



28-я Международная Крымская конференция СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии

Материалы конференции

**9—15 сентября 2018 г.
Севастополь, Крым, Россия**

Том 6

Секция 8/1: Микроволновые измерители параметров сред

Секция 8/2: Архитектура автодинных систем

Секция 8a: Микроволновые технологии и техника
в биологии и медицине

Секция 8b: Фотоника и радиофотоника

Москва • Минск • Севастополь
2018

УДК 621.3.029.62+621.39
ББК 32я431
С255

Организаторы:

Российский фонд фундаментальных исследований (РФФИ) — проект № 18-07-20051

Российское научно-техническое общество радиотехники, электроники и связи

(РНТОРЭС) им. А. С. Попова

Институт радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова РАН (Москва)

Крымский научно-технологический центр им. проф. А. С. Попова (Севастополь)

Севастопольский государственный университет,

Институт радиоэлектроники и информационной безопасности

Крымский федеральный университет им. В. И. Вернадского,

Физико-технический институт (Симферополь)

Крымская астрофизическая обсерватория,

Отдел радиоастрономии и геодинамики (Кацивели)

Уральский федеральный университет им. Б. Н. Ельцина (Екатеринбург)

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники (Минск)

Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники

ОАО «НПП „Исток“ им. Шокина» (Фрязино)

АО «Микроволновые системы» (Москва)

АО «Научно-производственное предприятие „ФАЗА“» (Ростов-на-Дону)

НПП «Системные ресурсы» (Москва)

ООО «Радиокомп» (Москва)

Техническая и информационная поддержка:

IEEE, Moscow MTT/ED Chapter

IEEE, Moscow AP Chapter

Медиагруппа «Электроника»

С255 28-я Международная Крымская конференция «**СВЧ-техника** и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2018). Севастополь, 9—15 сентября 2018 г. : материалы конференции. — Москва ; Минск ; Севастополь, 2018. — ISBN 978-966-335-443-9 (тт. 1—9).

Т. 6 : vi, 202 [1361—1562] с. : ил. — ISBN 978-966-335-449-1.

В 6-й том включены материалы 30 докладов, которые были представлены на заседаниях секций 8/1: Микроволновые измерители параметров сред; 8/2: Архитектура автодинных систем; 8а: Микроволновые технологии и техника в биологии и медицине; 8b: Фотоника и радиофотоника.

Материалы конференции изданы также на флеш-накопителе.

Сборник предназначен для широкого круга специалистов в области СВЧ-техники и телекоммуникационных технологий. Сборник также будет полезен студентам и аспирантам телекоммуникационных, радиотехнических и радиофизических факультетов вузов.

УДК 621.3.029.62+621.39
ББК 32я431

© Оргкомитет КрыМиКо'2018
© КНТЦ им. Попова, 2018

Том 6

СЕКЦИЯ 8/1: МИКРОВОЛНОВЫЕ ИЗМЕРИТЕЛИ ПАРАМЕТРОВ СРЕД

8.1	ОПЫТ ПРИМЕНЕНИЯ НАВИГАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ РАДИОЗОНДИРОВАНИЯ АТМОСФЕРЫ «ПОЛЮС» В СОСТАВЕ МОБИЛЬНОГО КОМПЛЕКСА ДЛЯ АЭРОЛОГИЧЕСКОГО ЗОНДИРОВАНИЯ В КРЫМУ Плохих О. В., Сурков Д. В., Рысев В. В., Иванов В. Э.	*
8.2	РАДИОЧАСТОТНЫЙ МЕТОД ИЗМЕРЕНИЯ ПОЛОЖЕНИЯ ГРАНИЦ РАЗДЕЛА МЕЖДУ КОМПОНЕНТАМИ ТРЕХКОМПОНЕНТНОЙ СРЕДЫ В ЕМКОСТИ Совлуков А. С.	1361
8.3	МИКРОВОЛНОВЫЙ ИЗМЕРИТЕЛЬ СОДЕРЖАНИЯ ВОДЫ В НЕФТЕПРОДУКТАХ Широков И. Б., Сердюк И. В., Марончук И. И.	1368
8.4	ВЫСОКОЧАСТОТНЫЙ МЕТОД ИЗМЕРЕНИЯ ВЛАЖНОСТИ СЕЛЬСКОХОЗЯЙСТВЕННОГО СЫРЬЯ Жданов Б. В., Полевик Н. Д., Панферов С. Ю.	1375
8.5	МОДЕЛИРОВАНИЕ ТЕПЛОВЫХ И ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКИХ ПРОЦЕССОВ ПРИ СВЧ-ПИРОЛИЗЕ ТОРФА Богдашов А. А., Крапивницкая Т. О., Песков Н. Ю.	1381
8.6	РАЗРАБОТКА ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОГО МЕТОДА НАБЛЮДЕНИЯ ОБРАТНЫХ АКУСТИЧЕСКИХ ВОЛН В ПЬЕЗОЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ПЛАСТИНАХ Зайцев Б. Д., Кузнецова И. Е., Недоспасов И. А., Смирнов А. В., Семенов А. П.	*
8.7	ОБОГАЩЕНИЕ СПЕКТРА ЗОНДИРУЮЩЕГО СИГНАЛА ПРИ ПОСТРОЕНИИ НЕЛИНЕЙНОГО ЛОКАТОРА Широков И. Б., Слезкин В. Г., Марончук И. И.	1388
8.8	СВЧ-ПИРОЛИЗ ТОРФА: РЕЗУЛЬТАТЫ И ПЕРСПЕКТИВЫ Крапивницкая Т. О., Богдашов А. А., Денисенко А. Н., Песков Н. Ю., Глявин М. Ю., Семенычева Л. Л., Ворожцов Д. Л.	1394
8.9	ВЛИЯНИЕ ТВЕРДЫХ СЛОЕВ НА СВОЙСТВА ОБРАТНЫХ АКУСТИЧЕСКИХ ВОЛН В ПЬЕЗОЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ПЛАСТИНАХ Кузнецова И. Е., Недоспасов И. А., Кузнецова А. С.	*
8.10	ПРИМЕНЕНИЕ GSM МОДУЛЯ SIM800C: МЕТОДЫ ПОВЫШЕНИЯ КАЧЕСТВА АУДИО СИГНАЛА Никитин Д. А., Прозоров А. М.	*
8.11	МЕТОДИКА ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ ТЕПЛОВЫХ ПРОЦЕССОВ Калганов А. А., Лисиенко В. Г.	1400
8.12	ИСПОЛЬЗОВАНИЕ АВТОКОЛЕБАТЕЛЬНОГО КОНТУРА ДЛЯ ОБНАРУЖЕНИЯ ДВИЖУЩИХСЯ МЕТАЛЛИЧЕСКИХ ОБЪЕКТОВ Никитин Д. А., Прозоров А. М., Шайдулов К. Д.	1405

СЕКЦИЯ 8/2: АРХИТЕКТУРА АВТОДИННЫХ СИСТЕМ

8.13	ПРОБЛЕМЫ АНАЛИЗА СИГНАЛОВ АВТОДИННЫХ СИСТЕМ С ИМПУЛЬСНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ ИЗЛУЧЕНИЯ Носков В. Я., Смольский С. М., Игнатков К. А.	1409
8.14	АВТОДИННЫЙ ОТКЛИК МИКРОВОЛНОВОГО ГЕНЕРАТОРА ОТ ДВИЖУЩЕГОСЯ ДИСКА В БЛИЖНЕЙ ЗОНЕ АНТЕННЫ Носков В. Я., Смольский С. М., Штыков В. В., Игнатков К. А.	1416

8.15	200-ВАТТНЫЙ ИМПУЛЬСНЫЙ КОГЕРЕНТНЫЙ ПЕРЕДАТЧИК С ПЕРЕСТРОЙКОЙ ЧАСТОТЫ ДЛЯ АЭРОЛОГИЧЕСКОЙ РЛС Черных О. А., Черных С. А., Кудинов С. И.	*
8.16	ЗАДАЮЩИЙ ГЕНЕРАТОР КОГЕРЕНТНОГО ПЕРЕДАЮЩЕГО УСТРОЙСТВА СПЕЦИАЛИЗИРОВАННОЙ РЛС Гусев А. В., Кудинов С. И., Иванов В. Э.	*
8.17	ОБРАБОТКА СИГНАЛА СВЧ ДАТЧИКОВ ДЛЯ НАЗЕМНОЙ АВТОНОМНОЙ НАВИГАЦИИ Хаблов Д. В.	1421
8.18	ИСТОЧНИК ПИТАНИЯ ПРИЕМОПЕРЕДАТЧИКА С ЦИФРОВЫМ УПРАВЛЕНИЕМ ДЛЯ КОРРЕКТИРОВКИ ДИАГРАММЫ НАПРАВЛЕННОСТИ АКТИВНОЙ ФАЗИРОВАННОЙ АНТЕННОЙ РЕШЁТКИ АЭРОЛОГИЧЕСКОГО РАДИОЛОКАТОРА Букрин И. В., Гусев А. В.	*
8.19p	КВАДРАТУРНОЕ ДЕТЕКТИРОВАНИЕ СИГНАЛОВ В АВТОДИННЫХ СИСТЕМАХ Носков В. Я., Смольский С. М., Игнатков К. А., Чупахин А. П.	1429
8.20p	ДВУХДИОДНЫЙ АВТОДИННЫЙ ДАТЧИК ВНУТРЕННИХ РАЗМЕРОВ МЕТАЛЛИЧЕСКИХ ИЗДЕЛИЙ Носков В. Я., Игнатков К. А., Чупахин А. П.	1436
8.21p	РЕЗУЛЬТАТЫ РАЗРАБОТКИ И ИСПЫТАНИЙ УСИЛИТЕЛЯ МОЩНОСТИ СПЕЦИАЛИЗИРОВАННОЙ РЛС Кудинов С. И., Иванов В. Э., Гусев А. В., Плохих О. В.	*
8.22p	ОСОБЕННОСТИ ПРИЕМА ОТВЕТНОГО СИГНАЛА ПРИЕМОПЕРЕДАТЧИКА РАДИОЗОНДА КОГЕРЕНТНОЙ РЛС Иванов В. Э., Кудинов С. И., Гусев А. В., Плохих О. В.	1443
СЕКЦИЯ 8a: МИКРОВОЛНОВЫЕ ТЕХНОЛОГИИ И ТЕХНИКА В БИОЛОГИИ И МЕДИЦИНЕ		
8a.1	МЕТОДЫ ТОМОГРАФИИ НА ОСНОВЕ ЛЕВОСТОРОННИХ ЛИНЗ Гайкович К. П.	1450
8a.2	АКТИВАЦИЯ УЛЬТРАКОРОТКИМИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИМИ ИМПУЛЬСАМИ ЛИПОСОМАЛЬНЫХ КАПСУЛ, СОДЕРЖАЩИХ НАНОСТЕРЖНИ ЗОЛОТА Гуляев Ю. В., Черепенин В. А., Таранов И. В., Вдовин В. А., Ким В. П., Хомутов Г. Б.	1457
8a.3	ДИСТАНЦИОННАЯ ДЕКАПСУЛЯЦИЯ ПОЛИЭЛЕКТРОЛИТНЫХ НАНОКОМПОЗИТНЫХ МИКРОКАПСУЛ ИМПУЛЬСНЫМ МИКРОВОЛНОВЫМ ВОЗДЕЙСТВИЕМ Гуляев Ю. В., Черепенин В. А., Вдовин В. А., Таранов И. В., Сухоруков Г. Б., Горин Д. А., Хомутов Г. Б.	1464
8a.4	ВЛИЯНИЕ ПРОВОДЯЩЕЙ И ВЯЗКОЙ ЖИДКОСТИ НА СВОЙСТВА АКУСТИЧЕСКИХ ВОЛН В ПЛАСТИНЕ НИОБАТЕ КАЛИЯ Кузнецова И. Е., Недоспасов И. А., Кузнецова А. С.	*
8a.5	ИССЛЕДОВАНИЕ ЭЛЕКТРОПРОВОДЯЩИХ ОБЪЁМНЫХ СВОЙСТВ ВОДОСОДЕРЖАЩИХ БИОСРЕД В СВЧ И КВЧ ДИАПАЗОНАХ Малышев И. В., Паршина Н. В.	1471
8a.6	УСТРОЙСТВО ДИАГНОСТИКИ БРОНХОЛЕГОЧНЫХ ЗАБОЛЕВАНИЙ НА ОСНОВЕ РАДИОЧАСТОТНОГО СКАНИРОВАНИЯ ГРУДНОЙ КЛЕТКИ Семерник И. В., Топалов Ф. С., Демьяненко А. В., Семерник О. Е., Лебеденко А. А.	1480

8a.7	РАЗРАБОТКА ШИРОКОПОЛОСНОГО СВЧ-АППЛИКАТОРА ДЛЯ УСТРОЙСТВА ДИАГНОСТИКИ БРОНХОЛЕГОЧНЫХ ЗАБОЛЕВАНИЙ Семерник И. В., Демьяненко А. В., Невструев Я. В.	1487
8a.8p	БИОЛОГИЧЕСКИЙ ДАТЧИК НА ОСНОВЕ СВЧ РЕЗОНАТОРА ДЛЯ ОБНАРУЖЕНИЯ БАКТЕРИОФАГОВ Зайцев Б. Д., Смирнов А. В., Гулий О. И., Караваева О. А., Бородина И. А.	1494
8a.9p	ПОВЫШЕНИЕ ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТИ АКУСТИЧЕСКОГО ДАТЧИКА ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ МИКРОБНЫХ КЛЕТОК ПРИ ИХ ВЗАИМОДЕЙСТВИИ С КОНЬЮГАТАМИ АНТИТЕЛ С НАНОЧАСТИЦАМИ ЗОЛОТА Бородина И. А., Зайцев Б. Д., Гулий О. И.	1501
СЕКЦИЯ 8b: ФОТОНИКА И РАДИОФОТОНИКА		
INV.4	ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ ИНФОТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННОЙ СЕТИ РЕГИОНАЛЬНОГО УРОВНЯ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ВОЛОКОННО- БЕСПРОВОДНОЙ АРХИТЕКТУРЫ Белкин М. Е.	*
8b.1	ИССЛЕДОВАНИЕ ШИРОКОПОЛОСНОГО РАДИОФОТОННОГО СМЕСИТЕЛЯ СВЧ СИГНАЛОВ Раевский А. С., Бирюков В. В., Грачев В. А., Палачев М. А., Капустин С. А.	1508
8b.2	СПЕКТРАЛЬНО-ИНТЕРВАЛЬНОЕ ОЦЕНИВАНИЕ В ВЫСОКОСКОРОСТНОМ РАДИОФОТОННОМ АЦП Кулагин В. В., Валуев В. В., Конторов С. М., Прохоров Д. А., Черепенин В. А., Шулунов А. Н.	1515
8b.3	ОДНОВРЕМЕННОЕ ОПРЕДЕЛЕНИЕ МГНОВЕННЫХ ЧАСТОТ МНОЖЕСТВА РАДИОСИГНАЛОВ В ОПТИЧЕСКОМ ДИАПАЗОНЕ Иванов А. А., Морозов О. Г., Сахабудинов А. Ж., Тяжелова А. А., Сарварова Л. М.	1522
8b.4	АДРЕСНЫЕ МИКРОВОЛНОВЫЕ РЕШЕТКИ БРЭГГА Макаров И. А., Морозов О. Г., Насыбуллин А. Р., Тяжелова А. А., Сарварова Л. М.	*
8b.5	АДРЕСНЫЕ ВОЛОКОННЫЕ БРЭГГОВСКИЕ РЕШЕТКИ С РАДИОЧАСТОТНОЙ ОБРАБОТКОЙ ИНФОРМАЦИОННОГО СИГНАЛА Сахабудинов А. Ж., Морозов О. Г.	1529
8b.6	ИМПУЛЬСНЫЙ РЕЖИМ ГЕНЕРАЦИИ ВОЛОКОННОГО ЛАЗЕРА С РАСПРЕДЕЛЕННОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ Смирнов А. М., Базакуца А. П., Бутов О. В.	1536
8b.7	МОДЕЛЬ ВОЛОКОННО-ОПТИЧЕСКОЙ ЛИНИИ В AWR DE ДЛЯ СИСТЕМ С МНОГОВОЛНОВЫМ УПЛОТНЕНИЕМ Белкин М. Е., Головин В. В., Тыщук Ю. Н.	1542
8b.8	ОБОБЩЕННАЯ МОДЕЛЬ БАЗОВОЙ СТАНЦИИ НА ОСНОВЕ LW-VCSEL ДЛЯ СЕТЕЙ 5G В AWR DE Белкин М. Е., Головин В. В., Тыщук Ю. Н.	1549
8b.9p	ОЦЕНКА ВЛИЯНИЯ ПАРАМЕТРОВ КОНСТРУКЦИИ НА ЭКСПЛУАТАЦИОННЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ СОЛНЕЧНОГО ЭЛЕМЕНТА ДИОДНОГО ТИПА НА ОСНОВЕ ТОНКИХ ПЛЁНОК С ВЫСОКИМ КОЭФФИЦИЕНТОМ ПОГЛОЩЕНИЯ Белоус А. И., Гришков Н. В., Ловшенко И. Ю., Стемпичский В. Р., Ханько В. Т.	1556

* Материалы доклада не поступили в Оргкомитет к моменту формирования сборника и будут опубликованы в дополнительном 9-м томе при условии их получения Оргкомитетом не позднее 30 сентября 2018 г.

Radiofrequency method for measurement of interfaces positions between components of a three-component medium in a tank

Sovlukov A.S.

V.A. Trapeznikov Institute of Control Sciences of Russian Academy of Sciences,
Moscow, 117997, Russian Federation
sovlukov@yandex.ru

Abstract: Radiofrequency (RF) method for determination of two interface positions between components of a three-component medium in a tank, of air and two non-mixed liquids with different densities in particular, that are located one above the other and have two plane interfaces is considered. The method is realized via application of a section of RF transmission line located vertically in a tank, measurement of two informative parameters of the line section that are a temporal characteristic of propagation of video pulses along the line section and of its resonance frequency of electromagnetic oscillations and joint functional processing of these characteristics according to received relationships.

Keywords: three-component medium, tank, position of interface, measurement, sensor, radiofrequency.

Радиочастотный метод измерения положения границ раздела между компонентами трехкомпонентной среды в емкости

Совлуков А.С.

Институт проблем управления им. В.А. Трапезникова РАН,
г. Москва, 117997, Российская Федерация
sovlukov@yandex.ru

Аннотация: Рассматривается радиочастотный метод измерения положения двух границ раздела трехкомпонентной среды, в частности воздуха и двух не-смешивающихся жидкостей с разной плотностью, расположенных в емкости одна над другой и образующих две плоские границы раздела. Метод реализуется с применением отрезка длинной линии, измерением его двух информативных параметров – временной характеристики распространения видеопульсов вдоль

отрезка длинной линии и его резонансной частоты электромагнитных колебаний и совместным функциональным преобразованием этих параметров согласно полученным соотношениям.

Ключевые слова: *трехкомпонентная среда, емкость, положение границы раздела, измерение, датчик, радиочастотный.*

1. Введение

Во многих отраслях промышленности необходимо осуществлять высокоточное измерение в емкостях положения границ раздела различных трехкомпонентных сред, расположенных одна над другой и образующих две плоские границы раздела, в частности воздуха и двух несмешивающихся жидкостей с разной плотностью, например, воздуха, нефти (нефтепродукта) и воды.

Для решения наиболее часто встречающейся на практике задачи измерения положения границы раздела двух сред в емкости находит применение радиочастотный метод измерения, основанный на использовании датчиков в виде отрезков длинных линий в качестве чувствительных элементов, размещаемых вертикально в емкости [1,2]. Измеряя какой-либо его информативный параметр, в частности, резонансную частоту электромагнитных колебаний, можно определить положение границы раздела.

Рассмотрим применение радиочастотного метода к решению задачи, характеризуемой наличием двух границ раздела между средами. Известны методы для измерения положения границ раздела между компонентами многокомпонентной, в частности трехкомпонентной, среды с применением отрезков длинной линии [3,4]. В этих методах о положении границ раздела судят по времени распространения электромагнитных видеосигналов вдоль отрезка длинной линии, расположенного вертикально в емкости с многокомпонентной средой, до неоднородностей – скачков волнового сопротивления на границах раздела соответствующих компонент среды, и отражение от них. Процесс измерения здесь достаточно сложен, так как реализация метода предполагает наличие сложной аппаратуры, предназначенной для приема отраженных от границ раздела видеосигналов, выделение каждого из них и их преобразования для получения информации.

2. Радиочастотный метод измерения. Определение координат границ раздела компонент трехкомпонентной среды

Рассмотрим радиочастотный метод измерения, который характеризуется упрощением процесса измерения и повышением точности измере-

ний по сравнению с известными методами, в частности с выше рассмотренным методом.

Для осуществления метода измерения положения границ раздела между компонентами трехкомпонентной среды в емкости здесь используют один отрезок длинной линии. В качестве информативных сигналов используют два различных информативных параметра – это, во-первых, резонансная частота f электромагнитных колебаний отрезка длинной линии и, во-вторых, фазовый сдвиг $\Delta\varphi$ возбуждаемых в отрезке длинной линии электромагнитных волн на фиксированной частоте и принимаемых отраженных электромагнитных волн. Комбинация этих двух зависимостей от положения контролируемых границ раздела, каждая из которых выражается соответствующим уравнением, позволяет после решения системы таких уравнений получить требуемую информацию о координатах границ раздела между компонентами трехкомпонентной среды.

Рассмотрим, как следует для этого совместно преобразовать f и $\Delta\varphi$ в электронном блоке устройства, реализующего данный метод. Для этого будем считать, что содержащиеся в емкости компоненты 1, 2 и 3 являются диэлектрическими средами, характеризующимися величинами относительных диэлектрических проницаемостей ε_1 , ε_2 и ε_3 , соответственно, нижележащей, промежуточной и верхней компонент среды (рис. 1). На рис. 1 также изображены отрезок длинной линии 4 длиной l и координаты z_1 и z_2 границ раздела, считая от нижнего конца отрезка длинной линии; считается, что нижний конец отрезка длинной линии совмещен с дном емкости.

Для резонансной частоты f основного типа TEM отрезка однородной длинной линии имеем в данном случае следующее выражение (это вытекает, например, из [1] с учетом специфики рассматриваемой здесь задачи:

$$\frac{f}{f_0} = [\varepsilon_3 + (\varepsilon_1 - \varepsilon_3)\varphi(z_1) + (\varepsilon_2 - \varepsilon_3)\varphi(z_1, z_2)]^{-1/2} \quad (1)$$

где f_0 – начальное (при отсутствии в емкости всех трех компонент среды, образующих границы раздела, то есть в отрезке длинной линии с воздушным заполнением) значение f ;

$$\varphi(z_1) = \int_0^{z_1} U^2(\xi) d\xi / \int_0^l U^2(\xi) d\xi; \quad \varphi(z_1, z_2) = \int_{z_1}^{z_2} U^2(\xi) d\xi / \int_0^l U^2(\xi) d\xi;$$

$U(\xi)$ – напряжение в точке с координатой ξ отрезка линии, возбуждаемого на резонансной частоте f ; l – длина отрезка длинной линии.

Для фазового сдвига $\Delta\varphi$ возбуждаемой на фиксированной частоте F электромагнитной волны и волны, отраженной от противоположного (нижнего) конца отрезка длинной линии и принимаемой на том же конце, где производим возбуждение волны, в данном случае будем иметь (это вытекает, например, из сведений в [1]):

$$\Delta\varphi(z) = \frac{4\pi F \sqrt{\varepsilon_1} z_1}{c} + \frac{4\pi F \sqrt{\varepsilon_2} (z_2 - z_1)}{c} + \frac{4\pi F \sqrt{\varepsilon_3} (l - z_2)}{c} + \Delta\varphi_0, \quad (2)$$

где z_1 и z_2 – координаты границ раздела между компонентами трехкомпонентной среды, отсчитываемые от нижнего конца отрезка длинной линии, где координата $z = 0$; $\Delta\varphi_0$ – фазовый сдвиг фиксированной величины, обусловленный отражением от нагрузки на конце отрезка длинной линии.

Фазовый сдвиг $\Delta\varphi_0$ обусловлен отражением от нагрузки на конце отрезка длинной линии и имеет значение: $\Delta\varphi_0 = \pi - 2\arctg(X_H/W)$. Для короткозамкнутого на конце отрезка длинной линии $\Delta\varphi_0 = \pi$; для разомкнутого на конце отрезка длинной линии $\Delta\varphi_0 = 0$. Здесь X_H – реактивное нагрузочное сопротивление, W – волновое сопротивление длинной линии.

Соотношения (1) и (2) будем рассматривать как систему уравнений относительно неизвестных z_1 и z_2 . Величина $U(\xi)$ в (1) зависит от конструктивных особенностей отрезка длинной линии, от нагрузочных элементов и может быть выбрана желательным образом. С точки зрения простоты функции в (1) и целесообразности наиболее просто решить систему уравнений (1) и (2) функцию $U(\xi)$ можно сделать постоянной величиной: $U(\xi) \equiv \text{const}$, что соответствует равномерному характеру распределения энергии электромагнитного поля вдоль отрезка длинной линии. Такое распределение можно создать, например, сделав отрезок длинной линии 4 разомкнутым на нижнем конце и подключив к его входу сосредоточенную индуктивность 5 достаточно большой величины. В этом случае, при проведении измерений $\Delta\varphi$, имеем: $\Delta\varphi_0 = 0$.

С учетом сказанного (1) принимает в этом случае вид

$$\frac{f}{f_0} = \left[\varepsilon_3 + (\varepsilon_1 - \varepsilon_3) \frac{z_1}{l} + (\varepsilon_2 - \varepsilon_3) \frac{z_2 - z_1}{l} \right]^{-1/2} \quad (3)$$

а (2) – следующий вид:

$$\Delta\varphi(z) = \frac{4\pi F \sqrt{\varepsilon_1} z_1}{c} + \frac{4\pi F \sqrt{\varepsilon_2} (z_2 - z_1)}{c} + \frac{4\pi F \sqrt{\varepsilon_3} (l - z_2)}{c}, \quad (4)$$

После преобразований (3) и (4) можно записать, соответственно, так:

$$(\varepsilon_1 - \varepsilon_2) \frac{z_1}{l} + (\varepsilon_2 - \varepsilon_3) \frac{z_2}{l} = \frac{f_0^2}{f^2} - \varepsilon_3, \quad (5)$$

$$(\sqrt{\varepsilon_1} - \sqrt{\varepsilon_2}) \frac{z_1}{l} + (\sqrt{\varepsilon_2} - \sqrt{\varepsilon_3}) \frac{z_2}{l} = \frac{\Delta\varphi}{\Delta\Phi} - \sqrt{\varepsilon_3} \quad (6)$$

В формуле (6) $\Delta\Phi = 4\pi Fl/c$ – начальное (при отсутствии в емкости всех трех компонент, образующих границы раздела, то есть в отрезке длиной линии с воздушным заполнением) значение $\Delta\varphi$.

Рассматривая (5) и (6) как систему уравнений относительно z_1 и z_2 и решая ее, получим

$$\frac{z_1}{l} = \frac{k_1}{\Delta} \left(m \frac{\Delta\varphi}{\Delta\Phi} - 1 \right) - \frac{k_2}{\Delta} \left(n \frac{f_0^2}{f^2} - 1 \right) \quad (7)$$

$$\frac{z_2}{l} = \frac{k_3}{\Delta} \left(m \frac{\Delta\varphi}{\Delta\Phi} - 1 \right) - \frac{k_4}{\Delta} \left(n \frac{f_0^2}{f^2} - 1 \right) \quad (8)$$

В этих формулах введены следующие обозначения для констант k_1 , k_2 , k_3 , k_4 , m , n и Δ – величин, зависящих от значений диэлектрической проницаемости компонент, считающихся известными (справочными значениями или значениями, измеренными перед началом измерения z_1 и z_2):

$$k_1 = \sqrt{\varepsilon_3}(\varepsilon_2 - \varepsilon_3); \quad k_2 = \varepsilon_3(\sqrt{\varepsilon_2} - \sqrt{\varepsilon_3}); \quad k_3 = -\sqrt{\varepsilon_3}(\varepsilon_1 - \varepsilon_2);$$

$$k_4 = -\varepsilon_3(\sqrt{\varepsilon_1} - \sqrt{\varepsilon_2}); \quad m = \frac{1}{\sqrt{\varepsilon_3}}; \quad n = \frac{1}{\varepsilon_3};$$

$$\Delta = (\varepsilon_2 - \varepsilon_3)(\sqrt{\varepsilon_1} - \sqrt{\varepsilon_2}) - (\varepsilon_1 - \varepsilon_2)(\sqrt{\varepsilon_2} - \sqrt{\varepsilon_3}).$$

Таким образом, измерив f и $\Delta\varphi$ и преобразовав их в электронном блоке устройства, реализующего данный метод, согласно (7) и (8), получим в линейном виде информацию о z_1 и z_2 . При этом два режима функционирования отрезка длиной линии являются независимыми.

3. Функциональная схема устройства для реализации радиочастотного метода

На рис. 1 схематично изображена функциональная схема устройства для реализации данного метода. Здесь в емкости, содержащей среду с компонентами 1, 2 и 3, размещен вертикально отрезок длиной, в частности коаксиальной, длиной линии 4. Для обеспечения равномерного распределения энергии электромагнитного поля вдоль отрезка длиной линии

4 он выполнен разомкнутым на нижнем конце, а к его входу подключено сосредоточенная индуктивность 5 достаточно большой величины.

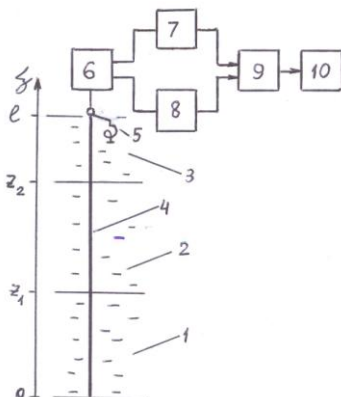


Рис. 1. Схема устройства на основе одного отрезка длинной линии.

1, 2 и 3 – компоненты, 4 – отрезок длинной линии,
5 – индуктивность, 6 – коммутатор, 7 и 8 – электронные блоки,
9 – функциональный преобразователь, 10 – регистратор

Fig. 1. Scheme of the device on the base of a single RF transmission line.

1, 2 and 3 – components, 4 – section of RF transmission line,
5 – inductance, 6 – commutator, 7 and 8 – electronic units,
9 – functional transducer, 10 – register

В данном устройстве производят два такта измерений. В первом такте измерений возбуждение электромагнитных колебаний в отрезке длинной линии 4, расположенном в емкости с трехкомпонентной средой, производят через коммутатор 6 с помощью электронного блока 7, подключенного к верхнему концу отрезка длинной линии 4. Блок 7 предназначен также для измерения резонансной частоты f электромагнитных колебаний. Во втором такте измерений другой электронный блок 8 обеспечивает возбуждение в отрезке длинной линии 4 электромагнитных волн фиксированной частоты F и измерение фазового сдвига $\Delta\varphi$ возбуждаемой и принимаемой волн. Через коммутатор 6 осуществляют связь блоков 7 и 8 с отрезком длинной линии 4, обеспечивая попеременное существование в нем как режима колебаний в первом такте измерений, так и режима распространения и интерференции падающих и отраженных волн во втором такте измерений. Значения f и $\Delta\varphi$, измеряемые с помощью, соответственно, блоков 7 и 8, поступают в функциональный преобразователь 9. В нем осуществляют совместное преобразование f и $\Delta\varphi$ согласно соотношениям

(7) и (8). Результат преобразования f и $\Delta\varphi$, несущий информацию о координатах z_1 и z_2 и получаемый согласно (7) и (8) в блоке 9, поступает на индикатор 10.

Выше было проведено рассмотрение данного метода при наличии в емкости среды, все компоненты которой являются диэлектриками. Однако, данный метод применим и для сред с компонентами, имеющими произвольные электрофизические параметры (диэлектрическую проницаемость, электропроводность). В этом случае достаточно покрыть, по меньшей мере, один из проводников отрезка длинной линии диэлектрической оболочкой соответствующих толщины и материала, при которых как амплитуда отраженных видеосигналов, так и добротность отрезка длинной линии как резонатора имеют достаточную для регистрации величины [1].

4. Заключение

Таким образом, данный метод позволяет определять положение границ раздела между компонентами трехкомпонентной среды в емкости. Этот метод достаточно прост в реализации, которая осуществима на основе одного отрезка длинной линии.

Список литературы

- [1] Викторов В.А., Лункин Б.В., Совлуков А.С. Высокочастотный метод измерения неэлектрических величин. М.: Наука. 1978. 280 с.
- [2] Викторов В.А., Лункин Б.В., Совлуков А.С. Радиоволновые измерения параметров технологических процессов. М.: Энергоатомиздат. 1989. 208 с.
- [3] Petrick J.R. System for sensing levels and electrical characteristics of fluent materials. Patent US 3474337. 1969.
- [4] De Carolis M. Apparatus for measuring the levels of fluids and the dielectric constants of the same. Patent US 3812422.1974.

References

- [1] Viktorov V.A., Lunkin B.V., Sovlukov A.S. High frequency method for measurement of nonelectrical quantities. Moscow, Nauka Publ., 1978. 280p. (In Russian).
- [2] Viktorov V.A., Lunkin B.V., Sovlukov A.S. Radiowave measurements of technological processes parameters. Moscow, Energoatomizdat Publ., 1989. 208p. (In Russian).
- [3] Petrick J.R. System for sensing levels and electrical characteristics of fluent materials. Patent US 3474337. 1969.
- [4] De Carolis M. Apparatus for measuring the levels of fluids and the dielectric constants of the same. Patent US 3812422.1974.

Microwave content meter water in petroleum products

¹Shirokov I.B., ¹Serdyuk I.V. ²Maronchuk I.I.

¹Sevastopol State University

Sevastopol, 299053, Russian Federation

²Genesis-Tavrida Ltd

Sevastopol, 299011, Russian Federation

shirokov@ieee.org

Abstract: The paper describes a new method for determining the percentage of water in a water-oil mixture and a manufactured flux-based instrument based on the use of a microwave communication channel to perform phase shift measurements with simultaneous evaluation of the degree of absorption of the microwave signal in the test mixture. The results of studies on the justification of operating conditions, development and fabrication of the design of a prototype of the measuring chamber of the device are considered. The results of investigations of the water content in water-oil mixtures of various compositions are presented.

Keywords: oil, oil products, water, moisture meter, method, water-oil mixture, microwave oscillations, phase incursion.

Микроволновый измеритель содержания воды в нефтепродуктах

¹Широков И. Б., ¹Сердюк И. В. ²Марончук И. И.,

¹Севастопольский государственный университет»

г. Севастополь, 299053, Россия

²ООО «Генезис-Таврида»

г. Севастополь, 299011, Россия

shirokov@ieee.org

Аннотация: В работе описан новый метод определения процентного содержания воды в водонефтяной смеси и изготовленный поточный прибор на его основе, базирующийся на применении микроволнового канала связи для проведения измерений набега фазы с одновременной оценкой степени поглощения микроволнового сигнала в исследуемой смеси. Рассматриваются результаты исследований по обоснованию условий эксплуатации, разработке и изготовлению конструкции опытного образца измерительной камеры прибора. Приводятся результаты ис-

следований прибором содержания воды в водонефтяных смесях различных составов.

Ключевые слова: нефть, нефтепродукты, вода, влагомер, метод, водонефтяная смесь, микроволновые колебания, набег фаз

1. Введение

Добываемая «сырая» нефть является многокомпонентной смесью, состоящей из нефти, газа и воды, наличие достоверной информации, о содержании которых позволяет судить о рентабельности эксплуатации месторождения [1]. Основными нефтепродуктами, получаемыми из нефти, являются автомобильные бензины, дизельное топливо и моторные масла, в процессе транспортирования, приема, хранения и выдачи которых происходит их интенсивное обводнение и загрязнение с последующим ухудшением качества. Поэтому, контроль содержания воды в нефти и нефтепродуктах, является актуальной задачей для технологических процессов на всех этапах добычи, транспортировки и переработки углеводородного сырья.

Одними из наиболее востребованных методов измерения влагосодержания нефти и нефтепродуктов являются СВЧ-методы, основанные на диэлектрических свойствах компонентов водонефтяной смеси [2], при этом, измеряемым параметром является затухание СВЧ энергии. В целом, поточные СВЧ-влагомеры, при работе в низко обводненных средах имеют предел допускаемой абсолютной погрешности $\pm 0,5\%$ [1, 2]. При увеличении содержания воды до 60-80% наблюдается обращение фаз в водонефтяной эмульсии, происходит резкое увеличение резонансной частоты, дополнительная погрешность возрастает, отражаясь на метрологических характеристиках СВЧ-влагомеров [2].

В докладе рассматривается принципиально новый метод измерения содержания воды в нефти и нефтепродуктах и разработанный поточный прибор на его основе, с применением микроволнового канала связи.

2. Предмет и методика исследований

В процессе проведения работ разработан новый метод определения процентного содержания воды в водонефтяной смеси, основанный на применении микроволнового канала связи для проведения измерений набега фазы с одновременной оценкой степени поглощения микроволнового сигнала в исследуемой смеси [3]. По произведенной оценке степени

поглощения сигнала грубо определяли процентное содержание воды в смеси, что давало возможность вычислить число фазовых циклов набега фазы микроволнового сигнала и определить тем самым точное значение набега фазы и рассчитать процентное содержание воды в смеси. Измерение разности фаз сигналов производили на низких частотах, получаемых после гомодинного преобразования частоты микроволновых сигналов, что позволяло получить высокую точность измерений. Принципиальная схема прибора на основе нового метода показана на рисунке 1.



Рис.1. Принципиальная схема прибора на основе разработанного метода.

Fig.1. Schematic diagram of the device based on the developed method.

На основе полученного метода выполняли работы в области разработки опытного поточного прибора. Проводили исследования по обосно-

ванию условий эксплуатации, разработке и изготовлению конструкции опытного образца измерительной камеры прибора для исследования содержания воды в нефти и нефтепродуктах СВЧ методом. В работе приведен аргументированный выбор материалов и расчет элементов конструкций. Расчеты проводили с помощью стандартных методик используемых нефтяной отраслью России. Прочностные характеристики элементов разработанной конструкции оценивали программным продуктом SOLIDWORKS Simulation. Исследования показали, что в критических условиях эксплуатации при давлении $P_y = 6,3$ МПа и температуре $T=100^\circ\text{C}$ разработанная конструкция исправно функционирует [4]. В качестве примера, на рисунке 2 продемонстрирована эпюра срока службы при расчете усталости материалов после 1000 циклов нагрузки при параметрах расчета: $P_y = 6,3$ МПа, $T=100^\circ\text{C}$.

