi-frequency probing radiation with a suppressed carrier and equal component amplitudes, which is the basis of the WB DFP, and evaluates its functional and system characteristics necessary to achieve the goal of the work.

Keywords: mobile communications, transport domains, wideband Mach-Zehnder amplitude modulator; wideband photodetector, microwave photonic analyzer of spectral characteristics; structure minimization, import-substituting element base, microwave photonics; wideband discrete frequency package; ultra-narrowband discrete frequency package.

Статья представлена в редакцию 2 декабря 2024г.

РАДИОФОТОННЫЙ КОНТРОЛЬ ПОЛОЖЕНИЯ ВБР ПРИ ПОМОЩИ ГРЕБЕНКИ АДРЕСНЫХ ЧАСТОТ И ИСКУССТВЕННЫХ НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ

*Р.А. Макаров, Д.С. Грабовецкий, Д.Н. Матвеев,
А.Ж. Сахабутдинов, О.Г. Морозов*

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

Аннотация. Представлена комплексная методика радиотонного контроля положения волоконно-оптических брэгговских решёток (ВБР) с использованием гребёнки адресных частот и искусственных нейронных сетей. Разработанная модель объединяет аналитическое описание спектрального отклика ВБР посредством матричных методов передачи с учетом внутренних неоднородностей и шумовых факторов, а также реализацию системы зондирования с использованием неподвижного массива адресных структур. Применение методов нейронной обработки для определения центральной длины волны позволяет существенно снизить погрешности измерений. Полученные результаты демонстрируют высокую точность и перспективность комбинированного подхода для создания надёжных оптических сенсорных систем.

Ключевые слова: ВБР, волоконно-оптические брэгговские решётки, адресная гребёнка, радиотонный контроль, матрицы передачи, спектральный отклик, искусственные нейронные сети, зондирование, оптические сенсоры.

Введение

Ключевая трудность в опросе массивов волоконных брэгговских решеток (ВБР) в сенсорных системах заключается в высокой сложности и высокой стоимости используемого оборудования. Это обусловлено специфическими методами опроса и мультиплексирования датчиков [1, 2]. Реализация таких методов мультиплексирования, как волновое, временное, частотное, поляризационное и пространственное, требует использования высокотехнологичных приборов, включая оптические спектроанализаторы, спектрометры с перестраиваемыми интерферометрами Фабри-Перо, оснащёнными дифракционными решетками, а также системы на базе ПЗС-матриц для регистрации и анализа излучения [3–5]. Дополнительную сложность создаёт отсутствие уникальной адресации датчиков, что приводит к существенным погрешностям измерений при перекрытии их спектров.

С развитием радиотонных технологий [6] параллельно совершенствовались методы нейросетевой обработки сигналов [7]. В настоящее время искусственные нейронные сети (ИНС) активно применяются в оптических и электротехнических системах для решения задач обработки и анализа сигналов. Среди различных архитектур наибольшее распространение получила модель ИНС прямого распространения, демонстрирующая высокую эффективность в соответствующих приложениях.

Процесс обучения ИНС требует предварительного формирования обучающего набора данных, объём и структура которого зависят от сложности задачи и особенностей вариативности входных и выходных параметров [8–10]. В рамках проведённого исследования была реализована модель радиотонного зондирования спектрального положения ВБР с использованием неподвижного массива адресных структур. Для построения обучающей выборки были использованы модельные данные, характеризующие смещение ВБР относительно зондирующего массива.

Моделирование спектрального отклика ВБР

Для моделирования спектра отражения ВБР в общем виде хорошо применим математический аппарат матриц рассеяния и передач.

Матрица передачи однородной брэгговской решетки является периодической структурой с меняющимся показателем преломления, зависит от длины волны, периода, эффективного и наведенного показателей преломления [11]:

$$T_{FBG} \begin{bmatrix} \cosh(\gamma H) - j \frac{\Delta\beta}{\gamma} \sinh(\gamma H) & -j \frac{k}{\gamma} \sinh(\gamma H) \\ j \frac{k}{\gamma} \sinh(\gamma H) & \cosh(\gamma H) + j \frac{\Delta\beta}{\gamma} \sinh(\gamma H) \end{bmatrix}, \quad (1)$$

где H – длина ВБР, k , $\Delta\beta$, и γ можно определить, как:

$$k = \pi \frac{\Delta n_{eff}}{\lambda}, \quad \Delta\beta = \frac{\pi}{\Lambda} - 2\pi \frac{n_{eff}}{\lambda}, \quad \gamma = \sqrt{|k|^2 - \Delta\beta^2}, \quad (2)$$

а Δn_{eff} и n_{eff} :

$$\Delta n_{eff} = \frac{\Delta n}{2}, \quad n_{eff} = (n_0 + \Delta n_{eff}), \quad (3)$$

где Λ – период ВБР, n_{eff} – эффективный показатель преломления, n_0 – показатель преломления, Δn – наведенный показатель преломления, λ – длина волны излучения.

Пример построения спектра отражения ВБР с использованием предложенного метода матриц передач, приведен на рисунке 1.

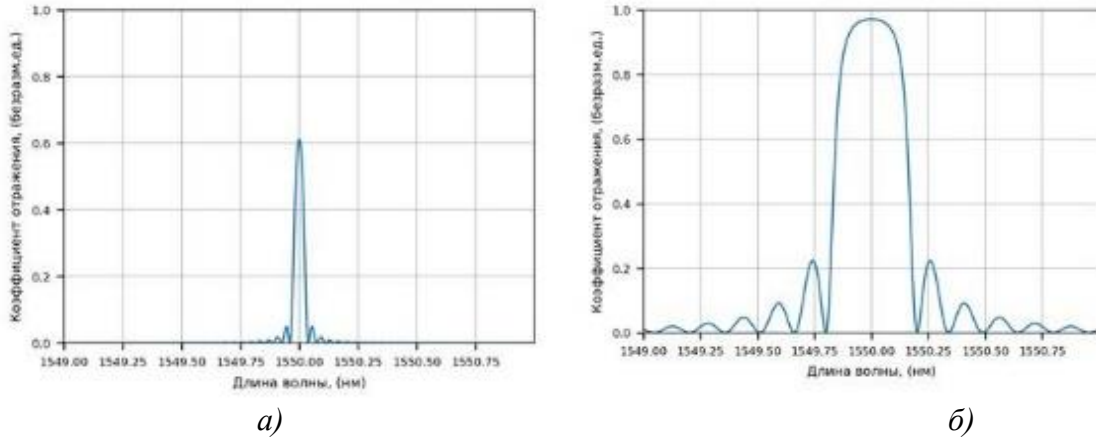


Рис. 1. Спектры отражения однородной ВБР, построенные методом матриц передач: а) высокодобротный, б) низкодобротный

При моделировании спектра ВБР, использование шума является важным инструментом учета реальных флуктуаций спектра, возникающих в процессе изготовления и опроса решетки. Реально отражающим шумовую составляющую в спектре отражения ВБР, учитывающим как шумовые составляющие самой решетки, так и опрашивающей аппаратуры, является так называемый «розовый» шум, который характеризуется спектральной плотностью, обратно пропорциональной частоте $1/f$ шумовой компоненты. «Розовый» шум позволяет воспроизвести как низкочастотные вариации параметров решетки, такие как неоднородности модуляции показателя преломления, термооптические флуктуации, так и механические напряжения в оптоволокне.

Включение шума в моделирование позволяет получить более точное представление о реальных спектральных характеристиках отражения и пропускания ВБР, учитывая реальные возмущения. Это особенно важно при проектировании высокоточных сенсоров и фильтров, где даже незначительные изменения спектра могут существенно повлиять на рабочие характеристики устройства. Следует отметить, что часто используемый «белый» шум, тут не вполне адекватно отражает реальные процессы, поскольку амплитуды высокочастотных шумовых компонент всегда ниже, чем высокочастотный шум. Учет шума способствует повышению достоверности численных расчетов и оптимизации параметров ВБР для конкретных приложений. Пример спектра ВБР с шумом и без шума приведен на рисунке 2.

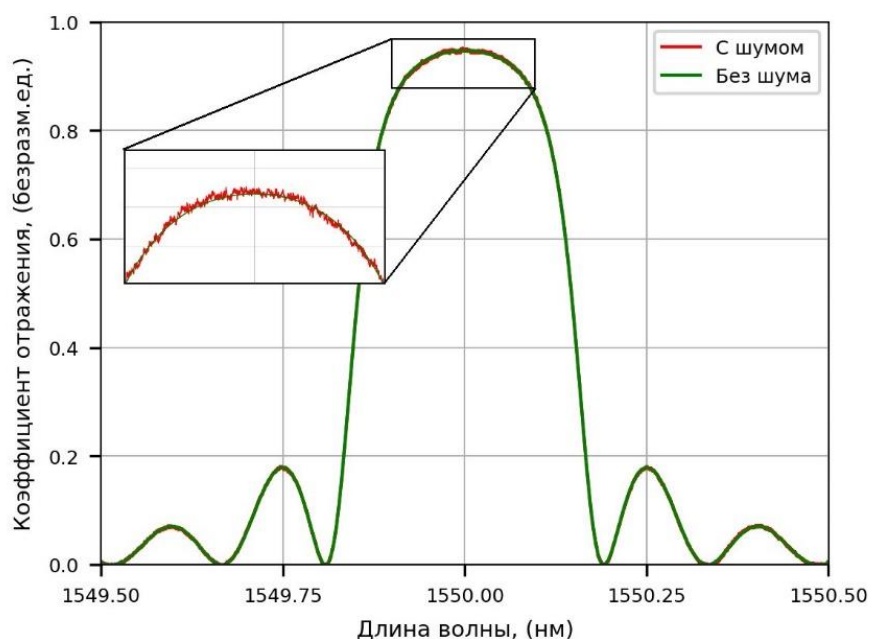


Рис. 2. Спектры отражения однородной ВБР с шумом (красный) и без шума (зеленый)

Моделирование массива адресных структур

Адресная волоконная брэгговская структура (АВБС) представляет собой частный случай комбинации волоконных брэгговских решеток (ВБР) [12,13] (рис. 3).

В классическом варианте спектральный отклик АВБС характеризуется наличием двух узкополосных отражающих компонент. В результате на выходе такой структуры формируется излучение, состоящее из двух узкополосных частот, разность которых, называемая адресной частотой, лежит в микроволновом диапазоне [14].

В дальнейшем АВБС были расширены, за счет использования структур с более чем двумя спектральными компонентами, которые образуют несколько адресных частот [15], впоследствии они стали известны как многоадресные волоконные брэгговские структуры (МАВБС). Повышение количества адресных частот позволило увеличить точность определения центральной длины волны и расширить возможности оптических сенсорных систем.

Пример спектрального отклика МАВБС, состоящий из трех адресных структур, с адресными частотами 10, 8, 12 ГГц, и центральными длинами волн 1549.8 нм, 1550.0 нм, 1550.2 нм, приведен на рисунке 3.

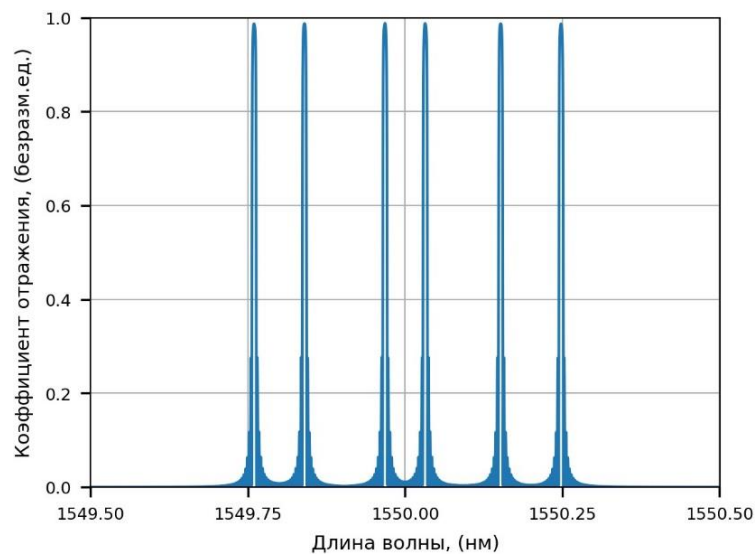


Рис. 3. Форма спектрального отклика для МАВБС

Моделирование зондирования ВБР неподвижным МАВБС

В обычном случае, для выбранных параметров ВБР и МАВБС поступающий на фотоприемник спектр будет иметь форму, изображённую на рисунке 4.

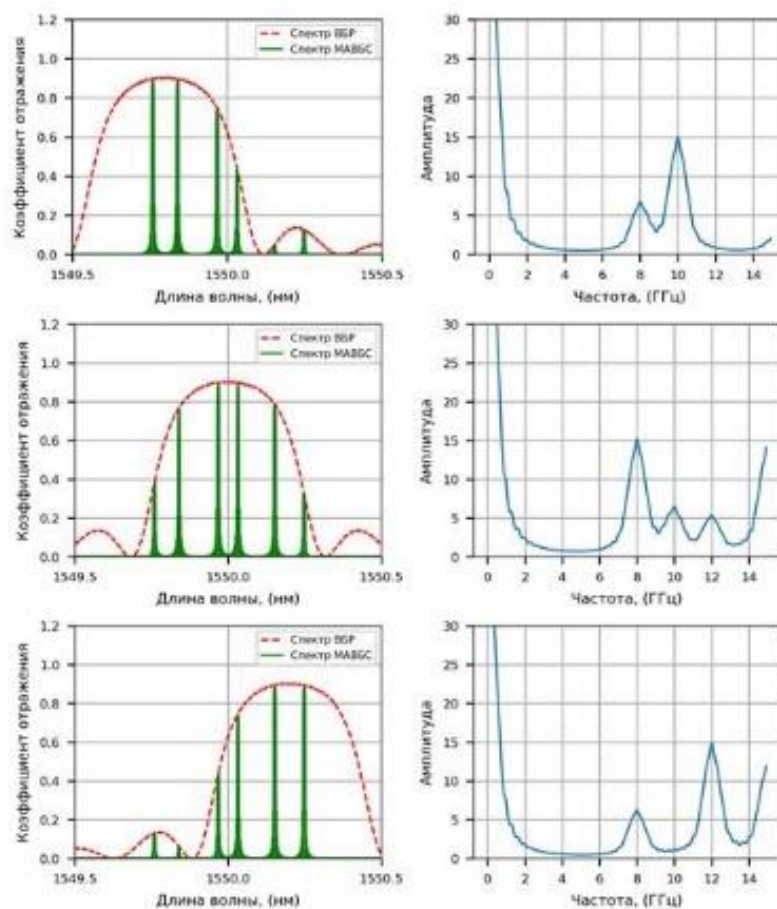


Рис. 4. Ситуационные положения зондирования ВБР с использованием МАВБС и соответствующие им спектральные отклики тока фотоприемника (амплитуда указана в условных единицах)

Процесс зондирования ВБР с использованием неподвижного массива адресных волоконных структур заключается в изменении спектрального отклика сигнала, поступающего на измерительный фотоприемник от пересечения спектра зондирующего излучения с зондируемой ВБР. Зондирование ВБР на разностной частоте в целом повторяет контур зондирования за исключением поведения на концах спектра.

Искусственная нейронная сеть для определения центральной длины волны ВБР

Для обучения модели нейронной сети, использовались данные, полученные при моделировании. Свет от источника МАВБС направляется на тестируемую ВБР через оптоволоконный циркулятор. Свет, отраженный от ВБР, направляется к выходному порту термостата, а затем подается на фотодетектор. Электрический сигнал от фотоприемника через полосовые фильтры настраивается на адресные частоты МАВБС. Отфильтрованные сигналы оцифровываются АЦП и передаются на блок обработки. Для обеспечения точных измерений принимаемые сигналы нормализуются относительно общей мощности, излучаемой источником МАВБС. Сам источник может быть реализован с помощью массива АВБС, предложенного в [16]. Положение ВБР моделировалось смещенным относительно адресной гребенки зондирования. Для каждого значения центральной длины волны ВБР, принимались и обрабатывались значения выходного тока фотоприемника для каждого из трех адресов. Предполагалось, что полоса пропускания фотоприемника не превышает разностных частот между спектральными компонентами адресной гребенки, не формирующими адрес. Обучающая выборка составила 250 значений, после чего все данные были переведены в безразмерный формат и приведены в диапазон от 0 до 1.

Реализация ИНС производилась на Python с использованием фреймворка Tensorflow. Tensorflow позволяет осуществлять дообучения нейронной сети на дополнительных данных, что открывает возможность дополнять и совершенствовать модель. Объем обучающей выборки составлял 5000 записей. Он был разбит на тренировочный и тестовый в соотношении 85/15. Тестовый набор использовался и для валидации, и для финальной оценки точности. В трехслойной модели для второго и третьего слоев была использована функция активации Sigmoid, при этом функцией потерь являлась mean squared error, при стандартном оптимизаторе NAdam.

Для проверки работоспособности метода, было обучено несколько конфигураций ИНС. Каждая конфигурация обучалась на 5000 итерациях, а оценка точности производилась на полном диапазоне значений центральной длины волны ВБР, шаг дискретизации равен 0,0002 нм, а уровень шума для FBG как мультипликативного, так и аддитивного равен 0,01.

С увеличением количества нейронов и скрытых слоев, увеличивается точность работы модели, наиболее заметное повышение точности происходит при использовании 64 нейронов и 2 скрытых слоев. Несмотря на это, среднее абсолютное значение ошибки все еще остается большим. При детальном рассмотрении входных значений и модели, стало понятно, что наибольшая средняя абсолютная ошибка достигается на начальном и конечном диапазоне смещения центральной длины волны ВБР, там, где выходные значения фотоприемника для адресов гребенки, попадающих на край решетки, близки к нулю. Если разделить входной диапазон на несколько интервалов (**a**, **b**, **c**), рисунок 5, то каждого из интервалов получим средние абсолютные ошибки соответственно: 0.142, 0.02, 0.143.

Сужение рассматриваемого диапазона, ведет к повышению точности определения центральной длины волны ВБР. При этом отсутствует существенное увеличение точности, по мере увеличения размера ИНС. В первую очередь это обусловлено объемом и информативностью исходных входных данных. Для повышения точности, необходимо уменьшить шаг дискретизации перемещения спектра ВБР, с целью уменьшения ошибки и повышения стабильности работы ИНС.

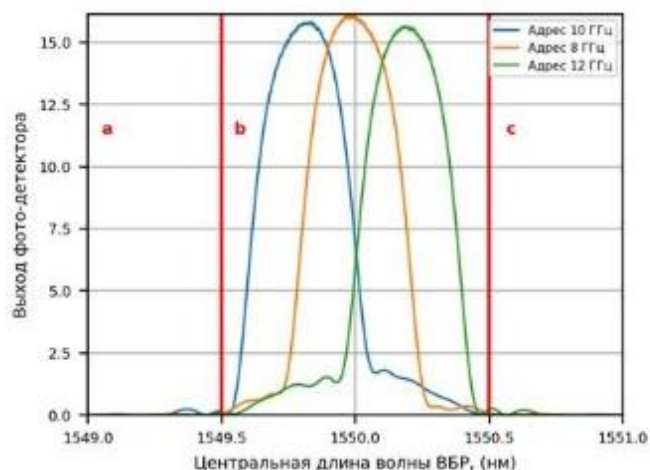


Рис. 5. Разбиение входного диапазона (амплитуда указана в условных единицах)

Для повышения точности функционирования нейронной сети был пересмотрен подход к формированию обучающей выборки, что обусловлено необходимостью повышения точности и стабильности обработки спектральных данных. В частности, диапазон вариации центральной длины волны, зондируемой ВБР был сужен и ограничен значениями от 1549,5 до 1550,5 нм. Такое ограничение диапазона позволило сконцентрировать обучение нейронной сети на наиболее критическом спектральном интервале, где проявляется максимальная чувствительность к изменениям параметров ВБР.

Кроме того, для увеличения плотности обучающих данных и повышения разрешающей способности модели, было принято решение о сокращении шага изменения центральной длины волны. Это обеспечило расширение объема обучающей выборки до 5000 записей, что способствует лучшему обобщению модели и снижению вероятности переобучения.

Графическое представление полученных входных данных, отражающее структуру и распределение спектральных характеристик, приведено на рисунке 6. Данная визуализация позволяет наглядно оценить равномерность распределения данных и их пригодность для эффективного обучения нейронной сети.

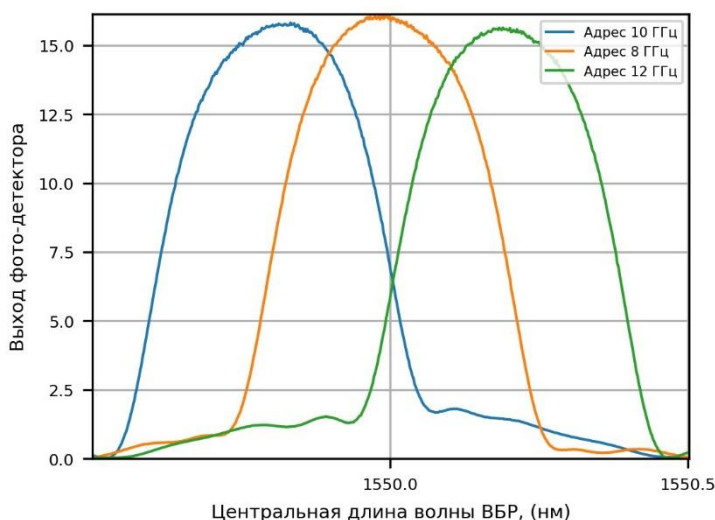


Рис. 6. Входные данные ИНС (амплитуда указана в условных единицах)

Для определения архитектуры нейронной сети, обеспечивающей наибольшую точность, было проведено сравнение, результаты представлены в таблице 1.

Таблица 1. Сравнение конфигураций ИНС

Количество нейронов в слое \ Количество скрытых слоев	12 нейронов	32 нейронов	64 нейронов	128 нейронов
1 слой	0.089	0.072	0.067	0.055
2 слоя	0.07	0.053	0.042	0.022
3 слоя	0.063	0.049	0.027	0.0082

Наибольшую точность обеспечивает модель с тремя скрытыми слоями и 128 нейронами в каждом слое.

Была произведена дополнительная настройка параметров модели. Модель обучалась на 5000 итераций с коэффициентом обучения 0.001 и 10 000 итераций с коэффициентом обучения 0.0001. В результате этого, средняя абсолютная ошибка определения центральной длины волны снизилась и составила 0.001 нм. График функции потерь в процессе обучения модели приведен на рисунке 7.

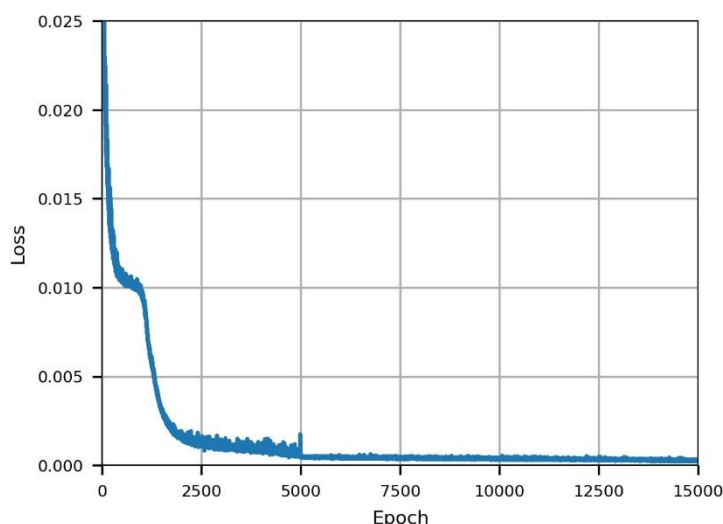


Рис. 7. График изменения функции потерь в процессе обучения

Заключение

В результате проведённого исследования разработана и реализована модель радио-фотонного зондирования положения ВБР с использованием неподвижного массива адресных гребёнок. Применение матричных методов передачи позволило детально смоделировать спектральный отклик ВБР, учитывая влияние неоднородностей и шумовых составляющих, характерных для реальных устройств. Интеграция искусственных нейронных сетей для анализа выходных сигналов зондирования обеспечила высокую точность определения центральной длины волны, что подтверждено сравнительным анализом различных архитектур и параметров сети. Оптимизация обучающей выборки и гиперпараметров модели позволила снизить среднюю абсолютную ошибку до минимальных значений (средняя абсолютная ошибка определения положения ВБР составила до 1 пм), что демонстрирует эффектив-

ность предложенного подхода. Полученные результаты открывают перспективы для дальнейшего совершенствования методов радиофотонного контроля и разработки высокоточных оптических сенсорных систем.

Список литературы

1. Breglio G. Fiber optic sensor arrays: a new method to improve multiplexing capability with a low complexity approach / G. Breglio et al. // *Sensors and Actuators B: Chemical*. - 2004. - Vol. 100, № 1–2. - P. 147–150.
2. Babin S.A. An interrogator for a fiber Bragg sensor array based on a tunable erbium fiber laser / S.A. Babin et al. // *Laser Physics*. - 2007. - Vol. 17, № 11. - P. 1340–1344.
3. Burgmeier J. Intensity-independent fiber coupled interrogation technique for fiber Bragg gratings by fiber Bragg gratings / J. Burgmeier, J. Koch, W. Schade ; ed. Liao Y. et al. - Beijing, China. - 2012. - P. 84215G-84215G – 4.
4. Chen L.R. A Review of Recent Results on Simultaneous Interrogation of Multiple Fiber Bragg Grating-Based Sensors Using Microwave Photonics / L.R. Chen et al. // *Applied Sciences*. - 2019. - Vol. 9, № 2. - P. 298.
5. Василец А.А. Симметричный векторный анализатор для характеристики спектральных параметров оптических высоккодобротных структур / А.А. Василец et al. // *Фотон-Экспресс*. - 2020.- № 7 (167). - P. 15–21.
6. Сахабутдинов А.Ж. Иерархический классификатор задач построения радиофотонных сенсорных систем на основе адресных волоконных брэгговских структур / А.Ж. Сахабутдинов// *Инженерный вестник Дона*. - №3. - 2018. [электронный ресурс] URL: <https://cyberleninka.ru/article/n/ierarhicheskiy-klassifikator-zadach-postroeniya-radiofotonnyh-sensornyh-sistem-na-osnove-adresnyh-volokonnyh-breggovskih-struktur/viewer>
7. Agliullin T.A. Addressed FBG-structures for tire strain measurement // *Proceedings of SPIE - The International Society for Optical Engineering* / T.A. Agliullin et al.; ed. Andreev V.A. et al. - SPIE, 2019. - Vol. 11146. - P. 6.
8. Morozov O. Addressed Combined Fiber-Optic Sensors as Key Element of Multisensor Greenhouse Gas Monitoring Systems / O. Morozov et al. // *Sensors*. - 2022. - Vol. 22, № 13. - P. 4827.
9. Barino F.O. LPG Interrogator Based on FBG Array and Artificial Neural Network / F.O. Barino, A.B. dos. Santos // *IEEE Sensors Journal*. - 2020. - Vol. 20, № 23. - P. 14187–14194.
10. Abdelli K. Machine-learning-based anomaly detection in optical fiber monitoring / K. Abdelli et al.// *J. Opt. Commun. Netw.* - 2022. - Vol. 14, № 5. - P. 365.
11. Abdallah Ikhlef. Uniform Fiber Bragg Grating modeling and simulation used matrix transfer method / Ikhlef Abdallah, R.Hedara, M.Chikh-Bled // *IJCSI*. - 2012. -Vol. 9, № 1. - P. 368–374.
12. Аглиуллин Т.А. Математическое моделирование оптического отклика адресной волоконной брэгговской структуры. / Т.А. Аглиуллин, Р.Р. Губайдуллин // *III научный форум телекоммуникации: теория и технологии ТТТ-2019: материалы XVII Международной научно-технической конференции, Казань, 18–22 ноября 2019 года.* – Казань: изд-во КНИТУ-КАИ, 2019. – С. 88-90.
13. Morozov O.G. Modelling and record technologies of address fiber Bragg structures based on gratings with two symmetrical pi-phase shifts / O.G. Morozov et al.// *J. Phys.: Conf. Ser.* - 2019. – Vol. 1368, № 2. - P. 022048.
14. Gubaidullin R.R. Application of addressed fiber bragg structures for measuring tire deformation / R.R. Gubaidullin et al.// *2019 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SYNCHROINFO)*. 2019. P. 1–7.

15. Аглиуллин Т.А. Многоадресные волоконные брэгговские структуры в радиофотонных сенсорных системах / Т.А. Аглиуллин et al. // Труды Учебных Заведений Связи. – 2020. – Vol. 6, № 1. – P. 6–13.
16. Morozov O.G. Addressed fiber bragg structures in quasi-distributed microwave-photonic sensor systems: 4 / O.G. Morozov, A.J. Sakhabutdinov // Comput. Opt. Institution of Russian Academy of Sciences, 2019. - Vol. 43, № 4. - P. 535–543.

MICROWAVE PHOTONIC FBG INTERROGATION BY THE FIXED ARRAY OF ADDRESSED COMB AND ARTIFICIAL NEURAL NETWORKS

*R.A. Makarov, D.S. Grabovetskiy, D.N. Matveyev,
A.Zh. Sakhabutdinov, O.G. Morozov*

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

Absrtact. A method for microwave photonics control of a fibre-optic Bragg grating spectral position using fixed array of addressed comb and artificial neural networks is presented. The model combines an analytical description of the fibre-optic Bragg grating spectral response, using transmission matrix technique taking into account internal inhomogeneities and noise factors, as well as the implementation of an interrogation system using a fixed array of addressed comb structures. It is shown that the artificial neural networks in microwave photonic approaches for the fibre-optic Bragg grating central wavelength interrogation can significantly reduce measurement errors. The results obtained demonstrate the high accuracy and prospects of a combined approach for creating reliable optical sensor systems.

Keywords: FBG, fiber-optic Bragg gratings, addressed comb, fixed array of addressed comb, microwave photonics, transfer matrices, spectral analysis, artificial neural networks, microwave photonics fiber-optic sensor systems.

Статья представлена в редакцию 02 декабря 2024г.

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. РАДИОФОТОННЫЙ ИНТЕРРОГАТОР

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. В системах анализа спектральных характеристик широкополосных амплитудных модуляторов Маха-Цендера (ШАММЦ) и фотодетекторов (ШФД) эффективность преобразования симметричного двухполосного двухчастотного зондирующего излучения (ДДЗИ), формируемого в первых, может быть получена во вторых из отношения между оптической мощностью ДДЗИ и электрической мощностью одночастотного сигнала биений между его компонентами. Когда коэффициент экстинкции калиброванного ШАММЦ достаточно велик, спектральный профиль ДДЗИ не зависит от частотной характеристики модулятора. Таким образом, контролируя или стабилизируя мощность ДДЗИ мы можем измерять АЧХ тестируемых ШФД. ШФД, частотная характеристика которых откалибрована ДДЗИ, могут использоваться в свою очередь для определения характеристик оптических передатчиков на основе ШАММЦ на разных рабочих оптических длинах волн. И наоборот, откалиброванные ШАММЦ могут быть использованы для многодиапазонного исследования АЧХ ШФД в оптическом диапазоне. Разрешающая способность измерений в радиодиапазоне обеспечивается электронным векторным анализатором (ЭВА), что значительно увеличивает стоимость анализаторов спектральных характеристик ШАММЦ и ШФД. 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 ДДЗИ с подавленной несущей и равными амплитудами компонент, составляющих основу ШПДЧ, и оцениваются его функциональные и системные характеристики, необходимые для достижения цели работы. В настоящей, 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.

Ключевые слова: широкополосный амплитудный модулятор Маха-Цендера; широкополосный фотодетектор, радиофотонный анализатор спектральных характеристик; широкополосный пакет дискретных частот; радиофотоника; радиофотонный интеррогатор.

Введение

Для расширения диапазона измерения АЧХ ШАММЦ и ШФД в работах [1-4] описан ряд усовершенствованных методов. В [1] диапазон измерений удвоен за счет использования частотной составляющей биений оптической несущей и гармоники зондирующего излучения второго порядка. В [2] использован метод радиофотонных измерений с использованием электрооптического модулятора с высоким коэффициентом экстинкции для генерации

двухчастотного зондирующего сигнала по методу Каваниши и также удвоения диапазона измерений. В [3] используется метод Ильина-Морозова на tandemных амплитудном и фазовом модуляторах. Диапазон измерения частоты в них повышается в три раза за счет охвата положительной и отрицательной оптических боковых полос первого и третьего порядка. В [4] предложен сверхширокополосный метод измерения, основанный на гребенке оптических частот ШПДЧ, причем гребенка оптических частот генерируется лазерным диодом с синхронизацией мод. Однако неравномерность отклика лазерного диода с синхронизацией мод может привести к погрешностям измерения.

ШФД, частотная характеристика которых откалибрована ДДЗИ [5], могут использоваться в свою очередь для определения характеристик оптических передатчиков на базе ШАММЦ на разных рабочих оптических длинах волн. И наоборот, ШАММЦ откалиброванные с помощью РФАСХ, могут быть использованы для многодиапазонного исследования АЧХ ШФД. Разрешающая способность измерений обеспечивается ЭВА – электронным векторным анализатором, что значительно увеличивает стоимость РФАСХ.

Цель настоящей статьи – разработка принципов построения и методов анализа РФАСХ ШФД, основанного на двойном преобразовании оптической несущей с формированием симметричного двухполосного двухчастотного излучения с подавленной несущей, равными амплитудами компонент и сканированием двухчастотных составляющих в области фиксированной разностной частоты между полосами, равной половине полосы пропускания АЧХ ШФД на основе применения радиофотонного подхода к анализу АЧХ ШФД, который позволяет исключить из его схемы применение ЭВА. Приведена структура разработанного РФАСХ с регистратором на основе радиофотонного интеррогатора (РФИ). Разработана математическая модель, описывающая процедуру радиофотонного измерительного преобразования, и доказывающая его эффективность. Приведены результаты экспериментальных исследований импортных и импортозамещающих ШФД на разработанном РФАСХ.

1. Принцип действия и структурная схема радиофотонного анализатора спектральных характеристик широкополосных фотодетекторов с радиофотонной обработкой зондирующих сигналов

В [5] подробно представлена структурная схема РФАСХ на основе ЭВА для демонстрации метода контроля АЧХ ШФД на основе двойного преобразования оптической несущей с формированием ДДЗИ с подавленной несущей, равными амплитудами компонент и сканированием двухчастотных составляющих в области фиксированной разностной частоты между полосами, равной половине полосы пропускания АЧХ ШФД. Для объяснения преимуществ радиофотонного интеррогатора в данной статье покажем спектрограммы формирования оптических зондирующих излучений для контроля ШФД и информационного сигнала радиодиапазона для построения его АЧХ (рис. 1) [5].

Непрерывное лазерное излучение (рис. 1,а) с амплитудой E_C и несущей частотой f_C поступает с перестраиваемого лазерного диода (ПЛД) с распределенной обратной связью на модулятор самокалибровки АММЦ (АМ1), работающий в «нулевой» точке модуляционной характеристики для достижения двухполосной модуляции на разностной частоте самокалибровки f_S (генератор G1) с подавленной несущей. На выходе АМ1 генерируются нижняя боковая полоса на частоте $f_C - f_S$, несущая частота f_C , подавленная до уровня 25-30 дБ в силу конструктивных особенностей модулятора, и верхняя боковая полоса на частоте $f_C + f_S$ (рис. 1,б). Полученное, практически двухчастотное излучение поступает далее на калиброванный по методу, описанному в [6], АММЦ (АМ2), также работающий в «нулевой» точке модуляционной характеристики, для достижения двухполосной модуляции на частотах

зондирования ШФД f_M с подавленной несущей. На выходе АМ2 генерируются ДДЗИ: нижняя боковая полоса на двух частотах $f_C - f_S \pm f_M$, верхняя боковая полоса на двух частотах $f_C + f_S \pm f_M$, в состав которых также входят подавленные до уровня 25-30 дБ частоты $f_C \pm f_S$ (рис. 3, в). Несущая частота f_C также формирует две составляющие на частотах $f_C \pm f_M$, которые в силу малости амплитуды несущей и дополнительного влияния коэффициента модуляции, также, как и саму несущую на выходе АМ2, дополнительно подавленную на 25-30 дБ, можно не учитывать.

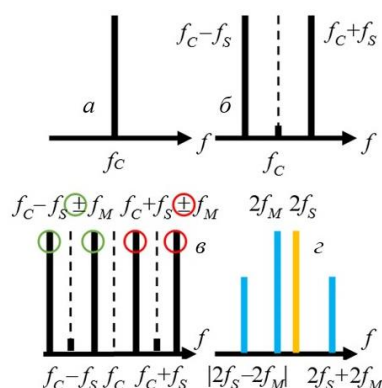


Рис. 1. Спектрограммы формирования ДДЗИ для мониторинга ШФД (а-в) и информационных сигналов радиодиапазона для построения его АЧХ (г)

Обе боковые полосы после фотосмещения позволяют получить информацию о спектральной характеристике исследуемого ШФД в области частоты зондирования f_M . После фотосмещения на выходе ШФД генерируются составляющие на разностной частоте $2f_M$, а также $2f_S$ и $2|f_S \pm f_M|$ (рис. 3, г), мощность которых является откликом тестируемого ШФД на частоте f_M . Следовательно, сканируя частоту зондирования f_M с помощью генератора G2 можно получить спектральный отклик тестируемого ШФД на компонентах $2f_S(f_M)$ и $2|f_S \pm f_M|$. При этом диапазон измерений составит от 0 до $2f_S$ и $2f_S$ до $2f_M$.

На рис. 2 представлена структурная схема РФАСХ ШФД с радиопотонной обработкой зондирующих сигналов.

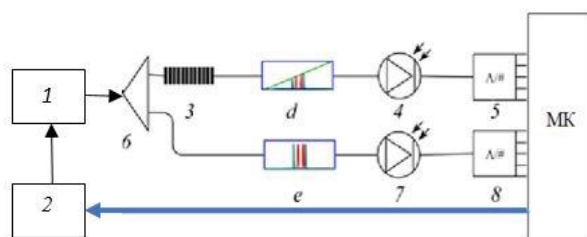


Рис. 2. Структурная схема радиопотонного анализатора АЧХ ШФД:

- 1 – электрооптический формирователь ДДЗИ; 2 – радиочастотный сканирующий генератор;
- 3 – оптический фильтр с наклонной линейной характеристикой (ОФНЛХ); 4 – тестируемый широкополосный фотодетектор (ШФД); 5, 8 – аналого-цифровой преобразователь (АЦП); 6 – оптический разветвитель, 7 – калиброванный ШФД контроля мощности ДДЗИ; d, e – иллюстративное изображение ДДЗИ на выходе и входе ШФД 4 и 7 соответственно

В отличие от схемы РФАСХ с ЭВА [5] ДДЗИ (рис. 1, в) через оптический разветвитель ОР поступает на оптический фильтр с наклонной линейной характеристикой ОФНЛХ и далее на тестируемый ШФД. Диапазон рабочих частот ОФНЛХ перекрывает весь рабочий диапазон частот ШФД. С выхода ШФД сигнал биений составляющих частот ДДЗИ, поступает на АЦП и микроконтроллер МК для вычисления АЧХ ШФД. В свою очередь МК управляет и генераторами частот G1 и G2.