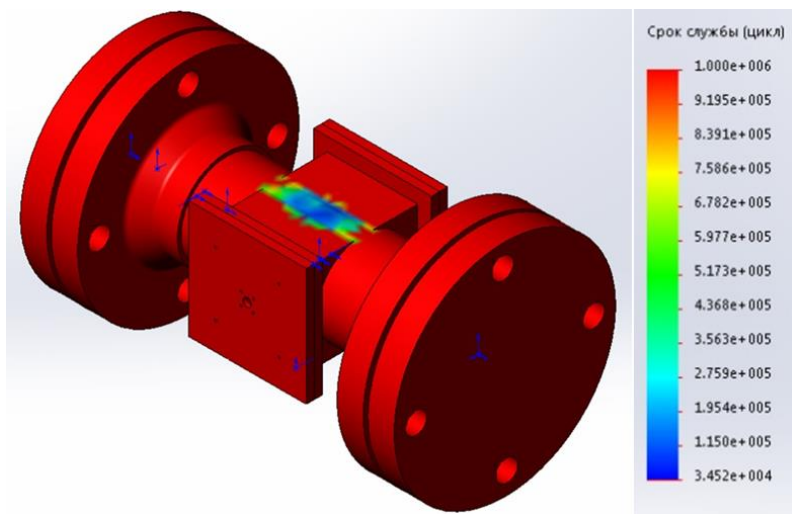


Рис. 2. Эпюра срока службы при расчете усталости материалов после 1000 циклов нагрузки при параметрах расчета: $P_y = 6,3$ МПа, $T=100^\circ\text{C}$.

Fig. 2. Diagram of service life when calculating the fatigue of materials after 1000 load cycles at the calculation parameters: $P_y = 6.3$ MPa, $T = 100^\circ\text{C}$.

Подтвердилась правильность проработки элементов конструкции и выбор материалов для их изготовления. В исследованиях отображено, что элементы нагрузки на разные части конструкции разработанного прибора прикладываются неравномерно, при этом, основная нагрузка сосредото-

на в месте сварки трубы с противоположными сегментами технологического измерительного канала. Исследования на усталость показали, что для разрушения этого сегмента необходимо применить не менее 34500 циклов нагрузки при заданных параметрах расчета. Исправление этих негативных факторов с целью улучшения конструктивных особенностей рабочей камеры прибора является целью наших дальнейших работ.

На основе приведенных исследований изготовлена конструкция экспериментального опытного образца микроволнового измерителя содержания воды в нефтепродуктах, а именно: разработана схема и изготовлена печатная плата микроволнового первичного преобразователя; разработана конструкция и изготовлен корпус микроволнового первичного преобразователя; рассчитаны и изготовлены микрополосковые антенны, встраиваемые в измерительную камеру прибора; разработана и изготовлена конструкция отдельного блока микроволнового смесителя; разработана и изготовлена конструкция измерительной камеры прибора; осуществлена сборка печатных узлов прибора [5]. На рисунке 3 показан внешний вид изготовленной измерительной камеры.

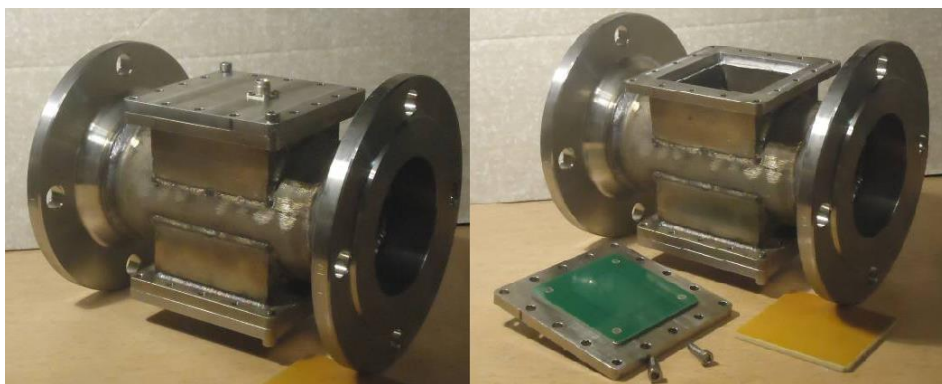


Рис. 3. Внешний вид измерительной камеры.

Fig. 3. Appearance of the measuring chamber.

Настройку, калибровку и опытное тестирование изготовленной опытной установки осуществляли на имеющихся в наличии образцах «сырой» нефти с содержанием массовой доли воды в имеющихся образцах – 0,5%, при температуре 25°C. При проведении серии измерений на трех подготовленных пробах «сырой» нефти был получен адекватный результат с хорошей совместимостью при усредненной основной погрешности $\pm$

0,08 %. Далее проведены исследования содержания воды в водонефтяных смесях с массовой концентрацией воды 10, 20 и 30%, усредненная основная погрешность измерений составила $\pm 0,08$, $\pm 0,35$, $\pm 0,28$ и $\pm 0,45$ % соответственно.

3. Заключение

Полученные результаты предлагают к использованию новый метод определения процентного содержания воды в водонефтяной смеси, на основе которого разработан и опробован поточный прибор. Метод и прибор основаны на применении микроволнового канала связи для проведения измерений набега фазы с одновременной оценкой степени поглощения микроволнового сигнала в исследуемой смеси.

Исходя из полученных в результате исследований данных видно, что представленный в работе метод имеет оригинальное решение, а опытный, недорогой прибор, созданный на его основе, конкурентоспособные характеристики, дающие возможность для вывода и использования его на мировом нефтяном рынке.

Источники финансирования и выражение признательности

Работа выполнена в рамках выполнения проекта по договору № 2200ГC1/37052 при поддержке Фонда содействия развитию малых форм предприятий в научно-технической сфере Российской Федерации.

Список литературы

- [1] Широков И.Б., Марончук И.И. Методы определения водосодержания в нефти и нефтепродуктах, остаточного содержания нефтепродуктов в воде // Энергетические установки и технологии. 2017. Т.3. № 4. С.16—31.
- [2] Широков И.Б., Марончук И.И. Приборы, применяемые для определения содержания воды в нефти и нефтепродуктах (обзор) // Энергетические установки и технологии. 2018. Т. 4. № 1. С. 56—73.
- [3] Пат. 2594338 РФ G01N 22/00, G01F 13/00 Способ определения процентного содержания воды в смеси диэлектрик-вода при изменении содержания воды в смеси в широких пределах / Широков И.Б. Патентообладатель: Широков И.Б. № 2016114471/93; заявл. 13.04.2016; опубл. 10.08.2016 Бюл. № 22. — 8 с.
- [4] Широков И.Б., Черкашина Н.И., Марончук И.И. Разработка элементов конструкций измерителя влаги в нефти и нефтепродуктах на основе СВЧ метода // Энергетические установки и технологии. 2018. Т. 4. № 2. С. 121—130.
- [5] Широков И.Б., Марончук И.И. Разработка СВЧ - метода высокоточного измерения процентного содержания воды в водонефтяной смеси // Энергетические установки и технологии. 2018. Т. 4. № 2. С. 115—120.

References

[1] Shirokov I.B., Maronchuk I.I. [Methods for determination of water content in oil and oil products, residual content of oil products in water] *Energy plants and technologies*. 2017. T.3. № 4. C.16—31 (In Russian).

[2] Shirokov I.B., Maronchuk I.I. [Instruments used to determine the water content in oil and petroleum products (review)] *Energy plants and technologies*. 2018. Vol. 4. No. 1. P. 56—73 (In Russian).

[3] Pat. 2594338 RF G01N 22/00, G01F 13/00 A method for determining the percentage content of water in a dielectric-water mixture when the water content of a mixture varies over a wide range / Shirokov I.B. The patent holder: Shirokov I.B. No. 2016114471/93; claimed. 13/04/2016; publ. 08/10/2016 Bul. № 22. — 8 p. (In Russian).

[4] Shirokov I.B., Cherkashina N.I., Maronchuk I.I. [Development of the elements of the moisture meter in oil and oil products based on the microwave method] *Energy plants and technologies*. 2018. T. 4. № 2. P. 121—130 (In Russian).

[5] Shirokov I.B., Maronchuk I.I. [Development of microwave method for high-precision measurement of water percentage in water-oil mixture] *Energy plants and technologies*. 2018. T. 4. No. 2. P. 115—120 (In Russian).

Acknowledgements

The work was carried out within the framework of the project under the contract No. 2200GS1 / 37052 with the support of the Foundation for Assistance to the Development of Small Forms of Enterprises in the Scientific and Technical Sphere of the Russian Federation.

Высокочастотный метод измерения влажности сельскохозяйственного сырья

¹ Жданов Б.В., ² Полевик Н.Д., ³ Панферов С.Ю.

¹ НИУ Южно-Уральский Государственный Университет
ул. Проспект Ленина, 76, Челябинск, 454080, Россия
boris.z@inbox.ru

^{2,3} Южно-Уральский Государственный Аграрный Университет
Институт агроинженерии
ул. Проспект Ленина, 75, Челябинск, 454080, Россия
² poleviknd@mail.ru ³ s.y.panferov@yandex.ru

Аннотация: Представлен метод измерения диэлектрической проницаемости сельскохозяйственного сырья и опосредованного определения параметров сыпучих и жидких материалов в потоке и при хранении. Метод основан на возбуждении заполненного материалом волновода и определении критической частоты. Представлены результаты измерения коэффициента отражения, критической частоты, диэлектрической проницаемости и влажности сельскохозяйственной продукции – зерна пшеницы.

Ключевые слова: влагометрия, сельское хозяйство, волноводы, критическая частота, диэлектрическая проницаемость.

1. Введение

Во многих непрерывных технологических процессах необходимо контролировать влажность продукта в различных точках технологической цепочки. Нами для закрытых продуктопроводов разработан новый способ СВЧ диэлькометрии - измерения диэлектрической проницаемости с последующим восстановлением влажности продукта. Этот метод основан на особенностях возбуждения электромагнитных колебаний в закрытых емкостях. В первом приближении сечение волноводной системы можно аппроксимировать прямоугольным или круглым волноводом и использовать классическую теорию возбуждения таких волноводов [1]. Очевидно, что при размерах емкости много меньше длины волны не удастся обеспечить выполнение граничных условий и вариаций поля в некотором сечении, необходимых для возбуждения колебаний. Но если уменьшать длину волны или, точнее, повышать частоту колебаний, то может возникнуть ситуация с появлением колебательного режима в емкости. Эту граничную частоту называют критической частотой. Этот момент можно отследить при использо-

вании в качестве измерителя измеритель комплексных коэффициентов передачи. Кроме геометрии продуктопровода эта критическая частота зависит еще и от диэлектрических свойств материала, заполняющего продуктопровод. Таким образом, измерив критическую частоту для заполненного и незаполненного продуктопровода можно определить диэлектрическую проницаемость продукта. Наиболее близкими к предложенному методу являясь резонаторные методы. Они обладают повышенной чувствительностью, но требуют встраивания в волновод дополнительных резонаторов [2].

2. Материалы и методы исследований

Известно, что при распространении ЭМВ в волноводе, ее критическая длина будет определяться как конструктивными параметрами волновода, так и диэлектрическими свойствами среды. В изотропной среде – диэлектрике, длина волны связана с диэлектрической проницаемостью среды выражением [1,3]

$$\lambda_{\text{в}} = \frac{\lambda}{\sqrt{\varepsilon}} \quad (1)$$

где $\lambda_{\text{в}}$ – длина волны в изотропной среде;
 λ – длина волны в свободном пространстве;
 ε – диэлектрическая проницаемость изотропной среды.

Таким образом, изменение диэлектрических свойств среды влечет за собой изменение частотного режима работы волновода. Иными словами, происходит укорочение длины возбуждаемых ЭМВ и смещение точки за предельности волновода. Это позволяет, по условию определения критической длины волны (или частоты), определять диэлектрическую проницаемость материала, заполняющего волновод. Далее, опираясь на теоретические известные данные по диэлектрической проницаемости материалов, возможно опосредованно судить об их ключевых свойствах.

Для эксперимента, в качестве волноводных систем были использованы волноводы с изменяющимся сечением (рупор) различных размеров, выполненные из алюминия:

1. Рупорная антенна (рис. 1);
2. Макет выгрузного бункера шахтной зерносушилки (рис. 1).



Рисунок 1 – рупорные излучатели.

Рупорная антенна (слева), макет бункера зерносушилки (справа)

Возбуждение волноводов производилось при помощи ИККП Планар «Обзор-103» в режиме измерения S_{11} в широкой полосе частот через коаксиально-волновой переход. В качестве контролируемого материала использовалось зерно пшеницы.

В ходе эксперимента проводилось поэтапное изменение контролируемого параметра материала (влажности W , %) и снятии частотных зависимостей коэффициента отражения (S_{11}), аналогичная изложенной в работах [4,5]. Изменение влажности материала ведет к изменению его диэлектрических свойств и, как следствие, смещению области запердельности. Таким образом, для оценки изменения ϵ материала, предлагается следующий метод: выбор на линии среза частотной зависимости опорной точки по произвольному уровню S_{11} и последующий контроль смещения этой точки по оси частот. Основываясь на этом, для оценки полученных частотных зависимостей предложено использовать следующие методы:

- 1) определение максимума производной частотной зависимости;
- 2) численное интегрирование участка частотной зависимости;
- 3) определение ϵ материала по формуле (1).

Результаты расчета по п.3 сравнивались с теоретическими, на основании модели Нельсона-Крашевского [6], полученные значения по п.1, 2 служили для синтеза аналитических зависимостей целевого фактора от частоты следования сигнала.

3. Результаты исследований

В ходе эксперимента с рупорной антенной были получены зависимости S_{11} от частоты следования сигнала F для различных режимов работы антенны: пустой рупор и заполненный зерном с влажностью 12%, 17%, 22% соответственно (рисунок 2). На графике, вертикальной линией отмечена

точка на линии среза частотной зависимости по уровню 0,5. Для пустого рупора частота среза составила 600 МГц. При заполнении рупора зерном с $W = 12\%$ отмечается смещение частоты среза в область низших частот ($F_{\text{ср}12\%} = 302,69$ МГц). С последующим увеличением влажности прослеживается последовательное снижение частоты среза ($F_{\text{ср}17\%} = 276,39$ МГц, $F_{\text{ср}22\%} = 249,10$ МГц).

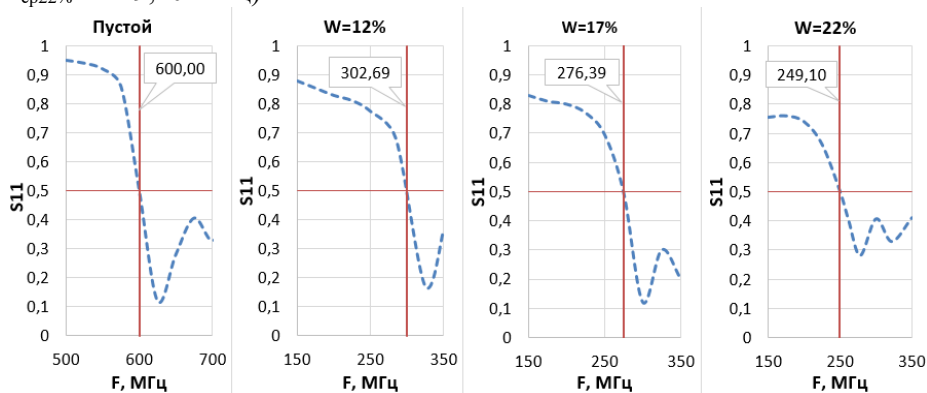


Рисунок 2 – Частотные зависимости S_{11} рупорной антенны Б45-03 при различных режимах работы (пустой рупор, заполненный зерном влажностью 12%, 17%, 22%)

Для определения ε материала воспользуемся формулой (1), преобразовав ее к виду:

$$\varepsilon = (f/f_B)^2, \quad (2)$$

где f – частота среза пустого рупора;
 f – частота среза при заполнении рупора материалом.

Воспользуясь полученной формулой (2) определим ε зерна с влажностью 12% и сравним с теоретическим (по модели Нельсона-Крашевского):

$$\varepsilon_{\text{факт}} = (600/302,69)^2 = 3,93 \sim \varepsilon_{\text{теор}}(3,83).$$

Остальные данные оценки ε представлены на рисунке 3.

Несмотря на высокую сходимость результатов, для реализации промышленного применения метода существуют серьезные ограничения, а именно проблема определения критической частоты. Для решения этой проблемы предлагается, в качестве объективной оценки, выбирать критическую частоту по максимуму производной частотной зависимости S_{11} ,

либо же по площади графика, ограниченной линией среза. Эксперимент по оценке предлагаемых методов, проводился на макете выгрузного бункера (рис. 1), который возбуждался через встроенный в стенку несимметричный вибратор. Результаты расчета и эксперимента представлены на рисунках 4, 5.

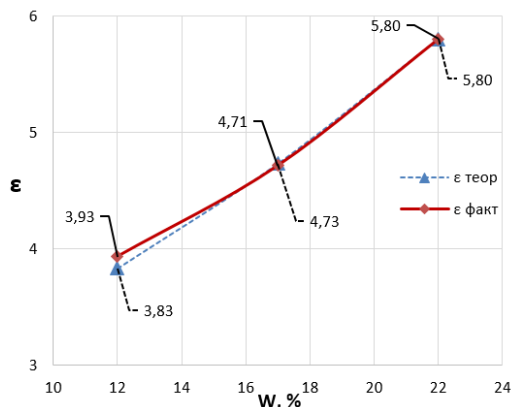


Рисунок 3 – сравнение теоретических и фактических значений ϵ контролируемого материала (пшеницы) при различной влажности

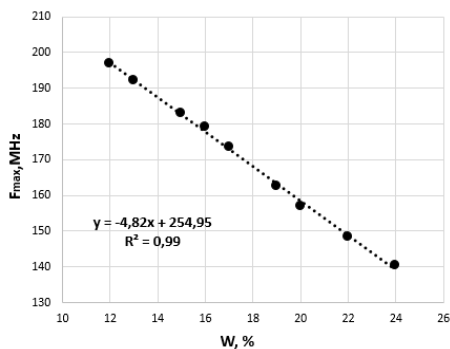


Рисунок 4 – зависимость максимума производной F_{max} на линии «среза» S11 для различной влажности зерна W

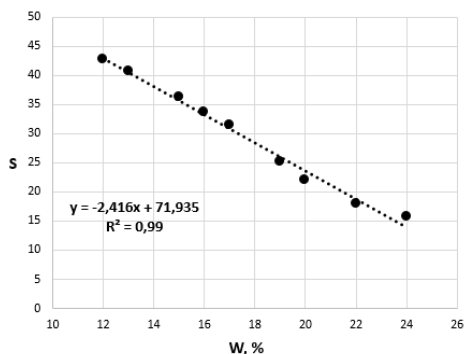


Рисунок 5 – зависимость площади участка частотной зависимости S для различной влажности зерна W

Графики на рисунках 4 и 5 показывают, что полученные аналитические зависимости, с высоким уровнем достоверности, носят линейный характер. Полученные результаты подтверждают работоспособность метода измерения, а так же адекватность предлагаемых методов оценки частотных

зависимостей S_{11} (по максимуму производной и с помощью интегрирования участка частотной области). Таким образом, в дальнейшем, при разработке измерительных устройств, возможно использование этих методов обработки, позволяющих в достаточной мере автоматизировать процесс обработки результатов измерения.

4. Заключение

Предложен метод измерения диэлектрической проницаемости материалов, позволяющий опосредованно определять параметры сельскохозяйственного сырья и других видов сыпучих и жидких материалов. Метод основан на возбуждении колебаний в заполненном волноводе и определении момента выполнения граничных условий при помощи изменения частоты сигнала. Получены аналитические зависимости.

Принцип действия предлагаемого метода подразумевает возможность измерения не только в стационарном режиме, но и в технологическом потоке. При этом, в качестве волновода может быть использована конструкция продуктопровода произвольной формы. Для нее можно экспериментально определять критическую частоту по измеренным частотным зависимостям S_{11} (в ходе калибровки), далее, вычисляя диэлектрическую проницаемость продукта, по калибровочным кривым определять влажность продукта. Этот процесс должен быть автоматизирован и в автоматическом режиме выдавать текущую влажность продукта. Предоставляемые данные о влажности могут использоваться для регулирования технологических операций - например для сушки различных материалов.

Список литературы

- [1]. Ширман Я.Д. Радиоволноводы и объемные резонаторы. М.6 Гос. Изд. Литературы по вопросам Связи и Радио. 1959 г., 380с.
- [2]. Берлингер М.А. Измерение влажности. М.: Энергия, 1973; с.142.
- [3]. Graham Brodie, Mohan V. Jacob, Peter Farrell. Microwave and Radio-Frequency Technologies in Agriculture. De Gruyter Open, Warshaw/Berlin. 2015, pp. 208.
- [4]. Полевик Н.Д., Панферов С.Ю. Отражательный СВЧ-метод измерения влажности тонких слоев сельскохозяйственного сырья // 27-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2017). Севастополь, 10—16 сентября 2017 г. : материалы конференции. Т. 6, секц. 8/2.– С.1446-1451
- [5]. Полевик Н.Д., Панферов С.Ю. Поточный отражательный влагомер // АПК России. Т. 24 №1 – Челябинск: ФГБОУ ВО Южно-Уральский ГАУ, 2017. – С.86-90.
- [6]. Kraszewski A., Nelson S.O. Composite model of the complex permittivity of cereal grain // J.Agric. Eng. Res.– 1989.– V. 43.– P. 211–219.

Simulation of microwave pyrolysis of peat

Alexander A. Bogdashov¹,

Tatiana O. Krapivnitskaia^{1,2} and Nikolai Yu. Peskov¹

¹ Institute of Applied Physics Russian Academy of Sciences,
Nizhniy Novgorod, 603950, Russian Federation

² Lobachevsky State University of Nizhniy Novgorod.
Nizhny Novgorod, 603022, Russian Federation
bogdash@ipfran.ru

Abstract: A mathematical model of microwave pyrolysis of peat with a continuous pumping out of reaction products is proposed. The results of the numerical simulation of a coaxial microwave reactor at a frequency of 2.45 GHz with an input power of 100 W are presented.

Keywords: RF peat pyrolysis, FDTD method, Maxwell equations.

Моделирование тепловых и электродинамических процессов при СВЧ-пиролизе торфа

Богдашов А.А.,¹ Крапивницкая Т.О.^{1,2}, Песков Н.Ю.¹

¹Федеральный исследовательский центр Институт прикладной физики
Российской академии наук (ИПФ РАН)

г. Нижний Новгород, 603950, Российская Федерация

²Нижегородский государственный университет им. Н.И. Лобачевского,
г. Нижний Новгород, 603022, Российская Федерация

bogdash@ipfran.ru

Аннотация: В работе предложена математическая модель СВЧ пиролиза торфа с непрерывной откачкой продуктов реакций. Представлены результаты численного моделирования коаксиального СВЧ реактора на частоте 2.45 ГГц при вводимой мощности около 100 Вт.

Ключевые слова: СВЧ пиролиз торфа, FDTD метод, уравнения Максвелла.

1. Введение

Процесс пиролиза представляет собой декомпозицию органических веществ при нагревании без доступа кислорода. В основном продукты пиролиза используются как источники энергии, однако в последнее время наметилась тенденция к их применению в органической химии. Продукты пиролиза включают в себя ценные составляющие - полукоксы, смолы (аро-

матические углеводороды), аммиачную воду и газы с высокой теплотворной способностью.

Традиционная схема пиролиза обладает ограниченными возможностями для управления скоростью и выходными продуктами реакций [1]. В зависимости от скорости подведения тепла в реактор меняется состав продуктов переработки. При медленном пиролизе 10 - 25% от количества исходного вещества выделяется в виде твердого углеродистого остатка, 50 - 60% приходится на жидкие фракции и 20 - 30% – на пиролизные газы. При быстром СВЧ пиролизе газовый выход увеличивается до 30 - 90%, 10 - 70% составляют жидкости («синтетическая нефть»), 10 - 20% – высокоуглеродистый материал.

В данной работе предложена математическая модель СВЧ пиролиза торфа с непрерывной откачкой продуктов реакций. Показано, что данная конструкция реактора обладает несомненной простотой и при небольшой загрузке топлива позволяет проводить быстрые лабораторные исследования, однако не обеспечивает оптимальное распределения СВЧ-полей и, в результате, температуры торфа в процессе пиролиза.

2. Модель СВЧ пиролиза

Для осуществления СВЧ пиролиза используется свойство объемного поглощения излучения торфом. В отличие от традиционного теплового нагрева при СВЧ пиролизе именно низкая теплопроводность торфа способствует быстрому локальному росту температуры в рабочем объеме. СВЧ пиролиз обладает меньшей инерционностью и лучшими условиями по технологическому контролю химических процессов в реакторе.

СВЧ реактор представляет собой металлическую емкость, куда помещается торф. Ввод излучения от СВЧ генератора в объем происходит через волновод. Продукты реакций откачиваются из реактора, охлаждаются и собираются для анализа. Для моделирования СВЧ пиролиза торфа с непрерывной откачкой мы предлагаем использовать систему уравнений

$$\nabla \times H = \frac{\partial D}{\partial t}, \quad \nabla \times E = -\mu_0 \cdot \frac{\partial H}{\partial t}, \quad D = \varepsilon_0 \varepsilon E + \sigma \int E dt \quad (1,2,3)$$

$$\beta \cdot \rho_0 C \frac{\partial T}{\partial t} = \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} \left(\lambda r \frac{\partial T}{\partial r} \right) + \frac{\partial}{\partial z} \left(\lambda r \frac{\partial T}{\partial z} \right) + \sigma \langle |E|^2 \rangle + \rho_0 C \cdot T \cdot \frac{\partial \beta}{\partial t}, \quad (4)$$

$$\frac{\partial \beta}{\partial t} = -(\beta - \beta_\infty) \cdot F\left(-\frac{\Sigma}{kT}\right). \quad (5)$$

где E , H , D – векторы электрического, магнитного полей и вектор электрической индукции соответственно, T – локальная температура, λ – коэффициент теплопроводности, Σ – энергия активации, σ – локальная проводимость вещества в реакторе, ρ_0 – исходная плотность, C – теплоемкость, $\rho_0\beta_\infty$ – плотность твердого остатка после пиролиза.

Уравнения Максвелла (1-3) описывают распространение и поглощение электромагнитных волн в подводящем волноводе и объеме торфа (реакторе). Выгорание торфа в процессе пиролиза характеризуется безразмерной плотностью $\beta = \rho(r,t)/\rho_0$. Для расчёта температурного поля в стенках реактора и подводящем волноводе уравнение теплопроводности (4) имеет стандартную форму, где необходимо принять $\beta = 1$. В случае расчёта температуры в объеме торфа в правой части уравнения включается объёмный источник нагрева $\sigma|E|^2$ и плотность вещества β уменьшается за счёт откачки продуктов пиролиза (происходит сток массы и тепловой энергии). Предполагается, что твердый остаток при этом не подвержен осыпанию.

При тепловой деструкции торфа происходит множество одновременных реакций распада сложных органических веществ, поэтому для анализа используется формула Аррениуса (5) с эмпирическими параметрами β_∞ , Σ .

К системе уравнений необходимо добавить граничные и начальные условия, которые обсуждаются в следующем разделе.

3. Моделирование СВЧ пиролиза в коаксиальном резонаторе

Система уравнений (1-5) содержит параметры, которые можно определить только экспериментально. Для проведения эксперимента был сконструирован коаксиальный реактор с подстройкой резонансной частоты. Промышленный 2.45 ГГц магнетрон соединяется с резонатором коаксиальным волноводом. Преимуществом такой системы является однообразие по поперечной структуре поля в резонаторе на рабочей частоте, что существенно упрощает трактовку результатов измерений. Со стороны откачного порта у резонатора выполнена подвижная стенка. В эксперименте предварительная настройка проводится на малом уровне мощности с помощью измерителя КСВН. При неизменной влажности торфа длину резонатора достаточно определить единожды.

Расчёт электромагнитных полей в системе выполняется методом FDTD [2]. Численно решаются разностные уравнения Максвелла в цилиндрической системе координат с сохранением осевой симметрии. Пространственная сетка по обеим координатам (r , z) имеет шаг 0.5 мм и сов-

падает с сеткой для уравнения теплопроводности. Шаг сетки много меньше длины волны излучения $\lambda \sim 120$ мм. В отличие от уравнения теплопроводности в расчётах электромагнитных полей задействованы только области пространства, заполненные торфом (объём резонатора) и тефлоном (подводящий СВЧ коаксиальный волновод). Металлические стенки и коаксиальный стержень считаются идеально проводящими. Неотражающий источник электромагнитного поля задан в коаксиальном волноводе на расстоянии длины волны от резонатора. При решении системы (1)–(5) уравнения Максвелла (1–3) и уравнения (4, 5) можно разделить. Это связано с разным характерным временем тепловых процессов и временем установления электромагнитных полей в резонаторе. Шаг по времени в методе FDTD выбран 0.834 пс, время установления ВЧ-полей 10 нс. Временной шаг для неявной схемы уравнения теплопроводности выбран 0.5 сек [3, 4].

После установления полей проводится расчёт уравнения теплопроводности (4) на одном шаге по «тепловому» времени для всей пространственной сетки с объёмным тепловым источником, определяемым средним за период электрическим полем. Уравнение Аррениуса решается на каждом узле сетки. Начальные условия для температурного поля $T_0 = 25$ °С. Исходная плотность $\beta(r, z, t=0) = 1$. Известные граничные условия для электромагнитных полей на границах диэлектриков и идеальных проводниках приводить не будем. На боковой стенке и на торце резонатора со стороны откачного порта заданы граничные условия III рода (6)

$$\frac{\partial T}{\partial n} = \frac{\alpha}{\lambda} (T - T_{\infty}). \quad (6)$$

На входном торце резонатора $z = 0$, охлаждаемом со стороны ввода водой, задана фиксированная температура $T = T_0$. Потери тепла на излучение не учитываются, так как температура на внешней стенке не превышает 100 °С. В уравнении теплопроводности материал внешней металлической стенки реактора – нержавеющая сталь, центрального стержня – латунь.

На следующем шаге по времени после изменения пространственных распределений плотности β , температуры T и проводимости σ возвращаемся к вычислению электромагнитных полей по методу FDTD.

4. Результаты расчётов СВЧ реактора

Распределение поля внутри резонатора, заполненного торфом, на частоте 2.45 ГГц показано на Рис.1а. Падающая на резонатор СВЧ мощность равна 100 Вт. Расчётный коэффициент отражения от реактора показан на Рис.1б.

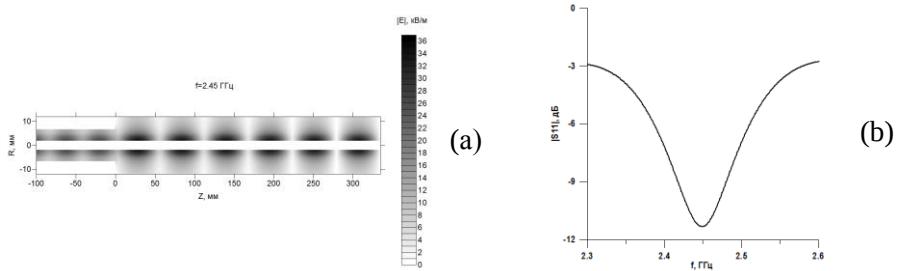


Рис. 1. (а) Распределение поля в реакторе на рабочей частоте магнетрона 2.45 ГГц и (б) частотная зависимость коэффициента отражения от реактора (моделирование).
Fig. 1. (a) Distribution of the RF field in the reactor at the operating frequency of 2.45 GHz and (b) frequency dependence of reflection coefficient from the reactor (simulations).

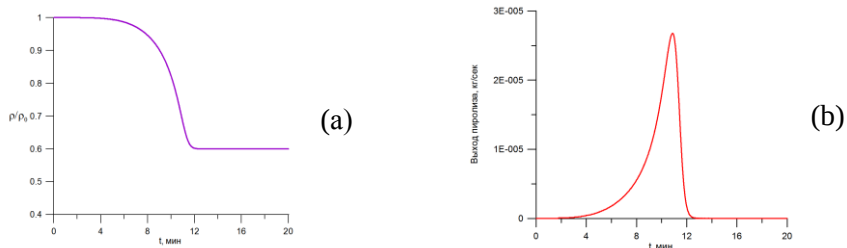


Рис. 2. (а) Расчётное изменение плотности вещества в точке максимального поля. (б) Расчётный выход продуктов пиролиза.

Fig.2. (a) Calculated density change of the substance at the maximum field point. (b) Calculated yield of pyrolysis products.

В ходе экспериментов установлено, что коэффициент отражения (Рис.1б) практически не изменяется в процессе СВЧ пиролиза. На Рис.2а показано изменение во времени плотности вещества в точке максимального поля. Электрическое поле моды ТЕМ прижато к центральному стрержню малого диаметра, поэтому «выгорают» малые по объёму области торфа вблизи стрержня в максимумах стоячей волны (Рис.3б). Потеря массы в процессе пиролиза с откачкой показана на Рис.2б.

На Рис.4 показано изменение температуры от времени в точке максимального СВЧ поля. Время нагрева торфа до начала пиролиза определяется тепловыми потерями через корпус реактора во внешнюю среду. Видно, что возможен перегрев центрального стрержня и тефлонового заполнения коаксиального кабеля. Проведенные расчёты можно считать только оценочными, так как требуются уточнения эмпирических параметров в уравнениях (1-5).

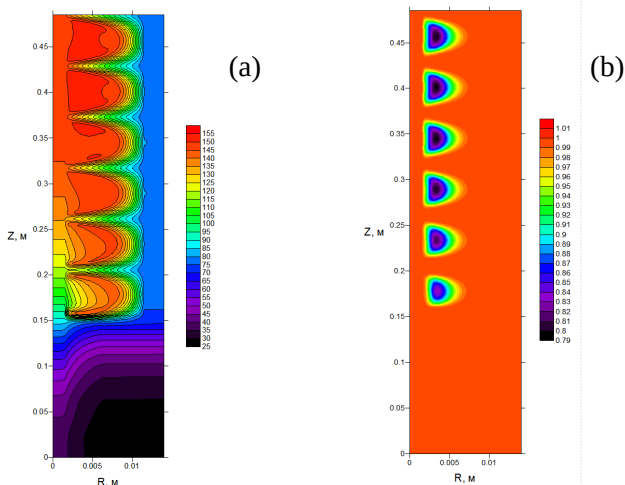


Рис. 3. Расчетные распределения температуры $T(r, z)$ (a) и плотности торфа $\beta(r, z)$ в реакторе в момент времени $t = 10$ мин.

Fig.3. Calculated distributions of (a) temperature $T(r, z)$ and (b) peat density $\beta(r, z)$ in the reactor at the time $t = 10$ min.

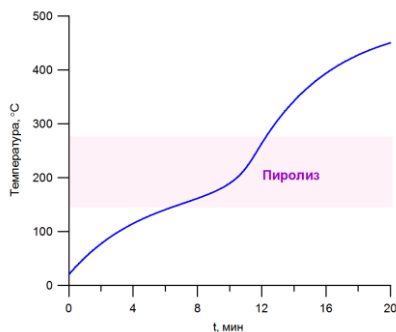


Рис. 4. Изменение температуры в точке максимального поля в процессе СВЧ пиролиза. Вводимая мощность 100 Вт.

Fig.4. The temperature change at the point of maximum field in the process of microwave pyrolysis. Input power 100 W.

5. Заключение

На основе уравнений Максвелла, уравнения теплопроводности и уравнения Аррениуса методом конечных разностей проанализированы параметры лабораторной установки для микроволнового пиролиза торфа на частоте 2.45 ГГц. Показано, что мощности 100 Вт достаточно для про-

ведения мягкого СВЧ пиролиза (250 – 300 °С) даже без внешней теплоизоляции резонатора, однако при этом возможен перегрев центрального стрежня и подводящего коаксиального кабеля. Установлено, что за счёт низкой добротности заполненного резонатора отражение не превышает - 10 дБ в течении всего процесса. Выяснено, что в реакции пиролиза вовлечена только малая просевая область резонатора, поэтому выход продуктов из реактора относительно невелик. Расчёт и конструирование промышленной установки требует дополнительных измерений ряда параметров протекающих пиролизических реакций.

Источники финансирования и выражение признательности

Работа выполнена при частичной поддержке гранта Нижегородской области в сфере науки, технологий и техники по теме: «Разработка эффективной технологии переработки торфа методом СВЧ-пиролиза».

Список литературы

- [1] Батенин В.М., Бессмертных А.В., Зайченко В.М. Энергетический комплекс на биомассе // Тепловые процессы в технике. – 2010. – № 2. – С.91–96.
- [2] A. Taflove, S.C. Hagness. Computational Electrodynamics: The Finite-Difference Time-Domain Method, Third Edition. Artech House Inc. 2005. 765 с.
- [3] Самарский А.А., Вабищевич П.Н. Вычислительная теплопередача. М.: Едиториал УРСС, 2003. 782 с.
- [4] Берковский Б.М., Ноготов Е.Ф. Разностные методы исследования задач теплообмена. – Минск: Наука и техника, 1976. 141 с

References

- [1] Batenin V.M., Bezsmertnykh A.V., Zaichenko V.M. Energy complex on biomass // Thermal processes in engineering. -2010. № 2. P.91-96.
- [2] A. Taflove, S.C. Hagness. Computational Electrodynamics: The Finite-Difference Time-Domain Method, Third Edition. Artech House Inc. 2005.
- [3] Samarsky A.A., Vabischevich P.N. Computational heat transfer. M.: URSS, 2003.
- [4] Berkovsky B. M., Nogotov E. F. Difference methods of research of heat-LOB problems. - Minsk: Science and technology, 1976. P.141.

Acknowledgements

The work was supported by the grant of the Nizhny Novgorod region in the field of science, technology and technology: «Development of effective technology of peat re-processing by microwave pyrolysis».

Enrichment of the Spectrum of the Sounding Signal in the Design of a Nonlinear Locator

¹Shirokov I.B., ¹Slezkin V.G., ²Maronchuk I.I.

¹Sevastopol State University
Sevastopol, 299053, Russian Federation

²Genesis-Tavrida Ltd.
Sevastopol, 299011, Russian Federation
shirokov@ieee.com

Abstract: Aspects of the operation of a nonlinear locator are considered in this paper. The response signal from the target is formed by the formation of harmonic components of the probing signal. The task is to identify false targets, the response signal of which is formed by semiconductor metal-oxide-metal formations, in contrast to the standard p-n transitions of recognized radio electronic devices. The problem is solved by enriching the spectrum of the sounding signal, carried out by introducing its modulation.

Keywords: nonlinear locator, spectrum, semiconductor, sounding signal, response signal.

Обогащение спектра зондирующего сигнала при построении нелинейного локатора

¹ Широков И. Б., Слезкин В. Г. ²Марончук И. И.,

¹Севастопольский государственный университет»
Севастополь, 299053, Россия

²ООО «Генезис-Таврида»
г. Севастополь, 299011, Россия
shirokov@ieee.org

Аннотация: В работе рассматриваются аспекты работы нелинейного локатора. Сигнал отклика от цели формируется путем образования гармонических составляющих зондирующего сигнала. В работе ставится задача распознавания ложных целей, сигнал отклика которых формируется за счет полупроводящих образований типа металл-окисел-металл, в отличие от стандартных p-n переходов распознаваемых радиоэлектронных устройств. Задача решается за счет обогащения спектра зондирующего сигнала, осуществляемое введением его модуляции.

Ключевые слова: нелинейный локатор, спектр, полупроводник, зондирующий сигнал, ответный сигнал.