Нижний канал схемы представляет собой подсистему мониторинга мощности ПЛД и ДДЗИ, существенно влияющую на точность измерений.

Для пояснения принципов радиопотонной обработки ДДЗИ на рис. 3 представлены спектрограммы оптических излучений на входе и выходе ОФНЛХ.

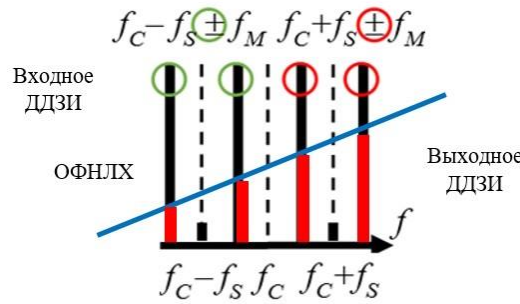


Рис. 3. Спектрограммы ДДЗИ на входе и выходе ОФНЛХ

Таким образом, все амплитуды спектральных составляющих ДДЗИ на выходе ОФНЛХ лежат на одной прямой:

$$L(f) = kf + b, \quad (1)$$

которая описывает параметры АЧХ фильтра.

Сигнал ДДЗИ на выходе ОФНЛХ можно записать как набор для условных дельта функций с конечной амплитудой:

$$E_1(f_c - f_s - f_M) = E_c L(f_c - f_s - f_M) J_{-1}(\beta_1) J_{-1}(\beta_2) \delta(f - f_c + f_s + f_M), \quad (2)$$

$$E_2(f_c - f_s + f_M) = E_c L(f_c - f_s + f_M) J_{-1}(\beta_1) J_1(\beta_2) \delta(f - f_c + f_s - f_M), \quad (3)$$

$$E_3(f_c + f_s - f_M) = E_c L(f_c + f_s - f_M) J_1(\beta_1) J_{-1}(\beta_2) \delta(f - f_c - f_s + f_M), \quad (4)$$

$$E_4(f_c + f_s + f_M) = E_c L(f_c + f_s + f_M) J_1(\beta_1) J_1(\beta_2) \delta(f - f_c - f_s - f_M). \quad (5)$$

После квадратичного оптоэлектронного детектирования в тестируемом ШФД получим фототок на его выходе:

$$\begin{aligned} i(t) = & \Re(f) \times [E_1(\cdot) + \dots + E_4(\cdot)] \times [E_1(\cdot) + \dots + E_4(\cdot)]^* \propto \\ & \propto \Re(0) \times [E_1^2(\cdot) + E_2^2(\cdot) + E_3^2(\cdot) + E_4^2(\cdot)] + \\ & + 2\Re(2f_M) \times [E_1(\cdot)E_2(\cdot) + E_3(\cdot)E_4(\cdot)] \cos(4\pi f_M t) + \\ & + 2\Re(2f_s) \times [E_1(\cdot)E_3(\cdot) + E_2(\cdot)E_4(\cdot)] \cos(4\pi f_s t) + \\ & + 2\Re(2f_s + 2f_M) \times [E_1(\cdot)E_4(\cdot)] \cos(2\pi(2f_s + 2f_M)t) + \\ & + 2\Re(2f_s - 2f_M) \times [E_2(\cdot)E_3(\cdot)] \cos(2\pi(2f_s - 2f_M)t), \end{aligned} \quad (6)$$

где $\Re(f)$ – искомая АЧХ ШФД, $\Re(0)$ – отклик ШФД на постоянной составляющей. Сигнал на выходе ШФД содержит постоянную составляющую и сумму колебаний на четырех разностных частотах.

Задача состоит в определении положения компонент сигналов биений в амплитудно-частотной плоскости по известным параметрам огибающей биений на частоте $2f_s$ и частотам фиксированного разноса полос f_s и сканирования f_M .

Следует отметить, что для вычисления АЧХ определяются амплитуды только частотных компонент $2f_s$, $2(f_s - f_M)$ и $2(f_s + f_M)$.

Таким образом, постоянная составляющая выходного фототока в (6) и частотная фильтрация на частотах биений, осуществляемая программно в МК после оцифровки в АЦП дает пять независимых уравнений для определения неизвестных амплитуд, которые можно обозначить $A_0, A_1 - A_4$:

$$\begin{cases} A_0 = E_1^2(\cdot) + E_2^2(\cdot) + E_3^2(\cdot) + E_4^2(\cdot) \\ A_1 = E_1(\cdot)E_2(\cdot) + E_3(\cdot)E_4(\cdot) \\ A_2 = E_1(\cdot)E_3(\cdot) + E_2(\cdot)E_4(\cdot) \\ A_3 = E_1(\cdot)E_4(\cdot) \\ A_4 = E_2(\cdot)E_3(\cdot) \end{cases} \quad (7)$$

Полученная система из пяти уравнений переопределена, поскольку количество уравнений превосходит количество участвующих в расчете АЧХ $A_2 - A_4$ и двух неизвестных $A_3 - A_4$.

Для дальнейшего расчета напомним, что все амплитуды компонент биений находятся на одной прямой, параметры которой известны (1). Кроме того, необходимо учесть, что:

$$\frac{A_2 - A_1}{2f_M} = \frac{A_4 - A_3}{2f_M}, \quad (8)$$

что связывает параметры задачи.

Амплитуда огибающей на частоте $2f_s$ определяется при отсутствии в схеме РФАСХ сканирования на частоте f_M .

Дополнительно можно исключить влияние калиброванных модуляторов, учитывая при расчете их составляющие на частоте f_M :

$$\alpha = E_c^2 J_{-1}(\beta_1) J_1(\beta_1) J_{-1}(\beta_2) J_1(\beta_2). \quad (9)$$

Как уже говорилось компоненты биений (7) выделяются программно с помощью полосового фильтра $F(f_F, f)$, построенного на основе функции нормального распределения за исключением нормирующего множителя, чтобы функция полосового фильтра почти везде равнялась нулю, за исключением окрестности точки f_F , где она равна единице: $F(f_F, f_F) = 1$, и $F(f_F, f) = 0$ при $f \neq f_F$:

$$F(f_F, f) = \exp\left(-\frac{(f - f_F)^2}{2\sigma^2}\right), \quad (10)$$

где f_F – частота фильтрации; σ – добротность фильтра.

Тогда определенные при особых условиях и вычисленные после сканирования составляющие фототока можно определить, как:

$$I(2f_s) \sim \sqrt{2}\alpha\Re^2(2f_s), \quad (11)$$

$$I(2f_s - 2f_m) = (\sqrt{2})^{-1} \alpha\Re(2f_s - 2f_m), \quad (12)$$

$$I(2f_s + 2f_m) = (\sqrt{2})^{-1} \alpha\Re(2f_s + 2f_m), \quad (13)$$

а по мощности

$$P(2f_s) \sim 2\Re^2(2f_s)R_{\text{ШФД}}, \quad (14)$$

$$\Re(2f_s - 2f_m) \sim \sqrt{\frac{P(2f_s - 2f_m)}{P(2f_s)}}, \quad (15)$$

$$\Re(2f_s + 2f_m) \sim \sqrt{\frac{P|2f_s + 2f_m|}{P(2f_s)}}, \quad (16)$$

где $R_{\text{ШФД}}$ – нагрузка тестируемого фотоприемника, (14) – мощность тестируемого фотоприемника на частоте $2f_s$, при $f_s=f_m$, (15) – отклик тестируемого фотоприемника на частотах f_m , принадлежащих диапазону от 0 до $2f_s$, (16) – отклик тестируемого фотоприемника на частотах f_m , принадлежащих диапазону от $2f_s$ до $2f_m$.

Из (14)-(16) видно, что полученный относительный спектральный отклик тестируемого ШФД может быть измерен с помощью предложенного метода, заключающегося в формировании ДДЗИ с подавленной несущей и фиксированном разносе полос на $2f_s$, разовом сканировании по f_m характеристики ШФД и регистрации информационных сигналов на частотах биений их компонент в фотодетекторе с самокалибровкой по заданной частоте f_s .

2. Экспериментальные исследования и обсуждение полученных результатов

2.1 Исследование импортного широкополосного фотодетектора P-18AZ50 (Apic)

Для проверки работоспособности предлагаемого анализатора АЧХ ШФД был проведен макетный эксперимент в диапазоне до 20 ГГц. Для этого был использован универсальный макет [7, 8-12], применяемый для анализа разрабатываемых радиофотонных систем спектрального анализа с описанием, приведенным в гл. 2. В качестве тестируемого использовался ШФД P-18AZ50 (Apic) с полосой 19 ГГц (рис. 4).



Рис. 4. Широкополосный фотодетектор P-18AZ50 (Apic)

На рис. 5 представлена измеренная относительная АЧХ тестируемого ШФД, на которой красные кружки обозначают результаты измерений, полученные с использованием предложенного метода, а сплошная линия - с помощью метода векторного анализатора [13-15]. Частота самокалибровки составляла 5 ГГц.

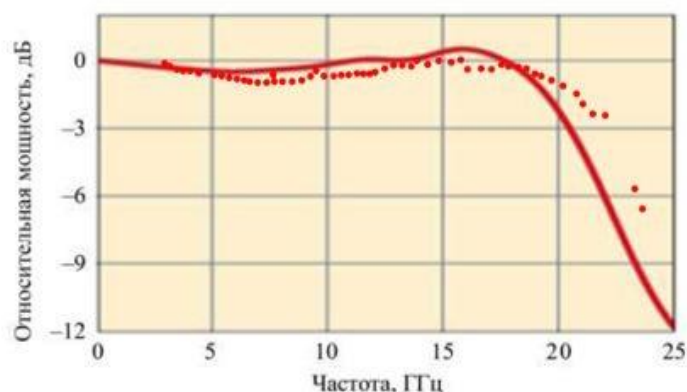


Рис. 5. Относительная АЧХ широкополосного фотодетектора Р-18АЗ50 (Арис):
типовая – красная линия; измеренная – синие точки

Сканирование осуществлялось в диапазоне от 0,1 до 5 ГГц с шагом в 25 МГц, разрешение 50 МГц. Ширина полосы тестируемого ШФД более 20 ГГц. Точки измерения (кружки) на рис. 5 показаны с шагом 500 МГц.

При оптоэлектронной обработке был исключен ЭВАЦ RSH-8, который имеет узкий диапазон измерений до 8,5 ГГц по сканированию и по измерению частот. Для регистрации использовался разработанный на кафедре РФМТ КНИТУ-КАИ измеритель мгновенных частот, основанный на анализе множества неизвестных частот по гребенке с экспоненциальной огибающей, сформированной в фазовом электрооптическом модуляторе [16].

В качестве модулятора гребенки был использован фазовый модулятор Маха-Цендера предоставленный ПАО «ЛНППК», Пермь. Реализация гребенки выполнена внутри структуры используемого нами стенда (рис. 6).

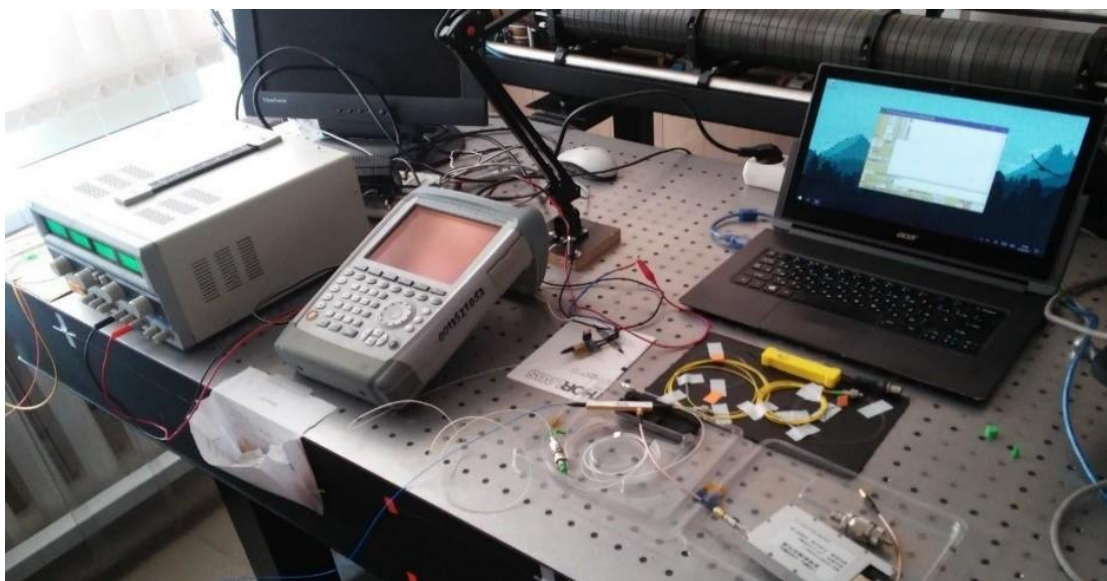


Рис. 6. Общий вид экспериментального стенда (генератор гребенки)

Измерение частот ДДЗИ проводилось с наличием погрешностей измерений, итоговая величина которых составила менее 1 МГц и определялась, уходами температуры лазера, оптических элементов, модуляторов для стабилизации которых применялись стандартные средства контроля и управления [17], описанные ниже.

Результаты, представленные на рис. 5, показывают, что предложенный метод применим для определения АЧХ ШФД с высоким разрешением, которое определяется характеристиками либо ЭСА, либо гребенчатого анализатора частот, могут быть улучшены применением радиофотонного анализатора спектра с учетом ширины линии излучения лазера.

При использовании радиофотонной обработки ОФНЛХ был выполнен как волоконная брэгговская решетка (ВБР) с треугольной спектральной характеристикой [18] на станции записи, изготовленной в Новосибирском государственном университете, и находящейся в лаборатории волоконно-оптических технологий НИИ ПРЕФЖС КНИТУ-КАИ.

2.2. Особенности программного и аппаратного обеспечения режимов работы радиофотонного анализатора спектральных характеристик

В программном обеспечении радиофотонного спектрального анализатора предусмотрены как функции спектрального анализа, так и функции контроля сенсоров, обеспечивающих температурную стабильность РФАСХ [19-20] и стабильность мощности лазера.

При запуске ПО считывается настроечный файл ANspec.inpr, содержащий параметры работы самого ПО и внешних устройств, таких как модуль управления и анализатор спектра ДДЗИ в опорном канале, а также файл Senors.inpr, содержащий параметры используемых в системе датчиков. В этом файле определяется тип датчика, границы хождения датчика в спектре, метод определения сдвига длины волны, референсная длина волны, от которой отсчитывается сдвиг длины волны, калибровочные коэффициенты, степень полинома аппроксимации, который используется для аппроксимации калибровочной кривой.

Алгоритм измерений представлен на рис. 7 в виде блок-схемы.

После считывания всех параметров ПО готово к работе. Для начала измерений пользователь должен нажать кнопку «Измерять». После нажатия кнопки начинается цикл измерений: модулю управления будет отправлена посылка, содержащая параметры необходимой рабочей точки источника широкополосного излучения, модулятора и номер канала датчика, на который нужно переключить оптический переключатель [21-24]. После получения обратной связи от модуля управления о том, что необходимые параметры выставлены, анализатору спектра отправляется команда на начало измерений спектрального отклика датчиков в канале. В команде содержится число спектров, которое нужно измерить, полосу измерения этих спектров [25-27], а также время накопления каждого спектра. Эти параметры задаются в настроечном файле. Далее спектры усредняются, и определяется максимум или форма спектра. Если этот максимум не попал в окно требуемых значений амплитуд от A_{min} до A_{max} , которые также задаются в настроечном файле, то есть если спектральный отклик датчиков слишком мал, или, наоборот, произошла засветка чувствительного элемента анализатора спектра, то снова отправляется команда на измерение спектра, но время накопления уже определяется методом половинного деления. Процесс повторяется до тех пор, пока не будет найдено такое время накопления, при котором максимум спектра попадает в требуемое окно значений амплитуд.

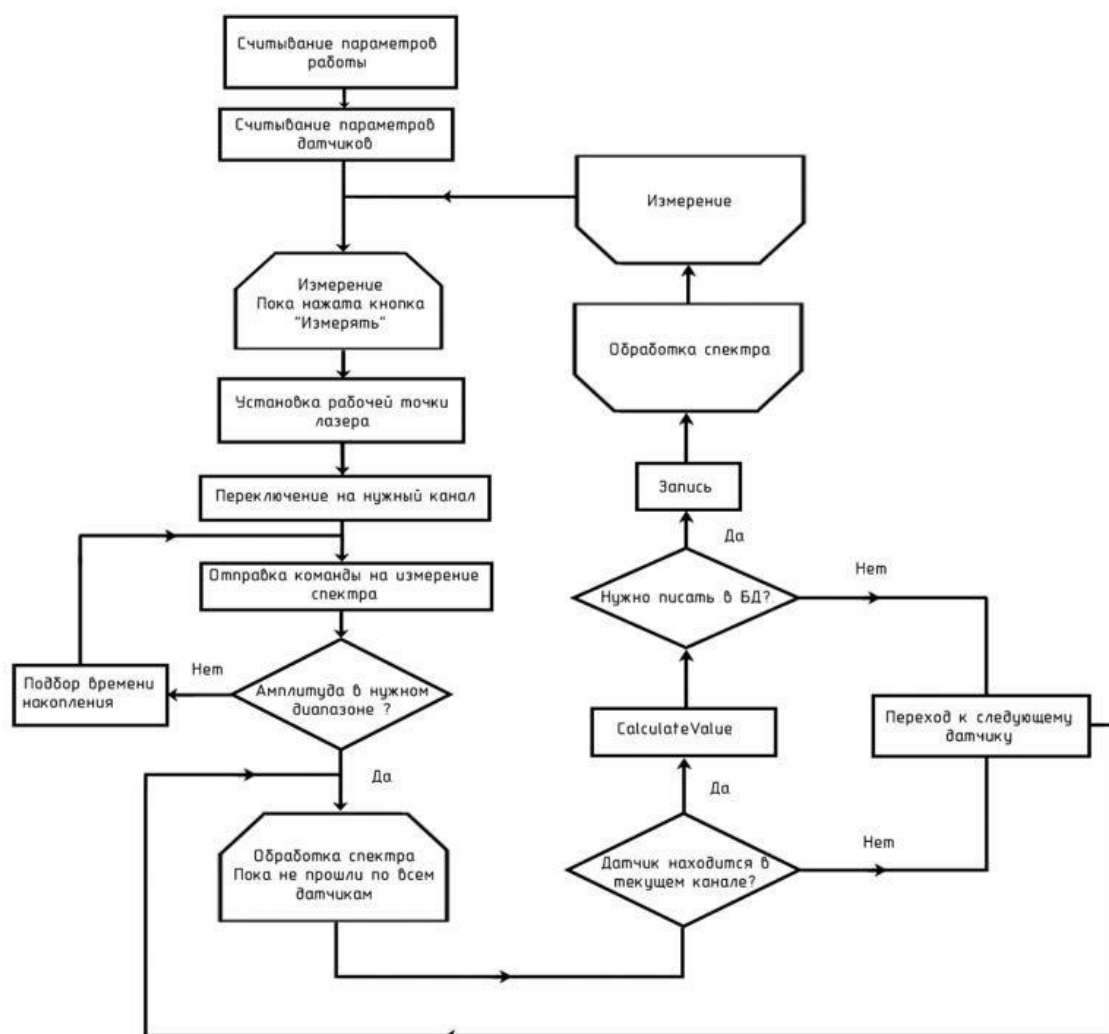


Рис. 7. Алгоритм программного обеспечения РФА

Затем начинается цикл обработки полученного спектра: программа проходит по каждому датчику, записанному в файле *Sensors.inp*, и, в зависимости от того, какого типа текущий датчик и находится ли он в текущем оптическом канале, вызывает соответствующий метод *CalculateValue*. Далее, если в настройечном файле *ANspec.inp* указано, что нужно записывать данные в базу данных [28], то ей отправляется соответствующий SQL-запрос, после чего цикл обработки полученного спектра продолжается до тех пор, пока не будут вычислены значения для всех датчиков текущего оптического канала.