1. Введение

Для поиска скрытых (например, в стенах помещений) электронных устройств несанкционированного съёма информации эффективно применяются нелинейные локаторы (НЛ). Так как объекты поиска, как правило, содержат полупроводниковые элементы и печатные проводники, при попадании на проводники электромагнитного поля зондирующего сигнала с частотой f_1 возникает напряжение на p - n переходах. Вследствие нелинейности вольтамперных характеристик (ВАХ) p - n переходов в спектре токов появляются высшие гармоники, и соответствующие сигналы могут излучаться в пространство.

В большинстве моделей НЛ анализируется соотношение между уровнями сигналов второй и третьей гармоник, по которому выявляются «ложные цели» с нелинейными свойствами, например, контакты «металл-окисел-металл» (МОМ) [1]. Схожая ситуация имеет место при построении системы радиочастотной идентификации при одночастотном облучении транспондера считывателем [2]. Обогащение спектра зондирующего сигнала в данном случае приводило к увеличению энергетики линии связи и повышению спектральной эффективности системы.

Частоты f_1 , $2f_1$ и $3f_1$ лежат в диапазонах ДМВ и СМВ, что затрудняет практическую реализацию НЛ, особенно их антенных блоков. В данном докладе обсуждается возможность использовать эффект обогащения спектра модулированного сигнала с целью решения задач нелинейной локации в существенно более узкой полосе рабочих частот.

2. Предмет и методика исследований

Известные результаты [3] для случая рассеяния поля антенной решёткой с нелинейными нагрузками, подтверждают наличие дополнительных составляющих в спектре отражённого сигнала, однако приведённые в статье количественные оценки этого эффекта невозможно применить к задачам нелинейной локации, так как объекты поиска не являются эффективными переизлучателями электромагнитного поля. Предметом наших исследований были количественные оценки изменения спектров сигналов на выходе нелинейных элементов двух типов: p - n перехода и МОМ-структуры.

При численном моделировании были использованы вольтамперные характеристики (ВАХ) $I(U)$ экспоненциального типа [1]: для p - n перехода — с отсечкой тока, а для МОМ-структуры — в виде нечётной функции (рис. 1).

Размах синусоидального сигнала возбуждения соответствовал начальному участку ВАХ (условной единице напряжения)

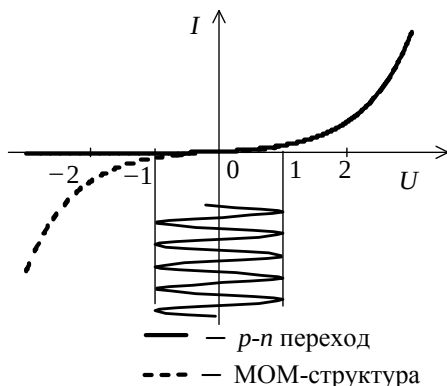


Рис. 1. Модельные ВАХ и вид сигнала возбуждения

Fig.1. $I(U)$ characteristics of the model and the exciting signal view

Результаты первого численного эксперимента, с немодулированным сигналом частотой f_0 , соответствовали известным представлениям: для p - n перехода уровень второй гармоники u_2 был существенно выше уровня третьей u_3 , а для МОМ-структуры наблюдалось обратное соотношение (рис. 2).

Во втором эксперименте использовался сигнал с балансной амплитудной модуляцией синусоидальным сигналом с частотой f_M , составлявшей 5 % от несущей частоты (рис. 3).

В спектре выходного сигнала p - n перехода наблюдалась вторая гармоника значительного уровня, а спектре сигнала для МОМ-структуры она практически отсутствовала. Вокруг спектра основного сигнала в обоих случаях наблюдались комбинационные составляющие, причём уровни этих составляющих для МОМ-структуры был выше, чем для p - n перехода.

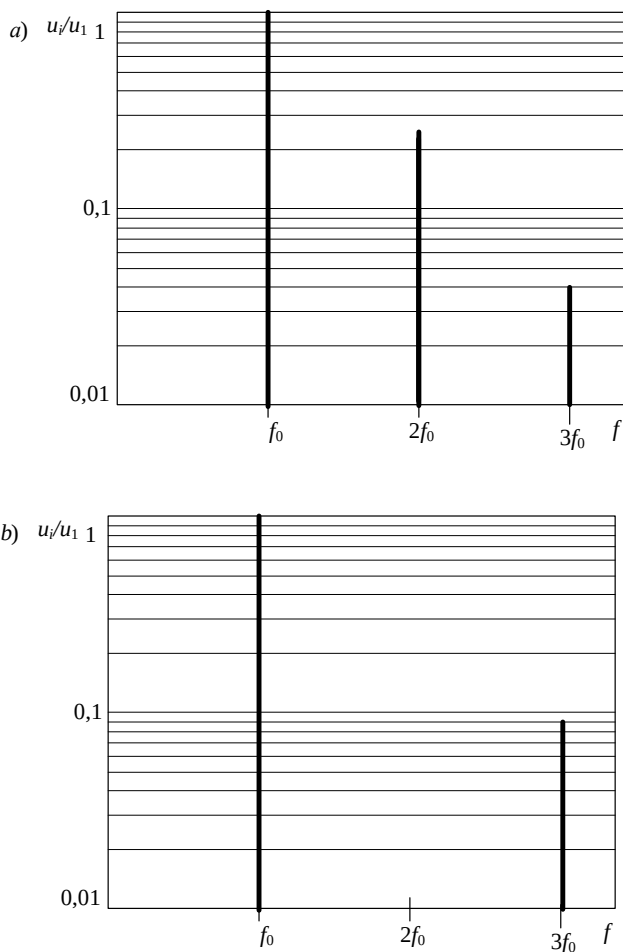


Рис. 2. Спектры сигналов на выходе р-п перехода (а) и MOM-структуры (b) для немодулированного возбуждающего сигнала

Fig. 2. The output signals spectra of p-n overlay (a) and of MOM-structure (b) for the non-modulated exciting signal

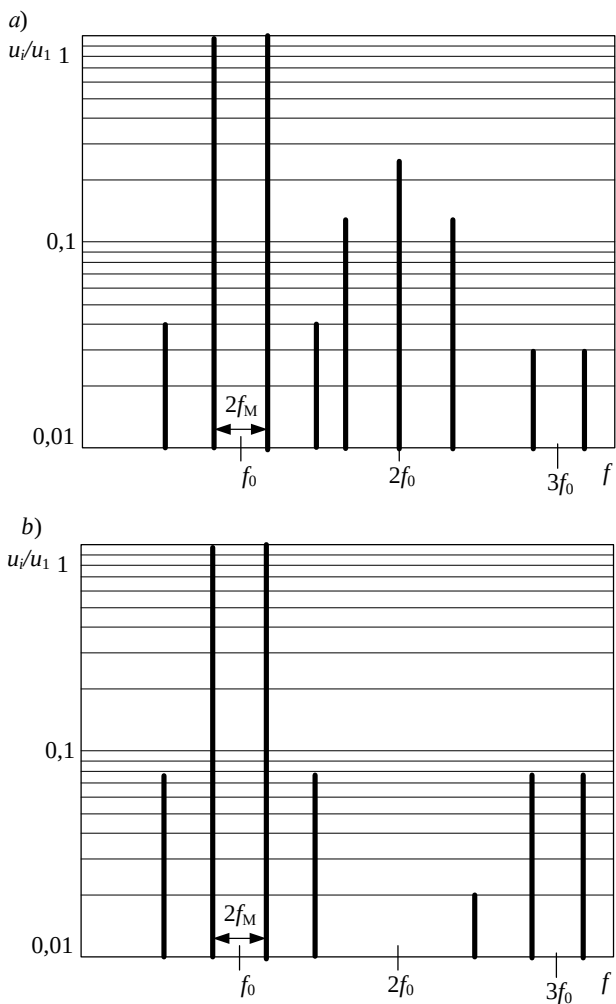


Рис. 3. Спектры сигналов на выходе p - n перехода (а) и MOM-структуры (б) для возбуждающего сигнала с балансной амплитудной модуляцией

Fig. 3. The output signals spectra of p - n overlay (a) and of MOM-structure (b) for the balance amplitude modulated exciting signal

3. Заключение

Получены результаты численного эксперимента, позволяющие предположить, что в нелинейных локаторах можно отказаться от исследования сигнала третьей гармоники, если использовать зондирующий сигнал с балансной амплитудной модуляцией и выполнять анализ спектра отражённых сигналов вблизи основной частоты и вокруг частоты второй гармоники.

Список литературы

- [1] Хорев А. А. Техническая защита информации: в 3-х т., т. 1: Технические каналы утечки информации. М.: НПЦ «Аналитика», 2008. 435 с.
- [2] Широков И.Б. Исофатов В.Н. Повышение помехоустойчивости системы автоматической радиочастотной идентификации автомобилей и грузов. IEEE Матер. 13-й Междунар. Крымской Микроволновой Конференции «СВЧ техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'03), Севастополь, сентябрь 8-12, 2003, С. 718-719.
- [3] Семенихина Д.В., Демшевский В.В. Теоретическое и экспериментальное исследование характеристик рассеяния микрополосковой решетки с нестационарными нелинейными нагрузками [Электронный ресурс] // Инженерный вестник Дона, №3, 2014. Режим доступа ivdon.ru/ru/magazine/archive/n3y2014/2540.

Источники финансирования и выражение признательности

Работа выполнена при государственной поддержке в ходе выполнения НИР № 5.6208.2017/8.9 в рамках базовой части государственного задания РФ.

References

- [1]. Khorev A.A. Technical protection of information: in 3 volumes, vol. 1: *Technical channels of information leakage*. Moscow: Scientific Research Center “Analitika”, 2008. 435 p.
- [2]. Shirokov I.B. Isifatov V.N. Increase of noise immunity of the system of automatic radio frequency identification of cars and cargoes. *IEEE Proc. 13th Int. Crimean Microwave Conference “Microwave and Telecommunication Technology”* (CriMiCo'03), Sevastopol, September 8-12, 2003, P. 718-719.
- [3]. Semenikhina D.V., Demshevsky V.V. Theoretical and experimental study of the characteristics of the scattering of a microstrip lattice with nonstationary nonlinear loads. [Electronic resource] // *Dyen Engineer's Bulletin*, No. 3, 2014. Access mode ivdon.ru/ru/magazine/archive/n3y2014/2540.

Acknowledgement

Work has been carried out at the State support in a framework of implementation of Project # 5.6208.2017/8.9 of base part of the State task of the Russian Federation.

Microwave pyrolysis of peat: results and prospects

Tatiana O. Krapivnitskaia^{1,2}, Alexander A. Bogdashov¹,
Andrey N. Denisenko¹, Nikolai Yu. Peskov¹, Mikhail Yu. Glyavin¹,
Lyudmila L. Semenycheva², Dmitriy L. Vorozhtcov².

¹*Institute of Applied Physics Russian Academy of Sciences,
Nizhniy Novgorod, 603950, Russian Federation*

²*Lobachevsky State University of Nizhniy Novgorod.
Nizhny Novgorod, 603022, Russian Federation
kto465@yandex.ru*

Abstract: The report presents the results of the initial experimental studies of the low-temperature pyrolysis of peat at a temperature of 250° C, carried out in collaboration between IAP RAS and Lobachevsky State University. The obtained pyrolysis products under microwave and thermal heating are compared.

Keywords: RF peat pyrolysis, microwave technological complex, high-tech RF processing of materials, powerful microwave radiation.

СВЧ-пиролиз торфа: результаты и перспективы

^{1,2} Крапивницкая Т.О., ¹ Богдашов А.А., ¹ Денисенко А.Н., ¹ Песков Н.Ю., ¹ Глявин М.Ю., ² Семенычева Л.Л., ² Ворожцов Д.Л.

¹*Федеральный исследовательский центр Институт прикладной физики
Российской академии наук (ИПФ РАН)*

г. Нижний Новгород, 603950, Российская Федерация

²*Нижегородский государственный университет им. Н.И. Лобачевского,
г. Нижний Новгород, 603022, Российская Федерация
kto465@yandex.ru*

Аннотация: В докладе представлены результаты предварительных экспериментальных исследований процесса мягкого пиролиза торфа при температуре 250 °С, проводимых в сотрудничестве ИПФ РАН и ННГУ. Проведено сравнение состава продуктов пиролиза при СВЧ и термическом нагреве.

Ключевые слова: СВЧ пиролиз торфа, микроволновый технологический комплекс, высокотехнологичная СВЧ переработка материалов, мощное микроволновое излучение.

1. Введение

Россия является одной из стран, обладающих огромными запасами торфа. Торф – возобновляемый природный биоресурс, который образуется в результате естественного отмирания и неполного распада болотных растений под воздействием биологических процессов в условиях повышенной влажности и недостатка кислорода [1].

Пиролиз - термическая деструкция исходного вещества без доступа кислорода. Важнейшим параметром, влияющим на процесс пиролиза, выступает температура в реакторе. В зависимости от этого выделяют три вида пиролиза:

1. мягкий пиролиз происходит при температурах до 500°C;
2. нормальный (средний) – 500-800°C
3. жесткий пиролиз – 800-1100°C.

Температура определяет степень деструкции исходных веществ и состава продуктов пиролиза. С ростом температуры соотношение между тремя фазами продуктов разложения изменяется: становится меньше выход жидких и твердых (полукокс в случае мягкого пиролиза, кокс в двух других случаях) остатков и увеличивается выход газов, обладающих все меньшей теплотой сгорания.

Наиболее перспективным с экологической точки зрения представляется извлечение органических составляющих в результате СВЧ пиролиза. Основным недостатком «традиционной» схемы теплового пиролиза является ограниченная скорость подвода тепла в область реакции [2]. СВЧ пиролиз позволяет производить объемный нагрев вещества, а также оперативно регулировать скорость пиролитических реакций и состав продуктов на выходе.

Исследование возможности переработки торфа методом быстрого пиролиза с получением синтез-газа, а также определение технических и конструктивных параметров СВЧ реактора для реализации данного процесса начато в настоящее время в сотрудничестве ИПФ РАН и ННГУ. Целью работ является создание высокоэффективных экологически чистых технологий переработки биотоплива с высоким выходом горючих газов, пригодных для дальнейшего использования в энергетических установках, а также получения смолистой фракции и углеродистого остатка. Представленные в работе эксперименты позволяют построить математическую модель СВЧ реактора, определить физические параметры торфа и продуктов реакции в процессе пиролиза.

2. Лабораторная СВЧ установка

Внешний вид лабораторной установки показан на Рис.1. Реактор представляет собой коаксиальный резонатор, заполненный торфом. В качестве источника СВЧ излучения используется промышленный 2.45 ГГц / 1 кВт магнетрон со стандартной схемой питания. Ввод СВЧ излучения в резонатор выполнен с помощью стандартного гибкого коаксиального кабеля. Продукты пиролиза выводятся с противоположной (относительно СВЧ ввода) стороны резонатора через откачной порт и осаждаются в криогенной ловушке. Регулировкой длины резонатора обеспечивался минимум коэффициента отражения излучения от нагруженного резонатора на рабочей частоте 2.45 ГГц.

Для контроля отраженного сигнала в процессе СВЧ пиролиза использовался направленный ответвитель. Коэффициент отражения на протяжении всего эксперимента не превышал -10 дБ. Температура измерялась с помощью термопары непосредственно внутри реактора вблизи внешней

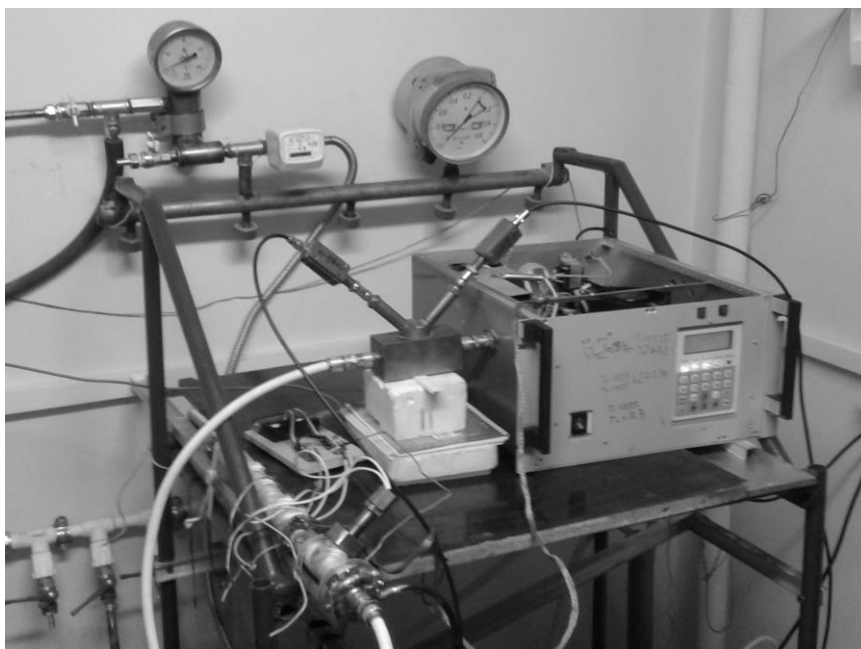


Рис. 1. Экспериментальная установка СВЧ пиролиза торфа с коаксиальным резонатором.

Fig. 1. Experimental setup for microwave pyrolysis of peat based on coaxial resonator.

стенки коаксиального резонатора. Оценка температуры вблизи коаксиального стержня в данной конструкции может быть выполнена только опосредованно, так как внесение термопары внутрь резонатора приводит к её нагреву СВЧ излучением. Достоинством данной лабораторной конструкции (с загрузкой небольшим количеством топлива) является возможность быстрого достижения температуры, необходимой для осуществления реакции мягкого пиролиза, при относительно малой мощности (на уровне 100 Вт).

3. Результаты сравнительных экспериментов

В данной серии экспериментов проведено сравнение проб, полученных после «традиционного» теплового пиролиза и СВЧ пиролиза при температуре 250 °С в условиях постоянного отвода газообразных продуктов реакции.

Анализ полученных в ходе реакции газовой и жидкой фракций производился на хромато-масс-спектрометре GCMS QP2010 Ultra (Shimadzu USA). Определение химического состава производилось по пикам молекулярных и характеристических осколочных ионов. Газовую пробу пиролизата торфа объемом ~2.0 мл закалывали газовым шприцом в инжектор хромато-масс-спектрометра. Образец смешивался с потоком газа-носителя (гелий 6.0) при температуре 300 °С. Далее, компоненты пробы разделялись на капиллярной хроматографической колонке Ultra ALLOY-5 в течение 10 минут.

Табл. 1. Хромато-масс- спектрометрический анализ пиролитических газов.

Table 1. Chromato-mass spectrometric analysis of pyrolytic gases.

Процесс	CO ₂ +N ₂ +с.т.	Пропен	Бутен	Фуран	Циклопентадиен	Гексан	2-метилфуран	Изопентаналь	Бензол	Гептан	н-бутилвинилиловый эфир	Метан	Этан	Пропан	Ацетальдегид	Ацетон
Термический нагрев	68,9	15,5	8,5	3,7	0,9	0,1	0,8	0,1	0,6	0,1	0,2	3,7	0,2	2,6	-	-
СВЧ нагрев	69,9	-	-	7,7	0,2	0,3	0,3	5,0	0,3	0,9	0,2	-	3,3	0,1	6,3	7,1

Обработку результатов хромато-масс-спектрометрического анализа проводили с использованием фирменного программного обеспечения Shimadzu (GCMS Solution ver. 4.11), идентификация примесей происходила с помощью базы данных NIST 11 (The National Institute of Standards and Technology, US Department of Commerce) [3]. Результаты анализа газовой пробы представлены в таблице 1.

Тяжелые ядовитые газы отсутствуют. Горючие газы могут повысить КПД установки путем последующего использовании энергии, получаемой в процессе сгорания этих газов. В таблице 2 представлены результаты углеродистого остатка после СВЧ обработки в сравнении с обычным термическим нагревом.

Маслянистая фракция представляет собой смесь низших карбоновых кислот и ароматических углеводов.

Табл. 2. Сравнительный анализ углеродистого остатка в процессе пиролиза торфа.
Table 2. Comparative analysis of carbon residue after microwave and thermal pyrolysis of peat.

Название образца	Массовая доля азота, %	Массовая доля углерода, %	Массовая доля водорода, %	Массовая доля серы, %
Исходный торф перед СВЧ нагревом	$1,75 \pm 0,09$	60 ± 3	$7,36 \pm 0,4$	менее 0,3
После СВЧ нагрева	$2,47 \pm 0,12$	84 ± 4	$4,9 \pm 0,3$	менее 0,3
После теплового нагрева	1,4	64,28	5,02	менее 0,3

4. Заключение

Представлены результаты экспериментов, выполненных при «традиционном» тепловом пиролизе и мягком СВЧ пиролизе в условиях постоянного отвода газообразных продуктов реакции.

СВЧ пиролиз проводился при температуре около 250°C в коаксиальном резонаторе на частоте 2.45 ГГц при уровне вводимой мощности около 100 Вт. Получены и проанализированы продукты пиролиза торфа: ценный углеродистый остаток, маслянистая фракция и пиролизный газ. Продемонстрированы преимущества СВЧ пиролиза. В частности, в данном случае содержание фракций характеризуется значительно большим набором органических соединений в сравнении с термическим пиролизом.

В дальнейшем предполагается разработка прототипа промышленного СВЧ реактора с большим объемом загрузки торфа и оптимальной структурой электромагнитных полей.

Источники финансирования и выражение признательности

Работа выполнена при частичной поддержке гранта Нижегородской области в сфере науки, технологий и техники по теме: «Разработка эффективной технологии переработки торфа методом СВЧ-пиролиза»

Список литературы

- [1] J. Yang, H. Chen, W. Zhao, J. Zhou. TG–FTIR-MS study of pyrolysis products evolving from peat // *Journal of Analytical and Applied Pyrolysis.*, 2016, № 117, P. 296-309.
- [2] А.А.Богдашов, М.Ю. Глявин, Т.О. Крапивницкая, Д.Л. Воровцов, Ю.К. Калынов, С.В. Кузиков, Н.Ю. Песков, Л.Л. Семенычева, Результаты начальных экспериментов по высокотемпературному СВЧ пиролизу торфа, материалы 27 Международной крымской конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии», 09-17 сентября 2017, Севастополь, Россия, С. 1431-1437.
- [3] Т.О. Krapivnitskaia, A.A. Bogdashov, A.N. Denisenko, M.Yu. Glyavin, Yu.K. Kaly-nov, S.V. Kuzikov, N.Yu. Peskov, L.L. Semenycheva and A.V. Stricovskiy High-temperature microwave pyrolysis of peat as a method to obtaining liquid and gaseous fuel», EPJ Web of Conferences. 10th International Workshop 2017 “Strong Microwaves and Terahertz Waves: Sources and Applications”, 2017, v.149, 02023.

References

- [1] J. Yang, H. Chen, W. Zhao, J. Zhou. TG–FTIR-MS study of pyrolysis products evolving from peat // *Journal of Analytical and Applied Pyrolysis.*, 2016, № 117, P. 296-309.
- [2] A.A. Bogdashov, M.Yu. Glyavin, T.O. Krapivnitskaia, et al. Results of initial experiments on high-temperature microwave pyrolysis of peat, 27 th International Conference "Microwave and Telecommunication Technology", 09-17 September 2017, Sevastopol, Russia, pp.1431-1437.
- [3] T.O. Krapivnitskaia, A.A. Bogdashov, A.N. Denisenko, M.Yu. Glyavin, Yu.K. Kaly-nov, S.V. Kuzikov, N.Yu. Peskov, L.L. Semenycheva and A.V. Stricovskiy High-temperature microwave pyrolysis of peat as a method to obtaining liquid and gaseous fuel», EPJ Web of Conferences. 10th International Workshop 2017 “Strong Microwaves and Terahertz Waves: Sources and Applications”, 2017, v.149, 02023.

Acknowledgements

The work was supported by the grant of the Nizhny Novgorod region in the field of science, technology and technology: "Development of effective technology of peat re-processing by microwave pyrolysis»

Методика последовательного моделирования тепловых процессов

^{1,2} Калганов А.А., ²Лисиенко В.Г.

¹ АО «НПО автоматики им. академика Н.А. Семихатова»

г. Екатеринбург, 620075, Российская Федерация

al.kalganov15@gmail.com

² Уральский Федеральный Университет имени первого Президента России Б.Н. Ельцина

г. Екатеринбург, 620000, Российская Федерация

Аннотация: В работе приведена методика ресурсоёмкой (с точки зрения вычислительных ресурсов) и точной оценки теплового режима, реализованная на примере одного из радиоэлектронных приборов разработки АО «НПО автоматики имени академика Н.А. Семихатова». Представлены результаты расчетного определения конечных температур электрорадиоизделий (ЭРИ), возникающих в ходе работы прибора. Полученные расчётные температуры подтверждены экспериментально.

Ключевые слова: тепловые процессы, теплообмен, радиоэлектронный прибор, метод конечных элементов, МКЭ, АНСИС, АСОНИКА-ТМ.

1. Введение

В настоящее время всё актуальнее становится проблема освоения космического пространства. Освоение космического пространства производится с целями научных исследований, покорения новых планет, создания глобальных систем навигации и связи, поиска и освоения полезных ресурсов. Для достижения этих целей создана и развивается ракетно-космическая отрасль. Отрасль в ходе своего развития сталкивалась и сталкивается со многими задачами, в частности с задачей создания новых ракет-носителей, предназначенных для выведения полезной нагрузки на околоземную орбиту и способных вывести эту нагрузку с максимальной точностью и минимальными затратами ресурсов.

Процесс создания ракет-носителей связан с необходимостью обеспечения функционирования бортовой аппаратуры систем управления. В условиях технического прогресса происходит рост потребляемой системой управления энергии, что приводит к увеличению тепловой мощности оборудования, а связи с требованиями по уменьшению габаритных размеров приборов происходит гораздо более быстрый их нагрев. Перегрев способ-

ствуется снижению надёжности, что недопустимо в данной сфере применения, потому что в случае отказа системы управления в полёте ракетаноситель, как и полезная нагрузка, не выполняют возложенные задачи. Наиболее остро проблема становится при выведении на околоземную орбиту пилотируемых кораблей, потому что в данной ситуации подвергаются риску жизни экипажа.

Чтобы изначально (на этапе разработки) исключить перегрев аппаратуры нужно в предельно сжатые сроки закладывать определённые конструкторские решения, позволяющие снизить конечную температуру радиоэлементов, входящих в состав бортовой аппаратуры системы управления. При принятии решений также нужно помнить про строго ограниченную максимально возможную массу оборудования, т.е. задача усложняется отсутствием возможности реализации одного из самых эффективных методов охлаждения – жидкостного охлаждения.

Метод конечных элементов (МКЭ), реализуемый в программном комплексе «ANSYS», в условиях нестационарного теплообмена и большого количества ЭРИ в геометрической модели не позволяет с минимальными затратами времени дать точных аналитических оценок температур ЭРИ, входящих в состав прибора.

Исходя из вышеизложенного, следует иметь возможность максимально быстрой и точной оценки температурного режима радиоэлементов.

2. Объект исследования, методика и результаты расчёта

Объектом исследования послужил прибор разработки АО «НПО автоматики им. академика Н.А Семихатова» (далее по тексту – «прибор»), входящий в состав системы управления одной из перспективных ракетносителей.

Методика моделирования представляет собой последовательное приближение с соответственным использованием программных комплексов «ANSYS» и «АСОНИКА-ТМ».

С помощью программного комплекса «ANSYS» составляется и рассчитывается модель верхнего уровня. Результатом расчёта модели верхнего уровня являются среднемассовые температуры плат прибора. В качестве начального условия и граничного условия первого рода принята температура окружающей среды, задаваемая головной организацией.

Среднемассовые температуры плат, полученные в результате расчёта модели верхнего уровня, сведены в таблицу 1. Расчёт проводился при

начальном условии и граничном условии первого рода, составляющих плюс 30 °С.

Табл. 1. Результат расчёта модели верхнего уровня

Плата	Среднемассовая температура, °С
Плата 1	43,8
Плата 2	42,7
Плата 3	42,5
Плата 4	42,3
Плата 5	41,9
Плата 6	41,5

Далее с помощью программного комплекса «АСОНИКА-ТМ» составляются и рассчитываются модели каждой из плат – модели нижнего уровня. Результатом расчёта является конечная температура каждого ЭРИ, входящего в состав платы. В качестве начального условия и граничного условия первого рода принят результат расчёта модели верхнего уровня.

В таблицу 2 сведены результаты расчёта по 15 ЭРИ, входящих в состав прибора. В таблицу сведены именно эти ЭРИ, потому что на последующем этапе исследования на них устанавливались термодатчики. Общее количество посчитанных значений температуры превышает 1650.

Также в таблицу 2 сведены результаты эксперимента по определению температур ЭРИ в реальном приборе.

Табл. 2. Результат расчёта моделей нижнего уровня и его сопоставление с результатами эксперимента

Плата	Место установки	Полученная температура (эмпирическая), °С	Полученная температура (расчётная), °С	Отклонение значений, %
Плата 1	Модуль преобразования напряжения 1	48,900	50,200	2,6
Плата 1	Модуль преобразования напряжения 2	47,100	50,200	6,2
Плата 2	Микросхема 1648	57,900	60,010	3,5
Плата 2	Микросхема 1666	57,800	60,010	3,7
Плата 3	Микросхема 5510	56,100	59,850	6,3
Плата 3	Микросхема 1648	56,000	59,810	6,4
Плата 3	Микросхема 1648	56,200	59,810	6,0
Плата 4	Резонатор ОСМКТ	58,900	60,000	1,8
Плата 4	Трансформатор	58,400	60,000	2,7
Плата 4	Микросхема 5510	58,500	60,050	2,6
Плата 5	Микросхема 5510	57,400	59,650	3,8
Плата 5	Микросхема 5559	57,200	59,610	4,0
Плата 5	Микросхема 1648	56,900	59,620	4,6
Плата 6	Микросхема 5510	57,800	60,000	3,7
Плата 6	Резонатор РК	57,900	60,000	3,5

3. Экспериментальное подтверждение расчёта

Испытание по оценке теплового режима проведено с установкой прибора в термокамере при температуре окружающей среды, равной плюс 30 °С.

В контрольных точках установлены термодатчики.

Проверялась работоспособность прибора в соответствии с действующей программно-методической документацией при повышенном напряжении питания. Прибор включен на наработку в режиме циклических тестовых проверок, через каждые 5-10 минут регистрировались температуры в контрольных точках. Во включенном состоянии прибор находился в течение времени, равного времени задействования прибора в реальном эксплуатационном режиме. Регистрировалось время начала и окончания непрерывной работы.

При испытании контролировались потребляемые токи по питающим напряжениям прибора.

Перечень испытательного оборудования приведён в таблице 3.

Таблица 3 Перечень испытательного оборудования

Поз.	Наименование	Маркировка
1	Термокамера (1 шт.)	ТАВАИ МС-71
2	Измерительный комплекс (1 шт.)	«Сенсорика» Ш9329Д
3	Датчики температуры (15 шт.)	ТХК
4	Аппаратура приёма (персональный компьютер, 1 шт)	-

4. Заключение

Сопоставление результатов расчётов с результатами эксперимента показывает, что отклонение значений температуры, полученных в результате расчёта, от значений температуры, полученных в ходе эксперимента, составляет не более 6,4 %.

Результаты приближенных оценок температурных полей ЭРИ, выполняемых с помощью МКЭ, без дифференцирования плат поэлементно даёт весьма приблизительный результат с погрешностями до 30 °С (от 20% до 50% в зависимости от сложности модели).

Полученный в ходе данной работы результат можно считать приемлемым: разработана и подтверждена экспериментально методика точной (до 6,4% погрешности) и быстрой (с точки зрения затрат времени на расчёт) оценки теплового режима ЭРИ.

Список литературы

- [1] Бруйка В.А. Инженерный анализ в ANSYS Workbench. Самара: Самар. гос. техн. ун-т, 2010. 271 с.
- [2] Дремин В.Ф. Защита аппаратуры от внешних воздействующих факторов. Екатеринбург: УрФУ, 2011. 176 с.
- [3] Жуковский В.С. Основы теории теплопередачи. Ленинград: Энергия, 1969. 224 с.
- [4] Коздоба Л.А. Методы решения нелинейных задач теплопроводности. Москва: Наука, 1975. 226 с.
- [5] Фокин В.Г. Метод конечных элементов в механике деформируемого твёрдого тела. Самара: Самар. гос. техн. ун-т, 2010. 131 с.

Использование автоколебательного контура для обнаружения движущихся металлических объектов

Никитин Д.А., Прозоров А.М., Шайдуров К.Д.
ФГАОУ ВО «УрФУ имени первого Президента России Б.Н. Ельцина»
г. Екатеринбург, 620002, Российская Федерация
nikoradist@gmail.com
prozanton@gmail.com

Аннотация: В докладе рассмотрены особенности применения автоколебательного контура для обнаружения движущихся металлических объектов различной формы. Предложенный метод был математически смоделирован и опробован на практике. Представлены достоинства и недостатки данного метода при обнаружении различных движущихся объектов. Рассматриваются вопросы применения данного метода в широком диапазоне температур. В экспериментальной части использовалась однокристалльная ЭВМ для реализации метода.

Ключевые слова: автоколебательный контур, обнаружение металлических объектов, индуктивный датчик.

1. Введение

В парковочных системах, системах определения автомобильного трафика, прохождения железнодорожных составов появляется необходимость в определении прохождения металлических объектов через определенное место. Обнаруживать такие объекты возможно различными способами. Для металлических объектов, возможно, применение метода на основе автоколебательного контура. Индуктивный контур позволяет обнаруживать металлические объекты, проходящие или находящиеся в определенной точке [2,4].

2. Моделирование метода

Рассмотрим генерирование электромагнитных колебаний фиксированной частоты в катушке индуктивности с распределёнными параметрами. Такой контур в случае резонансного характера электромагнитных волн имеет резонансную частоту, которую можно оценить в общем виде как:

$$F = 1 / (2\pi * \text{SQRT}(LC)), \quad (1)$$

где F - резонансная частота, L - общая индуктивность контура, C - общая емкость контура.

Поскольку контур является распределённым, то на него могут оказывать влияние объекты во внешнем пространстве. Если в непосредственной близости от петли появляется металлический объект, то переменный ток наведёт в нём токи Фуко, сопротивляющиеся изменению внешнего поля, и таким образом снизит индуктивность петли. Соответственно, резонансная частота в момент присутствия объекта может быть рассчитана как:

$$F_p = 1 / (2\pi * \text{SQRT}((L - \Delta L) * C)) \quad (2)$$

В результате, приращение частоты ΔF является разницей между частотой «холодного хода» F и частотой «присутствия» F_p .

$$\Delta F = |F - F_p| \quad (3)$$

Для моделирования работы контура в случае его нахождения в земле была рассмотрена схема на рисунке 1. Моделирование производилось в CTS Microwave Studio [3].

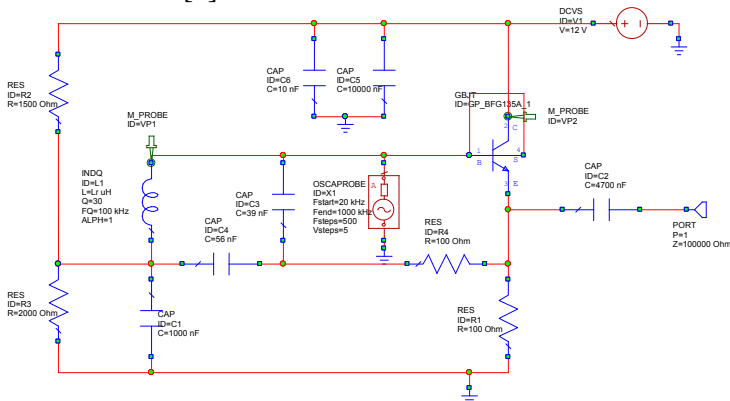


Рис. 1. Модель схемотехнического решения метода

При моделировании были получены формы тока в контуре и напряжения на выходе схемы. Последний параметр является выходным, поскольку его измерение является наиболее подходящим для определения текущего состояния контура. Видно, что форма выходного напряжения немного срезана в области отрицательного напряжений.

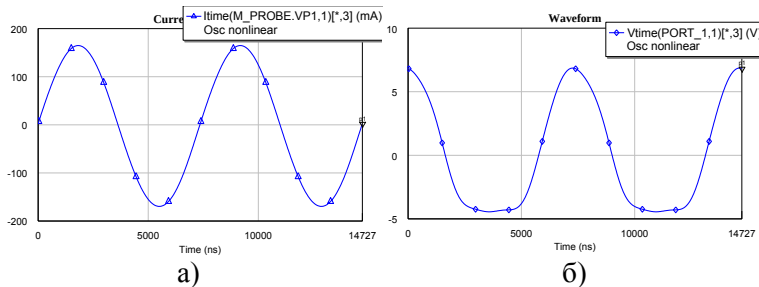


Рис. 2. Формы колебаний тока в контуре (а) и напряжения на выходе схемы (б)

Также в процессе моделирования была снята зависимость частоты контура от индуктивности катушки.

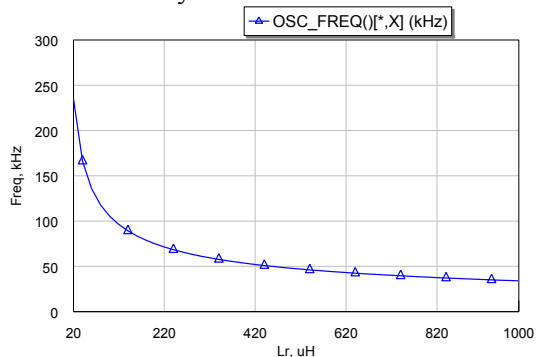


Рис. 3. Зависимость частоты от индуктивности контура

3. Практическое применение

Данный метод был практически применён для обнаружения автомобилей. При реализации данного метода была использована однокристалльная ЭВМ. Была собрана согласующая схема, которая преобразовывала выходное напряжение контура, близкой к синусоидальной форме, в прямоугольные импульсы. Измерение частоты контура в однокристалльной ЭВМ при помощи таймера с последующей обработкой позволило получить возможность измерения частот в широком диапазоне (до нескольких тысяч килогерц) [1].

Поскольку окружающая среда достаточно сильно влияет на параметры контура необходимо компенсировать её изменения. Для этого был применён метод автокалибровки. Данный метод заключается в постоян-

ном изменении пороговых значений в зависимости от внешних постоянных шумов.

4. Заключение

Исследования показали эффективность применения рассмотренного метода обнаружения движущихся металлических объектов. Метод на основе автоколебательного контура обладает достаточной точностью и скоростью обнаружения. Технология может применяться в готовых изделиях для обустройства парковок и выездов автомобилей.

Список литературы

- [1] Брякин А.Л. Методы и средства обработки сигналов с индуктивных датчиков в микроконтроллерных системах автореферат диссертации на соискание ученой степени кандидата технических наук / Пензенский государственный университет. Пенза, 2004г.
- [2] Криворученко А. Бесконтактные датчики положения. Проблемы выбора и практика применения//Компоненты и технологии, 2007. № 1.
- [3] Курушин А.А., Пластиков А.Н. Проектирование устройств в среде CST Microwave Studio. МЭИ, 2012
- [4] Ляной В. В. Индуктивные датчики регистрации прохода колеса железнодорожной подвижной единицы. Проблемы и перспективы использования//Электроника и электрооборудование транспорта. 2017. № 1.

Problems of Signal Analysis of Autodyne Systems with Pulse Emission Modulation

¹Noskov V.Ya., ²Smolskiy S.M., ¹Ignatkov K.A.