На этом цикл обработки спектра завершается.

Если кнопка “Измерять” осталась нажатой, то цикл измерений повторяется, переключаясь по всем выбранным в графическом интерфейсе каналам или полосе фотонного устройства, иначе цикл прерывается.

Основная обработка информационных сигналов происходит в методе *CalculateValue*, который реализован для классов *TemperatureSensor* и *SpectrumAnalysis* по-разному. Опишем работу этого метода для каждого класса.

В классе *TemperatureSensor* метод получает на вход массивы *DoubleLambda* – массив значений длин волн спектра отклика датчика, *DoubleSpector* – массив амплитуд спектра отклика, *DoubleSpectorProcessed* – массив, хранящий обработанный спектр отклика датчика. Затем вызывается метод *GetBordersOfSensor*, который проходит по точкам полученного

спектра отклика и записывает в массивы Double SensorX и SensorY длины волн и амплитуды тех точек, которые входят в диапазон хождения датчика, определяемого переменными Double LaMax и LaMin (определены в базовом классе Sensors). Далее в зависимости от значения переменной Int Method в операторе Switch с помощью методов центра масс, модифицированного центра масс или параболы по трем точка определяется текущая длина волны датчика на основании отобранных из всего спектра нескольких точек.

Далее по величине сдвига длина волны Double LaShift от референсной длины волны Double LaBrg вычисляется температура датчика: либо с помощью коэффициентов аппроксимирующего полинома, либо с помощью заданной кривой.

Наличие правильной работы системы датчиков и их значения учитываются далее при разрешении записи данных АЧХ ШФД и корректирующих подсчетах ее значений.

2.3. Исследование импортозамещающего широкополосного фотодетектора P20PE (ЛЛС)

В качестве импортозамещающего использовался ШФД P20PE (ЛЛС) с полосой 20 ГГц (рис. 8).

На рис. 9 представлена измеренная относительная АЧХ импортозамещающего ШФД, на которой красные кружки обозначают результаты измерений, полученные с использованием предложенного метода, а сплошная линия с помощью метода векторного анализатора [66-68]. Частота самокалибровки составляла 5 ГГц.



Рис. 8. Широкополосный фотодетектор P20PE (ЛЛС)

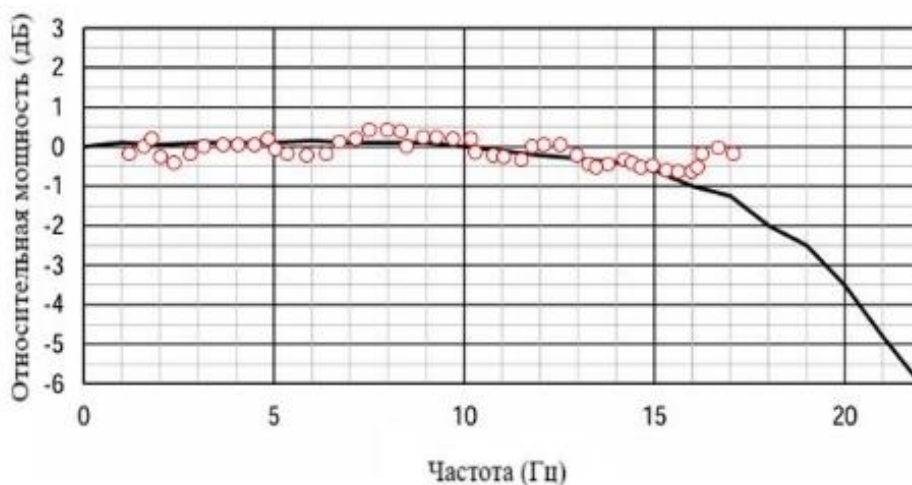


Рис. 9. Относительная АЧХ широкополосный фотодетектора P20PE (ЛЛС):
типовая – черная линия; измеренная – красные кружки

2.4. Выводы по разделу

При использовании дополнительного модулятора и применении метода аддитивного разноса зондирующих частот [29] может быть получено разрешение, выбираемое с условиями применения теории СПДЧ и узкополосных лазеров до 0,5-5 кГц.

При анализе АЧХ ШФД достигнуто учетверение диапазона измерения, основанное также на симметричной двухчастотной амплитудно-фазовой модуляции по методу Ильина-Морозова, каждый каскад которой реализован на одном модуляторе с высоким коэффициентом экстинкции и точным управлением их рабочего смещения в МПВ с помощью ПО РФСА. АЧХ ШФД в частотном диапазоне 20 ГГц, были получены с помощью генератора сканирования с частотой 5 ГГц.

Можно предположить, что проведенные измерения нечувствительны к смещению рабочей точки ШАММЦ, потому что они основаны на относительной амплитуде, а не на абсолютной амплитуде ДДЗИ. По сравнению с обычным гетеродинным методом, метод обеспечивает очень узкую ширину линии компонент ДДЗИ из-за полностью когерентных оптических боковых полос, полученных по методу Ильина-Морозова, и обеспечивает самокалибровку без коррекции изменения мощности ДДЗИ. В случае анализа АЧХ ШФД используется самокалибровка по частоте 5 ГГц, амплитудные значения которой получены в рамках используемого ДДЗИ на калиброванных ШАММЦ.

В отличие от существующих устройств достигнута упрощенная структура анализатора на базе двух универсальных модуляторов и фотодетектора, что делает наши измерения экономически эффективными для практического применения. Кроме того, каскадированное получение ДДЗИ с двухэтапным подавлением несущей, позволяет получать информацию без каких-либо предположений о слабом сигнале и применим для различных уровней зондирования и рабочих длин волн. АЧХ на радиочастотах были получены из мощности продуктов биений компонент ДДЗИ, соотнесенных к значениям мощности калиброванных частот.

Получены относительные АЧХ импортного и импортозамещающего ШФД P-18AZ50 (Apic) и P20PE (ЛЛС), которые приведены на рис. 5 и 9.

Заключение

1. В работе был предложен метод и экспериментально продемонстрирован реализующий его РФАСХ АЧХ ШФД с минимизацией структуры и расширением диапазона измерений. При анализе АЧХ ШФД достигнуто учетверение диапазона измерения, основанное на симметричной двухполосной двухчастотной амплитудно-фазовой модуляции по методу Ильина-Морозова, каждый каскад которой реализован на одном однопортовом калиброванном ШАММЦ с высоким коэффициентом экстинкции. Разрешение предлагаемого РФАСХ в четыре раза выше разрешения единственного коммерческого анализатора подобного типа (LUNA OVA5000), которое составляет 1,6 пм (соответствует 200 МГц при длине волны 1550 нм).

2. АЧХ ШФД в частотном диапазоне 20 ГГц, соответствующие по полосе частот ШАММЦ, были получены с помощью задающих генераторов с частотой 5 ГГц и радиофотонного интеррогатора, разработанного в КНИТУ-КАИ. Относительная погрешность измерения амплитуд сигналов биений на выходе ШФД при радиофотонной обработке составляет 0,01-0,001% [30]. Ограниченное шириной линии ПЛД разрешение по частоте может составить около 100 кГц. Потенциально, герцевое разрешение достижимо при использовании лазера со сверхтонкой шириной линии [31] и теории СПДЧ.

3. Стоит отметить, что измерительная система не зависит от длины волны, так что отклики ШФД на любых длинах волн могут быть достигнуты простой настройкой длины

волны оптической несущей, при полосе пропускания для ниобата лития, например, от 0,4 до 4 мкм.

4. Новый анализатор АЧХ ШФД с минимизацией структуры и расширением диапазона измерений представляет собой простое, недорогое и надежное решение, которое преодолевает недостатки известных решений. Его преимущества могут стать более существенными при построении анализатора по технологиям микроволновых фотонных интегральных схем, особенно в области 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 связи [29,32-33], радиолокации и радионавигации [34-35].

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

Список литературы

1. Zhu N.H. Extraction of Intrinsic Response from S-parameters of Laser Diodes / N.H. Zhu, C. Chen, E.Y.B. Pun, et al. // IEEE Photonics Technology Letters – 2005. – Vol. 17. – No. 4. – Pp. 744-746.
2. Zhang S.J. Calibration-free Electrical Spectrum Analysis for Microwave Characterization of Optical Phase Modulators Using Frequency-shifted Heterodyning / S.J. Zhang, H. Wang, X.H. Zou et al. // IEEE Photonics Journal – 2014. – Vol. 6. – No. 4. – P. 5501008.
3. Wang H. Self-calibrated and Extinction Ratio-Independent Microwave Characterization of Electrooptic Mach-Zehnder Modulators / H. Wang, S.J. Zhang, X.H. Zou et al. // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. – 2017. – Vol. 27. – No. 10. – P. 948-950.
4. Wang H. Calibration-free and Bias-drift-free Microwave Characterization of Dual-drive Mach-Zehnder Modulators Using Heterodyne Mixing / H. Wang, S.J. Zhang, X.H. Zou et al. // Optical Engineering. – 2015. – Vol. 55. – No. 3. – Pp. 031109.
5. Соколов В.С. Анализатор амплитудно-частотных характеристик широкополосных электрооптических и оптоэлектронных устройств с минимизацией структуры и расширением диапазона измерений / В.С. Соколов, А.В. Мальцев, О.Г. Морозов и др. // Вестник поволжского государственного технологического университета. Серия: радиотехнические и инфокоммуникационные системы. - 2023. - № 1 (57). - С.74-88.
6. Miao A. Wideband Calibration of PD Frequency Response Based on Optical Heterodyne Measurement / A. Miao, Y. Huang, H. Huang et al. // Microwave and Optical Technology Letters. – 2009. – Vol. 51. – Pp. 44–48.
7. 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.
8. Сахабутдинов А.Ж. Характеризация резонанса Фано в рефрактометрических датчиках на основе кольцевых волоконных брэгговских решеток с π -сдвигом. Результаты моделирования // Инженерный вестник Дона. – 2018. – № 22. URL: http://www.ivdon.ru/ uploads/article/pdf/IVD_235_Sakhabutdinov_2.pdf_ee654e1fa8.pdf (дата обращения 10.11.2024).
9. Мисбахов Рин.Ш. Радиофотонные адресные сенсорные системы на трехкомпонентных волоконных брэгговских структурах и их применение для решения задач интеллектуальной энергетики: Автореф. ... дис. докт. техн. наук / Рин.Ш. Мисбахов. – Казань, 2020. – 22 с.

10. Иванов А.А. Радиофотонные системы измерения мгновенной частоты множества радиосигналов СВЧ-диапазона на основе амплитудно-фазовых методов модуляционного преобразования оптической несущей: Автореф. ... дис. канд. техн. наук / А.А. Иванов. – Казань, 2020. – 16 с.
11. Василец А.А. Радиофотонный векторный анализ высокочастотных симметричных фотонных структур на основе тандемной амплитудно-фазовой модуляции зондирующего излучения: Автореф. ... дис. канд. техн. наук / А.А. Василец. – Казань, 2021. – 16 с.
12. Мальцев А.В. Симметричные широкодиапазонные системы измерения мгновенной частоты множества микроволновых радиосигналов на основе гребенки опорных оптических частот со специальной формой огибающей: Автореф. ... дис. канд. техн. наук / А.В. Мальцев. – Казань, 2024. – 16 с.
13. Kuznetsov A.A. Optical Vector Analyzers for Multiplicative Fiber Optic Sensors Probing. Formulation of the Problem // 2021 Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications. – 2021. – P. 5.
14. 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.
15. Пат. А 1 338 647 SU МПК4 G02F 1/03. Способ преобразования одночастотного когерентного излучения в двухчастотное / Ильин Г.И., Морозов О.Г.; заявитель и патентообладатель КАИ им. А.Н. Туполева; заявл. 13.04.83; опубл. 20.07.2004. – Бюлл. № 20.
16. Нуреев И.И. Пассивная волоконно-оптическая квазираспределённая сенсорная сеть контроля уровня воды в дискретных точках резервуара с адресным мультиплексированием / И. И. Нуреев, А. Д. Проскуряков, Н. Д. Смирнов и др. // Вестник Поволжского государственного технологического университета. Серия: Радиотехнические и инфокоммуникационные системы. – 2024. – № 1(61). – С. 77-90. – DOI 10.25686/2306-2819.2024.1.77. – EDN QRPYDK.
17. Соколов В.С. Основные принципы сверхузкополосного пакета дискретных частот для построения радиофотонного анализатора спектральных характеристик амплитудного электрооптического модулятора Маха – Цендера / В.С. Соколов // Материалы XX МНТК «Оптические технологии в телекоммуникациях». – 2023. – С. 118-120.
18. Денисенко П.Е. Волоконно-оптические брэгговские датчики со специальной формой спектра для систем климатических испытаний: Автореф. ... дис. канд. техн. наук / П.Е. Денисенко. – Казань, 2015. – 22 с.
19. Low noise photodetector [Электронный ресурс]. – URL: <https://www.koheron.com/photronics/pd100-photodetection> (дата обращения: 30.12.2024).
20. Морозов О.Г. Радиофотонный метод измерения относительной частотной характеристики амплитудного электрооптического Маха – Цендера двухполосным двухчастотным зондирующим излучением с подавленной несущей / О.Г. Морозов, Рин.Ш. Мисбахов, В.С. Соколов и др. // Фотон-Экспресс. – 2022. – № 8. – С. 11-15.
21. 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. – EDN STXRKR.
22. Zou X. Photonics for Microwave Measurements / X. Zou, B. Lu, W. Pan et al. // Laser & Photonics Reviews. – 2016. – Vol. 10(5). – Pp. 711-734.
23. Pan S. Microwave Photonic Radars / S. Pan, Y. Zhang // Journal of Lightwave Technology. – 2020. – Vol. 38(19). – Pp. 5450-5484.
24. Kawanishi T. Precise Optical Modulation and Its Application to Optoelectronic Device Measurement / T. Kawanishi // Photonics. – 2021. – Vol. 8. – P. 160.

25. Zhang Z.Y. Relative Frequency Response Measurement of Mach-Zehnder Modulators Utilizing Dual-Carrier Modulation and Low-Frequency Detection / Z.Y. Zhang, W. Lyu, Y. Liu et al. // *Optics Express*. – 2022. – Vol. 30. – No. 16. – Pp. 285569-28576.
26. Inagaki K. Development of Lightwave Frequency Response Analyzer for Characterizing O/E Conversion Devices / K. Inagaki, T. Kawanishi, H. Iwai et al. // In *Proceedings of the 2014 International Topical Meeting on Microwave Photonics (MWP) and the 2014 9th Asia-Pacific Microwave Photonics Conference (APMP)*. – 2014. – Pp. 113-116.
27. Kawanishi T. Highspeed Control of Lightwave Amplitude, Phase, and Frequency by Use of Electrooptic Effect / T. Kawanishi, T. Sakamoto, M. Izutsu // *IEEE Journal Selected Topics Quantum Electronics*. – 2007. – Vol. 13. – Pp. 79-91.
28. Zhang B. Development of Swept Frequency Method for Measuring Frequency Response of PDs Based on Harmonic Analysis / B. Zhang, N. Zhu, W. Han et al. // *IEEE Photonics Technol. Lett.* – 2009. – Vol. 21. – Pp. 459-461.
29. Иванов А.А. Радиофотонный метод измерения мгновенных частот множества радиосигналов на основе аддитивного частотного смещения с расширенным диапазоном измеренных частот / А.А. Иванов, О.Г. Морозов, А.Ж. Сахабутдинов и др. // *Фотон-экспресс*. – 2019. – Vol. 6 (158). – С. 85-86.
30. Сахабутдинов А.Ж. Радиофотонные сенсорные системы на адресных волоконных брэгговских структурах и их применение для решения практических задач: Автореф. ... дис. докт. техн. наук / А.Ж. Сахабутдинов. – Казань, 2018. – 22 с.
31. Wu X.M. Novel Method for Frequency Response Measurement of Optoelectronic Devices / X.M. Wu, J.W. Man, L. Xie et al. // *IEEE Photonics Technology Letters*. – 2012. – Vol. 24. – No. 7. – Pp. 575-577.
32. Талипов А.А. Метод формирования двухчастотного излучения для синтеза солитонов и применения спектрально эффективной модуляции RZ и CSRZ форматов в оптических сетях доступа / А.А. Талипов, О.Г. Морозов, Г.И. Ильин и др. // *Вестник ПГТУ. Серия Радиотехнические и инфокоммуникационные системы*. – 2012. – № 2 (16). – С. 3-12.
33. Морозов О.Г. Измерение мгновенной частоты микроволновых сигналов с использованием тандемной амплитудно-фазовой модуляции в оптическом диапазоне / О.Г. Морозов О.Г., И.И. Нуреев, А.Ж. Сахабутдинов // *Фотон-Экспресс*. - 2019. - № 5 (157). - С.16-24.
34. Морозов О. Г. Радиофотонный метод определения доплеровского изменения частоты отражённого радиолокационного сигнала на основе тандемной амплитудно-фазовой модуляции / О.Г. Морозов, Г.А. Морозов, Г.И. Ильин и др.// *Вестник поволжского государственного технологического университета. Серия: Радиотехнические и инфокоммуникационные системы*. - 2021. - № 2 (50) С. 63-75.
35. 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).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 II. MICROWAVE PHOTONIC INTERROGATION

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, st. K. Marx, Kazan, 420111, Russian Federation

Abstract. In the systems for spectral characteristics analysis of wideband amplitude Mach-Zehnder modulators (WBAMMZ) and photodetectors (WBPD), the efficiency of conversion of symmetrical dual-band dual-frequency probing radiation (DDPR) generated in the former can be obtained in the latter from the ratio between the optical power of the DDPR and the electric power of the single-frequency beat signal between its components. When the extinction coefficient of the calibrated WBAMMZ is large enough, the spectral profile of the WBPD does not depend on the frequency response of the modulator. Thus, by monitoring or stabilizing the power of the DDPR, we can measure the frequency response of the tested WBPD. WBPD, the frequency response of which is calibrated by the DDPR, can be used in turn to determine the characteristics of optical transmitters based on WBAMMZ at different operating optical wavelengths. And vice versa, calibrated WBAMMZ can be used for a multi-range study of the frequency response of WBPD in the optical range. The resolution of measurements in the radio range is provided by an electronic vector analyzer (EVA), which significantly increases the cost of the spectral characteristic analyzers. The objective of this work, consisting of three parts, is to solve the problems of combined application of the fundamentals of wideband and ultra-narrowband discrete frequency packages (WBDFP and SNDFP) to improve the metrological characteristics, minimize the structure and reduce the cost of microwave photonic spectral characteristic analyzers, implemented on an import-substituting element base. The first part considers the issues of forming a DDPR with a suppressed carrier and equal amplitudes of the components that form the basis of the WBDFP, and evaluates its functional and system characteristics necessary to achieve the goal of the work. The present, second part of the work presents the fundamentals of the DDPR analysis, converted into a WBPD, based on a simple in structure microwave photonic interrogator, which differs significantly in the principle of operation from the EVA and allows to reduce the cost of the analyzer.