¹ Ural Federal University

Ekaterinburg, 620002, Russian Federation

noskov@oko-ek.ru

² National Research University "Moscow Power Engineering Institute"

Moscow, 111250, Russian Federation

smolskiysm@mail.ru

Abstract: The review report is presented, which is devoted to problems of signal analysis in autodyne short-range radar systems with pulse emission modulation of the oscillation amplitude. A classical model of the autodyne system in the form of single-circuit oscillator, which is under an influence of the proper emission reflected from the radar object, is based in our approach to the analysis. Under small signal assumption of the reflected radar target in a vicinity of the steady-state mode, the oscillator operation is described by a system of linearized differential equations for relative autodyne variations of amplitude and a phase of oscillations. For calculation of formed autodyne response, we use the step method known from the theory of retarded systems.

Keywords: autodyne, autodyne sensors, short-range radar.

Проблемы анализа сигналов автодинных систем с импульсной модуляцией излучения

¹Носков В.Я., ²Смольский С.М., ¹Игнатков К.А.

¹ Уральский федеральный университет

г. Екатеринбург, 620002, Российская Федерация

noskov@oko-ek.ru

² Национальный исследовательский университет «МЭИ»

г. Москва, 111250, Российская Федерация

smolskiysm@mail.ru

Аннотация: Представлен обзорный доклад, посвященный проблемам анализа сигналов в автодинных системах ближней радиолокации с импульсной модуляцией амплитуды колебаний генератора. В основе нашего подхода к анализу лежит классическая модель автодинной системы в виде одноконтурного генератора, находящегося под воздействием собственного отражённого от объекта локации

излучения. В приближении малого отражённого от цели излучения работа генератора в окрестности стационарного режима описывается системой линейаризованных дифференциальных уравнений для относительных автодинных изменений амплитуды и частоты автоколебаний генератора. Для расчёта формируемого автодинного отклика используется известный из теории систем с запаздыванием метод шагов.

Ключевые слова: автодин, автодинный датчик, система ближней радиолокации.

1. Введение

Научное направление, связанное с изучением автодинов и их применением в системах ближней радиолокации (СБРЛ), прежде всего, в военном деле, затем, в различных областях науки и техники, окончательно сложилось в конце 60 гг. прошлого века. За прошедшие с тех пор годы многое изменилось. Появились новые типы активных элементов, обеспечивающих незатухающие колебания в СВЧ автогенераторах. Значительно «шагнул» вверх частотный диапазон, в котором успешно функционируют автодины. Невероятно расширилась область применения автодинов. Однако научные положения, сформулированные одним из основоположников этого направления, И.М. Коганом [1], остаются в силе и в наши дни. Одно из них гласит: *«Поскольку автодин выполняет одновременно функции как передачи, так и приёма, описание его работы с помощью отдельных, независимых характеристик передачи и приёма невозможно или, по меньшей мере, носит искусственный характер. При описании и анализе автодина необходимо учитывать существенную взаимосвязь этих характеристик, которая возникает вследствие фазовой когерентности и амплитудной взаимозависимости генерируемых и принимаемых отражённых колебаний»*. Приведенная цитата лежит в основе понимания сути проблем анализа формирования сигналов автодинных систем, обсуждению которых посвящен настоящий доклад. Он базируется на результатах выполненных нами многочисленных исследований процесса установления отклика в автодинах мм-диапазона с импульсной модуляцией излучения.

2. Математическая модель и методы исследования радиоимпульсных автодинов

В основе нашего подхода используется классическая модель автодинной системы в виде одноконтурного генератора. При этом мы полагаем, что в генераторе под действием модулирующего воздействия происходит формирование идеальных прямоугольных радиоимпульсов. В при-

ближении малого отражённого излучения, работа СВЧ генератора в окрестности стационарного режима установившихся значений амплитуды A_0 и частоты ω_0 описывается системой линеаризованных дифференциальных уравнений для относительных автодинных изменений амплитуды $a = (A - A_0) / A_0$ и частоты $\chi = (\omega - \omega_0) / \omega_0$ автоколебаний СВЧ генератора следующего вида [2,3]:

$$(Q_n / \omega_c)(da/dt) + \alpha a + \varepsilon \chi = \Gamma(t, \tau) \eta \cos \delta(t, \tau), \quad (1)$$

$$\beta a + Q_n \chi = -\Gamma(t, \tau) \eta \sin \delta(t, \tau), \quad (2)$$

где $A \equiv A(t)$, $\omega \equiv \omega(t) = d\Psi(t)/dt$ – текущие амплитуда и частота колебаний СВЧ генератора соответственно; $\Psi(t)$ – фаза колебаний генератора в текущий момент времени; ω_c , Q_n – собственная частота резонатора и его нагруженная добротность; α , ε , β – безразмерные параметры генератора, определяющие крутизну его инкремента, неизодромность и неизохронность соответственно, полученные в окрестности стационарного режима; $\eta = Q_n / Q_{вн}$, Q_n , $Q_{вн}$ – кпд, нагруженная и внешняя добротности колебательной системы; $\Gamma(t, \tau) = \Gamma[A(t, \tau) / A(t)]$, $\delta(t, \tau) = \Psi(t) - \Psi(t, \tau)$ – модуль и фаза мгновенного коэффициента отражения, приведённого к входу-выходу СВЧ генератора соответственно; Γ – коэффициент, характеризующий затухание излучения по амплитуде при его распространении до объекта и обратно; $A(t, \tau)$, $\Psi(t, \tau)$ – амплитуда и фаза колебаний генератора из предыстории системы $(t - \tau)$.

Для нахождения закономерностей установления автодинного отклика в отношении системы уравнений (1), (2) нами использован метод шагов [4], который применительно к радиоимпульсным автодинам апробирован в [5–9]. В соответствии с этим методом, получена последовательность основных соотношений для пошагового расчета фазы $\delta(t_n)$ автодинного отклика, нормированных относительных изменений амплитуды $a_n(t_n)$ и частоты $\chi_n(t_n)$ автодина. При этом будем полагать: $\delta(t, \tau) = \omega \tau$, что является справедливым для реальных условий работы автодинных СБРЛ, в том числе миллиметрового диапазона [2].

Шаг 0. Соответствует интервалу нормированного времени $t_n^{(0)} \in (0, 1)$ от момента $t_n^{(0)} = 0$ до прихода первого отражённого излучения, когда $t_n^{(0)} = 1$. На этом интервале имеем: $\delta(t_n^{(0)}) = 0$, $a_n(t_n^{(0)}) = 0$, $\chi_n(t_n^{(0)}) = 0$, $\omega(t_n^{(0)}) = \omega_0$, т.е. автодинный отклик отсутствует. Здесь и далее индексы в скобках вверху при « t_n » означают номер шага.

Шаг 1. В момент воздействия на генератор первого отражённого излучения, когда $t_n^{(1)} \in (1, 2)$, устанавливается набег фазы $\delta(t, \tau) = \delta(t_n^{(1)})$:

$$\delta(t_n^{(1)}) = \omega(t_n^{(0)}) \tau = \omega_0 \tau. \quad (3)$$

Общее решение уравнения (1) и (2) с учётом (3) и начальных условий для относительных $a_n(t_n^{(1)}) = a(t_n^{(1)}) / \Gamma K_a$, $\chi_n(t_n^{(1)}) = \chi(t_n^{(1)}) / \Gamma L_a$ и абсолютные изменения $\omega(t_n^{(1)})$ амплитуды и частоты колебаний имеет вид:

$$a_n(t_n^{(1)}) = K_a(t_n^{(1)}) \cos(2\pi\tau_n - \psi), \quad (4)$$

$$\chi_n(t_n^{(1)}) = -L_a(t_n^{(1)}) \sin[2\pi\tau_n + \theta(t_n^{(1)})], \quad (5)$$

$$\omega(t_n^{(1)}) = \omega_0 + \Delta\omega_{\text{ма}} \chi_n(t_n^{(1)}), \quad (6)$$

где K_a , L_a – коэффициенты автодинных усиления и девиации частоты; $K_a(t_n^{(1)})$, $L_a(t_n^{(1)})$, $\theta(t_n^{(1)})$ – зависящие от времени $t_n^{(1)}$ коэффициенты автодинного усиления, девиации частоты и фаза:

$$K_a(t_n^{(1)}) = 1 - \exp(-t_n^{(1)} / \tau_{\text{ан}}), \quad (7)$$

$$L_a(t_n^{(1)}) = \sqrt{\frac{[1 - \gamma \rho \exp(-t_n^{(1)} / \tau_{\text{ан}})]^2 + \gamma^2 [1 - \exp(-t_n^{(1)} / \tau_{\text{ан}})]^2}{(1 + \gamma^2)}}, \quad (8)$$

$$\theta(t_n^{(1)}) = \arctg \gamma [1 - \exp(-t_n^{(1)} / \tau_{\text{ан}})] / [1 - \gamma \rho \exp(-t_n^{(1)} / \tau_{\text{ан}})]; \quad (9)$$

$\Delta\omega_{\text{ма}} = \Gamma L_a \omega_0$ – величина автодинной девиации частоты колебаний. При этом в момент прихода первого отраженного излучения ($t_n^{(1)} = 0$) величина $\chi_n(t_n^{(1)})$ равна:

$$\chi_n(t_{n0}^{(1)}) = -[(1 - \gamma \rho) / (1 + \gamma^2)^{1/2}] \sin 2\pi\tau_n. \quad (10)$$

Установившиеся значения на шаге 1 $\delta(t_{n\infty}^{(1)})$, $a_n(t_{n\infty}^{(1)})$ и $\chi_n(t_{n\infty}^{(1)})$, полученные из (3), (4) и (5) при $t_n^{(1)} = \infty$, соответственно равны:

$$\delta(t_{n\infty}^{(1)}) = 2\pi\tau_n, \quad a_n(t_{n\infty}^{(1)}) = \cos(2\pi\tau_n - \psi), \quad \chi_n(t_{n\infty}^{(1)}) = -\sin(2\pi\tau_n + \theta). \quad (11)$$

Шаг n. Анализ последовательности выполненных выше решений позволил найти общие выражения для расчёта требуемых величин на n -ом шаге, используя решения, полученные на предыдущем $(n-1)$ -ом шаге:

$$\delta(t_n^{(n)}) = \omega(t_n^{(n-1)}) \tau = 2\pi\tau_n + C_{\text{OC}} \chi_n(t_n^{(n-1)}), \quad (12)$$

$$a_n(t_n^{(n)}) = \cos[\delta(t_n^{(n)}) - \psi] + \{a_n(t_{n1}^{(n-1)}) - \cos[\delta(t_{n0}^{(n-1)}) - \psi]\} \exp(-t_n^{(n)} / \tau_{\text{ан}}), \quad (13)$$

$$\chi_n(t_n^{(n)}) = -\frac{(1 - \gamma \rho)}{\sqrt{1 + \gamma^2}} \sin \delta(t_n^{(n)}) - \gamma \sqrt{\frac{1 + \rho^2}{1 + \gamma^2}} a_n(t_n^{(n)}), \quad (14)$$

$$\omega(t_n^{(n)}) = \omega_0 + \Delta\omega_{\text{ma}} \chi_n(t_n^{(n)}), \quad (15)$$

где C_{OC} – параметр обратной связи (ОС) автодинной системы [3].

При этом легко получить выражения для установившихся значений фазы $\delta(t_{n\infty}^{(n)}) = 2\pi\tau_n + C_{\text{OC}}\chi_n(t_{n\infty}^{(n-1)})$, изменений амплитуды колебаний генератора $a_n(t_{n\infty}^{(n)}) = \cos[\delta(t_{n\infty}^{(n)}) - \psi]$ и частоты $\chi_n(t_{n\infty}^{(n)}) = \sin[\delta(t_{n\infty}^{(n)}) + \theta]$.

3. Результаты исследований радиоимпульсных автодинов

Рассмотрим динамику установления относительных амплитудных значений автодинных изменений амплитуды $|a_n|_{\text{max}} \equiv A_n$ и частоты $|\chi_n|_{\text{max}} \equiv X_n$ колебаний генератора согласно (3) – (15). Для расчёта процесса установления этих значений используем пакет программ MathCAD. На рис. 4(а) и (б) представлены графики этих зависимостей $A_n(n)$ и $X_n(n)$, рассчитанные при $C_{\text{OC}} = 0,8$ и $\gamma = 1$, $\rho = -0,2$, а также различных значениях нормированной постоянной времени автодинного отклика: $\tau_{\text{ан}} = 0,1$ (кривые 1), $\tau_{\text{ан}} = 1,0$ (кривые 2), $\tau_{\text{ан}} = 2,5$ (кривые 3) и $\tau_{\text{ан}} = 10$ (кривые 4).

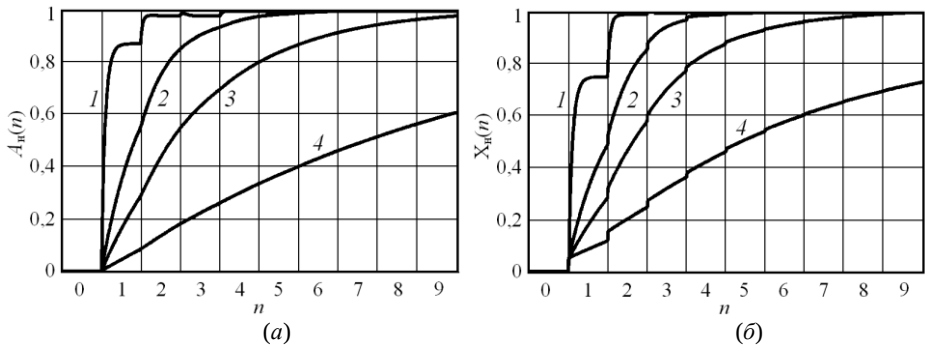


Рис. 1. Графики зависимостей $A_n(n)$ и $X_n(n)$.

Fig. 1. Dependency graphs: $A_n(n)$ and $X_n(n)$.

Из анализа графиков рис. 1(а) видно, что в случае малой инерционности генератора ($\tau_{\text{ан}} \ll 1$) амплитудные значения автодинного отклика устанавливаются без релаксационного процесса и относительно быстрее, чем их мгновенные значения. В остальных случаях, когда $\tau_{\text{ан}}$ соизмерима и $\tau_{\text{ан}} \gg 1$, эта разница менее значительна, а установление

амплитуд практически монотонно. Необходимо отметить, что в гипотетическом случае изохронного и изодромного генератора ($\gamma = \rho = 0$) при выбранном параметре $C_{oc} = 0,8$ установление амплитуды изменений частоты $X_n(n)$ завершается уже на втором шаге независимо от величины постоянной времени τ_a . Для реальных СВЧ генераторов ($\gamma, \rho \neq 0$) этот процесс в значительной степени затягивается и определяется инерционностью изменений амплитуды колебаний.

Экспериментальная проверка полученных результатов выполнялась на стенде, подробно описанном в работах [2, 5]. В качестве объекта исследований использовались гибридно-интегральные модули «Тигель-08М» 8-мм диапазона, выполненные на планарных 2-мезовых диодах Ганна [10].

3. Заключение

Выполненные исследования динамики установления автодинного отклика с учётом инерционности изменений амплитуды колебаний значительно расширили известные представления о процессах, происходящих в радиоимпульсных СВЧ генераторах при воздействии на них собственного отражённого излучения. Расчёты и экспериментальные исследования сигналов показали, что частота автодинного сигнала для движущегося отражателя точно соответствует частоте Доплера, получаемого в гомодинной системе.

Установлено, что наличие ангармонических искажений автодинного отклика генератора и обогащение спектра требуют своего учёта в устройствах обработки сигналов.

В заключение отметим также, что разработанный метод анализа перспективно распространить на исследования автодинных СБРЛ со скачкообразной манипуляцией частоты генерации.

Список литературы

- [1] Коган И.М. Ближняя радиолокация. М.: Сов. радио, 1973. 272 с.
- [2] Носков В.Я., Игнатков К.А., Смольский С.М. Зависимость автодинных характеристик от внутренних параметров СВЧ генераторов // Радиотехника. 2012. № 6. С. 24-42.
- [3] Носков В.Я., Игнатков К.А. Особенности шумовых характеристик автодинов при сильной внешней обратной связи. Изв. вузов. Физика. 2013. Т. 56. № 12. С. 112-124.
- [4] Солодов А.В., Солодова Е.А. Системы с переменным запаздыванием. М.: Наука, 1980. 384 с.
- [5] Носков В.Я., Смольский С.М. Современные гибридно-интегральные автодинные генераторы микроволнового и миллиметрового диапазонов и их применение. Часть 6. Исследования радиоимпульсных автодинов // Успехи современной радиоэлектроники. 2009.

№ 6. С. 3-51.

[6] Воторопин С.Д., Носков В.Я., Смольский С.М. Анализ автодинного эффекта радиоимпульсного генератора // Известия вузов. Физика. 2008. Т. 51. № 3. С. 64-70.

[7] Воторопин С.Д., Носков В.Я., Смольский С.М. Анализ автодинного эффекта радиоимпульсного генератора с частотной модуляцией // Известия вузов. Физика. 2008. Т. 51. № 7. С. 80-89.

[8] Носков В.Я., Смольский С.М. Принцип действия и основные проблемы создания интроимпульсных систем ближней радиолокации // Приборы и техника СВЧ. 2009. № 2. С. 46-59.

[9] Носков В.Я., Игнатков К.А. Динамика формирования автодинного отклика СВЧ генераторов // Известия вузов. Радиоэлектроника. 2013. Т. 56. № 5 С. 21-41.

[10] Воторопин С.Д., Носков В.Я., Смольский С.М. Современные гибридно-интегральные автодинные генераторы микроволнового и миллиметрового диапазонов и их применение. Часть 1. Конструкторско-технологические достижения. Успехи современной радиоэлектроники. 2006. № 12. С. 3-30.

References

[1] Kogan I.M. *Blijnyaya radiolokaciya* [Sort-Range Radar]. M. Sov. radio, 1973. 272 s. (In Russian).

[2] Noskov V.Ya., Ignatkov K.A., Smolskiy S.M. Autodyne Characteristic Dependence on the UHF Oscillator's Inherent Parameters. *Radiotecnika* [Radio engineering], 2012, no. 6, pp. 24 - 42. (In Russian).

[3] Noskov V.Ya., Ignatkov K.A. Peculiarities of Noise Characteristics of Autodynes under Strong External Feedback. *Russian Physics Journal*, 2013, vol. 56, no. 12, pp. 1445 - 1460.

[4] Solodov A.V., Solodova E.A. *Sistemi s peremennim zapazdivaniem* [Variable-delay systems]. M., Nauka, 1980. 384 s. (In Russian).

[5] Noskov V.Ya., Smolskiy S.M. [Modern hybrid-integrated autodyne oscillators of microwave and millimeter range and their applications. Part 6. Research of radio-pulse autodynes. Successes of modern electronic engineering]. *Uspehi sovremennoi radioelektroniki* [Successes of modern electronic engineering], 2009, no. 6, pp. 3 - 51. (In Russian).

[6] Votoropin S.D., Noskov V.Ya., Smolskiy S.M. Analysis of autodyne effect of an rf oscillator. *Russian Physics Journal*, 2008, vol. 51, no. 3, pp. 291 - 298. DOI: 10.1007/s11182-008-9051-0.

[7] Votoropin S.D., Noskov V.Ya., Smolskiy S.M. An analysis of the autodyne effect of oscillators with linear frequency modulation. *Russian Physics Journal*, 2008, vol. 51, no. 6, pp. 610 - 618. DOI: 10.1007/s11182-008-9083-5.

[8] Noskov V.Ya., Smolskiy S.M. [Operational principles and main problems of developing short-range intra-pulse radar systems]. *Pribori i tehnika SVCh* [Techniques and devices of the Microwave], 2009, no. 2, pp. 46 - 59. (In Russian).

[9] Noskov V.Ya., Ignatkov K.A. Dynamics of autodyne response formation in microwave generators. *Radioelectronics and Communications Systems*, 2013, vol. 56, no. 5, pp. 227 - 242. DOI: 10.3103/S0735272713050026.

[10] Votoropin S.D., Noskov V.Ya., Smolskiy S.M. [Modern hybrid-integrated autodyne oscillators of microwave and millimeter ranges and their application. Part 1. Technological achievements]. *Uspehi sovremennoi radioelektroniki* [Successes of modern electronic engineering], 2006, no. 12. pp. 3 - 30. (In Russian).

Autodyne Response of the Microwave Oscillator from a Moving Disk in the Antenna Near-Field

¹Noskov V.Ya., ²Smolskiy S.M., ²Shtykov V.V., ¹Ignatkov K.A.

¹ Ural Federal University

Ekaterinburg, 620002, Russian Federation

noskov@oko-ek.ru

² National Research University "Moscow Power Engineering Institute"

Moscow, 111250, Russian Federation

smolskiysm@mail.ru

Abstract: This report presents a solution of interaction problem of the autodyne oscillator with a proper emission reflected from the moving metallic disk. The disk is located in the near field of an antenna. The complex reflection coefficient expression obtained, we further substitute into the known equation system describing the autodyne oscillator operation. From a solution of the latter system, we derived expressions for an autodyne response, namely, variations of the oscillation amplitude and frequency defining a formation of signal characteristics of the autodyne systems. Autodyne signal characteristics' calculations for the cases of plane, convex and concave disks enable prediction a behavior of the real monitoring system of the dynamic process.

Keywords: autodyne, autodyne sensors, short-range radar.

Автодинный отклик микроволнового генератора от движущегося диска в ближней зоне антенны

¹Носков В.Я., ²Смольский С.М., ²Штыков В.В., ¹Игнатков К.А.

¹ Уральский федеральный университет

г. Екатеринбург, 620002, Российская Федерация

noskov@oko-ek.ru

² Национальный исследовательский университет «МЭИ»

г. Москва, 111250, Российская Федерация

smolskiysm@mail.ru

Аннотация: Представлено решение задачи взаимодействия автодинного генератора с собственным излучением, отражённым от движущегося металлического диска. Диск располагается в ближней зоне антенны. Полученное выражение для комплексного коэффициента отражения далее подставлялось в извест-

ную систему уравнений, описывающую работу автодинного генератора. Найдены выражения, описывающие автодинный отклик, – изменения амплитуды и частоты генерации, определяющие формирование сигнальных характеристик автодинной системы. Расчёты сигнальных характеристик автодина для случаев плоского, выпуклого и вогнутого диска обеспечивает возможность прогнозировать поведение реальной системы контроля динамического процесса.

Ключевые слова: автодин, автодинный датчик, система ближней радиолокации.

1. Введение

В настоящее время системы ближней радиолокации (СБРЛ), основанные на автодинном принципе построения приёмопередатчика, широко используются для самых разнообразных приложений. Примерами их применения являются решения различных задач военного назначения, на транспорте и в системах безопасности, в научных исследованиях и измерительной технике. Кроме того, они используются в промышленности для контроля технологических и быстропротекающих динамических процессов, а также в аппаратуре для физиологических и диагностических исследований [1–5].

В реальных условиях автодинные (АД) СБРЛ работают обычно на малых дальностях, когда объект локации находится не только в дальней, но и в промежуточной или даже ближней зоне антенны. Если размер электромагнитного пятна на объекте соизмерим с его поперечником, то, естественно, возникает дифракция излучения на нем, которая приводит к дополнительным пульсациям фазы принятого сигнала при относительном движении объекта и АД СБРЛ. Именно для этого случая в работе [6] предложена новая в теории АД электродинамическая модель объекта локации, которая представлена в виде произвольной поверхности, расположенной в поле излучения антенны.

В данной работе приведены результаты моделирования АД сигналов в случае нахождения в поле излучения антенны круглого металлического диска. Рассмотрены варианты диска с плоской, выпуклой и вогнутой формами поверхности.

2. Математическая модель АД СБРЛ с объектом локации в виде круглого диска

Рассмотрим случай, когда амплитуда отражённой волны A_{ref} , поступающей в резонансную систему АД, значительно меньше амплитуды

A_0 собственных колебаний СВЧ генератора, т.е. полагаем, что модуль комплексного коэффициента отражения $\dot{\Gamma} = \dot{A}_{ref} / \dot{A}_0$, приведённый к зажимам генератора, $\Gamma \ll 1$. Для этого случая выражения, описывающие относительные квазистатические изменения амплитуды $a_a(z_n)$ и частоты $\chi(z_n)$ колебаний, а также набега фазы $\delta(z_n)$ отражённого излучения имеют вид:

$$a_a(z_n) = \Gamma K_a \cos[\delta(z_n) - \psi], \quad (1)$$

$$\chi(z_n) = -\Gamma L_a \sin[\delta(z_n) + \theta], \quad (2)$$

$$\delta(z_n) = \Phi_F - C_{FB} \sin[\delta(z_n) + \theta], \quad (3)$$

где K_a , L_a и ψ , θ – коэффициенты АД усиления, автодинной девиации частоты и углы фазового смещения АД изменений амплитуды и частоты автоколебаний соответственно, зависящие от внутренних параметров СВЧ генератора; $\Phi_F = 2\pi z_n + \Phi_\Gamma$ – полный набег фазы отраженного излучения; $\Phi_\Gamma = \arctg(\text{Im} \dot{\Gamma} / \text{Re} \dot{\Gamma})$ – фазовое смещение АД отклика, обусловленное дифракцией излучения на объекте локации; z_n – нормированное расстояние; $C_{FB} = 2\pi z_n \Gamma L_a$ – параметр обратной связи системы «генератор – отражающий объект», характеризующий изменения фазы сигнала, обусловленные АД изменениями частоты генерации; η , Q_L – КПД и нагруженная добротность колебательной системы. При этом выражение для коэффициента отражения $\dot{\Gamma}$ имеет вид:

$$\dot{\Gamma} = - \int_0^{R_D} \frac{1}{(1 - jD_a)^2} \exp \left(-r \left[\frac{1}{(1 - jD_a)} + j \frac{4\pi a}{2R} \right] \right) dr, \quad (4)$$

где $D_a = [z_n - f(r)] / 2\pi a^2$; $f(r) \approx ar^2 / 2|R|$ – уравнение поверхности диска; R – радиус кривизны поверхности диска; R_D – собственный радиус диска; r – текущее расстояние визирования поверхности в полярной системе координат; a – половина размера квадратной апертуры антенны при её размерах: $2a \times 2a$.

3. Результаты расчёта коэффициента отражения

На рис. 1 представлены результаты расчета модуля и фазы комплексного коэффициента отражения $\dot{\Gamma}$ в виде графиков $\Gamma(z_n)$ и $\Phi_\Gamma(z_n)$, рассчитанные при $a=1$; $R_D=10$; $R=\infty$ – для плоской, $R=25$ – для во-

гнутой, $R = -25$ – для выпуклой поверхности диска. В конечной версии доклада будут представлены результаты расчётов АД сигналов при различных начальных условиях.

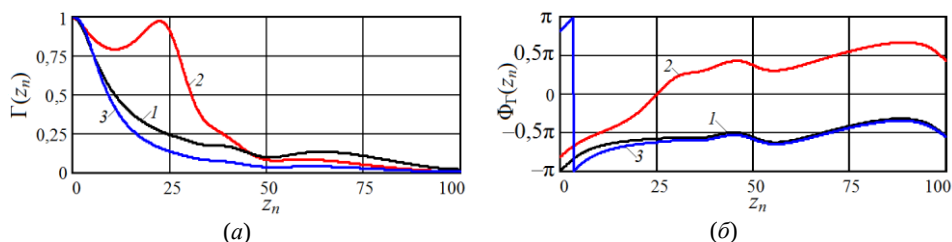


Рис. 1. Графики зависимостей $\Gamma(z_n)$ (а) и $\Phi_\Gamma(z_n)$ (б), рассчитанные для плоской (кривые 1), вогнутой (кривые 2) и выпуклой (кривые 3) круглой пластинки.

Fig. 1. Dependency graphs $\Gamma(z_n)$ (a) and $\Phi_\Gamma(z_n)$ (b) calculated for a flat (curves 1), concave (curves 2) and convex (curves 3) of a circular plate.

Из кривых рис. 1 видно, что в случае вогнутого диска (см. кривые 2) при прохождении отражателем фокусного расстояния наблюдается значительный рост уровня отражённого излучения. Кроме того, из-за дифракции излучения на краях диска имеет место значительная немонотонность зависимости фазы $\Phi_\Gamma(z_n)$ автодинного сигнала от расстояния z_n . В случаях плоского и выпуклого диска данные явления выражены в меньшей степени. Уменьшение амплитуды сигнала с увеличением расстояния до отражателя в этом случае практически согласуется с основным уравнением радиолокации.

3. Заключение

Разработана математическая модель взаимодействия АД генератора с собственным излучением, отражённым от круглой пластинки, находящейся в ближней зоне антенны. Модель позволяет рассмотреть случаи плоской, вогнутой и выпуклой формы поверхности пластинки. Из результатов выполненных расчётов видно, что модуль и фаза при изменении расстояния до пластинки являются функциями немонотонными. Кроме того, в случае вогнутой поверхности пластинки наблюдается значительное увеличение модуля коэффициента отражения при нахождении антенны в окрестности фокусного расстояния вогнутости, а также рост фазовой характеристики. Эти особенности характеристик необходимо учитывать при анализе результатов обработки сигналов АД СБРЛ.

Список литературы

- [1] Komarov I.V., Smolskiy S.M. *Fundamentals of Short-Range FM Radar*. Norwood: Artech House. 2003. 314 p.
- [2] Usanov D.A., Postelga A.E. Reconstruction of Complicated Movement of Part of the Human Body Using Radio Wave Autodyne Signal. *Biomedical Engineering*. 2011. V. 45. No. 1. P. 6-8.
- [3] Носков В.Я., Варавин А.В., Васильев А.С., Ермак Г.П., Закарлюк Н.М., Игнатков К.А., Смольский С.М. Современные гибридно-интегральные автодинные генераторы микроволнового и миллиметрового диапазонов и их применение. Ч. 9. Радиолокационное применение автодинов // *Успехи современной радиоэлектроники*. 2016. № 3. С. 32-86.
- [4] Носков В.Я., Игнатков К.А., Чупахин А.П. Применение двухдиодных автодинов в устройствах радиоволнового контроля размеров изделий // *Измерительная техника*. 2016. № 7. С. 24-28.
- [5] Носков В.Я., Игнатков К.А., Чупахин А.П. Двухдиодный автодин в системах радиоволнового контроля динамических процессов // *Датчики и системы*. 2016. № 6 (204). С. 31-37.
- [6] Noskov V.Ya., Ignatkov K.A., Smolskiy S.M., Shtykov V.V. Diffraction Influence of Reflected Emission from the Radar Object upon Autodyne Radar Signal Formation. *Radiation and Scattering of Electromagnetic Waves (RSEMW)*. 26-30 June 2017. Gelendzhik. Russia. EMWS-3-6. P. 209-212.

References

- [1] Komarov I.V., Smolskiy S.M. *Fundamentals of Short-Range FM Radar*. Norwood: Artech House, 2003. 314 p.
- [2] Usanov D.A., Postelga A.E. Reconstruction of Complicated Movement of Part of the Human Body Using Radio Wave Autodyne Signal. *Biomedical Engineering*, 2011, vol. 45, no. 1, pp. 6 - 8. DOI: 10.1007/s10527-011-9198-9.
- [3] Noskov V.Ya., Varavin A.V., Vasiliev A.S., Ermak G.P., Zakarlyuk N.M., Ignatkov K.A., Smolskiy S.M. [Modern Hybrid-Integrated Autodyne Oscillators of Microwave and Millimeter Wave Ranges and Their Application. Part 9. Autodyne Radar Applications]. *Uspehi sovremennoy radioelektroniki* [The successes of modern radio electronics], 2016, no. 3, pp. 32 - 86. (In Russian).
- [4] Noskov V.Ya., Ignatkov K.A., Chupahin A.P. Application of Two-Diode Autodynes in Devices for Radiowave Control of Product Dimensions. *Measurement Technique*, 2016, vol. 59, no. 7, pp. 715 - 721. DOI: 10.1007/s11018-016-1035-9.
- [5] Noskov V.Ya., Ignatkov K.A., Chupahin A.P. [Application of a double-diode autodyne in radiowave monitoring systems of dynamic processes]. *Datchiki i sistemi* [Sensors and Systems], 2016, no. 6, pp. 31 - 37. (In Russian).
- [6] Noskov V.Ya., Ignatkov K.A., Smolskiy S.M., Shtykov V.V. Diffraction Influence of Reflected Emission from the Radar Object upon Autodyne Radar Signal Formation. *Radiation and Scattering of Electromagnetic Waves (RSEMW)*, 26-30 June 2017, Gelendzhik, Russia, EMWS-3-6, pp. 209 - 212. DOI: 10.1109/RSEMW.2017.8103630.

Signal processing of Microwave sensor for ground autonomous navigation.

Khablov D.B.

V. A. Trapeznikov Institute of Control Sciences of Russian Academy of Sciences
Moscow 117997, Russia
dkhablov@mail.ru

Abstract: To increase the capabilities of global and regional cellular positioning in conditions of poor reception of signals from satellites and in rooms, hybridization is widely used. That is, the use of several systems simultaneously based on different physical principles. We consider the only alternative to a fully autonomous inertial navigation system - a system, using microwave radar sensors. An optimal algorithm for processing the signals of these sensors and their use for determining the current coordinates are given. The results of experiments and realization of the algorithm are investigated.

Keywords: autonomous navigation, Doppler Effect, radar microwave sensor, cross correlation, quadrature mixer.

Обработка сигнала СВЧ датчиков для наземной автономной навигации

Хаблов Д.В.

Институт Проблем Управления им. В.А. Трапезникова РАН
ул. Профсоюзная, д. 65, Москва, , 117997, Россия
dkhablov@mail.ru

Аннотация: Для увеличения возможностей глобального и регионального сотового позиционирования в условиях плохого приема сигналов от спутников и в помещениях, широко применяется гибридизация. То есть использования одновременно нескольких систем основанных на разных физических принципах. Рассматривается единственная альтернатива полностью автономной инерционной навигационной системе – это система, использующая в работе СВЧ датчики радиолокационного типа. Приводится оптимальный алгоритм обработки сигналов этих датчиков и их использование для определения текущих координат. Исследуются результаты экспериментов и реализации алгоритма.

Ключевые слова: автономная навигация, эффект Доплера, радиолокационный СВЧ датчик, взаимная корреляция, квадратурный смеситель.

1. Введение

Среди систем навигации, таких как глобальная GNSS, региональные сотовые, беспроводные WLAN, сенсорные и др., автономными системами можно считать лишь инерциальную и радиолокационную. Этим системам не нужно получать информацию извне, они способны сами контролировать перемещение объекта, на котором установлены. Для повышения надежности и точности позиционирования желательно дополнять показания внешней навигации данными автономной или, наоборот, в соответствии с тенденцией к гибридизации подобных устройств. Если возможности инерциальной системы хорошо известны, то радиолокационные системы до сих пор редко используются. В докладе описывается принцип действия таких систем, алгоритмы обработки сигналов доплеровских радиолокационных датчиком и их преимущества перед инерционными системами. В перспективе предлагается их совместное использование с целью получения синергетического эффекта [1-7].

2. Принцип действия радиолокационной системы позиционирования.

Радиолокационная система навигации основана на использовании эффекта Доплера для радиоволн. Обычно в простейшем случае используется непрерывное излучение радиоволн СВЧ диапазона. В доплеровских СВЧ датчиках радиоволны излучаются вперед и под углом α по направлению движения транспортного средства. Отраженные от поверхности дороги электромагнитные волны принимаются или этой же антенной или другой приемной антенной. Затем эти принятые волны смешивают в смесителе с частью излучаемых волн и выделяют сигнал разностной частоты. Частота отраженных волн в процессе движения наземного транспортного средства (например, автомобиля), поступающая на смеситель, будет отличаться от излучаемой частоты СВЧ волн f_0 на доплеровскую частоту. Эту частоту, пропорциональную скорости движения, будет иметь сигнал, выделяемый на смесителе:

$$f_D = 2V \cos(\alpha) / \lambda_0, \quad (1)$$

где $\lambda_0 = c / f_0$ - длина излучаемой электромагнитной волны, c – скорость света в воздухе. Отсюда скорость можно вычислить из уравнения:

$$V = c f_D / 2 \cos(\alpha) f_0. \quad (2)$$

Допустим, что по обе стороны автомобиля расположено два таких датчика с приемопередающими антеннами, направленными под углом α к направлению движения и под углом β к оси транспортного средства. В результате обнаружим, что доплеровские частоты правого - f_{D1} и левого - f_{D2} датчика равны при его движении по прямой линии, при повороте направо $f_{D1} > f_{D2}$, а при повороте налево $f_{D1} < f_{D2}$. При этом они будут пропорциональны радиальным скоростям взаимного перемещения датчиков и подстилающей отражающей поверхности, а сами частоты можно определить по формулам исходя из (1):

$$f_{D1} = 2V_1 \cos(\alpha) \cos(\beta) / \lambda_0 \quad \text{и} \quad f_{D2} = 2V_2 \cos(\alpha) \cos(\beta) / \lambda_0, \quad (3)$$

а скорости равны соответственно из (2):

$$V_1 = c f_{D1} / 2 \cos(\alpha) \cos(\beta) f_0 \quad \text{и} \quad V_2 = c f_{D2} / 2 \cos(\alpha) \cos(\beta) f_0. \quad (4)$$

На Рис.1 показана фаза поворота транспортного средства за небольшой отрезок времени Δt . Можно предположить, что оба датчика в этот момент времени совершают движение по дугам с радиусами $R + r$ и $R - r$, если расстояние между датчиками r , а центр автомобиля движется по радиусу R . В результате преобразований можно получить выражение для векторной скорости перемещения автомобиля за каждый дискретный момент времени в виде модуля V и угла φ :

$$\begin{aligned} V &= \lambda_0 (f_{D1} + f_{D2}) / 4 \cos(\alpha) \cos(\beta) \\ \varphi &= \lambda_0 (f_{D1} - f_{D2}) / 4\pi \cos(\alpha) \cos(\beta) \end{aligned} \quad (5)$$

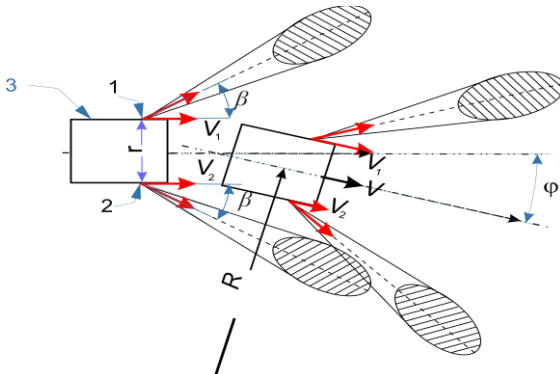


Рис.1 Расположение доплеровских датчиков 1 и 2 на транспортном средстве -3, сверху при его движении.

Fig.1 Location of Doppler sensors 1 and 2 on the vehicle 3, the top of its motion.

При этом естественно подразумевается перемещение центра автомобиля посередине между датчиками, т.е. $V = (V_1 + V_2)/2$. Таким образом, весь маршрут можно разбить на дискретные отрезки Δt_i , где $i = 0, 1, 2, \dots, N$, а N – общее число таких отрезков. Для описания характера движения в этом случае можно использовать двумерный массив этих значений $\{V, \varphi\}$. Движение на каждом временном отрезке Δt_i происходит по окружности с радиусом R_i , который определяется из формулы, полученной в [8]:

$$R_i = r(f_{D1i} + f_{D2i}) / 2(f_{D1i} - f_{D2i}) \quad (6)$$

Если перейти к прямоугольной системе координат, то маршрут можно записать в виде следующего рекуррентного выражения:

$$\begin{aligned} x_i &= L_1 \sin \varphi_1 + L_2 \sin(2\varphi_1 + \varphi_2) + \dots + L_{i-1} \sin(2\varphi_1 + 2\varphi_2 + \dots + \varphi_{i-1}) \\ y_i &= L_1 \cos \varphi_1 + L_2 \cos(2\varphi_1 + \varphi_2) + \dots + L_{i-1} \cos(2\varphi_1 + 2\varphi_2 + \dots + \varphi_{i-1}) \end{aligned} \quad (7)$$

где $L_i = 2R_i \sin(\varphi_i)$ – длина хорды перемещения автомобиля за отрезок времени Δt_i [8].

Таким образом, для позиционирования транспортного наземного средства необходимо точно и быстро измерять f_{D1} и f_{D2} (4), все остальные параметры – f_0 , c , r , α и β можно считать условно постоянными и корректируемыми в процессе работы. Доплеровские частоты и связанную с ним векторную скорость необходимо измерять с большой скоростью, практически мгновенно для уменьшения накопительной ошибки при определении пройденного пути. Эта ошибка проявляется в процессе интегрирования скорости по времени при вычислении пути.

3. Вычисление мгновенной скорости по доплеровским сигналам в радиолокационном датчике

Если посмотреть реальный доплеровский сигнал от радиолокационного датчика, то он при движении автомобиля будет иметь вид, представленный на Рис.2а. Обычно частоту этого сигнала измеряют по максимуму спектральной плотности. Однако, как показано на периодограмме реального доплеровского сигнала (см. Рис.2б), измерить его точно невозможно. Подобный стохастический характер сигнала объясняется случайным характером распределения отражающих свойств по площади поверхности дороги, а также влиянием вибрации. Немаловажное значение имеет диаграмма направленности приемопередающей антенны, работающей в ближней зоне.

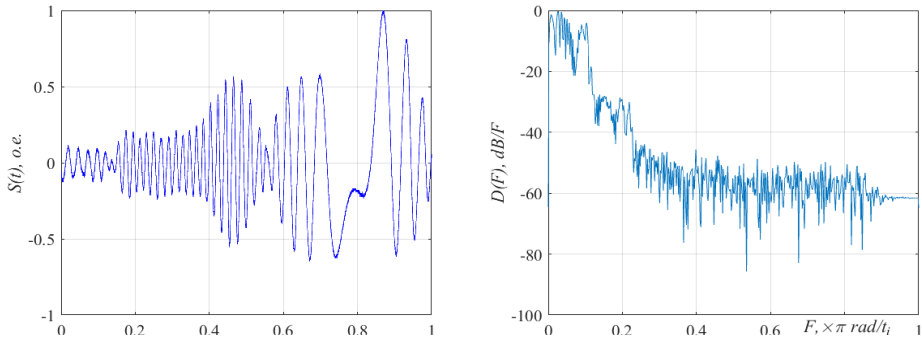


Рис.2 а) реальный доплеровский сигнал $S(t)$, записанный за время $T = 1$ сек. в о. е.;

б) периодограмма $D(F)$ в нормализованном виде при выборке t_i

Fig.2 a) Doppler signal $S(t)$, recorded during the time $T = 1$ sec.;

b) periodogram of $D(F)$ from $S(t)$ in the normalized form with the sample t_i

В результате приемный сигнал формируется в виде суперпозиции волн, отраженных от поверхности под разными углами в соответствии с шириной главного лепестка ДНА и углом наклона антенны по направлению движения. Это приводит к принципиальному наличию смещения между доплеровской частотой и максимумом спектральной плотности [9]. Не следует забывать, что и движение может быть с неравномерной скоростью за время накопления данных для расчета спектра, что также приводит к дополнительному размытию спектральной плотности. В [10] рассмотрен метод с использованием симметричной пилообразной частотной модуляции (СПЧМ). В нем вычисляется функция взаимной корреляции между спектрами доплеровских сигналов на растущем и падающем участке СПЧМ, а по частотному сдвигу ее максимума определяется доплеровская частота. Процедура позволяет учесть возникающие спектральные искажения доплеровского сигнала от влияния паразитных отражений, вызванных конечной шириной диаграммы направленности антенны датчика и других возмущающих факторов. Однако при этом не устраняется накопительный характер ошибки.

В идеальном случае для точного измерения скорости и пройденного пути необходимо измерять мгновенную доплеровскую частоту. Измерение монохромной мгновенной частоты возможно с помощью преобразования Гильберта для аналитического сигнала. Так, если x – чистый доплеровский сигнал, а $z = H(x)$ – преобразование Гильберта от этого сигнала, то аналитический сигнал z представляется в виде действительной и мни-

мой части $z = \text{real}(z) + \text{image}(z)$. Тогда мгновенную частоту можно вычислить по формуле $f_{\text{ins}} = F_s/2\pi * [d(\text{angle}(z))/dt]$, где F_s – частота выборки. Визуально действительная часть аналитического сигнала соответствует входному сигналу, а мнимая часть этому сигналу, но сдвинутому по фазе на 90° . Однако данный метод работает только для идеального неискаженного доплеровского сигнала, фактически для одной гармоники без малейшего шумового искажения. При наличии дополнительного шума с амплитудой всего в 0,001 от амплитуды сигнала – f_2 , вычисление невозможно.

Тем не менее, данный подход можно смоделировать, как например, в работе [8]. В нем используется метод измерения доплеровской частоты с помощью двухканального I - Q смесителя. В нем входной отраженный сигнал разделяется на два плеча (I и Q), в одном из которых осуществляется поворот по фазе на 90° (Q – канал). Здесь фактически моделируется аналитический сигнал наподобие преобразования Гильберта. В дальнейшем доплеровская частота f_D и, соответствующая ей скорость движения – $V(t)$, определяются по временному сдвигу между выходными доплеровскими сигналами t_s , по прямому – I и квадратурному – Q каналам. Время t_s соответствует максимуму взаимно-корреляционной функции между $I(t)$ и $Q(t)$. Этот способ хорош тем, что варьируя параметры корреляционной обработки сигналов можно добиться измерения практически мгновенной частоты в каждом из двух доплеровских радиолокационных датчиков. В итоге скорость в каждом датчике можно определить по формуле:

$$V(t) = cf_D / [2 \cos(\alpha) \cos(\beta) f_0] = c / [8t_s \cos(\alpha) \cos(\beta) f_0],$$

где t_s – текущее время временного сдвига между каналами $I(t)$ и $Q(t)$. На Рис.4 представлены временные диаграммы сигналов $I(t)$, $Q(t)$ и $V(t)$.

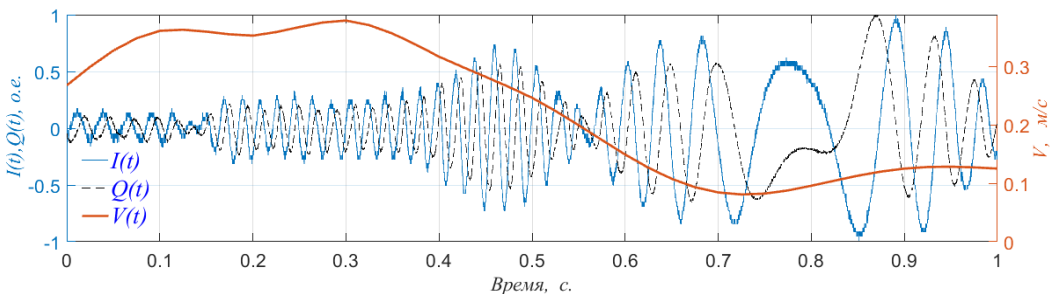


Рис.4 Вычисление мгновенной скорости $V(t)$ по доплеровским сигналам $I(t)$ и $Q(t)$

Fig.4 The calculation of the instantaneous velocity $V(t)$ from the Doppler signals $I(t)$ and $Q(t)$

4. Заключение

Если сравнивать две автономные системы навигации радиолокационную и инерциальную, можно отметить, что обе системы имеют свои преимущества и недостатки. Если первая имеет достаточно высокую точность в прямоугольной системе координат, но не отслеживает рельеф местности по высоте, то вторая позволяет измерять перемещения в трехмерном пространстве, но имеет накопительный характер ошибок, практически не имеющий ограничений. При работе в зоне уверенного приема сигналов спутниковой навигации, обе системы нуждаются в периодической коррекции координат для устранения накопившихся ошибок и текущего уточнения технических параметров датчиков (например, r , α и β для радиолокационной системы, механические параметры гироскопов для инерционной системы). При долгом отсутствии корректирующих сигналов пользование показаниями только инерциальной системой приводит к существенным ошибкам.

Радиолокационная система навигации на локальном уровне может обеспечить большую точность. Ее показания могут корректироваться за счет одометров при линейном перемещении и показаний инерционной системы на коротких отрезках времени, в том числе и по высоте. Для навигации в помещениях с оцифрованной картой эта система, например на частоте $f_0 = 24,45$ ГГц, с точностью определения перемещений теоретически с погрешностью до $\delta = \lambda/2\cos(\alpha)\cos(\beta)$, будет на уровне не ниже локальных сотовых и сенсорных систем. При этом не требуется установки и оборудования сотовой структуры. Поэтому представляется эффективным использование показаний обеих систем в обобщенной процедуре Калмана, где на первом уровне происходит совместная работа радиолокационной и инерционной системы, а на втором уровне обобщенные результаты корректируются показаниями спутниковой системы навигации или какой ни будь местной системы при её наличии.

Список литературы

- [1] E.D. Kaplan, Understanding GPS: Principles and Applications, second ed. /Artech House, Norwood, MA .
- [2] J.J. Gaffery, G.L. Stuber Overview of radiolocation in CDMA cellular systems. //IEEE Commun. Mag. (1998), 38-45.
- [3] P.Bahl, V.N. Padmanabhan, RADAR: An in-building RF-based user location and tracing system. //Proc. Of IEEE Infocom 2000, Tel Aviv, Israel, 2000.
- [4] K. Finkenzeller, RFID Handbook: Fundamentals and Applications in Contactless Smart Cards and Identification. /second ed., John Wiley & Sons, 2004

- [5] R. Verdone, D. Dardari, G. Mazzini, A. Conti, *Wireless Sensor and Actuator Networks. /Technologies, Analysis, and Design*, Elsevier, 2008.
- [6] D. Dardari, A. Conti, n U. Ferner, A. Giorgetti, M.Z. Win, Ranging with ultrawide band-width signals in multipath environments.// *Proc. IEEE, Special Issue on UWB Technology & Emerging Applications*, 97 (2) (2009) 404-426.
- [7] Lundgren M., Stenberg E., Svensson L., Hammarstrand L. Vehicle Self-Localization Using Off-the-Shelf Sensors and a Detailed Map.// *IEEE Intelligent Vehicles Symposium (IV)*, 2014, pp. 522–528, Dearborn, Michigan, USA.
- [8] Хаблов Д.В. Correlation Method for Signal Processing of Microwave Doppler Sensors. /*MEASUREMENT TECHNIQUES*. 2017. Vol.60, No.5, C. 505 -509.
- [9] Xu Ch., Daniel L., Hoare E., Sizov V., Cherniakov M. Comparison of Speed over Ground Estimation Using Acoustic and Radar Doppler Sensors.// *Proceedings of the 11th European Radar Conference*. Rome, Italy, 2014, pp. 189-192.
- [10] Хаблов Д.В. Автономная навигационная система наземного транспорта на основе доплеровских датчиков для измерения векторной скорости. *Измерительная техника*. 2018, №4, С. 48-52.

References

- [1] E.D. Kaplan, *Understanding GPS: Principles and Applications*, second ed. /Artech House, Norwood, MA .
- [2] J.J. Gaffery, G.L. Stuber Overview of radiolocation in CDMA cellular systems. //*IEEE Commun. Mag.* (1998), pp. 38-45.
- [3] P.Bahl, V.N. Padmanabhan, RADAR: An in-building RF-based user location and tracing system. //*Proc. Of IEEE Infocom 2000*, Tel Aviv, Israel, 2000.
- [4] K. Finkenzeller, *RFID Handbook: Fundamentals and Applications in Contactless Smart Cards and Identification*. /second ed., John Wiley & Sons, 2004
- [5] R. Verdone, D. Dardari, G. Mazzini, A. Conti, *Wireless Sensor and Actuator Networks. /Technologies, Analysis, and Design*, Elsevier, 2008.
- [6] D. Dardari, A. Conti, n U. Ferner, A. Giorgetti, M.Z. Win, Ranging with ultrawide band-width signals in multipath environments.// *Proc. IEEE, Special Issue on UWB Technology & Emerging Applications*, 97 (2) (2009) 404-426.
- [7] Lundgren M., Stenberg E., Svensson L., Hammarstrand L. Vehicle Self-Localization Using Off-the-Shelf Sensors and a Detailed Map.// *IEEE Intelligent Vehicles Symposium (IV)*, 2014, pp. 522–528, Dearborn, Michigan, USA.
- [8] Khablov D.V. Correlation Method for Signal Processing of Microwave Doppler Sensors. /*MEASUREMENT TECHNIQUES*. 2017, Vol.60, No.5, pp. 505-509.
- [9] Xu Ch., Daniel L., Hoare E., Sizov V., Cherniakov M. Comparison of Speed over Ground Estimation Using Acoustic and Radar Doppler Sensors. //*Proceedings of the 11th European Radar Conference*. Rome, Italy, 2014, pp. 189-192.
- [10] Khablov D.V. Autonomous navigation system of ground vehicle based on Doppler sensors for measuring vector velocity. /*Izmeritelnaya Tekhnika*. 2018, №4, pp. 48-52. (In Russian).

Quadrature Detection of Signals in Autodyne Systems

¹Noskov V.Ya., ²Smolskiy S.M., ¹Ignatkov K.A., ¹Chupahin A.P.

¹ Ural Federal University
Ekaterinburg, 620002, Russian Federation
noskov@oko-ek.ru

² National Research University "Moscow Power Engineering Institute"
Moscow, 111250, Russian Federation
smolskiysm@mail.ru

Abstract: A review of the main structural principles of autodyne receiving-transmitting modules for Doppler sensors of motion parameters with formation of quadrature signals is presented in this report. The various options of autodyne modules implementation are considered in microwave and millimeter-wave ranges on one-port active elements, together with their parameters, characteristics and functional possibilities. Among them, the double autodyne receiving-transmitting modules are described as well as modules of the interference-type with single and more detecting diodes. At that, the main attention is attracted to the module operation principle and its structural features for two detector diodes located in the receiving-transmitting front-end at definite distance.

Keywords: autodyne, autodyne sensors, short-range radar, quadrature signals.

Квадратурное детектирование сигналов в автодинных системах

¹Носков В.Я., ²Смольский С.М., ¹Игнатков К.А., Чупахин А.П.

¹ Уральский федеральный университет
г. Екатеринбург, 620002, Российская Федерация
noskov@oko-ek.ru

² Национальный исследовательский университет «МЭИ»
г. Москва, 111250, Российская Федерация
smolskiysm@mail.ru

Аннотация: Представлен обзор основных принципов построения автодинных приёмо-передающих модулей для доплеровских датчиков параметров движения с формированием квадратурных сигналов. Рассмотрены различные варианты ис-

полнения автодинных модулей СВЧ и КВЧ диапазонов на двухполюсных активных элементах, их параметры, характеристики и функциональные возможности. Среди них описаны sdвоенные автодинные приёмо-передающие автодинные модули, а также модули интерференционного типа с одним и более детекторами диодами. При этом основное внимание заострено на принципе действия и особенностях построения модуля с двумя детекторными диодами, расположенными в приёмо-передающем тракте на определенном расстоянии.

Ключевые слова: автодин, автодинный датчик, система ближней радиолокации, квадратурные сигналы.

1. Введение

Задача дистанционного и бесконтактного определения пространственного положения, скорости, пройденного пути и направления движения объектов часто возникает в промышленности и энергетике, на транспорте и в научных исследованиях. Во многих применениях эта задача успешно решается с помощью автодинных (АД) систем ближней радиолокации (СБРЛ) [1-4]. Среди них наиболее высокими показателями и широкими функциональными возможностями обладают АД СБРЛ с квадратурным детектированием (КД) сигналов [2-8].

Обработка этих сигналов современными сигнальными процессорами обеспечивает значительное повышение точности измерений и быстродействие системы. Не смотря на большое число патентов на изобретения АД с КД, анализу работы таких устройств посвящено, к сожалению, сравнительно малое число публикаций. В частности, в известных нам работах рассмотрены закономерности формирования сигналов для случая лишь слабого отражённого излучения и без учёта АД изменений частоты генерации. Тогда как учёт этих факторов в работе АД СБРЛ с КД необходим для выбора оптимального режима работы СВЧ генератора и правильной обработки сигналов СБРЛ.

В связи с этим целью настоящей работы является исследование особенностей формирования сигналов в различных режимах и условиях работы АД с КД.

2. Эквивалентная схема АД с КД и основные соотношения для анализа

На рис. 1 представлены функциональная схема АД модуля (а) с КД, его эскиз (б) и различной сложности эквивалентные схемы, поясняющие устройство, принцип действия, а также методику анализа и расчёта харак-

теристик этого устройства. Эквивалентная схема АД с КД (см. рис. 1(е)) содержит последовательное соединение секции собственно микроволнового автогенератора MSO, первую DS1 и вторую DS2 детекторные секции и нагрузку G_L . Четырёхполюсники в виде линий передачи TL1 и TL2 без потерь имеют постоянную распространения $\beta_w = 2\pi / \lambda_w$, где λ_w – длина волны в линии с волновой проводимостью Y_0 .

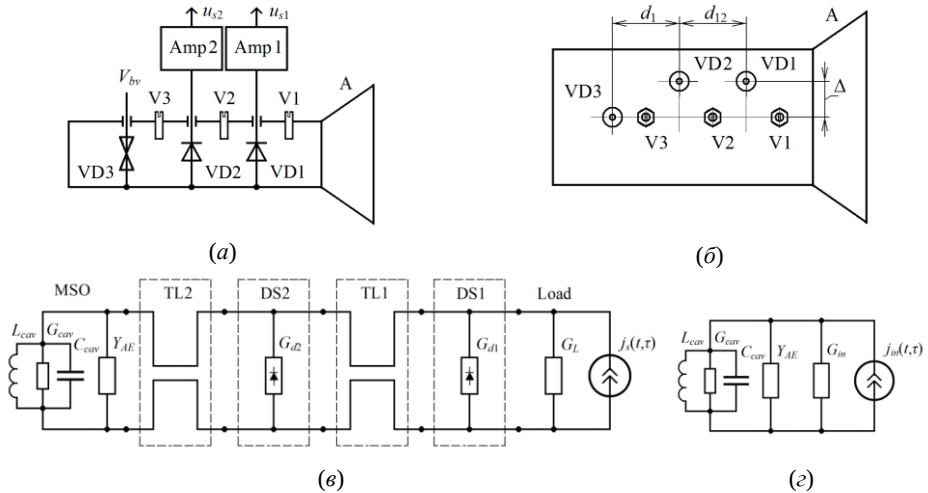


Рис. 1. Функциональная схема прямо-передающего модуля автодинной СБРЛ (а) с квадратурным детектированием, эскиз его волноводного исполнения (б), полная эквивалентная схема модуля (в) и эта же схема, приведённая к плоскости активного элемента генератора (г): А – антенна; Amp1 и Amp2 – усилители; V1, V2, V3 – регулировочные винты.

Fig. 1. Functional scheme of the autodyne transient SBRL transceiver module (a) with quadrature detection, the sketch of its waveguide execution (б), the complete equivalent circuit of the module (в), and the same circuit shown to the plane of the active element of the generator (г): A – antenna; Amp1 and Amp2 – amplifiers; V1, V2, V3 – adjusting screws.

Секции DS1 и DS2 на рис. 1(в) представлены средними за период колебаний резистивными проводимостями G_{d1} и G_{d2} детекторов. При этом реактивной составляющей диодов мы пренебрегаем. Воздействие отражённого излучения на АД представлено на схеме рис. 1(в) генератором тока $j_s(t, \tau)$. Эквивалентная схема MSO содержит среднюю за период колебаний проводимость активного элемента (АЭ – АЕ) $Y_{AE} = G_{AE}(A, \omega) + jB_{AE}(A, \omega)$, зависящую от амплитуды A и частоты ω колебаний АД, и проводимость $Y_{OS} = G\{1 + j2Q_L[(\omega - \omega_c) / \omega_c]\}$ одноконтурной колебатель-

ной системы (КС – ОС). Здесь G – проводимость всех потерь, ω_c – собственная частота и Q_L – нагруженная добротность КС.

Исходное выражение для анализа АД с КД с учётом приведённой к сечению АЭ проводимости Y_{in} (см. рис. 1(з)) всей внешней по отношению к MSO цепи и сделанных выше замечаний имеет вид:

$$\operatorname{Re}[\dot{A}(Y_{AE} + Y_{OS} + Y_{in})] = j_{in}(t, \tau), \quad (1)$$

где $j_{in}(t, \tau)$ – зависящий от предыстории системы генератор тока воздействия отражённого излучения, приведённый к зажимам АЭ и эквивалентный генератору $j_s(t, \tau)$; τ – время распространения излучения от антенны СБРЛ до объекта локации и обратно.

Решение уравнения (1) выполнялось методом медленно меняющихся амплитуд в допущении слабого отражённого излучения. При этом из (1) нами получены выражения сигнальных характеристик АД для автодинных изменений амплитуды $A(\tau)$, частоты $\omega(\tau)$ колебаний и набега фазы $\delta(\tau)$ отражённого излучения:

$$A(\tau) = A_0 \{1 + \Gamma K_a \cos[\delta(\tau) - \psi]\}, \quad (2)$$

$$\omega(\tau) = \omega_0 \{1 - \Gamma L_a \sin[\delta(\tau) + \theta]\}, \quad (3)$$

$$\delta(\tau) = \omega_0 \tau - \Delta\varphi_0 - C_{FB} \sin[\delta(\tau) + \theta], \quad (4)$$

где $K_a = \eta(1 + \rho^2)^{1/2} / \alpha(1 - \gamma\rho)$, $L_a = \eta(1 + \gamma^2)^{1/2} / Q_L(1 - \gamma\rho)$ – коэффициенты автодинного усиления и автодинной девиации частоты генерации; A_0 , ω_0 – амплитуда и частота стационарных колебаний автономного генератора; $C_{FB} = \Delta\omega_m \tau$ – параметр обратной связи (FB) АД [5]; $\Delta\omega_m = \Gamma L_a \omega_0$ – амплитуда автодинных изменений частоты; $\psi = \operatorname{arctg}(\rho)$, $\theta = \operatorname{arctg}(\gamma)$ – углы фазового смещения автодинного отклика; $\rho = \varepsilon / Q_n$, $\gamma = \beta / \alpha$ – коэффициенты неизодромности и неизохронности автогенератора соответственно [6]; $\Delta\varphi_0 = \varphi_{02} - \varphi_{01} = 2\beta_b(d_2 + d_{12}) = 2\beta_b d_1$; $d_1 = d_2 + d_{12}$; d_1 , d_2 – расстояния между сечениями диодов VD1, VD3 и VD1, VD3 соответственно; $d_{12} = d_1 - d_2$. Для нахождения в (4) набега фазы $\delta(\tau)$ находим решение, используя метод последовательных приближений:

$$\begin{aligned} \delta(\tau_n) = & [2\pi\tau_n]_{(0)} - \Delta\varphi_0 - C_{FB} \sin\{[2\pi\tau_n]_{(1)} - \Delta\varphi_0 + \theta - C_{FB} \sin\{[2\pi\tau_n]_{(2)} - \\ & - \Delta\varphi_0 + \theta - \dots - C_{FB} \sin\{[2\pi\tau_n]_{(k)} - \Delta\varphi_0 + \theta\}\dots\}, \end{aligned} \quad (5)$$

где индексами в круглых скобках обозначен порядок приближения; $\tau_n = \omega_0 \tau / 2\pi$ – нормированное (безразмерное) время.

На зажимах детекторных диодов VD1 и VD2 имеет место сложение колебаний, полученных от АГ $u_{OS1}(t)$, $u_{OS2}(t)$ и принятых от объекта локации $u_{s1}(t)$, $u_{s2}(t)$ соответственно:

$$u_{OS1}(t) = A_0 \{1 + \Gamma K_a \cos[\delta(\tau) - \psi]\} \cos \left[\int_0^t \omega_0 [1 - \Gamma L_a \sin(\delta + \theta)] dt - \beta_w d_1 \right], \quad (6)$$

$$u_{OS2}(t) = A_0 \{1 + \Gamma K_a \cos[\delta(\tau) - \psi]\} \cos \left[\int_0^t \omega_0 [1 - \Gamma L_a \sin(\delta + \theta)] dt - \beta_w d_2 \right], \quad (7)$$

$$u_{s1}(t) = \Gamma A_0 \cos \left[\omega_0 \int_0^{t-\tau} [1 - \Gamma L_a \sin(\delta + \theta)] dt - \beta_w d_1 \right], \quad (8)$$

$$u_{s2}(t) = \Gamma A_0 \cos \left[\omega_0 \int_t^{t-\tau} [1 - \Gamma L_a \sin(\delta + \theta)] dt - \beta_w (d_1 + d_{12}) \right]. \quad (9)$$

В результате детектирования огибающей суммы колебаний (6) и (8) на первом диоде: $u_{d1}(t) = u_{OS1}(t) + u_{s1}(t)$, и колебаний (7) и (9) на втором диоде: $u_{d2}(t) = u_{OS2}(t) + u_{s2}(t)$, отбрасывая постоянную составляющую и учитывая при этом выполнение в (6), (7) и (8), (9) сильных неравенств: $A_0 \gg \Gamma K_a$, $\omega_0 \gg \Gamma L_a$, $\Gamma \ll 1$, получим окончательные выражения для выходных нормированных сигналов детекторных диодов:

$$u_{n1}(\tau_n) = u_{d1}(\tau_n) / \Gamma = K_a \cos[\delta(\tau_n) - \psi] + \cos\{2\pi\tau_n - C_{FB} \sin[\delta(\tau_n) + \theta]\}, \quad (10)$$

$$\begin{aligned} u_{n1}(\tau_n) &= u_{d1}(\tau_n) / \Gamma = \\ &= K_a \cos[\delta(\tau_n) - \psi] + \cos\{2\pi\tau_n + 2\beta_w d_{12} - C_{FB} \sin[\delta(\tau_n) + \theta]\}. \end{aligned} \quad (11)$$

Из (10) и (11) видно, что особенности формирования сигналов, а также их фазовые сдвиги АД с двумя внешними диодами зависят от величины коэффициента автодинного усиления K_a , величины пространственного разнosa d_{12} диодов в линии передачи, уровня отражённого излучения и внутренних параметров генератора. В случае высокого значения K_a , когда $K_a \gg 1$, оба сигнала на выходе детекторов находятся в фазе и определяются автодинным эффектом используемого генератора. В случае выполнения обратного неравенства реализуется сдвиг фаз между сигналами $\Delta\varphi = 2\beta_w d_{12}$, определяемый относительным разносом между диодами в передающей линии. Так, при разносе $d_{12} = \lambda_w / 8$, сдвиг фаз между сигналами находится в квадратуре: $\Delta\varphi = \pi / 2$.

Как показали результаты расчетов сигнальных характеристик (10) – (11), в случае, когда коэффициент автодинного усиления K_a соизмерим с единицей, выходные сигналы и их относительные фазовые смещения сложным образом зависят от разности между диодами d_{12} . Кроме того, во всех рассматриваемых случаях степень искажения сигналов зависит также от величины параметра C_{FB} . Для уменьшения этих искажений обычно рекомендуется использование генератора с дополнительным высокодобротным резонатором [9]. Интересным представляется также решение, основанное на выборе такого режима работы СВЧ генератора, при котором параметры K_a и C_{FB} имеют малые значения.

3. Заключение

Разработана математическая модель АД с внешними детекторами. Получены основные соотношения (2) – (11) для расчёта сигнальных характеристик АД при регистрации сигналов с помощью внешних детекторов, устанавливаемых между секцией СВЧ генератора и антенной. Из полученных выражений и выполненных исследований следует, что особенности формирования сигналов с внешних детекторов, а также их фазовые сдвиги зависят от величины коэффициента автодинного усиления K_a и относительного разности диодов в линии передачи. Полученные результаты необходимо учитывать при конструировании автодинных модулей и при выборе режима работы СВЧ генератора и типа АД.

Список литературы

- [1] Носков В.Я., Варавин А.В., Васильев А.С., Ермак Г.П., Закарлюк Н.М., Игнатков К.А., Смольский С.М. Современные гибридно-интегральные автодинные генераторы микроволнового и миллиметрового диапазонов и их применение. Ч. 9. Радиолокационное применение автодинов // Успехи современной радиоэлектроники. 2016. № 3. С. 32-86.
- [2] Носков В.Я., Игнатков К.А., Чупахин А.П. Применение двухдиодных автодинов в устройствах радиоволнового контроля размеров изделий // Измерительная техника. 2016. № 7. С. 24-28.
- [3] Носков В.Я., Игнатков К.А., Чупахин А.П. Двухдиодный автодин в системах радиоволнового контроля динамических процессов // Датчики и системы. 2016. № 6. С. 31-37.
- [4] Носков В.Я. Двухдиодный автодинный приёмопередатчик // Приборы и техника эксперимента. 2015. № 4. С. 65-70.
- [5] Носков В.Я., Игнатков К.А., Чупахин А.П. Автодинный эффект системы двух взаимно синхронизированных генераторов при сильной связи // Радиотехника и электроника. 2018. Т. 63. № 2. С. 200-208. DOI: 10.7868/S0033849418020122.
- [6] Noskov V.Ya., Smolskiy S.M., Ignatkov K.A., Chupahin A.P. Features of Autodine

Signal Formation with External Detector // *Telecommunication and Radio Engineering*, 2017, Vol. 76, № 16, P. 1463-1475. DOI: 10.1615/TelecomRadEng.v76.i16.60.

[7] Носков В.Я., Игнатков К.А., Чупахин А.П. Принципы построения автодинных приёмопередатчиков // 27-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2017). Москва; Минск; Севастополь, 2017. Т. 6. С. 1382-1388.

[8] Носков В.Я., Игнатков К.А., Чупахин А.П. Фазовые соотношения автодинных сигналов при внешнем детектировании // 27-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2017). Москва; Минск; Севастополь, 2017. Т. 6. С. 1389-1395.

[9] Носков В.Я., Игнатков К.А. Шумовые характеристики автодинов со стабилизацией частоты внешним высокочастотным резонатором // *Радиотехника и электроника*, 2016, Т. 61, № 9, С. 905-918. DOI: 10.7868/S0033849416090102.

References

[1] Noskov V.Ya., Varavin A.V., Vasiliev A.S., Ermak G.P., Zakarlyuk N.M., Ignatkov K.A., Smolskiy S.M. [Modern Hybrid-Integrated Autodyne Oscillators of Microwave and Millimeter Wave Ranges and Their Application. Part 9. Autodyne Radar Applications]. *Uspehi sovremennoy radioelektroniki* [The successes of modern radio electronics], 2016, no. 3, pp. 32 - 86. (In Russian)

[2] Noskov V.Ya., Ignatkov K.A., Chupahin A.P. Application of Two-Diode Autodynes in Devices for Radiowave Control of Product Dimensions. *Measurement Techniques*, 2016, vol. 59, no. 7, pp. 715 - 721. DOI: 10.1007/s11018-016-1035-9.

[3] Noskov V.Ya., Ignatkov K.A., Chupahin A.P. [Application of a Double-Diode Autodyne in Radiowave Monitoring Systems of Dynamic Processes]. *Datchiki i sistemy* [Sensors and Systems], 2016, no. 6, pp. 31 - 37. (In Russian).

[4] Noskov V.Ya. A Double-Diode Autodyne Transceiver. *Instruments and Experimental Techniques*, 2015, vol. 58, no. 3, pp. 505 - 509. DOI: 10.1134/S0020441215030240.

[5] Noskov V.Ya., Ignatkov K.A., Chupahin A.P. Autodyne Effect of the System Involving Two Mutually Synchronized Oscillators under Strong Coupling. *Journal of Communications Technology and Electronics*, 2018, vol. 63, no. 2, pp. 180 - 188.

[6] Noskov V.Ya., Smolskiy S.M., Ignatkov K.A., Chupahin A.P. Features of Autodyne Signal Formation with External Detector. *Telecommunication and Radio Engineering*, 2017, vol. 76, no. 16, p. 1463 - 1475. DOI: 10.1615/TelecomRadEng.v76.i16.60.

[7] Noskov V.Ya., Ignatkov K.A., Chupahin A.P. Construction Principles of Autodyne Transceivers. *27-th International Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology"* (CriMiCo'2017), Sevastopol, Russia, 2017, vol. 6, pp. 1382 - 1388.

[8] Noskov V.Ya., Ignatkov K.A., Chupahin A.P. Phase Relations of Autodyne Signals at External Detection. *27-th International Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology"* (CriMiCo'2017), Sevastopol, Russia, 2017, vol. 6, pp. 1389 - 1395.

[9] Noskov V.Ya., Ignatkov K.A. Noise Characteristics of Autodynes with Frequency Stabilization by Means of an External High-Q Cavity. *Journal of Communications Technology and Electronics*, 2016, vol. 61, no. 9, pp. 1052 - 1063. DOI: 10.1134/S1064226916090102.

Double-Diode Autodyne Sensor of Internal Sizes of Metallic Articles

Noskov V.Ya., Ignatkov K.A., Chupahin A.P.

Ural Federal University
Ekaterinburg, 620002, Russian Federation
noskov@oko-ek.ru

Abstract: Functionally, the double-diode sensor contains the first and second autodyne microwave oscillators, which are coupled between them by the mutual coupling. The extracting units for the autodyne signals are included in the power source circuit of the each oscillator. The first autodyne microwave oscillator is connected to the first arm of the three-arms circulator. At that, a first receiving-transmitting antenna, the pattern of which is directed to the first local monitoring area of the article internal surface, is connected to the second arm of the circulator. The circulator third arm is connected to the second receiving-transmitting antenna, the pattern of which is directed to the second local monitoring area, which is subtended to the first monitoring area.

Keywords: autodyne, autodyne sensors, internal sizes of articles.

Двухдиодный автодинный датчик внутренних размеров металлических изделий

Носков В.Я., Игнатков К.А., Чупахин А.П.

¹ Уральский федеральный университет
г. Екатеринбург, 620002, Российская Федерация
noskov@oko-ek.ru

Аннотация: Функционально двухдиодный датчик содержит первый и второй связанные между собой взаимной связью автодинные СВЧ генераторы. В цепи питания каждого включены блоки выделения автодинного сигнала. Первый автодинный СВЧ генератор соединён с первым плечом трёхплечевого циркулятора. При этом ко второму плечу циркулятора подключена первая приёмно-передающая антенна, диаграмма излучения которой направлена на первую локальную область контроля внутренней поверхности изделия. К третьему плечу циркулятора подключена вторая приёмно-передающая антенна, диаграмма излучения которой направлена на вторую локальную область контроля изделия, противолежащую первой локальной области.

Ключевые слова: автодин, автодинный датчик, внутренние размеры изделий.

1. Введение

Среди автодинных приёмо-передающих устройств СВЧ диапазона в последнее время особый интерес вызывают так называемые двухдиодные автодины (ДДА), которые конструктивно представляют собой два последовательно соединённых генераторных модуля, выполненных «на проход» в камерах фланцевого типа [1, 2]. Регистрация изменений амплитуды колебаний или смещения в цепи питания каждого СВЧ модуля обеспечивает получение двух автодинных сигналов с относительным фазовым сдвигом [3, 4]. Значительно меньшая девиация частоты ДДА способствует уменьшению искажения формы сигналов и расширению динамического диапазона системы, что является особенно востребованным в диапазоне мм волн [5]. Указанные свойства ДДА обеспечивают улучшение параметров и расширение функциональных возможностей датчиков и измерителей на их основе [6]. В данной работе дано описание принципа действия и конструкции предложенного нами датчика [7] для измерения внутренних размеров металлических изделий, выполненного на базе ДДА и реализующего известный способ радиоволнового измерения [8].

2. Устройство и принцип действия автодинного датчика

Функциональная схема датчика для контроля размеров с помощью двухдиодного автодина, представлена на рис. 1(а).

При подаче напряжения от источника питания в первом 1 и втором 2 автодинных СВЧ генераторах возникают СВЧ колебания, которые ввиду взаимной связи между СВЧ генераторами имеют общую частоту ω_0 . Электромагнитное СВЧ излучение первого 1 автодинного СВЧ генератора в виде первичного излучения, следуя волноводным трактом по пути: первое плечо 5 циркулятора 6 – второе плечо 7 циркулятора 6, поступает в первую приёмопередающую антенну 8. Данная антенна 8 формирует излучение, которое облучает первую локальную область 9 на внутренней поверхности изделия 10 с одной его стороны.

Отражённое от первой локальной области 9 СВЧ излучение возвращается в первую приёмопередающую антенну 8 и далее, благодаря развязывающему свойству циркулятора 6, отделяется от облучающего излучения, следуя волноводным трактом по пути: второе плечо 7 циркулятора 6 – третье плечо 11 циркулятора 6, поступает во вторую приёмопередающую антенну 12. Вторая приёмопередающая антенна 12 формирует СВЧ излу-

чение, которое облучает вторую локальную область 13 на внутренней поверхности изделия 10, но с противоположной стороны отверстия относительно первой локальной области 9.

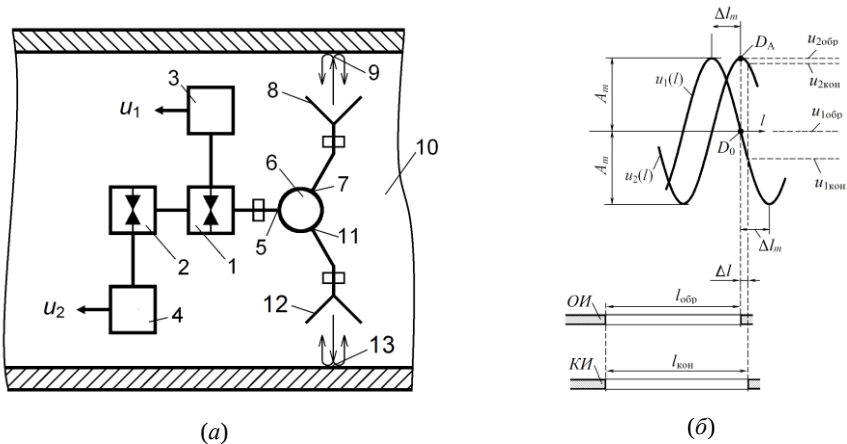


Рис. 1. Устройство (а) и пояснения к принципу действия (б) автодинного датчика внутренних размеров металлических изделий.

Fig. 1. Device (a) and explanations to the principle of action (б) of an autodyne sensor of internal dimensions of metal products.