Keywords: broadband Mach-Zehnder amplitude modulator; broadband photodetector; microwave photonic analyzer of spectral characteristics; broadband discrete frequency package; microwave photonics; microwave photonic interrogator.

Статья представлена в редакцию 2 декабря 2024г.

IS IT POSSIBLE TO DETECT THE PRESENCE OF A SUPERWEAK SIGNAL IN SOME TRENDLESS SEQUENCE?

R.R. Nigmatullin

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

Abstract. This research proposes a brand-new approach based on the modified POLS (Procedure of the Optimal Linear Smoothing). The concept is based on an iterative process that consists of two crucial steps: (a) smoothing an initial trendless sequence successively, and (b) subtracting the smoothed replica at each iterative step. In terms of the traditional noise/signal ratio, this suggested method enables the setting of completely new records. At least this ratio as it is estimated on available data is equaled to – 100 dB and even less. Md-POLS formula allows to receive resolution about +3dB and therefore to detect the presence of the super weak signal. The method is rather universal and can be applied to wide class of trendless sequences. One requirement is important. The tested sequence should have sufficient number of stable digits after dividing point. It implies to use ADC with high resolution. It will open new possibilities in chemistry (detection of different "traces" in the given solutes) and detection of different early-stage diseases, in radio-electronics, in optics where detection of small signals plays a central role etc.

Key words: RF – random fluctuations; TS – trendless sequence; SWS – super weak signal; SRA – sequence of the ranged amplitudes; SNR – signal-to-noise ratio, Md-POLS – modified Procedure of the Optimal Linear Smoothing.

Introduction and formulation of the problem

Under super weak signal (SWS) the author understands small perturbations when their signal to noise ratio defined as

$$SNR = 10 \cdot \lg \left(\frac{Rg(Sgn)}{Rg(Ts)} \right) \leq -100dB, \quad (1)$$

$$Rg(f) = \max(f) - \min(f).$$

In this case, the range of the trendless sequence, where SWS can be found, is defined by $Rg(Ts)$, but the range of the given deterministic signal is determined by $Rg(Sgn)$ in frequency range $Rg(f)$. Because equation (1) implies the ratio of amplitudes of their quadratic values if the matching ratio of powers is taken into consideration, this formula can be regarded as preferable to conventional ones. It is clear that the detection of weak signals is a major issue in many natural and technical sciences, and it is actually a "friend-foe" general problem solution also. In medical, this issue involves converting cardiograms and other recorded data into other (...) grams in order to detect minor deviations. In chemistry, it is closely linked to the detection of hidden traces in the given solutes. No sense to innumerate of different radio-electronics and photonic/laser applications where this problem plays a central role.

Analysis of different publications devoted to this subject shows that the $SNR=0$ serves as a specific "red line" dividing the devices with $SNR > 0$ where the noise influence is suppressed from the devices with $SNR < 0$ when the noise influence becomes predominant. To the best author's knowledge, he did not find in literature the papers where $SNR < -60$ dB detection of a small signal inside noisy data is considered (that implies the presence of a signal with the range of amplitudes of the order 10^{-6} to the range of the noise having the unit order). Highly likely, these types

of publications are not available in open Internet access. However, papers that are close to the goal stated in the paper's title need to be reminded of this. It is preferable to group these studies according to the SNR value that was attained. The author of the paper [1] based it on Karhunen–Loève transformation yielded an SNR of -3dB . The authors of the research [2] assert that if the SNR is -5dB , they may extract the signal using the DOA (direction of arrival) approximated approach. By using unique experimental techniques, the authors of the works [3,5] improved the sensitivity of common commercial receivers if the SNR falls between 5 and 20 dB. The authors of the research [4] asserted that they could get a distinct signal for the range of the SNR in the interval $[-6.5, 18.5]$ dB by using the various locations of satellite signals sensors. The receiver's relative location in relation to the satellite position has a significant impact on this ratio. Using techniques identical to those described in paper [4], Chinese scientists obtained acceptable SNR from the several satellites in the interval $[8.7, 19.5]$ dB in paper [6]. As can be seen from these studies, the authors of the aforementioned papers were able to detect the presence of weak signals down to -6.5 dB by employing experimental and signal processing techniques. In this paper the author proposes the completely new signal processing method that can be used by many researchers working in this area. It is instructive to formulate the following problem.

Is it possible to detect quantitatively the presence of the SWS when the influence of the random fluctuations (RF) becomes essential and SNR achieves the unbelievable values -100dB or even less?

By another words, it means that when the given noise background normalized to the unit value the level of the signal should have range of amplitudes of the order 10^{-10} or even less. Attentive analysis shows that this problem can be solved and the positive answer will be found. When a SWS can be discovered, the Md-POLS approach allows the starting ratio to be increased up to acceptable ratios (SNR $[-2,2]$). This indicates that the Md-POLS method's "power" allows for a sensitivity increase of 10–12 orders of magnitude from its original SNR level!

It is preferable to provide a straightforward response to the question posed above in order to wrap up this section. Under what circumstances might a SWS be detected? Assume that the level of the initial TS is $Rg(Ts)=1$ and that the range of a detected signal is initially $Rg(Sgn)=a \cdot 10^{-s} \equiv 10^{-\bar{s}}$. When we enter these values into (1), we get $SNR = -10 \cdot \bar{s}$. In this instance, it is impossible to detect the intended signal. The following minimal value, $Rg(Ts)=b \cdot 10^{-n} \equiv 10^{-\bar{n}}$ can be reached by lowering the original TS limit, using expression (2) shown in next section. When we enter these estimates into (1), we get $SNR = 10 \cdot (\bar{n} - \bar{s})$. Consequently, we arrive to a straightforward conclusion. If the embedded SWS satisfies to relationship $SNR = 10 \cdot (\bar{n} - \bar{s}) > 0$ it is detectable; if $SNR = 10 \cdot (\bar{n} - \bar{s}) \leq 0$ it cannot be detected. These straightforward inequalities eliminate any uncertainty regarding the supplied SWS's detection potential.

The solution of the problem

In order to solve this problem, we use the POLS (procedure of the optimal linear smoothing) that it was used earlier [7,8] for elimination of a possible trend located inside a "confidence tube". The original and previously proposed formula that will be used in this paper is modernized and can be rewritten in the form:

$$Y_j(w, p) = \frac{\sum_{i=1}^N K\left(\frac{\Delta_{ji}}{w}\right) y_i}{\sum_{i=1}^N K\left(\frac{\Delta_{ji}}{w}\right)}, \quad (2)$$

$$K(u) = F\left(-|u|^p\right), \quad \Delta_{ji} = x_j - x_i.$$

Here w - is the parameter of the window smoothing, p is defined as the acceleration parameter. The function $K(u)$ determines the smoothing kernel. In this paper we associate the kernel $K(u)$ with exponential function that was used earlier in papers [7,8]. For the best author's knowledge expression (2) is *original* and never appeared in papers used by other authors. The verification of expression (2) on available data confirms the following observation, namely; if p lies in the interval $[0,1]$ then the smoothing process becomes slow, while for the interval $[1,6]$ the smoothing process accelerates. It is interesting to underscore the limiting values of the window smoothing parameter w . For $w \gg 1$ the smoothed function $Y(w \gg 1, p) \approx \text{mean}(y)$, while for $w \rightarrow 0$ $Y(w \rightarrow 0, p) \approx y$ and the smoothing property disappears. Despite its precision, the final limiting case highlights some noteworthy characteristics that were overlooked in the first place. These characteristics are linked to the discrete nature of the functions Y_j and y_j ($j=1,2,\dots,N$), which in turn dictates how expression (2) behaves specifically for $p > 1$ and at small values of w (near zero), where a specific "competition" between small distance Δ_{ji} and w takes place. Consequently, expression (2) can be used to verify the suggested challenge (1) and find the desired answer for detection of a SWS.

Verification of (2) on available data

We use the available meteorological data as a noise background. A detailed discussion of these facts is not required; readers who are curious about them can find it in the study [9]. The only thing that matters to us about the registration of gases CH_4 , CO_2 , and H_2O streams in the atmosphere is that there are enough digits (close to 10) following the dividing point. Fig. 1 demonstrates the initial TS and SWS that is embedded inside. We distinguish the chosen stream, which is shown in Fig. 1(a), in order to remove a concealed trend by differentiation procedure. Fig. 1(b) displays the little signal's particular form.

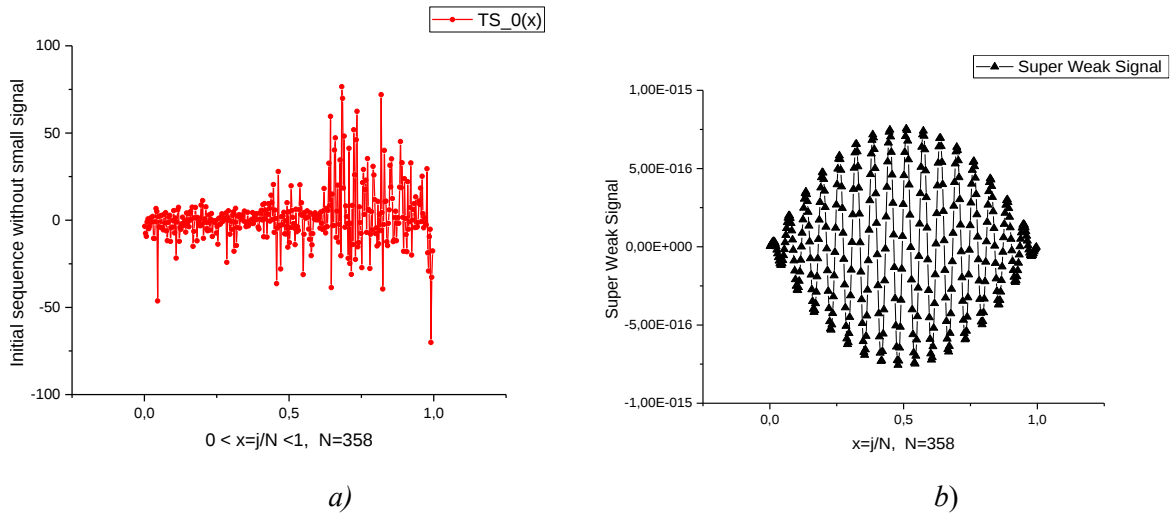


Fig. 1. Demonstration the initial TS (a) and the form of the SWS (b) taken in the form of the wave packet:

(a) we show the trendless sequence $TS_0(x)$ that is considered as initial TS. It has 358 data points with range of amplitudes $Rg=146.7$.

(b) then we add to the $TS_0(x)$ a small signal that is depicted as SWS

The functional form of this wave packet is the following:

$$SWS(x) = [A \cos(\omega x) + B \sin(\omega x)] x(1-x). \quad (3)$$

This wave packet has the following parameters ($A=5.21 \cdot 10^{-16}$, $B=5.55 \cdot 10^{-16}$, $\omega=100$). We add this wave packet to initial signal that is shown on Fig. 1 (a). In order to avoid a simple additive signal, we add this small supplement by nonlinear way

$$TS_1(x) = \left[SWS(x) + \frac{TS_0(x) \cdot SWS(x)}{Range(TS_0(x))} \right] + TS_0(x). \quad (4)$$

A tiny additive is present in the trendless sequence provided by expression (4), but it is entirely concealed within it. Since expression (4) graphically coincides with Fig. 1 (a), it is pointless to illustrate it. The NOCFASS (NOOrthogonal Combined Fourier Analysis of the Smoothed Signals), which was successfully used in research [10], makes sense since, in our opinion, it is crucial to improve the informative presentation of the initial signal in Fig. 1 (a). One can utilize only a portion of the modes situated to the right of the F-spectrum central axis by moving the traditional F-spectrum to the left π -angle. The shifted F-transformation and the truncated spectrum are shown by Fig.2. It incorporates on two parts that are shown below.

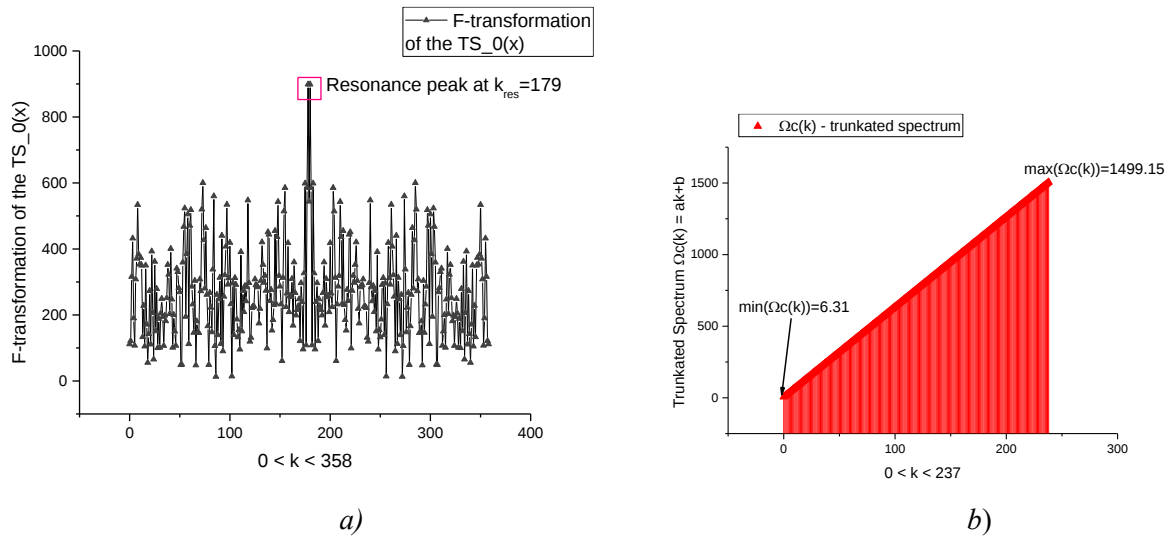


Fig. 2. The shifted F-transformation and the truncated spectrum:

- (a) we demonstrate the F-spectrum in terms of sizeless modes ($0 < Vect < 358$). The central mode is located at $K/2 = 179$. For the fitting of the $TS_0(x)$ with maximal accuracy (Relative error = $10^{-14} \%$) it is sufficient to use practically all (237) modes located on the right-hand side of the shifted F-spectrum;
- (b) we demonstrate the truncated spectrum $6.32 < \Omega_c(k) < 1499.15$ that provides the desired fit.

In Fig.3 we demonstrate the fit of the initial signal, realized in the frame of the NOCFASS. It includes also the amplitudes modulus and phases distributions, respectively.

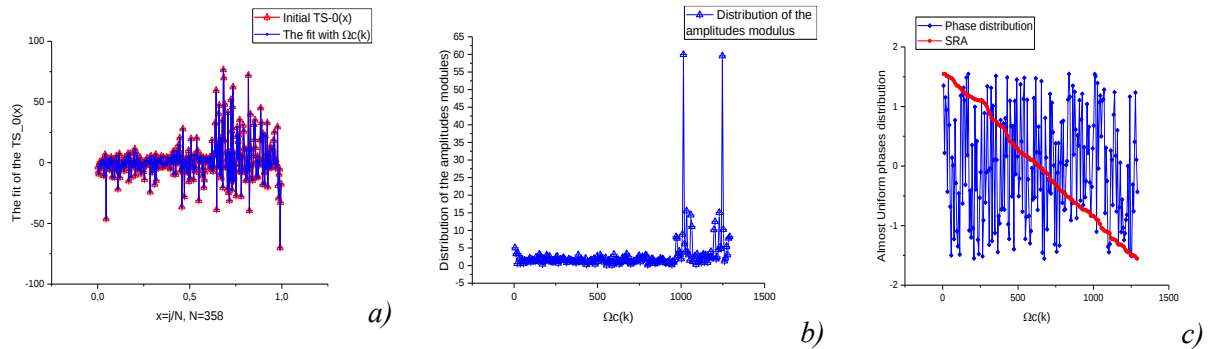


Fig. 3. The fit of the initial signal $TS_0(x)$, realized in the frame of the NOCFASS:

- (a) we demonstrate the fit of $TS_0(x)$ realized with exceptional accuracy (Rel.err = $10^{-14} \%$);

(b) we show the modulus amplitude distribution $Amd_k = \sqrt{Ac_k^2 + As_k^2}$ for this TS;

- c) we show the phase distribution $Ph_k = \tan^{-1}(As_k/Ac_k)$. The solid red line shows the sequence of the range amplitudes (SRA). As one can see from this figure it is expressed by the segment of the straight line. It means that the phase distribution Ph_k coincides practically with uniform distribution

The fitting function is given by conventional expression

$$\begin{aligned}
 F(x) &= A_0 + \sum_{k=1}^K \left[A c_k \cos(\Omega c(k) \cdot x) + A s_k \sin(\Omega c(k) \cdot x) \right] = \\
 &\equiv A_0 + \sum_{k=1}^K \left[A m d_k \cos(\Omega c(k) \cdot x - P h_k) \right], \\
 A m d_k &= \sqrt{A c_k^2 + A s_k^2}, \quad P h_k = \tan^{-1} \left(\frac{A s_k}{A c_k} \right), \\
 \Omega c(k) &= \Omega c(0) + \frac{k}{K} (\Omega c(K) - \Omega c(0)), \\
 \Omega c(0) &= 6.32, \quad \Omega c(K) = 1499.15.
 \end{aligned} \tag{5}$$

In the same manner we treat the TS-1(x) with small supplement. The details are shown by Fig.4.

In Fig.4 below we demonstrate the fit of the initial signal, realized in the frame of the NOCFASS. It includes also the amplitudes modulus $A m d_k = \sqrt{A c_k^2 + A s_k^2}$ and phases distribution $P h_k = \tan^{-1}(A s_k / A c_k)$, respectively. All these three figures contain the deformed SWS that is shown in Fig.1(b) above.