Отражённое от второй локальной области 13 СВЧ излучение возвращается во вторую приёмопередающую антенну 12 и далее, благодаря развязывающему свойству циркулятора 6, отделяется от облучающего излучения, следуя волноводным трактом по пути: третье плечо 11 циркулятора 6 – первое плечо 5 циркулятора 6, поступает в резонатор первого 1 автодинного СВЧ генератора 1 в виде вторичного излучения.

Вторичное излучение вызывает в системе взаимосвязанных первого 1 и второго 2 автодинных СВЧ генераторов изменения частоты генерации, а также амплитуд колебаний и величины смещения в цепи питания генератора. Данные изменения описываются следующими выражениями [1, 2]:

$$a_{01} = \Gamma_1 \Gamma_2 W K_{01} \cos[(4\pi l / \lambda) - \psi_{01}],$$

$$a_{02} = \Gamma_1 \Gamma_2 W K_{02} \cos[(4\pi l / \lambda) - \psi_{02}],$$

$$a_1 = \Gamma_1 \Gamma_2 W K_1 \cos[(4\pi l / \lambda) - \psi_1],$$

$$a_2 = \Gamma_1 \Gamma_2 W K_2 \cos[(4\pi l / \lambda) - \psi_2],$$

$$\Delta\omega = -\Gamma_1 \Gamma_2 W L \omega_0 \sin[(4\pi l / \lambda) + \theta],$$

где a_{01} , a_{02} – автодинные отклики в цепи питания 1 и 2 СВЧ генераторов; a_1 , a_2 – изменения амплитуд колебаний этих генераторов; $\Delta\omega$ – изменения частоты колебаний; Γ_1 , Γ_2 – коэффициенты отражения излучения от первой 9 и второй 13 локальных областей; W – амплитудный коэффициент затухания излучения при его распространении; K_{01} , K_{02} , K_1 , K_2 , L – коэффициенты автодетектирования, автодинного усиления и девиации частоты СВЧ генераторов; l – общее расстояние, пройденное СВЧ излучением от СВЧ генератора 1 до отражающих поверхностей и обратно; ψ_{01} , ψ_{02} , ψ_1 , ψ_2 , θ – углы фазового смещения соответствующих автодинных изменений; λ – длина волны излучения в тракте.

Изменения смещения a_{01} , a_{02} в цепи питания автодинных СВЧ генераторов преобразуются в выходные сигналы u_1 , u_2 устройства с помощью блоков 3 и 4 выделения автодинного сигнала [9]. Выбором собственных параметров настройки автодинных СВЧ генераторов и параметров связи между ними можно получить разность фаз $\Delta\psi_0 = \psi_{01} - \psi_{02}$ равными 90 градусов. Тогда выходные сигналы блоков 3 и 4 запишем в виде:

$$u_1(l) = A_{m1} \cos[(4\pi l / \lambda)],$$

$$u_2(l) = A_{m2} \cos[(4\pi l / \lambda) + (\pi / 2)],$$

где $A_{m1} = A_{01} \Gamma_1 \Gamma_2 W K_1$, $A_{m2} = A_{02} \Gamma_1 \Gamma_2 W K_2$ – амплитуды автодинных сигналов; A_{01} , A_{02} – амплитуды колебаний первого 1 и второго 2 автодинных генераторов в стационарном режиме автономных колебаний, когда воздействие отражённого излучения отсутствует.

На рис. 1(б), поясняющем принцип преобразования отклонений от номинального значения внутреннего размера Δl изделия в выходной сигнал, представлен вид функций $u_1(l)$ и $u_2(l)$. В окрестности рабочей точки D_0 функция $u_1(l)$ имеет смысл дискриминационной характеристики автодинного датчика: $u_1 \equiv u_1(\Delta l)$. В этой точке обеспечивается наибольшая крутизна преобразования S_{np} , которая определяется как первая производная функции $u_1(l)$ в этой точке: $S_{np} = 4\pi A_{m1} / \lambda$.

При этом в рабочей точке D_A функции $u_2(l)$ выходной сигнал соответствует уровню его амплитуды $u_2(l) = A_{m2}$. Данный уровень точно также зависят от параметров Γ_1 , Γ_2 , W , как и уровень амплитуды A_{m1} сигнала $u_1(l)$. При этом зависимость этих амплитуд от значений коэффициентов K_1 и K_2 в блоках выделения автодинных сигналов 3 и 4 можно выровнять соответствующей регулировкой. Поэтому графики $u_1(l)$ и $u_2(l)$ на рис. 1(б) построены при одинаковой амплитуде $A_m = A_{m1} = A_{m2}$ и получаемое в точке D_A значение A_{m2} может учитываться при вычислении крутизны $S_{пр}$ дискриминационной характеристики $u_1(l)$.

Перед проведением измерений внутренних размеров изделий сначала находят положение рабочей точки D_0 . Для этого устройство вводят в полость образцового изделия (ОИ) с номинальным значением внутреннего размера $l_{обр}$ (см. эпюры на фиг. 1(б)) и выполняют регулировку электрической длины волноводного тракта между автодинным СВЧ генератором 1 и первым плечом 5 циркулятора 6. Это достигается изменением его физической протяжённости или введением в этот тракт регулируемого фазовращателя. Данную регулировку выполняют до нахождения такой электрической длины волноводного тракта, при которой выходной сигнал блока 3 выделения обеспечивает своё среднее значение $u_{1обр}$ на дискриминационной характеристике, соответствующее рабочей точке D_0 .

Для измерения отклонения $\Delta l_{изм}$ внутренних размеров $l_{кон}$ контролируемого изделия от номинального значения $\Delta l_{изм} = l_{кон} - l_{обр}$ автодинный датчик помещают в полость контролируемого изделия (КИ) (см. рис. 1(б)). Полученное значение отклонения выходного сигнала $\Delta u_{изм} = u_{1кон} - u_{1обр}$ умножают на величину крутизны преобразования $S_{пр}$ и получают искомым результат: $\Delta l_{изм} = \Delta u_{изм} S_{пр}$. При этом крутизна преобразования находится как: $S_{пр} = 4\pi u_{2кон} / \lambda$, где $u_{2кон}$ – значение выходного сигнала на выходе блока 4 выделения автодинного сигнала. Отметим, что при выборе длины волны λ излучения автодинного датчика такой, что измеряемые максимальные отклонения $\Delta l_{изм}$ размеров $\Delta l_{изм(макс)} \ll \lambda / 8$, влиянием отклонений $u_{2кон}$ от значения $u_{2обр}$ можно пренебречь.

3. Заключение

Предложенный автодинный датчик обеспечивает возможность при выполнении измерений одновременно учитывать изменения крутизны преобразования, вызванной указанными в критике прототипа факторами, и тем самым повысить точность измерений и исключить операцию периодической калибровки. При использовании предлагаемого датчика для измерения внутренних диаметров круглых отверстий и труб локализация областей облучения внутренней поверхности изделия позволяет выполнять измерения в зависимости от угла поворота датчика. Это обеспечивает возможность определять овальность и, при известных внешних размерах трубы, её разностенность, а также некоторые механические дефекты, например, раковины, вмятины и трещины.

При придании датчику формы, соответствующей форме внутреннего сечения полости изделия, с возможностью помещения его внутри этой полости, обеспечивается возможность измерения внутренних размеров не только полости круглой формы, но и любой иной, например, овальной, прямоугольной, или в виде многогранников.

Таким образом, на основе предложенного датчика можно создать стенд, функционирующий в составе системы автоматизированного управления технологическим процессом, так и в условиях выборочного контроля размеров отверстий и их овальности в изделиях на поточной линии промышленного производства.

Список литературы

- [1] Носков В.Я., Игнатков К.А., Чупахин А.П. Автодинный эффект системы двух взаимно синхронизированных генераторов при сильной связи // Радиотехника и электроника. 2018. Т. 63. № 2. С. 200-208.
- [2] Носков В.Я. Двухдиодный автодинный приёмопередатчик // Приборы и техника эксперимента. 2015. № 4. С. 65-70.
- [3] Носков В.Я., Игнатков К.А., Чупахин А.П. Принципы построения автодинных приёмопередатчиков // 27-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2017). Москва; Минск; Севастополь, 2017. Т. 6. С. 1382-1388.
- [4] Noskov V.Ya., Ignatkov K.A., Chupahin A.P., Ermak G.P. Particularities of Double-Diode Autodyne Characteristics // 9-th International Kharkov Symposium on Physics and Engineering of Microwaves, Millimeter and Submillimeter Waves (MSMW'16). (Kharkov, Ukraine, June 20-24, 2016). A-23. p. 1-3.
- [5] Носков В.Я., Игнатков К.А., Чупахин А.П. Применение двухдиодных автодинов в устройствах радиоволнового контроля размеров изделий // Измерительная техника. 2016. № 7. С. 24-28.
- [6] Носков В.Я. Анализ влияния шумов на характеристики автодинных измерителей

вибраций и малых перемещений // Измерительная техника. 2014. № 9. С. 49-53.

[7] Носков В.Я., Игнатков К.А., Чупахин А.П. Автодинный датчик для бесконтактного измерения отклонений от номинального значения внутренних размеров металлических изделий // Патент 2634546 С1 (РФ). Опубл. 31.10.2017, бюлл. № 31.

[8] Носков В.Я. Автодинный датчик для контроля внутренних размеров металлических изделий // 25-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2015). Севастополь, 2015. С. 973–974.

[9] Носков В.Я., Смольский С.М. Регистрация автодинного сигнала в цепи питания генераторов на полупроводниковых диодах СВЧ. (Обзор) // Техника и приборы СВЧ. 2009. № 1. С. 14-26.

References

[1] Noskov V.Ya., Ignatkov K.A., Chupahin A.P. Autodyne Effect of the System Involving Two Mutually Synchronized Oscillators under Strong Coupling. *Journal of Communications Technology and Electronics* (Radiotekhnika i Elektronika), 2018, vol. 63, no. 2, pp. 180 - 188. DOI: 10.1134/S1064226918020080.

[2] Noskov V.Ya. A Double-Diode Autodyne Transceiver. *Instruments and Experimental Techniques*, 2015, vol. 58, no. 3, pp. 505 - 509. DOI: 10.1134/S0020441215030240.

[3] Noskov V.Ya., Ignatkov K.A., Chupahin A.P. Construction principles of autodyne transceivers. *27-th International Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2017)*. Sevastopol, Russia, November 05-11, 2017, vol. 6, pp. 1382 - 1388.

[4] Noskov V.Ya., Ignatkov K.A., Chupahin A.P., Ermak G.P. Particularities of Double-Diode Autodyne Characteristics. *9-th International Kharkov Symposium on Physics and Engineering of Microwaves, Millimeter, and Submillimeter Waves (MSMW'16)*. (Kharkov, Ukraine, June 20-24, 2016). A-23, pp. 1 - 3. DOI: 10.1109/MSMW.2016.7537998.

[5] Noskov V.Ya., Ignatkov K.A., Chupahin A.P. Application of Two-Diode Autodynes in Devices for Radiowave Control of Product Dimensions. *Measurement Techniques*, 2016, vol. 59, no. 7, pp. 715 - 721. DOI: 10.1007/s11018-016-1035-9.

[6] Noskov V.Ya. Analysis of the Impact of Noise on the Characteristics of Autodyne Sensors of Vibrations and Small Displacements. *Measurement Techniques*, 2014, vol. 57, no. 9, pp. 1065 - 1072. DOI: 10.1007/s11018-014-0581-2.

[7] Noskov V.Ya., Ignatkov K.A., Chupahin A.P. Autodyne Sensor for Contactless Measurement of Deviations from Nominal Value of Internal Sizes of Metal Products. *Patent RU 2634546 C1*, fill. 30.05.2016, publ. 31.10.2017, bull. no. 31.

[8] Noskov V.Ya. Autodyne sensor for checking of internal dimensions of metal parts. *25-th International Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology"*. Sevastopol, 2015, pp. 973 - 974.

[9] Noskov V.Ya., Smolskiy S.M. [Autodyne Signal Registration in a Power Circuit of the Semiconductor Diode Oscillator in Microwave and Millimeter Ranges (Review)]. *Tekhnika i pri-bori SVCh* [Techniques and devices of the Microwave], 2009, no. 1, pp. 14 - 26. (In Russian).

Особенности приема ответного сигнала приемопередатчика радиозонда когерентной РЛС

¹Иванов В.Э., ¹Кудинов С.И., ¹Гусев А.В., ¹Плохих О.В.

¹Уральский федеральный университет им. Первого Президента России
Б.Н.Ельцина, г.Екатеринбург, 620009, Российская Федерация
v.e.ivanovekt@gmail.com

Аннотация: В работе обсуждаются направления повышения точности радиолокационной системы радиозондирования атмосферы измерения пространственных координат аэрологического радиозонда снабженного сверхрегенеративным приемопередатчиком. Показано, что использование цифровых методов обработки информации об амплитуде и фазе ответных радиоимпульсов приемопередатчика на запросный сигнал РЛС позволяет точнее измерять наклонную дальность и скорость движения радиозонда.

Ключевые слова: система аэрологического радиозондирования атмосферы, когерентная радиолокационная станция, аэрологический радиозонд, сверхрегенеративный приемопередатчик, амплитудный детектор, фазовый детектор.

1. Введение

Особенностью отечественных систем радиозондирования атмосферы (СР) является применение в составе аэрологических радиозондов (АРЗ) сверхрегенеративных приемопередатчиков (СПП), обеспечивающих передачу телеметрической информации, измерение угловых координат и наклонной дальности до АРЗ радиоимпульсным методом на одной несущей частоте [1, 2]. Проведенные исследования показали, что когерентный запросный сигнал РЛС формирует в канале дальности активный ответный сигнал в виде короткой паузы и синхронизирует фазу ответных радиоимпульсов СПП. Это позволяет дополнительно использовать информацию о фазе квазикогерентных радиоимпульсов СПП для обнаружения ответного сигнала, определения мгновенной скорости движения радиозонда за счет эффекта Доплера [3, 4].

Для дальнейшего совершенствования радиолокационной СР важным является оценка возможности поиска и автосопровождение ответного сигнала дальности путем использования первичной реакции СПП и оптимальной цифровой обработки доплеровского сигнала в РЛС.

2. Формирование ответного сигнала радиозонда

Механизм формирования ответного сигнала СПП в виде первичной и вторичной реакции на запросные радиоимпульсы РЛС рассмотрен в работах [2]. СПП генерирует последовательность радиоимпульсов с периодом повторения T_c и длительностью τ_{zc} (рис.1). На рис.1 изображены осциллограммы сигналов

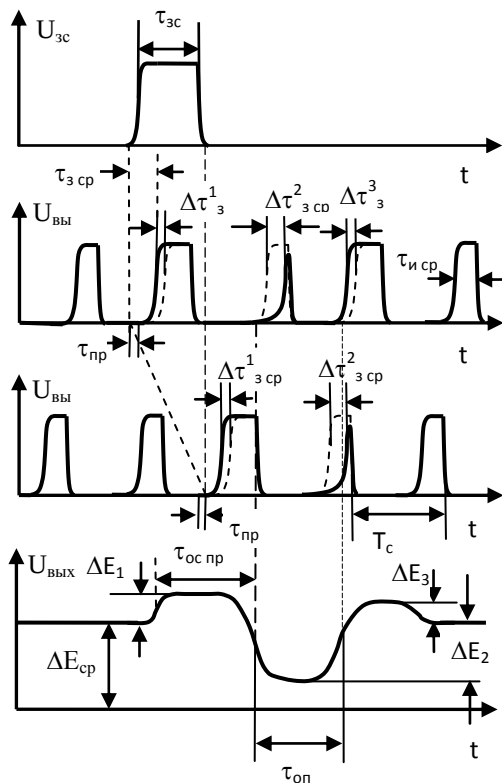


Рис. 1. Осциллограммы сигналов, поясняющие принцип формирования ответного сигнала в виде первичной и вторичной реакции СПП (а, б). Ответный сигнал СПП на выходе приемного устройства РЛС показан при нулевой дальности (в)

первичной $\Delta\tau_{з\text{ ср}}^1$, вторичной $\Delta\tau_{з\text{ ср}}^2$ и третичной $\Delta\tau_{з\text{ ср}}^3$ реакции в СПП на интервале нескольких периодов T_c . U_{zc} - огибающая запросных радиоимпульсов РЛС. $U_{\text{вых} 1}$, $U_{\text{вых} 2}$ - огибающие радиоимпульсов СПП приемные интервалы которых совпадают по времени с запросными радиоимпульсами $\tau_{сз}$ РЛС; $U_{\text{вых}}$ - огибающая несинхронизированной статистической последовательности радиоимпульсов СПП на выходе фильтра низкой частоты (интегратора) амплитудного детектора РЛС. СВЧ автогенератор СПП запускается в течение действия суперирующего импульса τ_c и выключается на интервале демпфирования τ_d . Сверхрегенеративный эффект усиления сводится к сокращению среднего времени задержки $\tau_{з\text{ ср}}$ переднего фронта радиоимпульсов СПП при совпадении по времени запросного сигнала U_{zc} с приемным интервалом $\tau_{пр}$, который примыкает к моменту запуска СПП (рис.1) на величину $\Delta\tau_{з\text{ ср}}^1$, определяется максимальной восприимчивостью внешнего сигнала на некотором интервале, где амплитуда автоколебаний СПП не превосходит уро-

вень флуктуационных шумов $U_{ш}$. Параметры приемного интервала рассмотрены в работе [2]. В общем случае $\tau_{з\text{ ср}}$ может изменяться под действием внешнего сигнала, изменяющего параметр m , либо из-за изменения затухания $|\delta_1|$. Полное приращение $\tau_{з\text{ ср}}$ определяется выражением [2]:

$$d\tau_{з} = 2,3 \left(\frac{dm}{|\delta_n|} - \frac{m-1}{|\delta_n|^2} d|\delta_n| \right), \quad (1)$$

где – $m = \lg \frac{0,1U_{ст}}{U_{ф}}$; $U_{ф}$, $U_{ст}$ – соответственно амплитуды

флуктуационных и стационарных колебаний в контуре СПП.

Первый член в (1) описывает *первичную реакцию* СПП, которая наблюдается в течение $\tau_{ос\text{ пр}}$. Второй член в (1) описывает *вторичную реакцию* СПП, которая воспринимается в виде паузы в течение $\tau_{оп}$. На рис.1 показаны первичная реакция, вызывающая сокращение $\tau_{з\text{ ср}}$ на величину $\Delta\tau_{з\text{ ср}}^1$ первого радиоимпульса (увеличении энергии E_1), и вторичная реакция, приводящая к увеличению $\tau_{з\text{ ср}}$ на величину $\Delta\tau_{з\text{ ср}}^2$, т.е. к уменьшению длительности (энергии E_2) второго радиоимпульса. Процесс формирования вторичной реакции связан с дополнительным зарядом инерционной цепи автосмещения СВЧ автогенератора СПП в течение первичной реакции $\Delta\tau_{з\text{ ср}}^1$. После вторичной реакции разряд емкости цепи автосмещения СВЧ автогенератора приводит к увеличению пускового тока (пускового затухания δ_n) при следующем запуске СПП, что вызывает сокращение времени задержки $\tau_{з\text{ ср}}$ (третичную реакцию) на величину $\Delta\tau_{з\text{ ср}}^3$, увеличение длительности и энергии E_3 очередного радиоимпульса.

3. Формирование ответного сигнала СПП на выходе РЛС

На рис. 2 изображен вид ответного сигнала СПП на импульсный когерентный сигнал РЛС на выходе амплитудного и фазового детектора РЛС. На выходе приемного устройства РЛС радиоимпульсы СПП $U_{\text{вых}}$ воспринимаются в виде несинхронизированного потока с энергией $\Delta E_{\text{ср}}$.

Запросные радиоимпульсы $U_{зс}$ рис.2, (а)) РЛС радиолокатора вызывают за счет сверхрегенеративного эффекта усиления появления энергетического максимума в течение интервала $\tau_{пр}$ - первичной реакции ΔE_1 . За

счет энергии первичной реакции ΔE_1 инерционная цепь автосмещения СВЧ автогенератора СПП получает дополнительный заряд в запирающем направлении, что вызывает вторичную реакцию ΔE_2 в виде энергетического минимума - «паузы» $\tau_{оп}$ и третичную реакцию в виде приращения энергии ΔE_3 . Временная задержка τ_3 от момента формирования запросного сигнала $U_{зс}$ до первичной реакции $\tau_{пр}$ позволяет определить наклонную

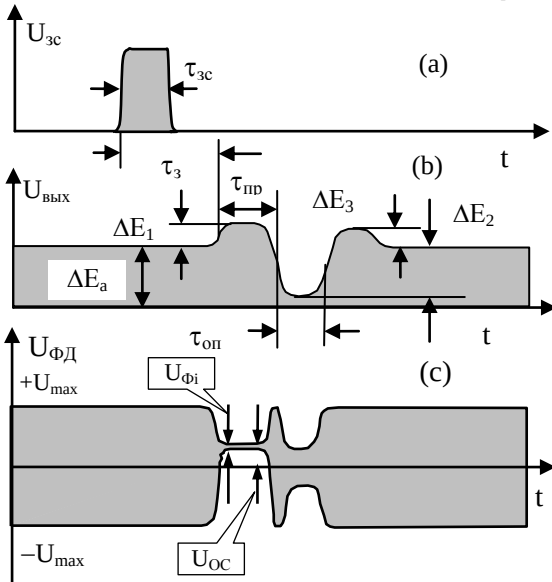


Рис. 2. Формирование ответного сигнала СПП:

- (а) - огибающая запросных радиоимпульсов РЛС;
- (б) - ответный сигнал СПП на выходе амплитудного детектора РЛС; (в) - ответный сигнал СПП на выходе фазового детектора когерентной РЛС

ный процесс смеси сигнала и шума будет описываться случайной функцией, которую, можно представить в виде:

$$\eta(t) = E(t) \cos [\omega_0 t - \varphi(t)], \quad (2)$$

где $E(t)$, $\varphi(t)$ - огибающая и фаза случайного процесса суммы сигнала и шума.

Известно, что одномерная функция распределения огибающей узкополосного нормального процесса (2) совпадает с обобщенным законом распределения Релея – Райса, зависит только от амплитуды и не зависит от фазы процесса. Функция распределения фазы зависит как от огибающей U_0 , так и от фазы φ детерминированной составляющей процесса (2).

дальность до АРЗ. Реальная чувствительность СПП в режиме ответной паузы составляет величину порядка минус 85–90 дБ/Вт.

За счет обработки фазовой информации в течение первичной реакции $\tau_{пр}$ в ответном сигнале возможно извлечение дополнительной информации и повышение чувствительности СПП до минус 115–120 дБ/Вт. Механизм синхронизации фазы ответных радиоимпульсов запросным сигналом РЛС в течение первичной реакции заключается в следующем [3, 4]. При поступлении запросного сигнала в контур СПП в течение приемного интервала суммар-

При отсутствии сигнала фаза узкополосного стационарного нормального случайного процесса распределена равномерно, при этом огибающая и фаза статистически независимы. Поэтому спектр радиоимпульсов СПП содержит только флукуационную составляющую $U_{ш}$. Однако при воздействии внешнего гармонического сигнала уже при уровнях $s > 3$ распределение фазы в приемном режиме стремится к нормальному закону. Анализ показывает, что при любом законе распределения начальной фазы колебаний в момент запуска плотность распределения фазы автогенератора СПП в стационарном режиме стремится к определенному состоянию, связанному с фазой внешнего когерентного сигнала. В этом случае спектр радиоимпульсов СПП $G_{спп}$ содержит дискретные U_d спектральные составляющие, которые определяются частотой повторения радиоимпульсов F_c СПП радиозонда [5]. Радиальная скорость движения АРЗ вызывает за счет эффекта Доплера изменение уровня ответного сигнала на выходе ФД U_{oc} .

3. Обработка доплеровского ответного сигнала по дальности

На рис.2, (в) показана огибающая потока видеоимпульсов на выходе фазового детектора (ФД) РЛС $U_{фд}$. При поступлении ответных радиоимпульсов на выходе ФД РЛС формируется ответный сигнал U_{oc} . Условно уровень сигнала U_{oc} на выходе ФД показан для фиксированного расстояния до АРЗ. Изменение расстояния между радиозондом РЛС приводит к периодическому изменению уровня ответного сигнала U_{oc} на выходе ФД в пределах полного размаха разнополярных импульсов от $+U_{max}$ до $-U_{max}$. с частотой Доплера F_d . Ширина линии ответного сигнала $U_{фд}$ пропорциональна флукуациям фазы в течение действия запросного сигнала. Она увеличивается при уменьшении уровня запросного сигнала вплоть до полной потери в шумах и наоборот.

Для измерения дальности путем обработки информации первичной реакции ответного сигнала проводится стробирование селекторными импульсами дальности входного сигнала ФД, преобразование доплеровского потока импульсов в цифровую последовательность, цифровая фильтрация последовательности, визуализации доплеровского сигнала с помощью БПФ, измерение частоты доплеровского сигнала и, следовательно, скорости движения радиозонда. Если селекторные импульсы дальности не совпадают с первичной реакцией, на выходе фильтра наблюдается фазовый шум. При совпадении селекторных импульсов дальности с первичной реакцией на выходе цифрового фильтра будет наблюдаться спектр доплеровского сигнала.

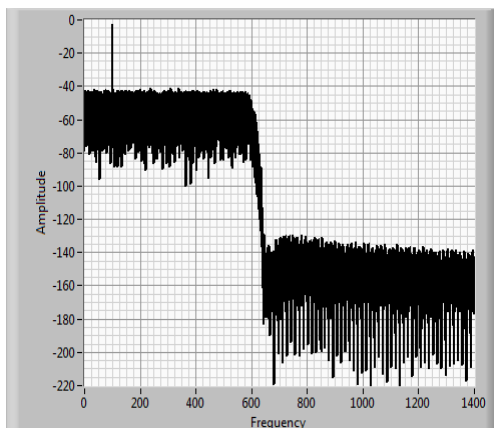


Рис. 3. Спектр доплеровского сигнала на выходе цифрового КИХ фильтра

На рис.3 приведены результаты цифровой обработки информации первичной реакции СПП на выходе цифрового КИХ фильтра имеющего полосу пропускания 600Гц. Измерение частоты наблюдаемого доплеровского сигнала позволяет определить скорость движения радиозонда.

5. Заключение

Использование информации о фазе когерентных ответных радиоимпульсов позволяет повысить чувствительность СПП, надежность обнаружения ответного сигнала, точность измерения наклонной дальности, определить мгновенную скорость движения радиозонда.

Применение стробирования доплеровского сигнала на выходе ФД приемного устройства РЛС, цифровой фильтрации дает возможность существенно повысить эксплуатационные характеристики отечественной системы радиозондирования атмосферы.

Библиографический список

- [1] Современное состояние и перспективы развития систем радиозондирования атмосферы в России / В.Э. Иванов, А.В. Гусев, К.А. Игнатков, С.И. Кудинов, И.В. Малыгин, В.Я. Носков, О.В. Плохих, В.В. Рысев, О.А. Черных // *Успехи современной радиоэлектроники*. 2015. № 9. С. 3-49.
- [2] Иванов В.Э., Фридзон М.Б., Ессяк С.П. Радиозондирование атмосферы. Технические и метрологические аспекты разработки и использования радиозондовых измерительных средств / Под общей редакцией В.Э. Иванова. Екатеринбург. УрО РАН. 2004. 596 с. ISBN 5-7691-1513-0.
- [3] Кудинов С.И., Гусев А.В., Иванов В.Э. Когерентно-импульсная РЛС с бортовым сверхрегенеративным приемопередатчиком / С.И.Кудинов, А.В.Гусев, В.Э.Иванов // *23-я Междунар. Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» Севастополь, 8-13 сентября 2013 г.*: матери конф. в 2 т. – Севастополь : Вебер, 2013. – С. 1016-1017.
- [4] Иванов В.Э. Кудинов С.И., Гусев А.В., Плохих О.В. Вопросы модернизации радиолокационной системы радиозондирования атмосферы // *25-я МНТК «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2015)*. Севастополь, 6—12 сентября 2015 г. : материалы конф. в 2 т. — Севастополь, 2015. — Т. 1: 666 с. (1—596) + 70 с.: ил. — ISBN 978-1-4673-9414-7.с.1186-118.

[5] Иванов В. Э., Кудинов С.И., Гусев А. В., Малыгин И. В. Когерентно-импульсный передатчик аэрологической РЛС / 24-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2014). г.Севастополь, 7–13 сентября 2014 г.: матер. конф. в 2 т. – Севастополь: Вебер. 2014. – С.551-552.

Methods of tomography with left-handed lenses

Gaikovich K.P.

*Institute for Physics of Microstructures RAS
Nizhny Novgorod, GSP-105, 603950, Russian Federation
gaikovich@mail.ru*

Abstract: *New methods of tomography and holography of subsurface inhomogeneities of complex permittivity are proposed that are based on the solution of the near-field inverse scattering problem by data of bistatic measurements with plane left-handed metamaterial lenses in schemes of bistatic multilayer measurements and measurements with variable source-receiver base. Presented results of numerical simulation demonstrate the efficiency of developed algorithms.*

Keywords: *Near-field electromagnetic diagnostics, complex permittivity, left-handed lenses, inverse problems.*

Методы томографии на основе левосторонних линз

Гайкович К.П.

*Институт физики микроструктур РАН
г. Нижний Новгород, ГСП-105, 603950, Российская федерация
gaikovich@mail.ru*

Аннотация: *Предложены новые методы томографии и голографии подповерхностных неоднородностей комплексной диэлектрической проницаемости, основанные на решении обратной задачи ближнепольного рассеяния по данным биостатистических измерений с использованием плоских левосторонних линз на основе метаматериалов в схемах многоуровневых измерений и измерениях с переменной базой источник-приемник. Представленные результаты численного моделирования демонстрируют эффективность разработанных алгоритмов.*

Ключевые слова: *ближнепольная электромагнитная диагностика, комплексная диэлектрическая проницаемость, левосторонние линзы, обратные задачи.*

1. Введение

Актуальность проблемы определяется быстрым развитием данного направления исследований. После работы [1], в которой была представлена концепция совершенной левосторонней линзы, были предложены раз-

личные способы создания метаматериалов с требуемыми свойствами – вначале в микроволновом диапазоне, а затем и в оптическом [2-11]. Оказалось, что проблематично реализовать одно из свойств совершенных линз – способность реализовать сверхразрешение фокусировкой всех ближне-польных компонент зондирующего поля – из-за подавления эффекта даже слабым поглощением в линзе. Но возможность создания фокусирующей плоской линзы из левостороннего метаматериала представляется весьма ценной для целей подповерхностной томографии, которая может быть эффективна не только для сред с плоской границей раздела, но и для сред с мягкой или упругой поверхностью – что будет востребовано как в дефектоскопии, так и в неинвазивной медико-биологической диагностике.

В данной работе предложены постановки соответствующих обратных задач рассеяния, на основе которых развиты методы подповерхностной томографии распределенных подповерхностных неоднородностей комплексной диэлектрической проницаемости и голографии (определения формы поверхности) сплошных диэлектрических объектов. Получены результаты численного моделирования, демонстрирующие эффективность разработанных алгоритмов.

2. Теория и численное моделирование

Предлагаемая схема бистатической томографии с использованием линз из метаматериала основана на анализе трехслойной среды, где источник и приемник расположены в слое 1, второй слой представляет собой плоскую линзу из метаматериала, а 3-й слой – это среда с неоднородностями комплексной диэлектрической проницаемости $\varepsilon_1(\mathbf{r})$. Предлагаемые методы основаны на результатах общем подходе к решению обратных задач сканирующей томографии, развитом в [12,13]. Электрическое поле определяется суммой зондирующего и рассеянного полей $\mathbf{E}(\mathbf{r}) = \mathbf{E}_0(\mathbf{r}) + \mathbf{E}_1(\mathbf{r})$ и выражается соотношением:

$$\mathbf{E}(\mathbf{r}) = \mathbf{E}_0(\mathbf{r}) - \frac{i\omega}{4\pi} \int_V \vec{\mathbf{G}}(\mathbf{r}, \mathbf{r}') \varepsilon_1(\mathbf{r}') \mathbf{E}(\mathbf{r}') d\mathbf{r}', \quad (1)$$

где зондирующее поле является сверткой распределения тока источника с функцией Грина

$$\mathbf{E}_0(\mathbf{r}) = \int_V \mathbf{j}(\mathbf{r}') \vec{\mathbf{G}}(\mathbf{r} - \mathbf{r}', y - y', z, z') d\mathbf{r}', \quad (2)$$

а решение обратной задачи основано на решении нелинейного уравнения для измеряемого рассеянного поля, которое естественно решать, начиная с борновского приближения:

$$\mathbf{E}_1(\mathbf{r}) = -\frac{i\omega}{4\pi} \int_V \ddot{\mathbf{G}}(\mathbf{r}, \mathbf{r}') \varepsilon_1(\mathbf{r}') \mathbf{E}_0(\mathbf{r}') d\mathbf{r}'. \quad (3)$$

При условии измерений с фиксированным взаимным положением источника и приемника в процессе сканирования данное уравнение является уравнением типа свертки по поперечным координатам и для любой из компонент рассеянного поля E_{1i} может быть сведено к одномерному интегральному уравнению для поперечного спектра неоднородностей для любой, которое лежит в основе предлагаемых методов томографии [13]:

$$E_{1i}(k_x, k_y, z, \delta x, \delta y, \delta z) = \int_{z'} \varepsilon_1(k_x, k_y, z') K(k_x, k_y, z', z, \delta x, \delta y, \delta z) dz'. \quad (4)$$

В данной работе рассматриваются возможности решения обратной задачи рассеяния (4) на основе многоуровневой схемы измерений (с использованием зависимости ядра уравнения от расстояния системы источник-приемник до линзы), а также схемы сканирования на одном уровне с использованием зависимости ядра от параметров $\delta x, \delta y, \delta z$ вектора базы $\delta \mathbf{r}$, соединяющего источник и приемник (схема с переменной базой).

В [14,15] был предложен и реализован метод голографии односвязных сплошных подповерхностных объектов путем представления формы их поверхности в каждом сечении z двумя однозначными функциями $x_1(y), x_2(y)$, для определения которых было получено комплекснозначное уравнение, содержащее фурье-преобразование решения (4) в k -пространстве по одной из компонент (например, k_y) поперечного спектра:

$$\varepsilon_1(k_x, y, z) = \frac{\varepsilon_1^0}{2\pi i k_x} (e^{-ik_x x_1(y, z)} - e^{-ik_x x_2(y, z)}), \quad (5)$$

На рис.1 представлен пример численного моделирования томографии распределенного двумодального гауссового распределения из решения обратной задачи (4) для многоуровневой схемы измерений с фиксированным относительным положением источника и приемника $\delta \mathbf{r}$, а на рис.2 показаны результаты голографического анализа сплошного подповерхностного объекта из решения (5).

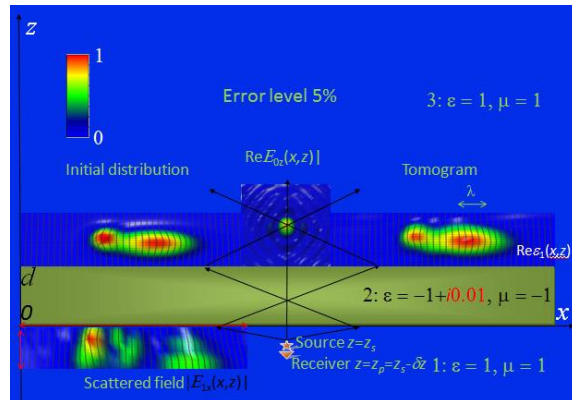


Рис. 1. Томография с левосторонней линзой в многоуровневой схеме измерений. Слой 1: слева – рассеянное поле в области сканирования (обозначено стрелками); в центре – приемно-передающая система с фиксированным относительным положением источника и приемника. Слой 2: левосторонняя линза. Слой 3: слева – исходное распределение неоднородностей; в центре – z -компонента зондирующего поля; справа – восстановленное распределение неоднородности (томограмма).

Fig. 1. Metamaterial lens tomography (vertical section). Layer 1: (left) received scattered field in the range of scanning (marked with arrows); (center) source-receiver system with the fixed δr . Layer 2: lens. Layer 3: (left) initial distribution of inhomogeneities; (center) z -component of the probing field; (right) retrieved distribution of inhomogeneities (tomogram).

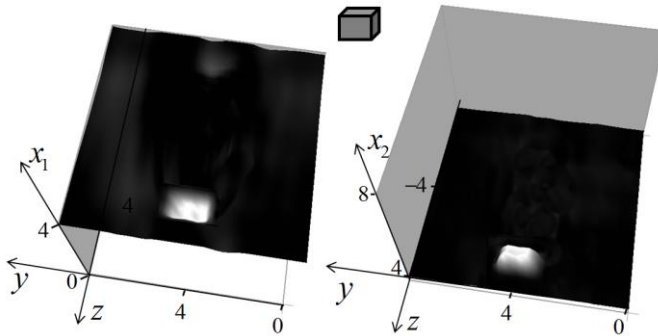


Рис. 2. Визуализированное изображение результата голографического анализа для сплошного диэлектрического объекта в форме параллелепипеда, полученного в виде двух функций из решения (5).

Fig. 2. Visualization of holography analysis as two functions $x_1(y)$, $x_2(y)$ for the rectangular target (insertion) obtained from (5). Sizes are given in wavelengths.

На рис.3. представлен пример численного моделирования решения обратной задачи томографии (4) для схемы с переменным параметром вектора базы δz (взаимное положение источник-приемник остается фиксированным при каждом сканировании) для того же распределения неоднородности, что и на рис.1.

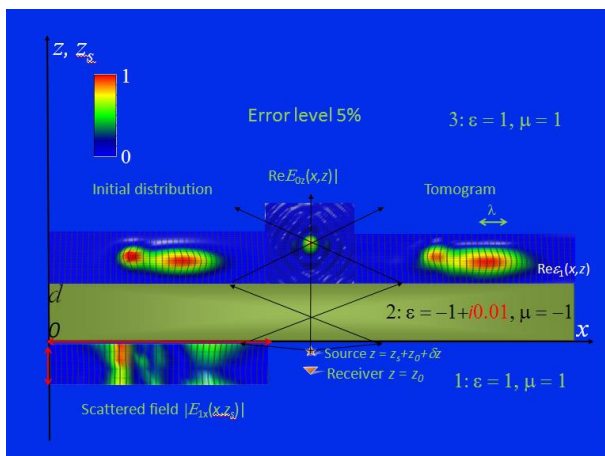


Рис. 3. Томография с левосторонней линзой. Слой 1: слева – рассеянное поле в области сканирования (обозначено стрелками); в центре – приемно-передающая система с фиксированным z -положением приемника и переменным z -положением источника z_s . Слой 2: левосторонняя линза. Слой 3: слева – исходное распределение неоднородностей; в центре – z -компонента зондирующего поля; справа – восстановленное распределение неоднородности (томограмма).

Fig. 3. Metamaterial lens tomography (vertical section). Layer 1: (left) received scattered field in the range of scanning (marked with arrows); (center) source-receiver system. Layer 2: lens. Layer 3: (left) initial distribution of inhomogeneities; (center) z -component of the probing field; (right) retrieved distribution of inhomogeneities (tomogram).