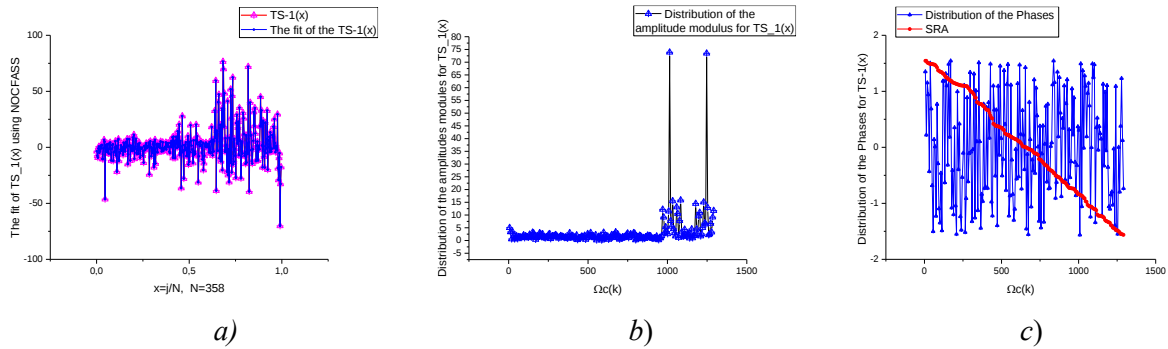


Fig. 4. The fit of the initial signal TS_1(x), realized in the frame of the NOCFASS:

(a) we demonstrate the fit of TS_1(x) realized with same exceptional accuracy (Rel.err = 10^{-14} %);

(b) we show the modulus amplitude distribution $A m d_k = \sqrt{A c_k^2 + A s_k^2}$ for this TS;

(c) we show the phase distribution $P h_k = \tan^{-1}(A s_k / A c_k)$. The solid red line demonstrates the sequence of the range amplitudes (SRA). As one can notice again that it is expressed by the segment of the straight line. It means that the phase distribution coincides practically with uniform distribution

Now we have two important informative plots $A m d_k$ and $P h_k$ (depicted in fig. 3 and fig. 4) that should be compared with each other in terms of expression (2). As it has been mentioned above the principle of application (2) can be expressed by the following algorithm: "smooth – subtract".

Let us consider firstly the comparison of the modulus $A m d_k = \sqrt{A c_k^2 + A s_k^2}$ and $P h_k$ distributions, accordingly, in the frame of expression (2). For certainty, we put $p=2$, F coincides with exponential function and will change the value of the smoothing window in the interval $w \in [0, 10]$. The corresponding ranges behavior of the smoothed $A m d_k$ and $P h_k$ are shown in Fig.5 a), b).

Fig.5 demonstrates the ranges distributions vs. the smoothing parameter w for modulus amplitudes and phases, respectively; for the curves with SWS (connected red balls) and without SWS (marked by the connected black squared)

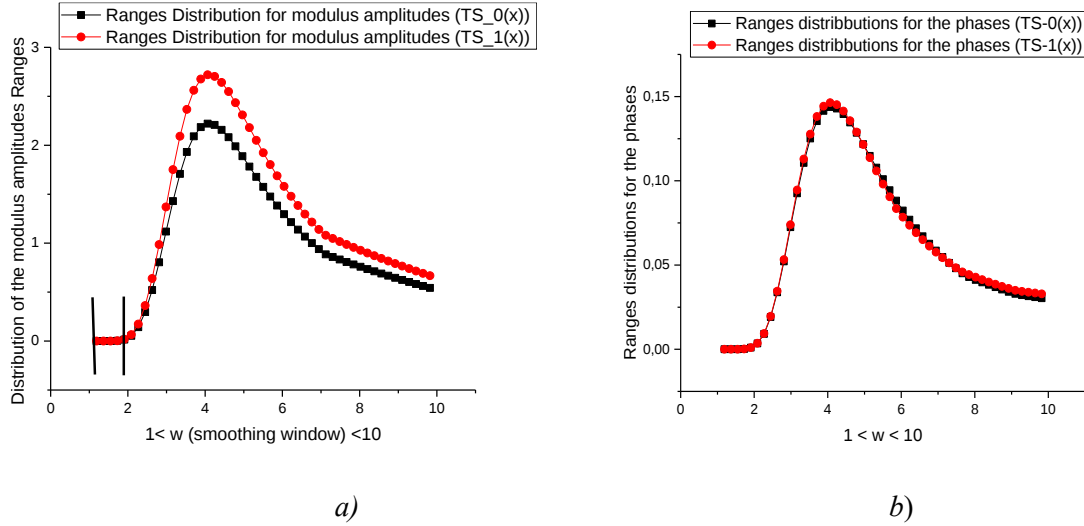


Fig. 5. The ranges distributions vs the smoothing parameter w for modulus amplitudes and phases:

- (a) It is shows the ranges distributions behavior with respect to the value of the smoothing window that is located in the interval $w \in [1, 10]$. The black connected squared refers to the $TS_0(x)$ and red connected balls to the $TS_1(x)$. The differences between these curves are noticeable;
- (b) The same behavior is similar for the Ranges distributions of phases. However, the most interesting region for detection of the SWS is located in the interval $[0, 2]$. It is separated on the figure (a) by two bolded vertical lines

Let us put $w=1.01$. Figure 6 demonstrates this result at small values of the $w=1.01$.

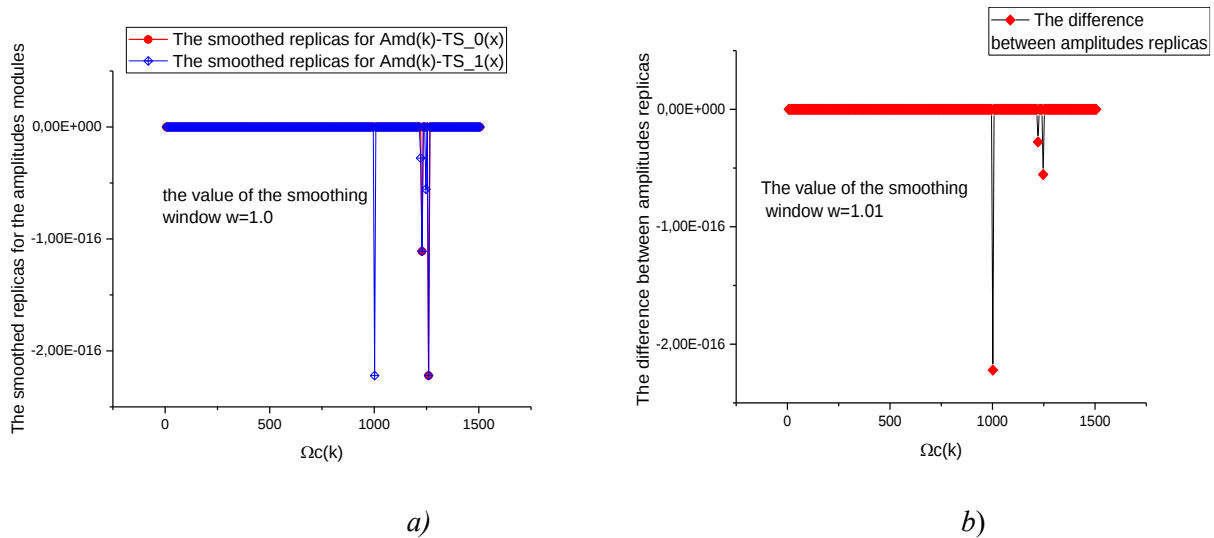


Fig. 6. Demonstration of operation result at small values of the $w=1.01$:

- (a) we put together the smoothed replicas of Amd_k . ($w=1.01$);
- (b) the difference between them is shown. It is convenient to compare the result of Md-POLS method in terms of SNR (initial (as a priori estimated) and final one) that is given by expression (1). The successive increasing of the SNR is given in Table 1

Table 1. The values of SNR achieved in the result of Md-POLS application

w	SNR for Amd_k	SNR for Ph_k
3.0	0.881	0.091
2.0	0.888	0.092
1.01	3.011	0.127
1.0	0.0	0.173
0.9	0.0	0.0

Comments. As one can notice from these results the value of the smoothing window $w=1.01$ is the critical one. Slightly changing of this value shows the limit for SNR resolution related to amplitudes modules and demonstrates the limit ($w=1.0$) for SNR (Ph_k). This table demonstrates also a specific "digital" limit ($w=0.9$) for detection of the presence SWS in the given TS.

In Fig.7 we demonstrate the phase distributions for the TS with SWS and without one together with the differences between them.

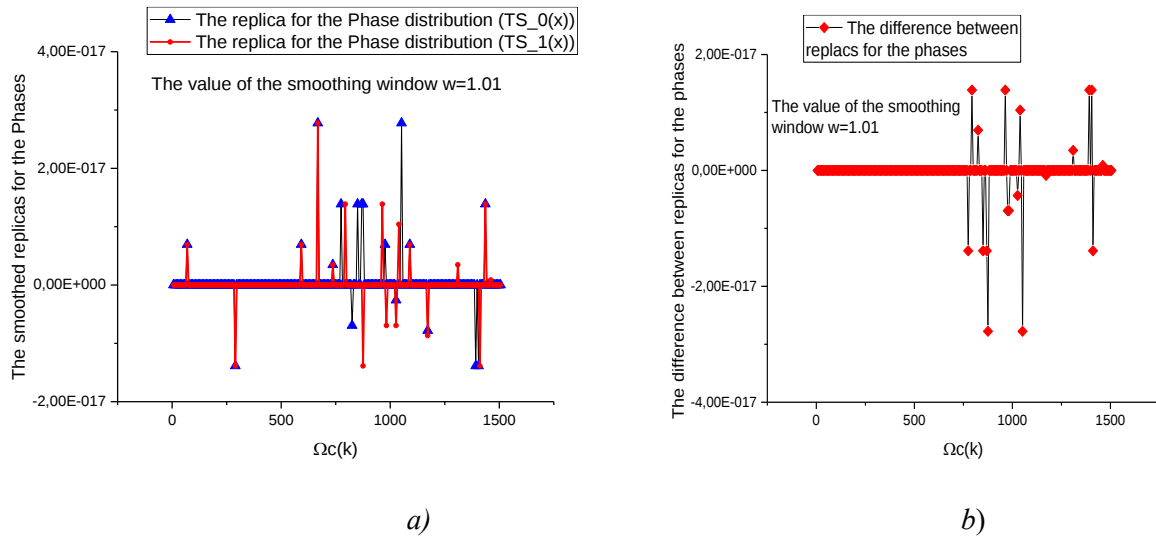


Fig. 7. Phase distributions for the TS with SWS and without one together with the differences between them:

- (a) We put together the smoothed replicas for the Phases distribution Ph_k ($w=1.01$);
- (b) The difference between is convenient to compare the result of Md-POLS method in terms of SNR (initial (as a priori estimated) and final one) that is given by expression (1).

The successive increasing of the SNR is given in Table 1 shown above.

We chose the TS with expected SNR (after embedding a small signal) into $TS_0(x)$ equalled to -169.87 . The corresponding TS is shown in Fig. 1 (a).

The following statement is worth emphasizing. Every TS with an identical incorporated SWS has a unique sensitivity. As an illustration, we use TS with SNR (expected) = -166.01 . The calculated results for another TS are shown below in Table 2.

Table 2. The values of SNR achieved in the result of Md-POLS application for another TS

w	SNR for Amd_k	SNR for Ph_k
3.0	-1.257	0.351
2.0	-1.259	0.352
1.02	-3.011	-0.337
1.01	0.0	-1.251
0.9	0.0	0.0

Results and Discussion

In this section we should emphasize some attractive features of the Md-POLS method.

1. It makes to identify a possible SWS that could be hidden inside the designated TS. It is sensitive to the number of fixed digits after the division point.

2. It must be detected by raising the initial SNR (anticipated value) by many orders of magnitude, which corresponds to the SWS (expected value). One can surpass the 16-order-of-magnitude limit in the instance under consideration. It indicates that for the specified TS, the SNR may be increased from -160 dB up to $+3$ dB or even more. The Md-POLS technique becomes an essential tool for recognizing a broad class of disguised SWS as a result of this real data.

3. It is necessary to emphasize the following peculiarity of this method that was found during these numeric calculations. Each TS has its own sensitivity for detection of the SWS. In order to "percept" it we demonstrate the following pictures.

Fig. 8 demonstrates some interesting features in their behavior at the small values of the smoothing parameter w .

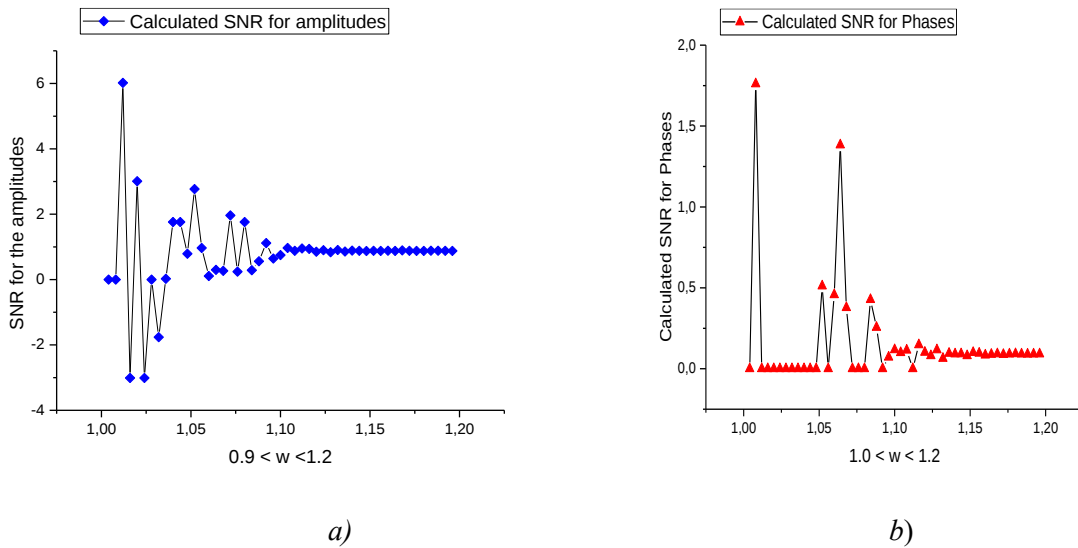


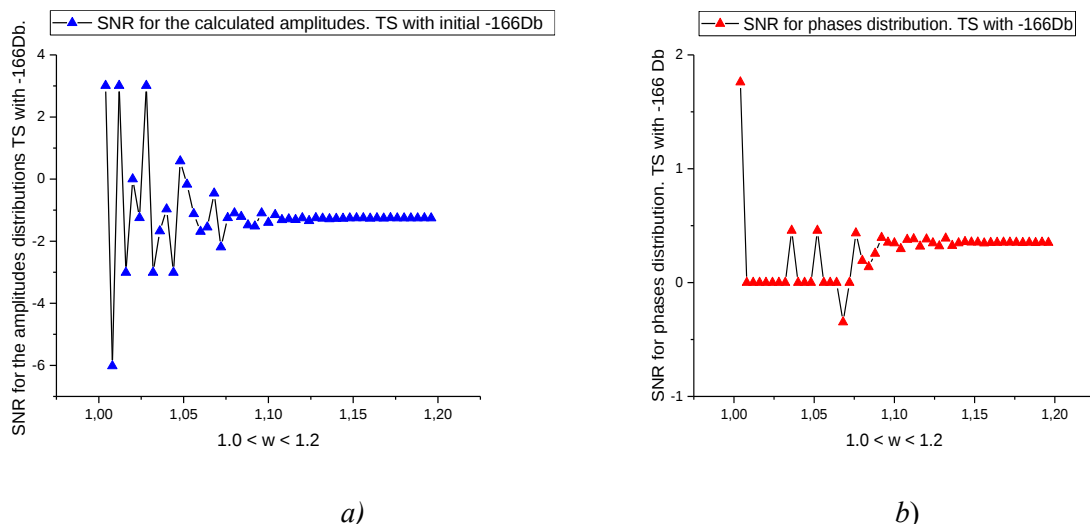
Fig. 8. Behavior of expected SNR ratio. TS is near -160 dB:

(a) one can see the behavior of the final SNR with respect to the value of the smoothing window in the small interval $[0.9-1.2]$ close to zero. This behavior was calculated for the Amd_k ;

(b) similar plot is given for the phases Ph_k ratios calculated for the same interval $[1.0-1.2]$.

One can notice that this behavior is not uniform. There are regions where SNR achieves maximal value as 6 dB (on the left) and 1.7 dB (for the right plot).

Let us take another TS. This TS is randomly taken from the given data. Initial expected SNR ratio is -166 dB. Similar plots for this chosen sequence are shown on Fig. 9. Fig. 9 demonstrates some interesting features in their behavior at the small values of the smoothing parameter w . It is taken another TS for comparison with Fig.8.



Figs. 9: Behavior of expected SNR. TS is near -166 dB:

(a) one can see the behavior of the final SNR with respect to the value of the smoothing window w in the same small interval $[1.0-1.2]$. This behavior was calculated for the Amd_k ;

(b) Similar plot is given for the phases Ph_k distribution ratios.

One can notice that this behavior is not uniform and does not coincide with Fig. 8 (a, b).

There are own regions where SNR achieves maximal value as 3 dB (a) and 1.9 dB (b)

The final sensitivity of any chosen TS to detect the SWS embedded within it is determined by the particular distributions of the close amplitudes and phases, as can be seen from a comparison of the last figures.

These obtained results prompt to make the following basic conclusion. Special attention should be paid to obtaining a *stable background* (reproducibility of an experiment plays a crucial role!) serving as a particular detector to record any small signal that may appear outside the confidence "tube" of the background due to an uncounted SWS. This recorded perturbation can assist in detecting the desired "signal" that separates the new "quality" from the random fluctuations contained within the "reference" background.

The author sincerely hopes that this knowledge on this intriguing technique will lead to new opportunities for the detection of a broad class of different SWS in many natural disciplines.

Acknowledgements. The author would like to respectfully thank Prof. Morozov O.G. for his insightful views and comments. He focused on the articles [1]–[6], which examined the latest developments in lowering the SNR minimum limit using various techniques.

References

1. Maccone C. The KLT (Karhunen–Loève Transform) to extend SETI searches to broad-band and extremely feeble signals /C. Maccone// Acta Astronautica. - 2010. - V. 67, Iss. 11–12, P. 1427–1439.
2. Seongwook Lee. Two-stage DOA estimation method for low SNR signals in automotive radars/ Seongwook Lee, Young-Jun Yoon, Jae-Eun Lee, Heonkyo Sim et al. // IET Radar Sonar Navig. - 2017. - Vol. 11, Iss. 11. - P. 1613–1619.
3. Petovello M.G. Carrier Phase Tracking of Weak Signals Using Different Receiver Architectures/ M.G. Petovello, C. O'Driscoll and G. Lachapelle // ION NTM 2008 Conference - San Diego, CA, Jan 28–30, 2008.
4. Li, Y. SNR Enhancement of Back Scattering Signals for Bistatic Radar Based on BeiDou GEO Satellites / Y. Li; S. Yan; J. Gong et al. // Remote Sens. – 2021. – T.13. – P.1254. <https://doi.org/10.3390/rs13071254>.

5. Petovello M.G. Weak Signal Carrier Tracking Using Extended Coherent Integration with an Ultra-Tight GNSS/IMU / M.G. Petovello, C. O'Driscoll and G. Lachapelle // European Navigation Conference 2008, Toulouse, France, Apr. 23-25, 2008.
6. Wenning Gao. Weak Signal Processing Method for Moving Target of GNSS-S Radar Based on Amplitude and Phase Self-Correction / Wenning Gao, Fuzhan Yue, Zhenghuan Xia, Xin Liu, Chuang Zhang, Zongqiang Liu // Remote Sens. – 2023. – 15. – P.969. <https://doi.org/10.3390/rs15040969>
7. Pershin S.M. Detection of the OH band fine structure in a liquid water by means of new treatment procedure based on the statistics of the fractional moments / S.M. Pershin, A.F.Bunkin, V.A. Lukyanchenko et al.// Lazer Phys.Lett. - 2007. - Vol. 4 (11). – P. 809-812.
8. Nigmatullin R.R. Application of Fractional-moments Statistics to Data for Two-phase Dielectric Mixtures / R.R. Nigmatullin, S.I. Osokin and S.O. Nelson // IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation. – 2008. - V.15 (No5). - P. 1385-1392.
9. Nigmatullin R.R. Quasi-Reproducible Experiments: Universal Fitting Function for Quantitative Description of Complex Systems Data / R.R. Nigmatullin, A.A. Litvinov and S.I. Osokin // Lobachevskii Journal of Mathematics, ISSN 1995-0802, Pleiades Publishing, Ltd. – 2024. - Vol. 45, No. 8. - P. 3956–3971.
10. R. R. Nigmatullin. Description of multi-periodic signals generated by complex systems: NOCFASS - new possibilities of the Fourier analysis / R. R. Nigmatullin, V. Alexandrov, P. Agarwal, S. Jain and N. Ozdemir // Numerical Algebra, Control and Optimization. – March 2024, 2024. - Vol. 14. - No. 1. - P. 1-19. DOI:10.3934/naco.2022008.