Из сравнения рис. 1 и рис. 3 можно видеть, что результаты томографии в рассмотренных примерах многоуровневой схемы измерений и схемы с переменной базой весьма близки по качеству, что позволяет реализовывать ту или иную схему с учетом специфики конкретных приложений. Например, схема с переменной базой может быть предпочтительной при контактных измерениях.

3. Заключение

В работе предложены и исследованы в численном моделировании методы томографии и голографии подповерхностных диэлектрических неоднородностей с использованием левосторонних линз из метаматериалов, основанные на двух схемах измерений: многоуровневой и с переменной базой. Результаты продемонстрировали работоспособность методов.

Список литературы

- [1] Pendry J.B. Negative refraction makes a perfect lens // *Phys. Rev. Lett.* 2000. V. 85. P.3966-3969.
- [2] Smith D.R. , W.J. Padilla, D.C. Vier, S.C. Nemat Nasser, S. Schultz // *Composite medium with simultaneously negative permeability and permittivity.* *Phys. Rev. Lett.* 2000. V.84. No.18, P. 4184-4187.
- [3] Shelby R.A., Smith D.R., Schultz S. // *Experimental verification of a negative index of refraction.* *Science* . 2001. V. 292, P.77–79.
- [4] Ziolkowski R.W. // *Design, fabrication, and testing of double negative metamaterials.* *IEEE Trans. Antennas Propag.* 2003. V.51. P. 1516–1529.
- [5] Zhao, H., Kang, L., Zhou, J., Zhao, Q., Li, L., Peng, L., and Bai, Y. // *Experimental demonstration of tunable negative phase velocity and negative refraction in a ferromagnetic/ferroelectric composite metamaterial.* *Appl. Phys. Lett.* 2007. V. 93, P. 201106.
- [6] Turkmen O., Ekmekci E., and Turhan-Sayan G. // *Nested U-ring resonators: A novel multi-band metamaterial design in microwave region,*” *IET Microwaves, Antennas and Propagation.* 2012. V. 6. No. 10, P. 1102–1108.
- [7] Islam S.S., Faruque M.R.I., Islam M.T. // *The design and analysis of a novel split-h-shaped metamaterial for multi-band microwave applications.* *Materials.* 2014. V.7. P. 4994–5011.
- [8] Liu Y., Zhou X., Song K., et al. // *Quasi-phase-matching of the dual-band nonlinear left-handed metamaterial,* *Applied Physics Letters,* 2014, V. 105, No. 20.
- [9] Hasan M.M., Faruque M.R.I., Islam S.S., Islam M.T. // *A new compact double-negative miniaturized metamaterial for wideband operation.* *Materials.* 2016. V.9. P.830.
- [10] Zhou H., Wang C., and Peng H. // *A novel double-incidence and multi-band left-handed metamaterials composed of double Z-shaped structure.* *Journal of Materials Science: Materials in Electronics.* 2016. V. 27. No. 3. P. 2534–2544.
- [11] Si Li, Atef Z. Elsherbeni, Wenhua Yu, Wenxing Li, and Yunlong Mao // *A Novel Tunable Dual-band Left-Handed Metamaterial.* *Journal of Magnetism.* 2017. V. 22. No.4. P. 610-616.
- [12] Gaikovitch K.P. // *Subsurface Near-Field Scanning Tomography.* *Phys. Rev. Lett.* 2007. V.98. P.183902.
- [13] Gaikovitch K.P., Gaikovitch P.K. // *Inverse problem of near-field scattering in multi-layer media.* *Inverse Problems.* 2010. V. 26, No.12. P. 125013.
- [14] Gaikovitch K.P, Gaikovitch P.K, Maksimovitch Ye.S, et al. // *Pseudopulse near-field subsurface tomography.* *Phys. Rev. Lett.* 2012. V.108. P. 163902.
- [15] Gaikovitch K.P., Gaikovitch P.K., Maksimovitch Ye.S., Badeev V.A. // *Subsurface near-field microwave holography.* *IEEE Journal of Selected Topics in Applied Earth Observations and Remote Sensing.* 2016. V.9. Issue 1. P. 74-82.

References

- [1] Pendry J.B. Negative refraction makes a perfect lens. *Phys. Rev. Lett.*, 2000, vol. 85, pp. 3966-3969.
- [2] Smith D.R. , W.J. Padilla, D.C. Vier, S.C. Nemat Nasser, S. Schultz. Composite medium with simultaneously negative permeability and permittivity. *Phys. Rev. Lett.*, 2000. vol.84, no.18, pp. 4184-4187.
- [3] Shelby R.A., Smith D.R., Schultz S. Experimental verification of a negative index of refraction. *Science* , 2001, vol. 292, pp.77–79.
- [4] Ziolkowski R.W. Design, fabrication, and testing of double negative metamaterials. *IEEE Trans. Antennas Propag.* , 2003, vol.51, pp. 1516–1529.
- [5] Zhao, H., Kang, L., Zhou, J., Zhao, Q., Li, L., Peng, L., and Bai, Y. Experimental demonstration of tunable negative phase velocity and negative refraction in a ferromagnetic/ferroelectric composite metamaterial. *Appl. Phys. Lett.*, 2007, vol. 93, pp. 201106.
- [6] Turkmen O., Ekmekci E., and Turhan-Sayan G. Nested U-ring resonators: A novel multi-band metamaterial design in microwave region. *IET Microwaves, Antennas and Propagation*, 2012, vol. 6, no. 10, pp. 1102–1108.
- [7] Islam S.S., Faruque M.R.I., Islam M.T. The design and analysis of a novel split-h-shaped metamaterial for multi-band microwave applications. *Materials*, 2014, vol.7, pp. 4994–5011.
- [8] Liu Y., Zhou X., Song K., et al. Quasi-phase-matching of the dual-band nonlinear left-handed metamaterial. *Applied Physics Letters*, 2014, vol. 105, no. 20, pp. 201911.
- [9] Hasan M.M., Faruque M.R.I., Islam S.S., Islam M.T. A new compact double-negative miniaturized metamaterial for wideband operation. *Materials*, 2016, vol. 9, pp. 830.
- [10] Zhou H., Wang C., and Peng H. // A novel double-incidence and multi-band left-handed metamaterials composed of double Z-shaped structure. *Journal of Materials Science: Materials in Electronics*, 2016, vol. 27, no. 3, pp. 2534–2544.
- [11] Si Li, Atef Z. Elsherbeni, Wenhua Yu, Wenxing Li, and Yunlong Mao // A Novel Tunable Dual-band Left-Handed Metamaterial. *Journal of Magnetism*, 2017, vol. 22, no.4, pp. 610-616.
- [12] Gaikovitch K.P. Subsurface Near-Field Scanning Tomography. *Phys. Rev. Lett.*, 2007, vol.98, pp.183902.
- [13] Gaikovitch K.P., Gaikovitch P.K. Inverse problem of near-field scattering in multi-layer media. *Inverse Problems*, 2010, vol. 26, no.12, pp. 125013.
- [14] Gaikovitch K.P, Gaikovitch P.K, Maksimovitch Ye.S, et al. Pseudopulse near-field subsurface tomography. *Phys. Rev. Lett.*, 2012, vol.108, pp. 163902.
- [15] Gaikovitch K.P., Gaikovitch P.K., Maksimovitch Ye.S., Badeev V.A. Subsurface near-field microwave holography. *IEEE Journal of Selected Topics in Applied Earth Observations and Remote Sensing*. 2016, vol. 9, issue 1, pp. 74-82.

Ultrashort Electric Pulses Activation of Liposomal Capsules containing Gold Nanorods

¹Gulyaev Yu.V., ¹Cherepenin V.A., ¹Taranov I.V. ¹Vdovin V.A.,
²Kim V.P., ²Khomutov G.B.

¹*Kotel'nikov Institute of Radioengineering and Electronics of Russian Academy of Sciences, Mokhovaya ul. 11, str. 7, Moscow, 125009 Russia,*

²*M.V.Lomonosov Moscow State University,
 Russia, 119991, Moscow, GSP-1, 1-2 Leninskiye Gory,
 ivt@cplire.ru*

Abstract: Decapsulation of nanocomposite liposomal capsules due to the effect of ultrashort electric pulses is obtained when the liposomal sheaths of the capsules are bound to significantly anisotropic gold nanoparticles (nanorods). Destruction of the liposomal sheath is interpreted using the rotational displacement of gold nanorods in the presence of the pulsed electric field. Such an interpretation is used to derive an expression for the critical electric field that determines the threshold level of the effect. The calculated critical field is in agreement with the experimental results. It is shown that the decapsulation is related to the presence of the gold nanorods in the sheath of liposomal capsules and is not obtained in the absence of the nanorods.

Keywords: capsules, liposomes, structure, nanoparticles, gold nanorods, polyelectrolytes, pulse of electric field.

Активация ультракороткими электрическими импульсами липосомальных капсул, содержащих наностержни золота

¹Гуляев Ю.В., ¹Черепенин В.А., ¹Таранов И.В., ¹Вдовин В.А.,
²Ким В.П., ^{1,2}Хомутов Г.Б.

¹*Институт радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН,
 125009, Москва, ул. Моховая, 11, стр.7.*

²*Московский государственный университет им. М.В. Ломоносова,
 119991, Москва, ГСП-1, Ленинские горы, д. 1, стр. 2.
 ivt@cplire.ru*

Аннотация: Обнаружен эффект декапсуляции нанокompозитных липосомальных капсул, обусловленный воздействием на них ультракоротких электрических

импульсов, при этом липосомальные оболочки капсулы связаны с существенно анизотропными наночастицами (наностержнями) золота. Предложен механизм разрушения липосомальной оболочки капсул золотыми наностержнями в результате их ротационного смещения, обусловленного импульсным электрическим воздействием. На основе данного механизма найдено выражение для критического значения напряженности электрического поля, определяющего порог возникновения данного эффекта. Показано, что обнаруженный эффект декапсуляции обусловлен наличием наностержней золота в оболочке липосомальных капсул и не наблюдается при их отсутствии.

Ключевые слова: капсулы, липосомы, структура, наночастицы, наностержни золота, полиэлектролиты, импульс электрического поля.

1. Введение

В настоящее время активно разрабатываются наноконтейнеры в качестве носителей лекарственных средств и ищутся методы управляемого высвобождения инкапсулированных веществ под действием внешних физических или химических воздействий. Перспективным классом микроконтейнеров являются полиэлектролитные нанокомпозитные полые микрокапсулы [1, 2]. Установлена возможность управления проницаемостью оболочки микрокапсул посредством изменения величины рН раствора [3, 4], воздействия оптического излучения [5], переменного магнитного поля [6] и микроволнового излучения [7-9]. Однако, наряду с вышеописанными достоинствами полиэлектролитные микрокапсулы имеют определенные недостатки, связанные с многостадийной и довольно трудоемкой процедурой их получения и капсулирования многих веществ. Таких недостатков нет у липидных биомиметических везикул - липосом, широко используемых в модельных биофизических исследованиях и перспективных для биомедицинских применений [10, 11].

Наиболее сложной проблемой является задача эффективного дистанционного и при этом безопасного для биологического окружения высвобождения инкапсулированного вещества из контейнера. Одним из наиболее перспективных подходов к решению проблемы избирательности воздействия на лекарственные контейнеры состоит в выборе ультракоротких электромагнитных импульсов в качестве метода воздействия, а наноструктурированных липосомальных капсул (НЛК), содержащих неорганические наночастицы, - в качестве транспортных контейнеров [12, 13]. Неорганические наночастицы являются важнейшими функциональными компонентами перспективных технологий [14]. При

использовании металлических нанокластеров, впервые был создан одноэлектронный туннельный транзистор, функционирующий при комнатной температуре [15-18]. Для целей диагностики и терапии в нано биомедицинских исследованиях широко используются металлические и магнитные наночастицы [19]. Флюоресценция квазилинейных структур полупроводниковых наностержней CdSe, связанных с молекулой ДНК имеет существенно поляризованный характер [17, 20].

Данная работа посвящена решению проблемы избирательности электромагнитного воздействия на лекарственные контейнеры. В качестве дистанционного воздействия были выбраны ультракороткие электрические импульсы высокой напряженности. Специальным классом контейнеров, чувствительным к данному типу воздействия, являлись НЛК, мембраны которых были связаны с существенно анизотропными частицами – наностержнями золота.

2. Создание нанокompозитных липосомальных капсул, содержащих наностержни золота

НЛК, содержащие наностержни золота, были синтезированы на основе методики [12, 13, 21]. Для создания НЛК использовали как основу однослойные липосомы, синтезированные стандартным ультразвуковым методом из амфифильных соединений фосфатидилхолина 80% и стеарилспермина (СС) - 20%. В качестве существенно анизотропных проводящих наночастиц были использованы наностержни золота с характерными диаметром 10 нм и длиной 100 нм. Связывание наностержней золота с внешней поверхностью предварительно синтезированных однослойных липосом проводилось путем добавления 40 мкл водной суспензии наностержней золота и 100 мкл раствора липосом в 800 мкл деионизованной воды и последующей инкубации. При использовании стандартной процедуры диализа внутренний объем капсулы заполнялся раствором соли NaCl. Структура синтезированных липосомальных нанокompозитных капсул была подтверждена методами просвечивающей электронной микроскопии (ПЭМ). Характерные изображения липосомальных капсул, содержащих золотые наностержни золота, представлены на рис. 1.

3. Декапсуляция липосомальных капсул ультракороткими электрическими импульсами

Возможность дистанционной декапсуляции НЛК, содержащих наностержни золота, при воздействии на них ультракоротких электрических импульсов была исследована следующим образом. Между плоскими электродами с зазором $L = 1$ см находилось трансформаторное масло с относительной диэлектрической проницаемостью $\varepsilon_m = 2.2$, в которое был помещен цилиндрический контейнер диаметром $D = 5$ мм с водной суспензией предварительно синтезированных НЛК с характерным размером $l \cong 200$ нм. Внешняя поверхность липосомальных мембран была связана с электропроводящими наностержнями золота с характерной длиной 100 нм и средним диаметром 10 нм, а внутренний объем везикул содержал проводящий раствор NaCl. На плоские электроды подавали импульсы напряжения $U_0 = 1,5 \cdot 10^5$ В с длительностью $\tau = 10^{-8}$ с. При воздействии ультракоротких электрических импульсов на суспензию нанокompозитных липосом происходила декапсуляция липосомальных контейнеров. Соль NaCl, содержащаяся внутри НЛК, высвобождалась в окружающую воду, увеличивая удельную проводимость суспензии, что позволяло судить о разрушении НЛК. Также было показано, что при воздействии тех же электрических импульсов на НЛК, не связанных с наностержнями золота, эффект декапсуляции не возникал. Методы ПЭМ позволили независимо подтвердить наличие эффекта декапсуляции. Типичное изображение НЛК после воздействия на них ультракоротких электромагнитных импульсов приведено на рис. 2., где видны фрагменты мембран разрушенных липосом, скопления золотых наностержней и отсутствуют целые липосомы. В то же время после аналогичного воздействия на липосомальные капсулы, не содержащие наностержни золота, методами ПЭМ не было обнаружено изменения структуры НЛК.

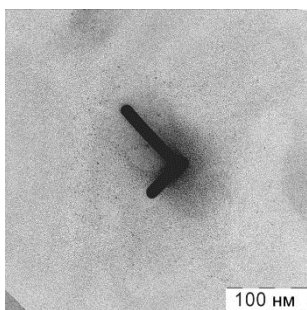


Рис. 1. ПЭМ изображение НЛК до воздействия

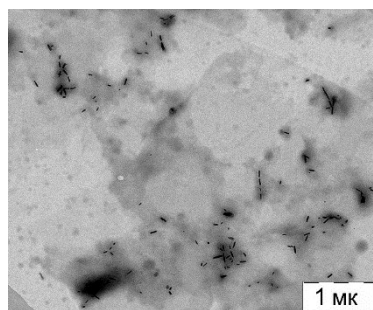


Рис. 2. ПЭМ изображение НЛК после воздействия

Рассмотрен механизм разрушения липосомальной оболочки капсул вследствие ротационного смещения наностержней золота, обусловленного

импульсным электрическим воздействием. Найдено выражение для критического значения напряженности электрического поля вблизи НЛК, приводящего к появлению вращающего момента наностержня золота, достаточного для вырывания молекул СС из мембраны липосомы

$$E_{\text{В}}^{(\text{кр})} = \frac{2}{3} \frac{b_r}{a_r^2} \frac{\varepsilon_{\text{Л}} + 2 \frac{\Delta R}{R} (\varepsilon_{\text{В}} - \varepsilon_{\text{Л}})}{\varepsilon_{\text{Л}} + \frac{2}{3} \frac{\Delta R}{R} (\varepsilon_{\text{В}} - \varepsilon_{\text{Л}})} \left(\frac{3\alpha\sqrt{\pi S_0}}{\left(\ln \frac{2a_r}{b_r} - 1\right)^{-1} - 2 \frac{b_r^2}{a_r^2}} \right)^{1/2},$$

где $a_r > b_r$ – главные полуоси золотого наностержня, ΔR – толщина липосомальной мембраны, R – радиус липосомы, $\varepsilon_{\text{Л}} = 2,7$ относительная диэлектрическая проницаемость липосомальной оболочки, $\varepsilon_{\text{В}} = 80$ – относительная диэлектрическая проницаемость воды, α – коэффициент поверхностного натяжения мембраны липосомы, S_0 – площадь, приходящаяся на одну молекулу в мембране липосомы, $E_{\text{В}}^{(\text{внеш})} = 2 \varepsilon_{\text{М}} / \left(\varepsilon_{\text{В}} + \varepsilon_{\text{М}} - (\varepsilon_{\text{В}} - \varepsilon_{\text{М}}) \frac{D^2}{L^2} \right) U_0 / L$ – напряженность электрического поля вблизи липосомы. Критическое значение напряженности электрического поля оказалось меньше напряженности электрического поля, возникающего вблизи липосомальных капсул во время воздействия электрических импульсов. Таким образом, в проведенном эксперименте найденное условие вырывания молекул из липосомального бислоя при ротационном смещении наностержня оказалось выполненным.

4. Заключение.

Обнаружен эффект декапсуляции НЛК, обусловленный воздействием на них ультракоротких электрических импульсов, при этом липосомальные оболочки капсулы связаны с существенно анизотропными наночастицами (наностержнями) золота. Показан избирательный характер данного типа воздействия. Предложен механизм разрушения липосомальной оболочки НЛК наностержнями золота в результате их ротационного смещения, обусловленного импульсным электрическим воздействием. На основе данного механизма найдено выражение для критического значения напряженности электрического поля, определяющего порог возникновения данного эффекта. Численное значение найденной величины критического поля согласуется с полученными экспериментальными данными.

Источники финансирования

Работа выполнена при поддержке Российского фонда фундаментальных исследований (РФФИ), проект № 18-29-02080.

Список литературы

- [1]. Donath E., Sukhorukov G.B., Caruso F. et al. // *Angewandte Chemie Int. Edition*. 1998. V.37. № 16. P.2201.
- [2]. Sukhorukov G.B., Donath E., Davis S.A. et al.// *Polymer Advance Technology*. 1998. V. 9. № 10-11. P.759.
- [3]. Sukhorukov G.B., Antipov A., Voigt A.et al. // *Macromol. Rapid Commun*. 2001. V. 22. № 1. P. 44.
- [4]. G. B. Khomutov, V. P. Kim, K. V. Potapenkov, et al. // *Colloids and Surfaces A: Physicochemical and Engineering Aspects*, 2017, v. 532, p.150-154.
- [5]. Radt B., Smith T.A., Caruso F. // *Advanced Materials*. 2004. V.16., №23-24. P. 2184.
- [6]. Lu Z., Prouty M.D., Guo Z.et al. // *Langmuir*. 2005.V. 21. №5. P.2042.
- [7]. Gorin D.A., Shchukin D.G., Mikhailov A.I., et al. // *Technical Physics Letters*. 2006. T. 32. № 1. C. 70-72.
- [8]. Gorin D.A., Shchukin D.G., Koksharov Yu.A. // *Progress in Biomedical Optics and Imaging*. 2007. V. 6536. P. 653604.
- [9]. Гуляев Ю.В., Черепенин В.А., Вдовин В.А. и др. // *Радиотехника и электроника*. 2015. Т. 60. № 11. С. 1207.
- [10]. Schwendener R.A. *Bio-Applications of Nanoparticles/ Ed.by Chan W.C.W.* // *Ser. Advances in Experimental Medicine and Biology*. 2007. V. 620. P.117.
- [11]. Amstad E., Kohlbrecher J., Muller E. et al. // *Nano Letters*. 2011. V.11. №4. P.1664.
- [12]. Гуляев Ю.В., Черепенин В.А., Таранов И.В., и др. // *Радиотехника и электроника*, 2016, Т. 61, № 1, С. 61.
- [13]. Гуляев Ю.В., Черепенин В.А., Вдовин В.А. и др. // *Радиотехника и электроника*. 2015. Т. 60, № 10. С. 1051.
- [14]. G.B. Khomutov, V. P. Kim, Y. A., Koksharov, et al. // *Colloids and Surfaces A: Physicochemical and Engineering Aspects*, V. 532, 5 November 2017, P. 26-35.
- [15]. Gubin S.P., Gulyaev Yu.V., Khomutov G.B. et al. // *Nanotechnology*. 2002. V.13. №2. P.185.
- [16]. Kislov V.V., Kolesov V.V., Taranov I.V. // *Journal of Communications Technology and Electronics*. 2002. T. 47. № 11. C. 1266-1270.
- [17]. Kislov V.V., Gulyaev Yu.V., Kolesov V.V. et al. // *International Journal of Nanoscience*, 2004, V. 3, N. 1-2, p. 137-147.
- [18]. Kislov V., Medvedev B., Gulyaev Yu.et al. // *Int. J. Nanoscience*. 2007. V. 6. № 5. P. 373.
- [19]. Koning G.A., Eggermont A.M.M., Lindner L.H., ten Hagen T.L.M. // *Pharmaceutical Research*. 2010. V.27. №8. P.1750.
- [20]. Artemyev M., Kisiel D., Abmiotko S. et al.// *J. Amer. Chemical Soc*. 2004. V. 126. № 34. P. 10594.
- [21]. Ким В.П., Ермаков А.В., Глуховской Е.Г. // *Российские нанотехнологии*. 2014. Т. 9. № 5-6. С. 47-52.

References

- [1]. Donath E., Sukhorukov G.B., Caruso F. et al. // *Angewandte Chemie Int. Edition*. 1998. V.37. № 16. P.2201.
- [2]. Sukhorukov G.B., Donath E., Davis S.A. et al.// *Polymer Advance Technology*. 1998. V. 9. № 10-11. P.759.
- [3]. Sukhorukov G.B., Antipov A., Voigt A. et al. // *Macromol. Rapid Commun*. 2001. V. 22. № 1. P. 44.
- [4]. G. B. Khomutov, V. P. Kim, K. V. Potapenkov, et al. // *Colloids and Surfaces A: Physicochemical and Engineering Aspects*, 2017, v. 532, p.150-154.
- [5]. Radt B., Smith T.A., Caruso F. // *Advanced Materials*. 2004. V.16., №23-24. P. 2184.
- [6]. Lu Z., Prouty M.D., Guo Z. et al. // *Langmuir*. 2005. V. 21. №5. P.2042.
- [7]. Gorin D.A., Shchukin D.G., Mikhailov A.I., et al. // *Technical Physics Letters*. 2006. T. 32. № 1. C. 70-72.
- [8]. Gorin D.A., Shchukin D.G., Koksharov Yu.A. // *Progress in Biomedical Optics and Imaging*. 2007. V. 6536. P. 653604.
- [9]. Gulyaev Y.V., Cherepenin V.A., Vdovin V.A., et al. // *Journal of Communications Technology and Electronics*. 2015. T. 60. № 11. C. 1286-1290.
- [10]. Schwendener R.A. *Bio-Applications of Nanoparticles/* Ed.by Chan W.C.W. // *Ser. Advances in Experimental Medicine and Biology*. 2007. V. 620. P.117.
- [11]. Amstad E., Kohlbrecher J., Muller E. et al. // *Nano Letters*. 2011. V.11. №4. P.1664.
- [12]. Yu. V. Gulyaev, V. A. Cherepenin, I. V. Taranov, et al. // *Journal of Communications Technology and Electronics*, 2016, V 61, I 1, pp 56-60.
- [13]. Gulyaev Y.V., Cherepenin V.A., Vdovin V.A., et al. // *Journal of Communications Technology and Electronics*. 2015. V. 60. I 10. pp. 1097-1108.
- [14]. G.B. Khomutov, V. P. Kim, Y. A., Koksharov, et al. // *Colloids and Surfaces A: Physicochemical and Engineering Aspects*, V. 532, 5 November 2017, P. 26-35.
- [15]. Gubin S.P., Gulyaev Yu.V., Khomutov G.B. et al. // *Nanotechnology*. 2002. V.13. №2. P.185.
- [16]. Kislov V.V., Kolesov V.V., Taranov I.V. // *Journal of Communications Technology and Electronics*. 2002. T. 47. № 11. C. 1266-1270.
- [17]. Kislov V.V., Gulyaev Yu.V., Kolesov V.V. et al. // *International Journal of Nanoscience*, 2004, V. 3, N. 1-2, p. 137-147.
- [18]. Kislov V., Medvedev B., Gulyaev Yu. et al. // *Int. J. Nanoscience*. 2007. V. 6. № 5. P. 373.
- [19]. Koning G.A., Eggermont A.M.M., Lindner L.H., ten Hagen T.L.M. // *Pharmaceutical Research*. 2010. V.27. №8. P.1750.
- [20]. Artemyev M., Kisiel D., Abmiotko S. et al.// *J. Amer. Chemical Soc*. 2004. V. 126. № 34. P. 10594.
- [21]. Kim V.P., Kormakova P.A., Potapenkov K.V., et al. // *Nanotechnologies in Russia*. 2014. T. 9. № 5. C. 280-287.

Acknowledgements

This work was supported by the Russian Foundation for Basic Research (RFBR), project no. 18-29-02080.

Remote Decapsulation of Polyelectrolyte Nanocomposite Microcapsules by Microwave Pulses

¹Gulyaev Yu.V., ¹Cherepenin V.A., ¹Vdovin V.A., ¹Taranov I.V.
²Sukhorukov G.B., ³Gorin D.A., ⁴Khomutov G.B.

¹*Kotel'nikov Institute of Radioengineering and Electronics of Russian Academy of Sciences,*

Mokhovaya ul. 11, str. 7, Moscow, 125009 Russia,

²*Queen Mary University of London,*

Mile End Road, London, E1 4NS United Kingdom of Great Britain and Northern Ireland,

³*Skolkovo Institute of Science and Technology,*

Nobelya Ulitsa 3, Moscow, Russia 121205,

⁴*M.V.Lomonosov Moscow State University,*
Russia, 119991, Moscow, GSP-1, 1-2 Leninskiye Gory,

ivt@cplire.ru

Abstract This paper presents the results of experimental studies of effects of remote pulsed microwave exposure on polyelectrolyte nanocomposite microcapsules (PNMC). The microwave radiation of a pulsed with a pulse duration of about 5 ns with eight-millimeter wavelength range with a power of about 1 MW was used. The microcapsules contained 3 layers of inorganic iron oxide (Fe_3O_4) nanoparticles. The effect of remote pulsed microwave exposure on PNMC was discovered. This effect consist in substantial changes of the structure of PNMC including their destruction.

Keywords: capsule, structure, nanoparticles, iron oxide, polyelectrolytes, microwave pulses.

Дистанционная декапсуляция полиэлектrolитных нанокомпозитных микрокапсул импульсным микроволновым воздействием

¹Гуляев Ю.В., ¹Черепенин В.А., ¹Вдовин В.А., ¹Таранов И.В.,
²Сухоруков Г.Б., ³Горин Д.А., ⁴Хомутов Г.Б.

¹Институт радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН,
125009, Москва, ул. Моховая, 11, стр.7.

²Лондонский университет королевы Марии,
Соединённое Королевство Великобритании и Северной Ирландии, E1 4NS,
Лондон, Майл Энд Роад.

³Сколковский институт науки и технологий,
121205 Москва, ул. Нобеля, д. 3,

⁴Московский государственный университет им. М.В. Ломоносова,
119991, Москва, ГСП-1, Ленинские горы, д. 1, стр. 2.
ivt@cplire.ru

Аннотация: Разработана технология удаленной активации специально созданных полиэлектrolитных нанокomпозитных микрокапсул (ПНМК) с помощью импульсного микроволнового воздействия. Оболочка ПНМК содержит 16 полимерных слоев и 3 слоя неорганических наночастиц оксида железа Fe_2O_3 . Построен экспериментальный стенд для дистанционного импульсного микроволнового воздействия на ПНМК, обеспечивающий генерацию серии микроволновых импульсов с частотой следования до 0,1 Гц, с длительностью порядка 5 нс на длине волны ~ 8 мм и мощностью около 1 МВт. Обнаружен эффект дистанционной декапсуляции полиэлектrolитных нанокomпозитных микрокапсул, обусловленный воздействием на них импульсного микроволнового излучения.

Ключевые слова: капсулы, структура, наночастицы, оксид железа, полиэлектrolиты, импульсы микроволнового поля.

1. Введение

В последнее время благодаря методу послойной полиионной сборки появился новый класс интересных микрообъектов – полые полиэлектrolитные нанокomпозитные микрокапсулы (ПНМК) [1-4]. ПНМК обладают рядом уникальных свойств, например, оболочки микрокапсул могут изменять свою проницаемость при изменении химических параметров их локального окружения или под действием внешних физических воздействий. Эти свойства позволяют им найти широкое применение в медицине, биологии, химии и технологии. Установлена возможность управления проницаемостью оболочки микрокапсул посредством изменения величины pH раствора [5], действием лазерного излучения [6, 7], переменного магнитного поля [8] и воздействия непрерывного микроволнового излучения [9-11]. Электронные свойства ПНМК могут представлять интерес для [12] создания новых элементов функциональной электроники. Дистанционно

управляемая целенаправленная адресная доставка лекарственных веществ при помощи ПНМК, чувствительных к импульсному электромагнитному воздействию, позволит существенно повысить эффективность действия лекарственных препаратов, уменьшая при этом их общую концентрацию в организме.

2. Получение полых полиэлектролитных микрокапсул.

Получение органических микрокапсул осуществляли методом полиионной сборки. В качестве ядер использовали микрочастицы на основе полистирола диаметром 10,25 мкм с дисперсией 0.09 мкм. Для создания оболочки применяли полиионные соединения полистиролсульфонат и полиаллиламингидрохлорид натрия. Оболочка капсул содержала 16 слоев PAN и PSS, толщина каждого слоя составляла 2 нм. Капсулы были приготовлены по методике, описанной в работах [1, 9, 13, 14]. Микрокапсулы содержали три слоя неорганических наночастиц оксида железа Fe_2O_3 с характерным размером 6 нм.

3. Установка для удаленного микроволнового воздействия на полиэлектролитные нано- и микрокапсулы.

Основой экспериментального стенда является релятивистский микроволновый генератор на базе малогабаритного сильноточного ускорителя. Релятивистский источник микроволнового излучения был разработан на основе генератора поверхностной волны [15] и обеспечивает излучение в восьмимиллиметровом диапазоне длин волн с длительностью ~ 5 нс на полувысоте, мощностью до 3-х МВт и частотой следования импульсов не более 0,1 Гц. Блок-схема стенда показана на рис. 1. Установка состоит из релятивистского генератора 1 с излучающим рупором 8; малогабаритного сильноточного ускорителя 2 с управляемым разрядником блока зарядки 3; блока поджига управляемого разрядника 4; синхронизатора 5 (генератор ГИ-1) и блока питания соленоида 6, приемного волновода 9, полупроводникового детектора 10, блока импульса смещения 11, блока питания 12, контрольного осциллографа 13 и расположения объектов воздействия (ПНМК). Микроволновый импульс регистрировался полупроводниковым и акустическим детекторами 10 и скоростным осциллографом 7.

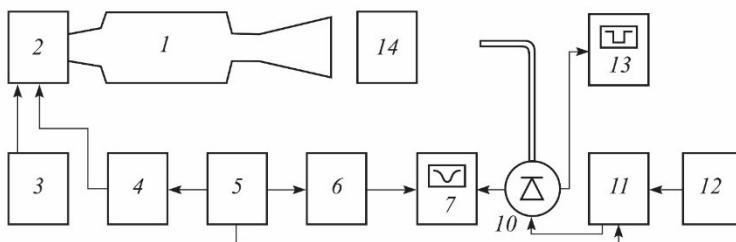


Рис.1. Блок-схема экспериментального стенда: 1 – релятивистский микроволновый генератор; 2 – сильноточный ускоритель; 3 – блок зарядки; 4 – блок поджига управляемого разрядника; 5 – блок синхронизации; 6 – блок питания соленоидов; 7 – скоростной осциллограф; 8 – выходной рупор; 9 – приемный волновод; 10 – регистрирующие детекторы; 11 – блок импульса смещения; 12 – блок питания; 13 – контрольный осциллограф, 14 – расположение объектов воздействия (ПНМК).

Экспериментальный стенд для исследования дистанционного импульсного микроволнового воздействия на ПНМК, обеспечивает генерацию серии микроволновых импульсов с частотой следования до 0,1 Гц, длительностью порядка 5 нс на длине волны ~ 8 мм и мощностью порядка 1 МВт для дистанционного импульсного микроволнового воздействия на ПНМК.

4. Результаты эксперимента по декапсуляции ПНМК в результате импульсного микроволнового воздействия.

Для исследования эффектов удаленного импульсного микроволнового воздействия на ПНМК, существенно изменяющие, в частности, разрушающие, их оболочки была использована следующая схема эксперимента. Вблизи выходного рупора установки импульсного удаленного микроволнового воздействия (рис. 1.) были расположены кюветы с водной суспензией специально созданных полых ПНМК с характерным размером порядка 10 мкм, оболочки которых содержали три слоя наночастиц оксида железа Fe_2O_3 . В области расположения образцов с ПНМК установка микроволнового воздействия обеспечивает генерацию микроволнового импульсов с параметрами, приведенными в разд. 2. Водные суспензии полых ПНМК подвергали воздействию серии из 10 импульсов коротких микроволновых импульсов с частотой следования импульсов 0,1 Гц, длительностью импульсов порядка 5 нс с длиной волны ~ 8 мм и мощностью порядка 1 МВт. Контроль изменения структуры оболочки ПНМК, вызванного импульсным микроволновым воздействием, осуществляли методами просвечивающей электронной микроскопии

(ПЭМ). Характерная структура ПНМК, полученная методами ПЭМ, до удаленного микроволнового воздействия приведена на рис. 2.

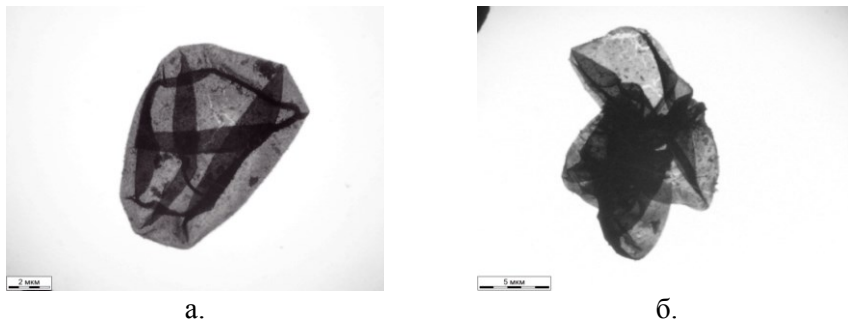


Рис. 2. Изображения типичных ПНМК до импульсного микроволнового воздействия, полученные методом ПЭМ; а -изолированные ПНМК, б - агрегированные состояния ПНМК.

Как следует из приведенных ПЭМ изображений полых ПНМК оболочка ПНМК до удаленного микроволнового воздействия является цельной, не имеет видимых разрывов, содержит плотноупакованный слой металлосодержащих наночастиц. Характерный размер ПНМК составляет приблизительно 10 мкм. ПНМК встречаются как в изолированном (рис. 2.а) состоянии, так в виде агрегатов (рис. 2.б.) двух и более капсул.

Характерная структура ПНМК, полученная методами ПЭМ, после удаленного импульсного микроволнового воздействия приведена на рис. 3.

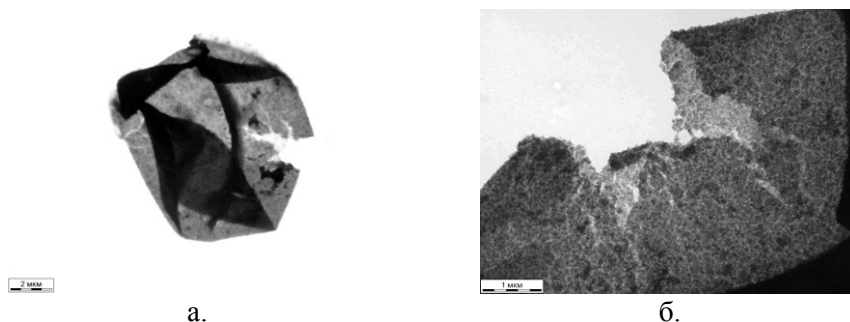


Рис. 3. Изображения типичных разрушенных ПНМК в результате импульсного микроволнового воздействия, полученные методом ПЭМ; а –изображение ПНМК с разрушенной оболочкой, б –изображение фрагмента ПНМК, содержащего разрыв оболочки.

Как видно из рисунка, оболочка полых ПНМК после удаленного микроволнового воздействия претерпевает явные и существенные изменения – появляются крупные разрушения, представляющие собой разрывы размером, сравнимым с размером самой ПНМК.

5. Заключение.

Разработана технология удаленной активации специально созданных ПНМК с помощью импульсного микроволнового воздействия. Оболочка синтезированных ПНМК содержит 16 полимерных слоев с толщиной каждого порядка 2 нм и 3 слоя неорганических наночастиц оксида железа Fe_2O_3 . Построен экспериментальный стенд для исследования удаленного импульсного микроволнового воздействия на ПНМК. Обнаружен эффект дистанционной декапсуляции полиэлектролитных нанокомпозитных микрокапсул в результате импульсного микроволнового воздействия. Разрушение оболочки ПНМК зарегистрировано методами просвечивающей электронной микроскопии.

Источники финансирования

Работа выполнена при поддержке Российского фонда фундаментальных исследований (РФФИ), проект № 18-29-02094.

Список литературы

- [1]. Donath E., Sukhorukov G.B., Caruso F. et al. // *Angewandte Chemie Int. Edition*. 1998. V.37. №16. P.2202.
- [2]. Sukhorukov G.B., Donath E., Davis S.A. et al. // *Polymers for Advance Technologies*. 1998.V.9. №10-11.P.759.
- [3]. Radtchenko I.L., Sukhorukov G.B., Leporatti S. et al. // *J. Colloid and Interface Sci*. 2000 V.230. №2. P.272.
- [4]. Kislov V., Medvedev B., Gulyaev Yu. et al. // *International Journal of Nanoscience*. 2007. V.6. №5. P. 373.
- [5]. Sukhorukov G.B., Antipov A.A., Voigt A. et al. // *Macromolecular Rapid Commun*. 2001. V.22. №1. P.44.
- [6]. Skirtach A.G., Antipov A.A., Shchukin D.G., Sukhorukov G.B. // *Langmuir*. 2004. V.20. №17. P.6988.
- [7]. Radt B., Smith T.A., Caruso F. // *Advanced Materials*. 2004. V.16. №23-24. P. 2184.
- [8]. Lu Z., Prouty M.D., Guo Z. et al. // *Langmuir*. 2005. V.21. №5. P.2042.
- [9]. Gorin D.A., Shchukin D.G., Mikhailov A.I., et al. // *Technical Physics Letters*. 2006. T. 32. № 1. C. 70-72.
- [10]. Gorin D.A., Shchukin D.G., Koksharov Yu.A. et al. // *Proc. SPIE*. 2007. V.6536. №653604. P.24.