ВОЗМОЖНО ЛИ ОБНАРУЖИТЬ НАЛИЧИЕ СВЕРХСЛАБОГО СИГНАЛА В НЕКОТОРОЙ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТИ БЕЗ ТРЕНДА?

Р. Р. Нигматуллин

Казанский национальный исследовательский технический университет
им А.Н. Туполева-КАИ,
кафедра радиоэлектроники и информационно-измерительной техники
420111, Российская Федерация, г. Казань, ул. К. Маркса, д. 10

Аннотация. В данной работе предлагается принципиально новый подход на основе обновленной методики POLS (Procedure of the Optimal Linear Smoothing). Концепция основана на итеративном процессе, который состоит из двух важнейших шагов: (а) последовательного сглаживания исходной бестрендовой последовательности и (б) вычитания сглаженной реплики на каждом итеративном шаге. С точки зрения традиционного соотношения шум/сигнал предлагаемый метод позволяет устанавливать совершенно новые рекорды. По крайней мере, это соотношение, по имеющимся данным, составляет -100 dB и даже меньше. Эта формула Md-POLS позволяет получить разрешение около $+3$ dB и, следовательно, обнаружить наличие SWS. Метод достаточно универсален и может быть применен к широкому классу последовательностей без тренда. Важно одно требование. Тестируемая последовательность должна иметь достаточное количество стабильных цифр после точки деления. Это подразумевает использование АЦП с высоким разрешением. Это откроет новые возможности в химии (обнаружение различных «следов» в данных растворах) и обнаружение различных заболеваний на ранней стадии, в радиоэлектронике, в оптике, где обнаружение малых сигналов играет центральную роль и т. д.

Ключевые слова. RF- случайные колебания; TS- последовательность без тренда; SWS- сверхслабый сигнал; SRA- последовательность ранжированных амплитуд; SNR- отношение сигнал/шум; Md-POLS – модернизированная процедура оптимального линейного сглаживания.

Статья представлена в редакцию 21 декабря 2024 г.

«ГИРОСКОПИЧЕСКАЯ КАТАПУЛЬТА» – НОВЫЙ ТИП УСТРОЙСТВ: ТЕХНИЧЕСКАЯ ВОЗМОЖНОСТЬ СОЗДАНИЯ И ПЕРСПЕКТИВЫ ПРИМЕНЕНИЯ

А. И. Денисов¹, Н.В. Денисова², И.В. Ившин²

¹ Независимый исследователь

² Казанский Государственный Энергетический Университет,
Российская Федерация, 420066, г. Казань, ул. Красносельская, 51

Аннотация. В статье рассматриваются различные аспекты, связанные с новым типом устройств, «гироскопической катапультой», которое до настоящего момента имело весьма ограниченное практическое применение и показывается, что в связи с развитием элементной базы и рынков, можно ожидать его широкого распространения.

Ключевые слова: пусковое устройство, летательный аппарат, система наведения.

Введение

Запуск малых летательных аппаратов часто осуществляется с использованием стартовых устройств. Конструкция таких устройств должна гарантировать стабильный и безотказный старт аппарата с воспроизводимыми параметрами. Основные требования, предъявляемые к конструкции катапульты и автоматики изложены в [1]:

- надежность, которая заключается в работоспособности механизма в разных климатических условиях, надежности запуска, исключении повреждений летательного аппарата;
- эргономичность, связанная с минимизацией массогабаритных характеристик, простотой использования автоматики, минимальным временем разворачивания, установки и свертывания, мобильности;
- высокие эксплуатационные качества, заключающиеся в долговечности, неприхотливости, ремонтпригодности, пригодности к хранению и утилизации;
- безопасность, состоящая в исключении преждевременного срабатывания пусковых механизмов, а также вероятности нанесения травмы подвижными частями оператору.

Стартовые механические устройства для запуска летательных аппаратов бывают с линейным движением и с использованием кругового вращения, как у SpinLaunch [2, 3]. Линейные ускорители, как правило, используют тросы или рельсы для разгона аппарата. Они просты в конструкции, но требуют значительной длины для достижения необходимой скорости. Системы с круговым вращением, напротив, компактнее. Они используют центробежную силу для разгона объекта, вращая его на конце длинного рычага. SpinLaunch – яркий пример такого подхода, обещающий снизить стоимость запуска в космос. Однако, такие системы предъявляют высокие требования к прочности конструкции и устойчивости к перегрузкам.

Для создания мобильного устройства запуска подходит катапульта с разгоном за счет вращения. Созданию подобных устройств посвящены работы в патенте [4], где предложена катапульта с вертикальной осью вращения.

Однако, для мобильного применения необходимо компактное и легкое решение. Интерес к мобильному варианту катапульты связан с тем, что такие пусковые установки можно применить как основу создания нового типа ПВО.

Современные средства ПВО, ориентированные на обнаружение и уничтожение высокоскоростных целей, могут оказаться неэффективными против небольших, маневренных БПЛА, летящих на низких высотах. Кроме этого, применение дорогостоящих ракет для борьбы с дешевыми БПЛА является экономически нецелесообразным. При организации массовых атак за счет запуска большого количества БПЛА, в том числе с ложными целями, необходим эффективный и дешевый способ перехвата. Его можно обеспечить с помощью создания нового типа перехватчиков БПЛА-планеров, запускаемых с помощью катапульты.

Планеры, благодаря отсутствию двигателей, отличаются меньшей стоимостью и простотой производства по сравнению с традиционными летательными аппаратами, что делает их привлекательным вариантом для массового применения и противодействию массовым атакам с применением БПЛА. Развертывание сети катапульт позволяет создать гибкую и сосредоточенную систему воздушной обороны, способную противостоять различным угрозам.

Соответственно, необходимость создания компактной катапульты для запуска планеров с дозвуковой скоростью для борьбы с летающими аппаратами обусловлена не только академическим интересом, но и рядом практических и экономических соображений.

Принцип действия

В данной статье рассматривается устройство пуска, основанное на следующем принципе, изображенном на рисунке 1.

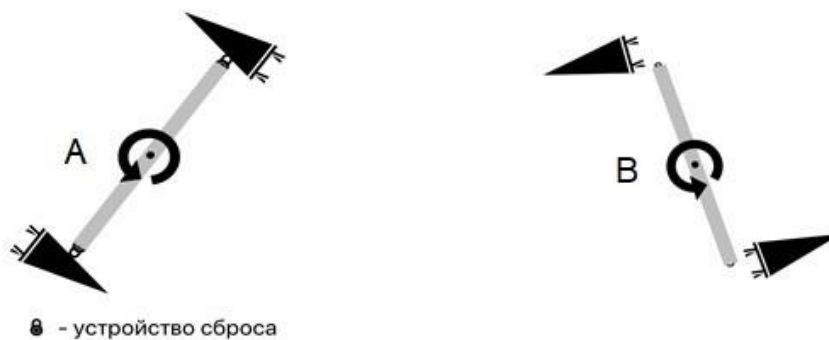


Рис. 1. Устройство пуска

А - раскручивание до высокой скорости, В - одновременный сброс и свободный полет

Работает оно по следующему принципу: два одинаковых объекта (с точки зрения массы и расположения центра масс) закреплены с помощью Устройства Сброса (УС) на противоположных концах штанги, которая раскручивается относительно центра до высокой скорости. В момент времени T_0 происходит одновременный сброс объектов, после чего штанга продолжает вращаться относительно центра, а объекты свободно летят.

Поскольку в российской литературе название для данного типа устройств не устоялось, здесь и далее мы будем называть его «гироскопической катапульты» (далее ГК), слово катапульта отражает назначение - запуск объектов с высокой начальной скоростью, а гироскопической - то, что при больших скоростях вращения данное устройство будет обладать рядом свойств гироскопа.

Единственным известным нам коммерческим проектом, применяющим данный принцип пуска, является американский стартап SpinLaunch, который планирует запускать спутники на орбиту с помощью подобного устройства. SpinLaunch провел ряд успешных демонстрационных пусков, добившись скоростей пуска более 600 м/с [2, 3].

Техническое задание на систему перехвата БПЛА

Для простоты восприятия сформируем эскиз технического задания на систему перехвата БПЛА «Кочевник» в таблице 1, поскольку исходя из назначения системы будет проще понимать, какие технические решения необходимо разработать.

Таблица 1. Основные параметры системы перехвата БПЛА

Характеристики	Величина	Пояснение
Скорость целей	Не более 40 м/с (144 км/час)	Типичные БПЛА, наносящие ущерб гражданским объектам, являются низкоскоростными.
Высота полета цели	Не более 100 м	Типичные БПЛА летят на высоте не более 100 м для избежания обнаружения радарными.
Дальность перехвата	Не более 2000 м	Данная величина выбрана из практических соображений как компромисс между необходимостью плотного перекрытия воздушного пространства и технической сложностью создания систем с большой дальностью перехвата.
Вероятность перехвата при пуске одного перехватчика	Не менее 0.8	Предполагается, что для надежного перехвата цели будет необходимо выпустить не менее 2-х перехватчиков по каждой цели. По крупногабаритным целям может потребоваться выпустить более 3-х для нанесения достаточных повреждений для перехвата.
Система наведения БПЛА-планера	Лазерная	Для наведения БПЛА необходима подсветка цели с земли с помощью лазера.
Область захвата камеры БПЛА-планера	± 0.2 рад	Мы рассчитываем на точность вывода БПЛА-планера на цель в ± 50 метров на расстоянии в 250 метров.
Камера БПЛА-планера	Видимого диапазона	Для обнаружения цели и наведения используется камера видимого диапазона с узкополосным фильтром, пропускающим только излучение в окрестности длины волны подсвечивающего лазера.

Как писал Иван Сергеевич Тургенев: «Рисунок наглядно представит мне то, что в книге изложено на целых десяти страницах» [5]. Соответственно, для лучшего понимания, приводим рисунок 2, на котором представлен принцип работы мобильной системы перехвата.

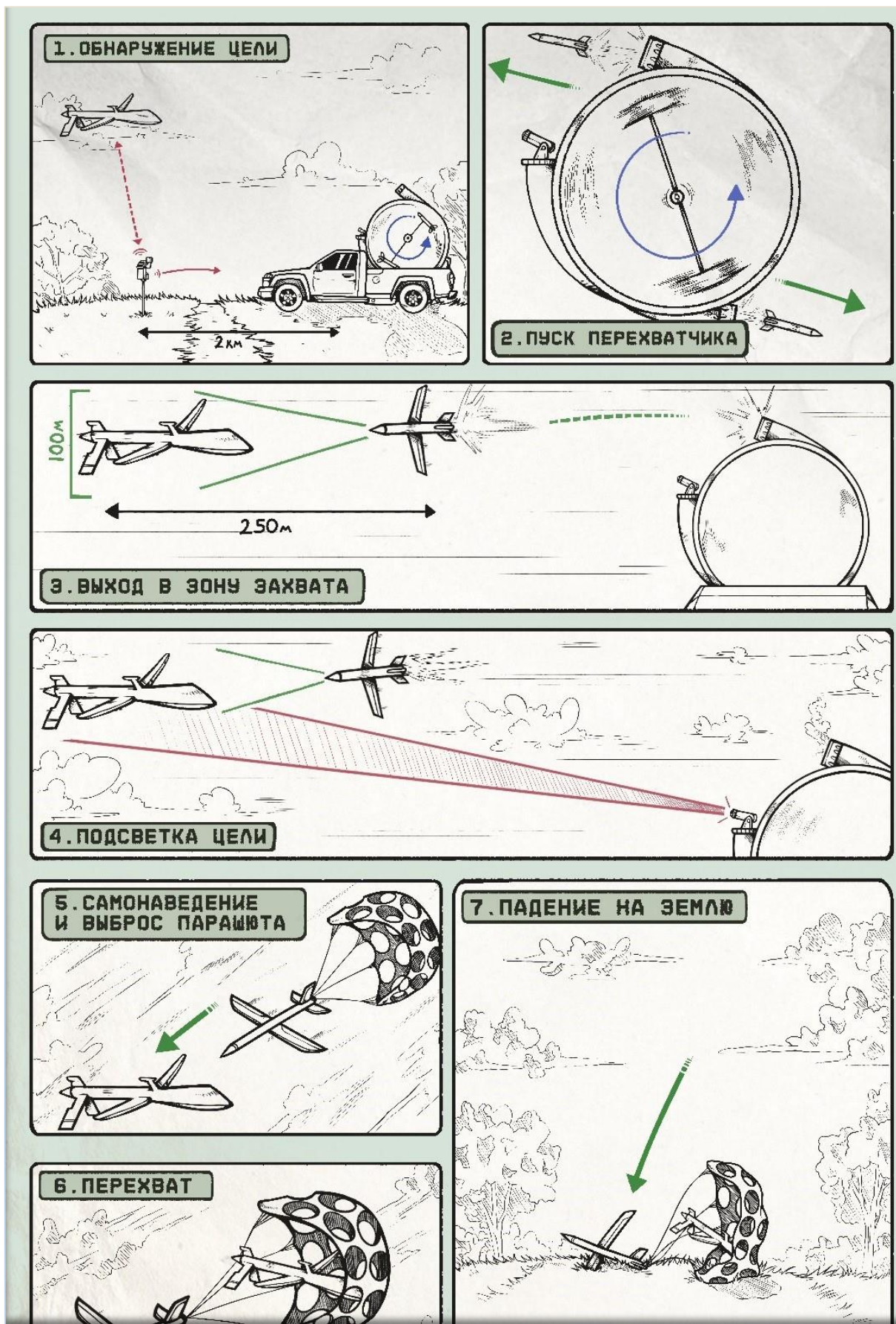


Рис 2. Графическое представление работы системы «Кочевник»

Техническая возможность создания мобильной гироскопической катапульты

Принципиальная возможность создания подобных систем продемонстрирована стартапом Spin Launch, с нашей стороны проведена проработка технических решений с целью уменьшения габаритов системы.

В отличие от стационарной пусковой установки, которую изготовил стартап SpinLaunch, были внесены несколько изменений в конструкцию для уменьшения габаритов устройства и его упрощения. Прежде всего это добавление рельса, на который будет сбрасываться запускаемый объект. На рис.3 показаны эти рельсы в виде дуг АВ и CD, по ним объект по инерции направляется к отверстиям для вылета.

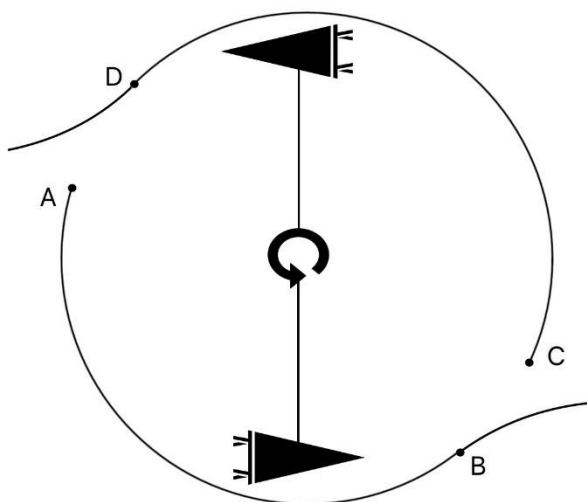


Рис 3. Гироскопическая катапульта с рельсом

Такая модификация позволяет существенно уменьшить требования к переходному процессу в момент сброса, поскольку сброс можно произвести в любой точке дуг.

Одним из реализованных технических решений является малогабаритное устройство сброса, работающее на базе пневматики, с массой менее 500 грамм, которое по результатам испытаний выдерживает нагрузку более 3000 Н и позволяет осуществлять быстрый сброс нагрузки. Использование данного устройства позволяет запускать БПЛА с массой до 200 грамм при перегрузке в 1500 g, при необходимости данное устройство можно усовершенствовать и получить существенно более высокие характеристики.

В настоящее время ведутся работы по созданию устройства пуска с плечом в 1.5 метра. При целевой скорости пуска БПЛА в 150 м/с, угловая скорость вращения будет равна

$$\omega = \frac{V}{R} = 100 \frac{1}{с}, \text{ что соответствует частоте вращения примерно в } 15 \text{ Гц.}$$

При этом БПЛА-перехватчик будет испытывать перегрузки в $a = \frac{V^2}{R} = \frac{150^2}{1.5} \frac{M}{C^2} = 15000 \frac{M}{C^2} \approx 1500g$.

Достичь частоты вращения в 15 Гц не представляет технических сложностей, устройство пуска планируется изготовить из легковесных материалов, таких, как алюминий. Расчеты предельной нагрузки на материалы показывают, что даже без использования специальных материалов, таких, как углеволокно, нагрузку несущая конструкция будет выдерживать. Таким образом, возможность реализации части, касающейся раскрутки и сброса БПЛА (с одновременным сбросом контрбаланса, чтобы избежать ударных нагрузок на ось), нами проверена частично расчетным путем, а частично изготовлением макета.

Единственным элементом, который нами не проверен и который сложно поддается расчетам, являются переходные характеристики при сбросе БПЛА. Учитывая наличие рельса в конструкции, на который будет падать БПЛА (это принципиальное конструктивное отличие от SpinLaunch) необходимо, чтобы переходные характеристики были достаточно узкими, чтобы БПЛА попадал на рельс в зону АВ или CD (рис. 3), и обеспечивалась одновременность сброса, которая бы исключала чрезмерный удар по оси вращения в момент сброса.

Легко получить, что для частоты вращения в 15 гц и целевом секторе сброса в 120 градусов, переходные характеристики сброса должны составлять не более 22 мс. Данная величина выглядит разумно для механических систем, для сравнения механический затвор камер обеспечивает переходную характеристику в 5 мс [6].

Насколько конкретно наша реализация устройства сброса позволит обеспечить необходимые характеристики мы будем проверять экспериментально, и дорабатывать при необходимости. С учетом вышеизложенного, мы можем утверждать, что на данный момент времени мы не видим каких-либо технических препятствий по созданию пусковой установки и изготавливаем экспериментальный образец.

Техническая возможность создания БПЛА-планера

Задача создания БПЛА-планера с запуском с помощью гироскопической катапульты дает достаточно большое пространство для творчества, и технические ограничения существенно отличаются от ситуации с другими летающими объектами. Взлетная масса в нашем случае не является принципиальным ограничением, как мы указывали ранее, в настоящее время мы изготовили устройство сброса с расчетом на массу в 200 грамм, что достаточно для прототипа, но существенных сложностей с увеличением массы до 1000 грамм нет.

С другой стороны, габариты планера ограничены как в длину, так и в ширину, ограничения в длину связаны с геометрией пуска, при плече раскрутки в 1.5 метра длина более 0.5 метров уже не представляется технически достижимой, ограничения в ширину связаны с высокими перегрузками, наличие сильно выступающих за фюзеляж крыльев приведет к необходимости создавать усиленную несущую конструкцию, что будет непрактично по ряду соображений.

Не проводя детальную проработку, можно выделить два варианта конструкции, которые нам представляются перспективными:

- 1) короткое фиксированное крыло;
- 2) раскладное длинное крыло.

В первом случае планер получает дополнительную подъемную силу от небольшого крыла, которая удлинит траекторию полета по сравнению с баллистической. Во втором случае получается классический планер, который может лететь на большие расстояния, если вес планера будет соответствовать подъемной силе для крейсерской скорости. Во втором варианте планер способен пролететь на существенно большее расстояние, чем в первом случае, но за счет ограничений по массе (необходимости сделать планер достаточно легким) возникает проблема с подверженностью траектории полета влиянию ветра, и задача вывода БПЛА на цель с точностью $\pm 0.2 \text{ рад}$ на расстоянии в 250 метров (что соответствует необходимой области захвата $\pm 50 \text{ м}$) становится более сложной, и может потребовать создания канала обратной связи для управления планером после пуска и

коррекции его траектории, в то время как для первого случая, более высокая масса будет приводить к меньшему влиянию ветра, и полета по инерции может оказаться достаточно.

Для подтверждения технической возможности проведем оценки дальности полета для случая планера, движущегося по баллистической траектории до верхней точки траектории, и у которого в верхней точке траектории раскрываются крылья, и мы получаем планер с аэродинамическим качеством $Q=10$.

Рассмотрим пуск планера под углом 45° с начальной скоростью 150 м/с, горизонтальная составляющая скорости в таком случае будет равна 106 м/с в момент пуска (для простоты будем считать, что из-за сопротивления воздуха горизонтальная составляющая упадет до $V = 80 \text{ м/с}$ при достижении верхней точки траектории на высоте H), далее планер будет двигаться с постоянной горизонтальной скоростью до достижения высоты 100 метров (максимальная высота полета цели по ТЗ). При этом дальность полета от верхней точки будет равна (в соответствии с определением аэродинамического качества), $L = Q \cdot (H - 100)$. Отметим, что скорости в 80 м/с достаточно для надежного перехвата целей движущихся с максимальной скоростью в 40 м/с, даже при наличии маневров.

Верхняя точка баллистической траектории при пуске под углом в 45 градусов будет находится на высоте примерно в 500 метров, а расстояние от точки пуска будет составлять примерно 1000 метров в горизонтальном направлении, соответственно максимальная дальность перехвата цели на высоте 100 метров в таком случае будет равна:

$$L_{\text{MAX}} = 1000 \text{ м} + 10 \cdot (500 - 100) \text{ м} = 5000 \text{ м}$$

Из расчета следует, что данная величина существенно превышает целевые 2000 метров. В то же время, баллистическая траектория полета даже без учета сопротивления воздуха не позволяет обеспечить требуемую дальность. Также отметим, что с высокой вероятностью, короткое крыло также позволит обеспечить требуемую дальность перехвата.

Как один из вариантов, для перехвата цели рассматривается выброс парашюта сетки, который представляет собой парашют с большим количеством отверстий, уменьшающих сопротивление воздуха, но в тоже время оставляющих достаточное количество материи для раскрытия парашюта под действием потока воздуха. Детализирование парашютного устройства выходит за рамки данной статьи, хотя техническая возможность его создания не вызывает сомнений.

С учетом вышеизложенного, техническая возможность создания БПЛА-перехватчика с требуемыми характеристиками не вызывает сомнений.

Техническая возможность создания системы наведения

Проведем расчет для оценки возможности подсветки и перехвата цели на дальности в 2 км. Схема перехвата изображена на рисунке 4.

С учетом массогабаритных характеристик БПЛА будем ориентироваться на использование для наведения малогабаритной камеры видимого диапазона с диаметром входного зрачка не более 5 мм. Недорогие, коммерчески доступные фото-приемные устройства (ФПУ) 640×480 с размером пикселя в 3.6 микрон, будут иметь расстояние от центра ФПУ до ближайшего края, равное $L_{\text{ФПУ}} = 240 \cdot 3.6 \text{ мкм} \approx 0.85 \text{ мм}$.

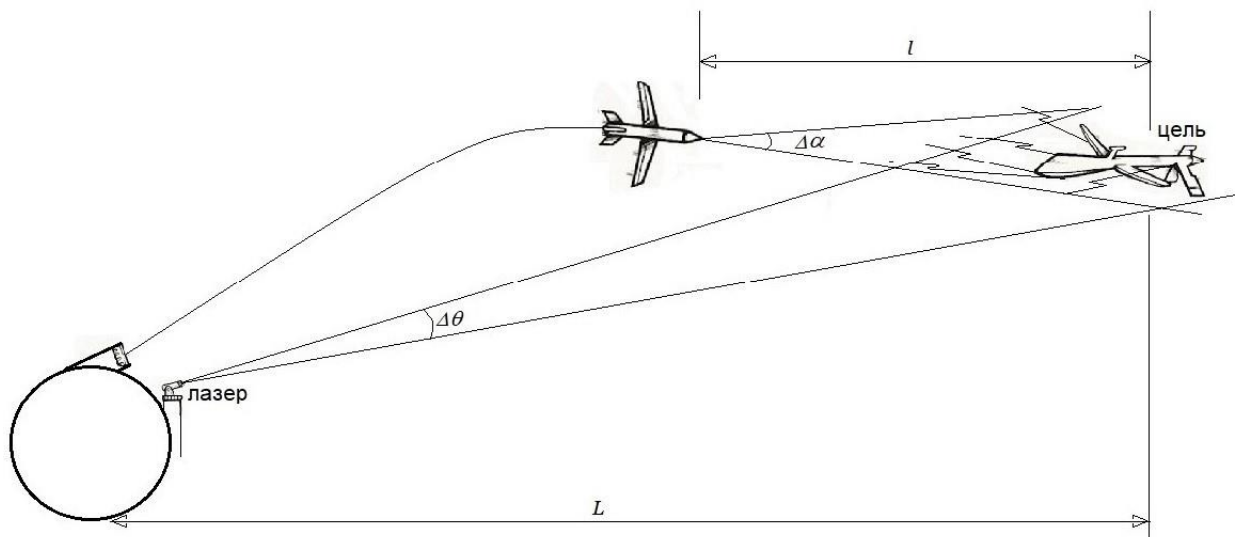


Рис 4. Подсветка лазером цели на расстоянии L , и захват системой наведения планера на расстоянии l

С учетом целевого поля камеры в $\Delta\theta = \pm 0.2 \text{ рад}$, можно рассчитать фокусное расстояние F , исходя из формулы $\Delta\theta = \frac{L_{\text{ФПУ}}}{F}$, получаем, что фокусное расстояние должно быть равно $F = 4.25 \text{ мм}$. При входном зрачке в 4.25 мм, получим достаточно типичную для оптического диапазона систему с апертурой 1:1.

За промежутки времени Δt , на цель с площадью $\Pi_{\text{цели}}$ будет падать $N_{\text{цели}}$ фотонов:

$$N_{\text{цели}} = \frac{P_{\text{лазер}} \cdot \Delta t}{\left(\frac{hc}{\lambda}\right)} \cdot \gamma \cdot \frac{\Pi_{\text{цели}}}{\frac{\pi}{4}(L \cdot \Delta\theta)^2}, \quad (1)$$

где $P_{\text{лазер}}$ - мощность лазера, $\frac{hc}{\lambda}$ - энергия фотона, γ - коэффициент пропускания атмосферы, $\Delta\theta$ - угол расхождения лазерного пучка, L - расстояние до цели.

Из попавших на цель фотонов часть будет поглощена, а часть отразится, введем коэффициент отражения μ , и предположим, что отраженное излучение будет равномерно распределено по полусфере с телесным углом 2π .

Тогда на входной зрачок оптической системы будет попадать $N_{\text{вход}}$ фотонов (поглощением атмосферы на расстоянии до 250 метров мы пренебрегаем):

$$N_{\text{вход}} = N_{\text{цели}} \cdot \mu \cdot \frac{(\phi/l^2)}{2\pi}, \quad (2)$$

где ϕ - площадь входного зрачка, l - расстояние от цели до перехватчика,

Изображение цели будет сформировано оптической системой на матрице ФПУ, размер изображения будет зависеть от качества оптической системы, введем параметр Γ , который равен количеству пикселей, на которое расфокусируется изображение, чем хуже оптическая система, тем больше Γ . Соответственно с учетом коэффициента пропускания оптической системы получаем, что на один пиксель изображения цели падает $N_{\text{пиксель}}$ фотонов:

$$N_{\text{пиксель}} = N_{\text{вход}} \cdot \frac{1}{\Gamma} \cdot \psi, \quad (3)$$

где ψ - коэффициент пропускания оптической системы.

Типичные ФПУ имеют квантовую эффективность (QE), превышающую $QE > 0.3$ на длине волны 400 - 900 нм [7].

Поскольку фоновое излучение заблокировано узкополосным фильтром, единственным источником шума будет являться темновой ток от электронов и шумы электроники. Причем основным источником в недорогих системах будет шум электроники. Оценим количество электронов на пиксель, появившееся в результате шума в $E = 100$ электронов за типичное время накопления в $\Delta t = 10$ мс, тогда величина шумовой составляющей по центральной предельной теореме для случайного процесса будет составлять:

$$\sigma = \sqrt{E} . \quad (4)$$

Величина сигнала на 1 пиксель (в электронах) будет равна:

$$S = N_{\text{ПИКСЕЛЬ}} \cdot QE , \quad (5)$$

соответственно, отношение сигнал/шум на пиксель будет равно:

$$\frac{S}{\sigma} = \frac{N_{\text{ПИКСЕЛЬ}} \cdot QE}{\sqrt{E}} = \frac{N_{\text{ВХОД}} \cdot \frac{1}{\Gamma} \cdot \psi \cdot QE}{\sqrt{E}} . \quad (6)$$

Для повышения отношения сигнал/шум на этапе обнаружения объекта обычно применяется цифровая обработка сигнала, заключающаяся в суммировании сигналов с соседних пикселей, по шаблону соответствующему пятну рассеивания и включающего в себя Γ пикселей, тогда сигнал увеличится в Γ раз, а шум в $\sqrt{\Gamma}$, поскольку шумы с соседних пикселей не коррелированы. Отметим, что на этапе сопровождения и наведения на цель, суммирование можно не применять для повышения точности, поскольку сигнал уже достаточно высокий, основной приоритет - это определение точного положения пятна на матрице, что решается уже другими методами цифровой обработки сигналов.

Соответственно, возвращаясь к величине сигнала, получаем после суммирования по пикселям изображения цели отношение сигнал-шум (SNR):

$$SNR = \sum_i \frac{S_i}{\sigma_i} = \frac{N_{\text{ВХОД}} \cdot \psi \cdot QE}{\sqrt{\Gamma E}} . \quad (7)$$

Коэффициент пропускания атмосферы берем равным 0.8, хотя в нормальных климатических условиях для длины волны 0.6 - 0.8 мм он превышает 0.9 [8]. Исходя из приведенных параметров, оценим возможность обнаружения объекта при подсветке с дальности 2 км промышленным лазером с мощностью 12 Вт, на длине волны 450 нм. Такой тип лазер является недорогим и коммерчески доступным.

Подставив все параметры получаем конечную формулу:

$$\begin{aligned} SNR &= \frac{N_{\text{ВХОД}} \cdot \psi \cdot QE}{\sqrt{\Gamma E}} = N_{\text{ЦЕЛИ}} \cdot \mu \cdot \frac{(\phi/l^2) \psi \cdot QE}{2\pi \sqrt{\Gamma E}} = \\ &= \frac{P_{\text{ЛАЗЕР}} \cdot \Delta t}{\left(\frac{hc}{\lambda}\right)} \cdot \gamma \cdot \frac{\Pi_{\text{ЦЕЛИ}}}{\frac{\pi}{4} (L \cdot \Delta\theta)^2} \cdot \mu \cdot \frac{(\phi/l^2) \psi \cdot QE}{2\pi \sqrt{\Gamma E}} = \\ &\approx \frac{12 \cdot 10 \cdot 10^{-3}}{1 \cdot 10^{-19}} \cdot 0.8 \cdot \frac{4 \cdot 10^{-2}}{\frac{\pi}{4} (2 \cdot 10^3 \cdot 10^{-2})^2} \times \\ &\quad 0.3 \cdot \frac{1.2 \cdot 10^{-5} / 6.2 \cdot 10^4}{6.3} \frac{0.8 \cdot 0.4}{\sqrt{9 \cdot 100}} \approx \\ &\approx 1.6 \cdot 10^{18} \cdot 1.3 \cdot 10^{-4} \cdot 9 \cdot 10^{-12} \cdot 10^{-2} = 11,2 . \end{aligned} \quad (8)$$

Для надежного обнаружения объекта необходимо, чтобы отношение сигнал - шум превышало значение - 6, а мы получили, что:

$$SNR > 10. \quad (9)$$

Особо отметим, что часть системы наведения и управления, расположенная в БПЛА-планере будет создавать основную стоимость планера, поскольку использовать двигатель не планируется, а система управления закрылками требует только недорогих двигателей и маломощного контроллера. Соответственно, возможность использования коммерчески доступных камер видимого диапазона может позволить снизить стоимость одного БПЛА-планера до величины менее 10 тысяч рублей при серийном производстве. Поскольку БПЛА-планеры представляют собой расходные материалы, их низкая стоимость является принципиально важным моментом с точки зрения массового применения системы.

С учетом вышеизложенного, можно сделать вывод о наличии технической возможности создания системы наведения, даже при использовании коммерчески доступных, недорогих комплектующих.

Выводы

В статье мы рассмотрели возможность создания и перспективы применения нового типа устройств “гироскопическую катапульту” с планером-перехватчиком. Согласно нашим оценкам и расчетам, данный тип устройств является относительно несложным, хотя и требует комплексного подхода к разработке. Нами ведутся работы по созданию прототипа катапульты для экспериментальной проверки приведенных в статье оценок и расчетов.

Предполагается, что испытания прототипа позволят уточнить параметры системы и выявить возможные конструктивные недостатки. Особое внимание будет уделено отработке алгоритмов управления планером-перехватчиком на различных этапах полета, включая старт, управляемый полет и захват цели.

В ходе разработки также рассматриваются различные варианты компоновки гироскопической катапульты, отличающиеся габаритами, энергопотреблением и дальностью выброса. Оптимизация этих параметров позволит создать устройство, максимально соответствующее требованиям конкретных задач.

Дальнейшие исследования будут направлены на расчет аэродинамики и разработку оптимальной конструкции БПЛА-планера, а также на разработку систем автоматического управления и навигации.

Список литературы

1. Аленченков Г.С. Функционально-структурная модель стартовых устройств летательных аппаратов малой массы / Г.С. Аленченков, А.Э. Пушкарёв // Вестник Ижевского государственного технического университета. – 2011. – С. 4-7.
2. Leah Crane. Boldly going where no one has gone before / Crane Leah // The New Scientist. - June 2022. – V. 254. – Iss.3389. – P.12. DOI:10.1016/S0262-4079(22)00954-X
3. WikihediA [Электронный ресурс] - URL: <https://en.wikipedia.org/wiki/SpinLaunch> [дата обращения 03.03.2025]
4. Патент 98 396 Российская Федерация, МПК В64F 1/06 (2006.01). Катапульта: № 2010119280/11 : заявл. 13.05.2010 : опубл. 20.10.2010 / А.Э. Пушкарёв, Г.С. Аленченков – 12 с.
5. Тургенев И. С. Отцы и дети. - М.: ДА!Медиа, 2014. ISBN 978-5-4472-3769-1.

6. CANON [Электронный ресурс] - URL: <https://www.canon-europe.com/pro/infobank/electronic-vs-mechanical-shutter/> [дата обращения 03.03.2025]
7. HAMAMATSU [Электронный ресурс] - URL: <https://hamamatsu.magnet.fsu.edu/articles/quantumefficiency.html> [дата обращения 03.03.2025]
8. Возмищев И. Ю. Оценка коэффициента оптической прозрачности атмосферы на наклонных и вертикальных трассах по измерениям метеорологической дальности видимости на приземных трассах / И.Ю. Возмищев, А.А. Печковская, С.А. Бетин, А. И. Гнатюк // 79-я Научно-техническая конференция Санкт-Петербургского НТО РЭС им. А.С. Попова, посвященная Дню радио: сб. Докладов / СПбГЭТУ «ЛЭТИ», Санкт-Петербург. - 2024. – С. 32-35.

“GYROSCOPIC CATAPULT” – NEW DEVICE TYPE: TECHNICAL POSSIBILITY OF CREATION AND APPLICATION PERSPECTIVES

A. I. Denisov¹, N. V. Denisova², I. V. Ivshin²

¹Independent Researcher

²Kazan State Power Engineering University
51, ul. Krasnoselskaja, Kazan, 420066, Russian Federation

Abstract. The article is devoted to various aspects connected to the new type of devices, “gyroscopic catapult” which presently do not have wide practical application and it is shown, that due to the development of component base and markets, one can expect their widespread use.

Keywords: launching device, flying apparatus, acquisition system.

Статья представлена в редакцию 25 декабря 2024 года.

ИЗДАТЕЛЬСКИЙ ДОМ «РАДИОТЕХНИЧЕСКИЙ ФАКУЛЬТЕТ» СООБЩАЕТ...

**Казанский национальный исследовательский технический
университет им. А.Н. Туполева-КАИ приглашает принять участие в работе
XII Международной молодежной научно-технической конференции
«Прикладная электродинамика, фотоника и живые системы – 2025»
(ПРЭФЖС–2025)
10–12 апреля 2025 г.
посвященной**

**Международному году квантовой науки и технологии,
70-летию со дня образования кафедры электронных и квантовых
средств передачи информации КНИТУ-КАИ,
20-летию со дня образования кафедры радиوفотоники
и микроволновых технологий КНИТУ-КАИ,
60-летию выхода в открытый космос А.А. Леонова
проводимой в рамках программы «Приоритет-2030»,**

**при поддержке информационного спонсора, сетевого научного журнала «Электроника,
фотоника и киберфизические системы»**

**Место проведения: Россия, Республика Татарстан, г. Казань,
КНИТУ-КАИ, ул. К. Маркса, д. 31/7.**

Основные секции и научные направления ПРЭФЖС–2025:

1. Микроволновые процессы, технологии и комплексы
2. Фотоника
3. Техническая электродинамика, фотоника и информатика живых систем
4. Проектирование и технологии производства радиоэлектроники и фотоники
5. Квантовая оптика и коммуникации
6. Космические исследования: электрические и магнитные поля в живых и технических системах
7. Трейнинг и образование в области радиофизики, фотоники и живых систем
8. Спортивная инженерия: приложения в живых и технических системах
9. Молодые профессионалы: IT-технологии и передача информации в живых и технических системах

Секции конференции будут проходить в очной форме, а пленарное заседание пройдет 10 апреля в смешанном формате (очно и «онлайн»). Ссылка на заседание, идентификатор и код доступа будут размещены в программе пленарных докладов конференции. Планируется опубликование полнотекстовых версий пленарных докладов в сетевом научном журнале «Электроника, фотоника и киберфизические системы».

Основная цель конференции состоит в объединении студентов и молодых учёных для обмена опытом и результатами исследований в области СВЧ, оптики, фотоники и живых систем.

Вся необходимая информация, требования к оформлению докладов и шаблоны документов для участия в конференции приведены на сайте: <https://kai.ru/prefzhs2025>.

Участие в конференции бесплатное.

Редколлегия