- [11]. Kislov V.V., Gulyaev Yu.V., Kolesov V.V. et al. // International Journal of Nanoscience, 2004, V. 3, N. 1-2, p. 137-147.
- [12]. Kislov V.V., Kolesov V.V., Taranov I.V. // Journal of Communications Technology and Electronics. 2002. T. 47. № 11. C. 1266-1270.
- [13]. Shchukin D.G., Sukhorukov G.B., Möhwald H. // Angewandte Chemie Int. Edition. 2003. V. 42. №37. P. 4472.
- [14]. Gulyaev Y.V., Cherepenin V.A., Vdovin V.A., et al. // Journal of Communications Technology and Electronics. 2015. T. 60. № 11. C. 1286-1290.
- [15]. Afonin A.M., Cherepenin V.A., Kanavetz V.I., et al. Pulse surface wave generator of millimeter band wavelength. *Int. J. of Infrared and Millimeter Waves*. 1987. V.8. №1. P. 49-54.

References

- [1]. Donath E., Sukhorukov G.B., Caruso F. et al. // Angewandte Chemie Int. Edition. 1998. V.37. №16. P.2202.
- [2]. Sukhorukov G.B., Donath E., Davis S.A. et al. // Polymers for Advance Technologies. 1998.V.9. №10-11.P.759.
- [3]. Radtchenko I.L., Sukhorukov G.B., Leporatti S. et al. // J. Colloid and Interface Sci. 2000 V.230. №2. P.272.
- [4]. Kislov V., Medvedev B., Gulyaev Yu. et al. // International Journal of Nanoscience. 2007. V.6. №5. P. 373.
- [5]. Sukhorukov G.B., Antipov A.A., Voigt A. et al. // Macromolecular Rapid Commun. 2001. V.22. №1. P.44.
- [6]. Skirtach A.G., Antipov A.A., Shchukin D.G., Sukhorukov G.B. // Langmuir. 2004. V.20. №17. P.6988.
- [7]. Radt B., Smith T.A., Caruso F. //Advanced Materials. 2004. V.16. №23-24. P. 2184.
- [8]. Lu Z., Prouty M.D., Guo Z. et al. // Langmuir. 2005. V.21. №5. P.2042.
- [9]. Gorin D.A., Shchukin D.G., Mikhailov A.I., et al. // Technical Physics Letters. 2006. T. 32. № 1. C. 70-72.
- [10]. Gorin D.A., Shchukin D.G., Koksharov Yu.A. et al. // Proc. SPIE. 2007. V.6536. №653604. P.24.
- [11]. Kislov V.V., Gulyaev Yu.V., Kolesov V.V. et al. // International Journal of Nanoscience, 2004, V. 3, N. 1-2, p. 137-147.
- [12]. Kislov V.V., Kolesov V.V., Taranov I.V. // Journal of Communications Technology and Electronics. 2002. T. 47. № 11. C. 1266-1270.
- [13]. Shchukin D.G., Sukhorukov G.B., Möhwald H. // Angewandte Chemie Int. Edition. 2003. V. 42. №37. P. 4472.
- [14]. Gulyaev Y.V., Cherepenin V.A., Vdovin V.A., et al. // Journal of Communications Technology and Electronics. 2015. T. 60. № 11. C. 1286-1290.
- [15]. Afonin A.M., Cherepenin V.A., Kanavetz V.I., et al. Pulse surface wave generator of millimeter band wavelength. *Int. J. of Infrared and Millimeter Waves*. 1987. V.8. №1. P. 49-54.

Acknowledgements

This work was supported by the Russian Foundation for Basic Research (RFBR), project no. 18-29-02094.

Investigation of electrically conductive bulk properties of water-containing biological environments in microwave and EHF ranges

¹ Malyshev I. V., ¹ Parshina N. V.

¹Southern Federal University

Rostov on Don, 344006, Russian Federation

ivmalyshev@sdedu.ru, nparshina@sfedu.ru

Abstract: The experimental studies results of three microorganisms species solutions (bacteria *Bacillus amyloliquifaciens* B-1895, *Escherichia coli* MG1655 pXen-lux and diploid yeast strain *Saccharomyces cerevisiae* Y1914) and structures containing biopolymers on the example of a chicken egg are presented. The studies were conducted in the microwave range from 1 to 20 GHz using a signal analyzer equipped with a special antenna snap-in and a processor. A new effect of the frequency-dependent fluctuations presence in the dielectric constant components and, as a consequence, the electrical conductivity of the living bacteria colonies, which after their death is converted into aqueous solution conductivity, was discovered.

Keywords: Microwave and EHF radiation, bacterial colonies, signal analyzer, dielectric constant, electrical conductivity.

Исследование электропроводящих объёмных свойств водосодержащих биосред в СВЧ и КВЧ диапазонах

¹Малышев И.В., ¹Паршина Н.В.

¹Южный Федеральный Университет

г. Ростов-на-Дону, 344006, Российская Федерация

ivmalyshev@sdedu.ru, nparshina@sfedu.ru

Аннотация: Представлены результаты экспериментальных исследований растворов трех видов микроорганизмов (бактерий *Bacillus amyloliquifaciens* B-1895, *Escherichia coli* MG1655 pXen-lux и диплоидного штамма дрожжей *Saccharomyces cerevisiae* Y1914) и структур, содержащих биополимеры на примере куриного яйца. Исследования проводились в диапазоне СВЧ 1 – 20 ГГц с использованием анализатора сигналов, снабженного специальной антенной оснасткой и процессором. Был обнаружен новый эффект наличия частотно-зависимых флуктуаций у компонент

диэлектрической проницаемости и, как следствие, электрической проводимости колоний живых бактерий, которая после их гибели превращается в проводимость водного раствора.

Ключевые слова: СВЧ- и КВЧ-излучение, колонии бактерий, анализатор сигнала, диэлектрическая проницаемость, электрическая проводимость.

1. Введение

Известно, что биологические объекты, состоящие из живых клеток, а также водосодержащие белковые структуры, с электродинамической точки зрения представляют собой биизотропные среды, обладающие дисперсными свойствами [1–3]. Эти свойства обусловлены наличием биополимеров, которые являются основными элементами, определяющими электрическую проводимость среды. Прежде всего она будет зависеть от диэлектрической проницаемости, которая имеет комплексный вид:

$$\varepsilon^* = \varepsilon' + j\varepsilon'' \quad (1)$$

Это параметр определяет взаимодействие вещества с электрическим полем с напряжённостью $\vec{E}$, характеризующую электрическую индукцию:

$$\vec{D} = \varepsilon^* \vec{E}. \quad (2)$$

Таким образом, диэлектрическая постоянная (относительная диэлектрическая проницаемость):

$$k = \varepsilon^*/\varepsilon = \varepsilon_r' + j\varepsilon_r'' \quad (3)$$

определяет меру того, сколько энергии внешнего электрического поля запасено в материале (ε_r') и меру потерь или поглощения энергии этого поля средой (ε_r'').

Если представить на комплексной плоскости $\varepsilon_r'' = f(\varepsilon')$ вектор $\vec{\varepsilon}_r$, то можно найти параметр $\operatorname{tg} \delta = \varepsilon_r''/\varepsilon_r' = 1/Q$ – тангенс угла потерь или коэффициент диссипации (Q – добротность объёма среды). Кроме того, электрическая проводимость среды σ , которая вероятнее всего будет носить ёмкостной характер, может быть определена через мнимую часть диэлектрической проницаемости, как:

$$\sigma = \varepsilon_r'' \omega = 2\pi\varepsilon_0 \varepsilon'' f = k_e \varepsilon'' f, \quad (4)$$

где $k_e = 5,34 \cdot 10^{-11}$ Ф/м.

Следовательно, параметр σ будет в основном зависеть от значения функции $\varepsilon'' = F(f)$, которая в настоящей статье экспериментально была исследована для ряда сред.

2. Материалы и методы

В данной работе были исследованы компоненты свежего куриного яйца, образцы суспензий в физрастворе 2-х видов бактерий (*Bacillus amyloliquifaciens* В-1895 - плотность 6.4×10^8 КОЭ/мл № 1; *Escherichia coli* MG1655 рХen-lux - 2.45×10^8 КОЭ/мл № 2), а также дрожжи (*Saccharomyces cerevisiae* Y1914 $5,5 \times 10^7$ КОЕ/мл № 3).

Все исследования проводились с использованием анализатора сигналов, работающего в диапазоне до 20 ГГц, с применением специализированной приёмно-передающей антенны по схеме (рис.1):

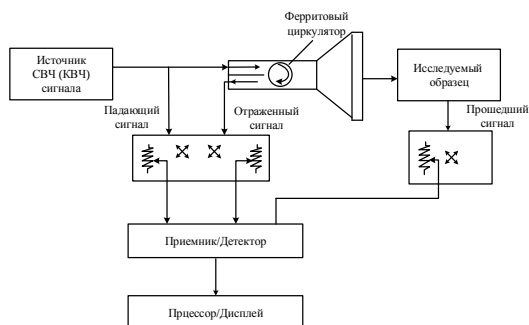


Рис.1. Общая схема работы анализатора сигналов

Fig.1. General scheme of operation of the signal analyzer

Приёмно-передающая антенна совместно с анализатором сигналов представляет собой устройство способное контролировать частоту и постоянство плотности выходной мощности около 5 мВт/см^2 в диапазоне частот до 20 ГГц, с возможностью регистрации относительных уровней поглощённого и отражённого сигналов. Время экспозиции каждого образца, после проведения калибровки, составляло 1-1,5 мин. За это время процессор анализатора сигналов обрабатывал информацию и воспроизводил частотные характеристики на экране монитора [4].

В процессе проведения эксперимента также было проведено изучение влияния воздействия КВЧ-нетепловой интенсивности (менее 8 мВт/см^2) на белковые компоненты (желток и белок) куриного яйца. Экспозиция КВЧ-волн хаотической поляризации осуществлялась в течении 30 минут на частоте $F = 42, 25 \text{ ГГц}$, которая признана активирующей для метаболических процессов ряда живых организмов [3]. Генератор Г4-141, используемый для этого, имел выход волноводного типа с выходным круглым рупорным излучателем апертурой $59,41 \text{ см}^2$, выполненным по размеру площади чашки

Петри высотой 1,5 см, для обеспечения равномерности потокопоглощения на всей площади поверхности исследуемого образца. Таким образом образец подвергался объёмному воздействию КВЧ-волн хаотической поляризации, поскольку толщина слоя его суспензии $h = 0,5-1,0$ мм в чашке Петри была выбрана согласно соотношению [2]:

$$h \approx l = \frac{\lambda}{2\pi \sqrt{\frac{\epsilon'}{2} [\sqrt{(1 + \operatorname{tg} \delta^2)} - 1]}}, \quad (5)$$

где l – глубина проникновения мм-излучения в среду, λ – длина волны излучения в воздухе на выходе из излучающей рупорной антенны. Расстояние от излучающей поверхности антенны до облучаемой среды составляло 1,3–1,4 см.

Далее, после КВЧ воздействия, белок и желток куриного яйца ещё раз исследовались на анализаторе сигналов и их характеристики сравнивались с предыдущими.

3. Практические результаты

На рис. 2 а-в приведены частотные характеристики желтка и белка относительно характеристики дистиллированной воды.

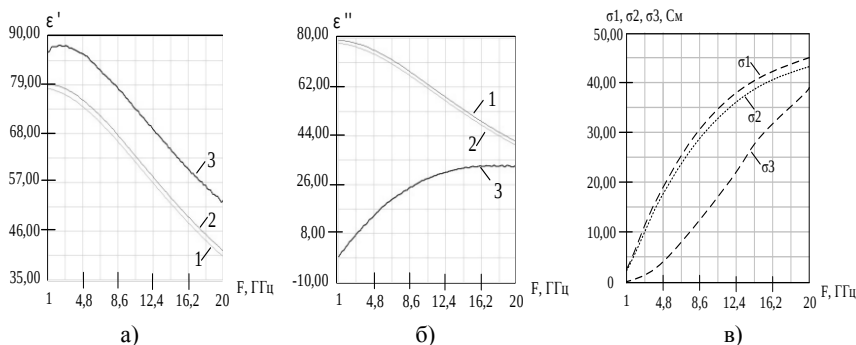


Рис. 2. Частотные зависимости параметров проводимости белка и желтка куриного яйца в диапазоне от 1 до 20 ГГц: а) действительная часть диэлектрической проницаемости; б) мнимая часть диэлектрической проницаемости (1 – дистиллированная вода, 2 – белок, 3 – желток); в) σ_1 – проводимость дистиллированной воды, σ_2 – проводимость белка, σ_3 – проводимость желтка)

Fig.1. 2. Frequency dependences of the egg's protein and yolk conductivity parameters in the range from 1 to 20 GHz: а) the real part of the dielectric permittivity; б) the imaginary part of the dielectric permittivity (1 - distilled water, 2-protein, 3-yolk); в) σ_1 - conductivity of distilled water, σ_2 -conductivity of egg protein, σ_3 - conductivity of egg yolk)

После 20 минутного воздействия низкоинтенсивным КВЧ-облучением $f = 42,25$ ГГц произошли изменения в зависимостях $\epsilon'' = F(f)$, что проиллюстрировано на рис. 3 и 4.

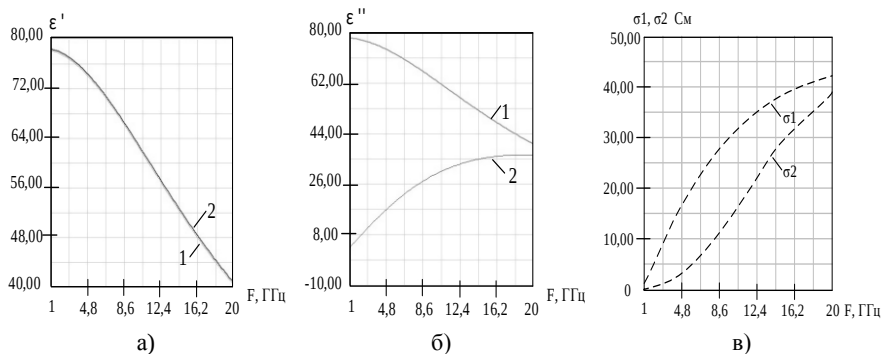


Рис. 3. Частотные зависимости параметров проводимости белка куриного яйца в диапазоне от 1 до 20 ГГц: а) действительная часть диэлектрической проницаемости; б) мнимая часть диэлектрической проницаемости (1 – белок, 2 – белок после воздействия КВЧ-излучения частотой $F = 42,25$ ГГц); в) проводимости: σ_1 – проводимость белка, σ_2 – проводимость белка после КВЧ-воздействия.

Fig. 3. Frequency dependences of chicken egg protein conductivity parameters in the range from 1 to 20 GHz: a) the real part of the dielectric permeability; б) the imaginary part of the dielectric permeability (1 - protein, 2 - protein after exposure to HF radiation frequency $F = 42.25$ GHz); c) conductivity: σ_1 -the conductivity of the protein, σ_2 - the conductivity of the protein after EHF exposure.

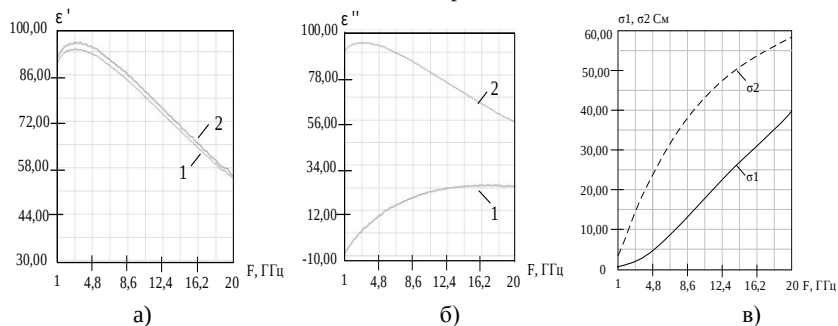


Рис. 4. Частотные зависимости параметров проводимости желтка куриного яйца в диапазоне от 1 до 20 ГГц: а) действительная часть диэлектрической проницаемости; б) мнимая часть диэлектрической проницаемости (1 – желток, 2 – желток после воздействия КВЧ-излучения частотой $F = 42,25$ ГГц); в) проводимости: σ_1 – проводимость желтка, σ_2 – проводимость желтка после КВЧ-воздействия

Fig. 4. Frequency dependences of the parameters of conductivity of egg yolk in the range from 1 to 20 GHz: a) the real part of the dielectric permittivity; b) the imaginary part of the dielectric permittivity (1 - yolk, 2-yolk after exposure to HF-radiation frequency $F = 42.25$ GHz); c) conductivity: σ_1 -yolk conductivity, σ_2 -yolk conductivity after EHF-exposure

Из приведенных графиков видно, что воздействие КВЧ волн наиболее сильно сказывается на ε'' , что и определяет частотные зависимости σ , указанные в [5]. Таким образом, присутствие в изучаемых средах биополимеров изменяет их выходные характеристики. Это может быть использовано для исследования живых систем, а также для разработки методов воздействия на них.

Исследование образцов суспензий бактерий двух видов и дрожжей показало следующие результаты рис. 5-8 а, б, в.

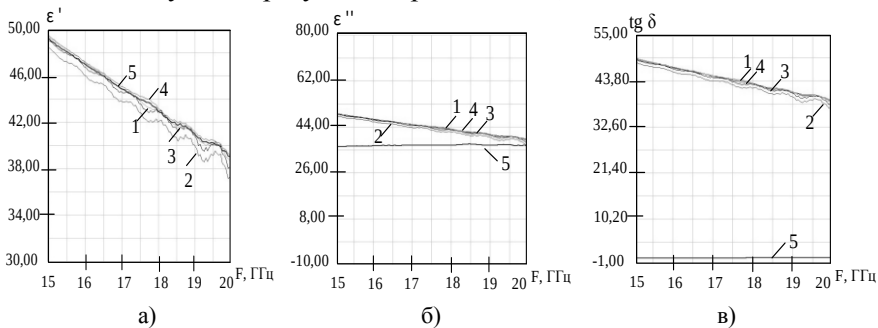


Рис. 5. Частотные зависимости параметров проводимости бактерий двух видов и дрожжей в диапазоне от 15 до 20 ГГц: а) действительная часть диэлектрической проницаемости; б) мнимая часть диэлектрической проницаемости; в) тангенс угла потерь (1 – дистиллированная вода, 2 – стандартный 0,9% физраствор, 3 – бактерии № 1, 4 – бактерии № 2, 5 – дрожжи № 3)

Fig. 5. Frequency dependences of the two types of bacteria and yeast conductivity parameters in the range from 15 to 20 GHz: a) the real part of the dielectric permittivity; b) the imaginary part of the dielectric permittivity; c) the tangent of the loss angle (1-distilled water, 2-standard 0.9% saline, 3-bacteria № 1, 4-bacteria № 2, 5-yeast № 3)

Из рис.5 видно, что в отличие от рис.2, наибольшую частотную зависимость проявляет не реактивная, а активная компонента ε^* , которая проявляет флуктуации, появляющиеся как для бактерий, так и для дрожжей. А тангенциальная чувствительность дрожжей примерно в 5 раз ниже, чем у бактерий, что вероятно объясняется принципиальным различием в их клеточных строениях.

Также были исследованы бактерии и дрожжи поочерёдно суспендированные в стандартном стерильном физрастворе (0,9% NaCl в стерильной дистиллированной воде), в соотношениях 1:1, 1:5. В эксперименте проводилось сравнение с параметрами стерильной дистиллированной воды. Было выявлено, что в указанном частотном диапазоне эти живые среды также демонстрируют неравномерные флуктуации компонент ε^* , но наибольшую амплитуду в них проявляет именно активная составляющая. Это проиллюстрировано на рис. 6 (характеристики для ε'' и $\operatorname{tg} \delta$ на них не приведены). При этом наблюдалось уменьшение этих флуктуаций с уменьшением концентрации бактерий в этом растворе.

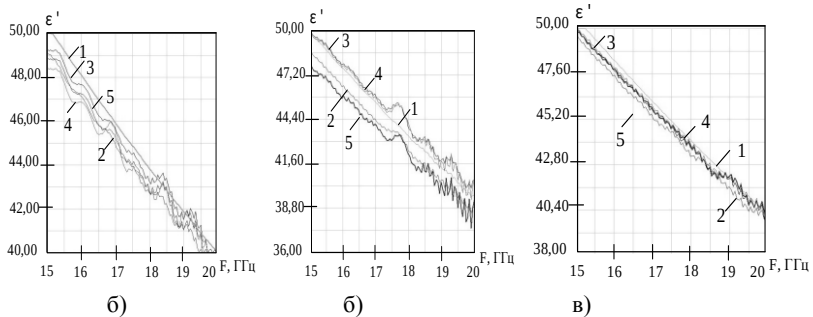


Рис. 6. Исследование действительной части диэлектрической проницаемости в диапазоне от 15 до 20 ГГц: а) бактерий вида № 1; б) бактерии № 2; в) дрожжи №3 (1 – дистиллированная вода, 2 – физраствор, 3 – бактерии (дрожжи), 4 – бактерии (дрожжи) и физраствор 1:1, 5 – бактерии (дрожжи) и физраствор 1:5)

Fig.6. Investigation of the actual dielectric permittivity in the range of 15 to 20 KHz: a) bacteria species № 1; b) bacteria № 2; c) yeast №3 ((1 – distilled water, 2-saline, 3-bacteria (yeast), 4-bacteria (yeast) and saline 1:1, 5 – bacteria (yeast) and saline 1:5)

Затем, после термостатирования, были исследованы растворы с неживыми бактериями, результаты которых приведены на рис.7.

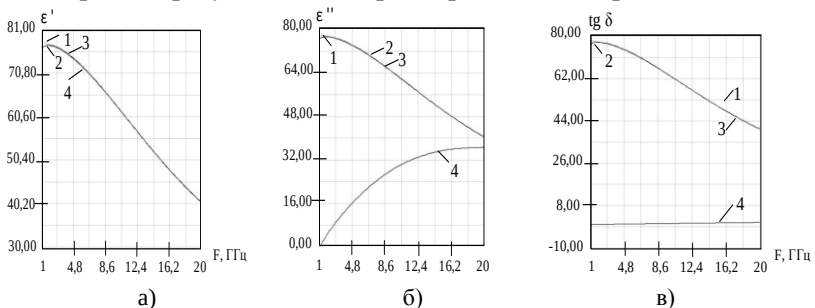


Рис. 7. Исследование параметров проводимости неживых бактерий и дрожжей в диапазоне от 1 до 20 ГГц: а) действительная часть диэлектрической проницаемости; б) мнимая часть диэлектрической проницаемости; в) тангенс угла потерь (1 – дистиллированная вода, 2 – бактерии № 1, 3 – бактерии № 2, 4 – дрожжи № 3)

Fig. 7. Investigation of the parameters of the conductivity of non-living bacteria and yeast in the 1-20 GHz range: a) the real part of the dielectric permittivity; b) the imaginary part of the dielectric permeability; c) the loss angle tangent (1-distilled water, 2-bacteria № 1, 3-bacteria № 2, 4-yeast № 3)

Видно, что частотные характеристики растворов с погибшими бактериями приближаются к графикам обычной дистиллированной воды.

4. Заключение

1. Компоненты свежего сырого яйца имеют отличающиеся в 3-4 раза параметры проводимости в СВЧ диапазоне частот, причём частотная характеристика белка почти совпадает с характеристикой дистиллированной воды.

2. После облучения КВЧ нетепловой интенсивности с $F = 42, 25$ ГГц, проводимость белка уменьшалась в несколько раз, а проводимость желтка увеличивалась и по своим значениям приближалась к проводимости необлучённого белка.

3. Наличие флуктуаций параметров диэлектрической проницаемости (особенно её активной компоненты ϵ') свидетельствует о присутствии в среде живых бактерий и дрожжей и может являться условием определения и регистрации процессов их жизнедеятельности.

Список литературы

- [1] Долгов Е.С., Малышев И.В., Покудина И.О., Рассказов А.Е., Усатов А.В., Цыганков А.Г. Исследование порогов чувствительности микроорганизмов к ЭМИ миллиметрового диапазона // Технологии живых систем. 2013. № 1. С. 58-61.
- [2] Malyshev I., Chervyakov G., Parshina N. A method for determining the admittance of chiral-dependent biological media in extremely high-frequency fields // Journal of Communications Technology and Electronics. 2015.V.60. P.747-750.
- [3] Малышев И.В., Паршина Н.В. Установка для многочастотного электромагнитного терапевтического (МЧЭМРТ) воздействия // Известия ЮФУ. Технические науки. – Ростов-на-Дону: Изд-во ЮФУ. 2015. № 9 (170). С. 190-199.
- [4] D. V. Blackham, R. D. Pollard, An Improved Technique for Permittivity Measurements Using a Coaxial Probe. IEEE Trans. on Instr. Meas., vol. 46, No 5, Oct. 1997, pp. 1093-1099.

[5] Малышев И. В., Паршина Н. В. Методы выявления метаболических частот биологических объектов в СВЧ и КВЧ диапазонах // Биомедицинская радиоэлектроника. 2015. № 2. С. 65-68.

References

[1] Dolgov E. S., Malyshev I. V., Pogodina I. O. Rasskazov A. E., Usatov A.V., Tsygankov A. G. [Investigation of thresholds of sensitivity of microorganisms to AMY strength's] // Technology of living systems. 2013. No. 1. P. 58-61. (In Russian).

[2] Malyshev I.V., Chervyakov G.G., Parshina N.V. [A method for determining the admission of chiral-dependent biological media in extremely high-frequency fields] // Journal of Communications Technology and Electronics. 2015.V. 60. P. 747-750.

[3] Malyshev, I. V., Parshina N. V. [In. Installation for multi-frequency electromagnetic th therapeutic (CAMRT) impact] // proceedings of the SFU. Technical science. - Ro-STOV-on-don: publishing House of SFU. 2015. № 9 (170). P. 190-199. (In Russian).

[4] D. V. Blackham, R. D. Pollard, An Improved Technique for Permittivity Measurements Using a Coaxial Probe, IEEE Trans. on Instr. Meas., vol. 46, No. 5, Oct. 1997, pp. 1093 - 1099.

[5] Malyshev I. V., Parshina N.V. [Methods of detection of metabolic frequencies of biological objects in microwave and HF bands] // Biomedical Radioelectronics. 2015. No. 2. P. 65-68. (In Russian).

A device for diagnosing bronchopulmonary diseases based on radiofrequency scanning

¹Semernik I.V., ¹Topalov F.S., ¹Dem'yanenko A.V., ²Semernik O.E.,
²Lebedenko A.A.

¹Southern Federal University
Nekrasovsky av., 44, Taganrog, 347922, Russia
ivsemernik@sfnu.ru

²Rostov State Medical University
Nahichevansky av., 29, Rostov-on-Don, 344022, Russia
semernick@mail.ru

Abstract: The design of the device for noninvasive diagnostics of bronchopulmonary diseases based on the study of the characteristics of the propagation of the microwave signal through the human thorax is presented.

Keywords: bronchopulmonary diseases, bronchial asthma, non-invasive diagnostics, microwave technologies, microwave signal, radiofrequency scanner

Устройство диагностики бронхолегочных заболеваний на основе радиочастотного сканирования грудной клетки

¹Семерник И.В., ¹Топалов Ф.С., ¹Демьяненко А.В., ²Семерник О.Е.,
²Лебеде́нко А.А.

¹ФГАОУ ВО «Южный федеральный университет»
пер. Некрасовский, 44, Таганрог, 347922, Россия
ivsemernik@sfnu.ru

²ФГБОУ ВО РостГМУ Минздрава России
пер. Нахичеванский, 29, Ростов-на-Дону, 344022, Россия
semernick@mail.ru

Аннотация: Представлена конструкция устройства для неинвазивной диагностики бронхолегочных заболеваний на основе исследования особенностей распространения СВЧ-сигнала через грудную клетку человека.

Ключевые слова: бронхолегочные заболевания, бронхиальная астма, неинвазивная диагностика, СВЧ-технологии, СВЧ-сигнал, радиочастотное сканирование

1. Введение

Бронхиальная астма - это одно из наиболее серьезных хронических заболеваний бронхолегочной системы, поражающее людей всех возрастных групп, в том числе и детей раннего возраста [1]. Поэтому разработка современных радиоэлектронных устройств, предназначенных для мониторинга состояния пациента в процессе лечения [2] и неинвазивной диагностики заболеваний бронхолегочной системы и, особенно, бронхиальной астмы [3] является актуальной задачей, имеющей важное прикладное значение.

В настоящей работе предлагается конструкция устройства неинвазивной диагностики бронхиальной астмы и определения локализации изменений в бронхолегочной системе на основе исследования особенностей распространения СВЧ электромагнитного излучения через грудную клетку человека.

2. Структурная схема устройства диагностики

Для реализации метода неинвазивной диагностики заболеваний бронхолегочной системы, особенно бронхиальной астмы, предложенного авторами в [4, 5] было разработано портативное устройство, упрощённая структурная схема которого приведена на рис.1.

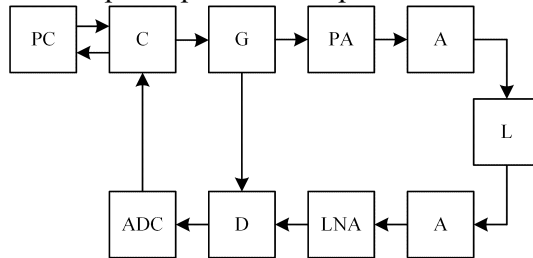


Рис. 1. Структурная схема устройства диагностики заболеваний бронхолегочной системы

Fig. 1. Block diagram of the bronchopulmonary diseases diagnosis device

Таким образом, устройство диагностики бронхиальной астмы включает в себя следующие основные блоки: компьютер (PC), блок управления (C), СВЧ-синтезатор частот (G), усилитель мощности (PA), передающая антенна (A), приёмная антенна (A), МШУ (LNA), измеритель коэффициента ослабления (D) и АЦП (ADC), грудная клетка пациента или фантом грудной клетки человека (L).

Устройство управления обеспечивает сбор результатов измерений и

прочей информации и передает её на компьютер, осуществляющий обработку и визуализацию результатов обследования. Измерение коэффициента прохождения СВЧ-сигнала через грудную клетку осуществляется путем сканирования, то есть последовательного перемещения передающего и/или приемного аппликаторов по поверхности грудной клетки пациента. При этом устройство диагностики осуществляет измерение коэффициента прохождения СВЧ-сигнала с определенной частотой через грудную клетку с фиксацией положения передающего аппликатора, реализованного на основе лазерного датчика смещения.

3. Экспериментальные результаты

Результаты экспериментальных исследований, приведенные в [4-6] показали, что разработанное устройство обеспечивает достоверное обнаружение резкой неоднородности в виде металлического диска диаметром 100 мм и толщиной 2,5 мм, включенной в фантом грудной клетки человека [7]. Но необходимо провести исследование возможности обнаружения неоднородности, имитирующей скопление мокроты различного размера в легких человека. Для этого было проведено радиочастотное сканирование фантома грудной клетки человека с неоднородностью в виде полого шарика из радиопрозрачного материала, наполненный 100 мл и менее 0,9 % раствором NaCl, а также в виде металлического предмета малого размера - металлического диска диаметром 20 мм и толщиной 1 мм, который можно рассматривать как имитацию наличия инородного тела в легких человека. Измерение коэффициента прохождения проводилось для трех частот зондирующего сигнала: 1150 МГц, 1250 МГц и 1450 МГц, с целью перекрытия всего диапазона частот, обеспечивающего возможность диагностики заболеваний бронхолегочной системы [8].

На рис.4 представлены результаты измерения коэффициента прохождения СВЧ-сигнала с частотой 1150 МГц при отсутствии неоднородности в фантоме грудной клетки человека. Черными точками отмечены точки, в которых был измерен коэффициент прохождения СВЧ-сигнала при сканировании. Результаты измерений, дополненные координатами передающего аппликатора, в процессе сканирования отправляются на ПК и захватываются в MATLAB в реальном времени. После завершения сканирования осуществлялась аппроксимация результатов и их визуализация.

Из рис.4 видно, что при отсутствии неоднородности в фантоме грудной клетки человека коэффициент прохождения СВЧ-сигнала с частотой 1150 МГц достаточно равномерен.

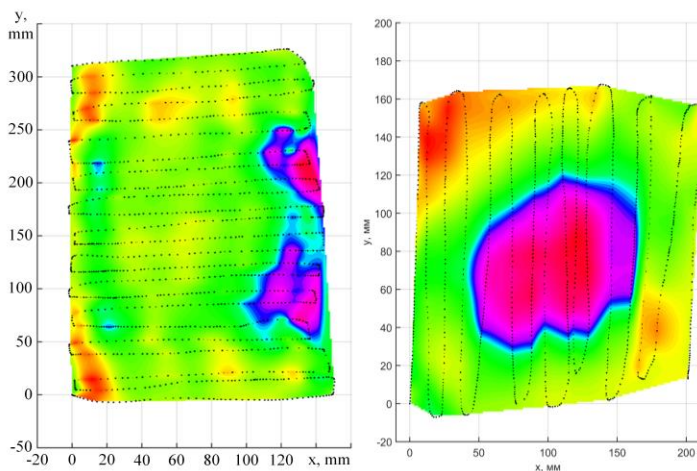


Рис. 4. Результаты измерения коэффициента прохождения при частоте СВЧ-сигнала 1150 МГц при отсутствии неоднородности (слева) и при наличии неоднородности (справа)

Fig. 4. Measurement results with 1150 MHz microwave signal without inhomogeneity (left) and with inhomogeneity (right)

Рассмотрим далее результаты измерения коэффициента прохождения СВЧ-сигнала через фантом грудной клетки человека при внесении неоднородности в виде полого шарика из радиопрозрачного материала, наполненного 100 мл 0,9 % раствором NaCl. На рис.4 (справа) представлены результаты измерения коэффициента прохождения зондирующего СВЧ-сигнала с частотой 1150 МГц.

Из рис.4 видно, что при сканировании СВЧ-сигналом с частотой 1150 МГц фантома грудной клетки человека с полым шариком, наполненным 100 мл 0,9 % раствором NaCl, имитирующим наличие мокроты в паренхиме лёгких, неоднородность достаточно точно отображается на результатах сканирования. При этом форма и размеры неоднородности отображаются чётко.

При прохождении зондирующего СВЧ-сигнала через область фантома грудной клетки человека, соответствующую центральной области неоднородности СВЧ-сигнал претерпевает меньшее ослабление, чем при прохождении через свободные области фантома. Но при прохождении СВЧ-сигнала с частотой 1250 МГц через граничные области неоднородности наблюдается большее ослабление зондирующего СВЧ-сигнала. Подобное распределение коэффициента прохождения СВЧ-сигнала с частотой 1250 МГц через фантом грудной клетки человека наблюдалось при внесении неоднородности в виде металлического диска [7]. При сканиро-

вании фантома СВЧ-сигналом с частотой 1450 МГц неоднородность в виде полого шарика, наполненного 100 мл 0,9 % раствором NaCl, на результатах не обнаруживается.

Рассмотрим результаты радиочастотного сканирования при внесении неоднородности в виде полого шарика, наполненного 30 мл раствором NaCl и имитирующим наличие малого количества мокроты в легких человека, а также при внесении металлического диска диаметром 20 мм и толщиной 1 мм, имитирующем наличие инородного тела в грудной клетке.

Анализ результатов радиочастотного сканирования СВЧ-сигналом с частотой 1150 МГц и 1250 МГц показал, что обнаружить неоднородности малого размера при использовании этих частот невозможно. На рис.5 показаны результаты радиочастотного сканирования при внесении в фантом грудной клетки указанных выше неоднородностей малого размера и частоте зондирующего сигнала 1450 МГц.

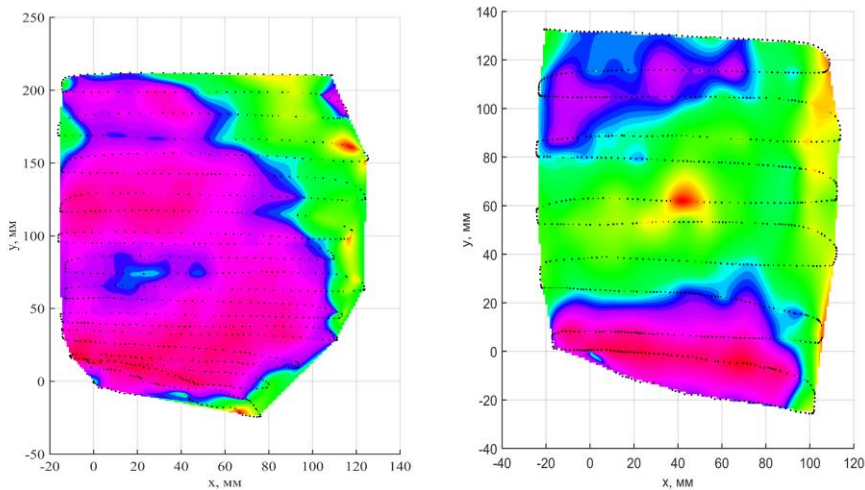


Рис. 5. Результаты измерения коэффициента прохождения при наличии полого шарика, наполненного 30 мл раствором NaCl (слева) и при наличии металлического диска (справа)

Fig. 5. Measurement results in the presence of empty ball filled with 30 ml NaCl solution (left) and in the presence of metal disk (right)

Из рис.5 видно, что неоднородности малого размера удалось обнаружить при радиочастотном сканировании только при высокой частоте зондирующего сигнала 1450 МГц, в отличие от неоднородностей большого размера. Кроме того, обнаружение неоднородности в виде полого шарика, наполненного 30 мл раствором NaCl стало возможно только после регулировки цветовой палитры изображения, поэтому неоднородность

данного размера можно считать пределом чувствительности устройства диагностики заболеваний бронхолегочной системы.

4. Заключение

Таким образом, в настоящей работе представлена практическая реализация устройства для неинвазивной диагностики заболеваний бронхолегочной системы. Показано, что при внесении крупной неоднородности в фантом грудной клетки человека форма и размер вносимой неоднородности наиболее отчётливо отображаются при частоте зондирующего СВЧ-сигнала 1150 МГц. Однако при внесении неоднородности малого размера ее обнаружение стало возможным только при более высокой частоте зондирующего сигнала. Дальнейшие исследования авторов направлены на улучшение устройства с целью повышения чувствительности и разрешающей способности.

Источники финансирования и выражение признательности

Доклад подготовлен по итогам исследования, проведенного в рамках проекта МК-5780.2018.8 при поддержке Совета по грантам Президента Российской Федерации.

Список литературы

- [1] National Heart Lung and Blood Institute, NIH (2012, June) What is Asthma? [Online] Available: <http://www.nhlbi.nih.gov/health/health-topics/topics/asthma>.
- [2] N. Celik, R. Gagarin, G. C. Huang, M. F. Iskander, B. W. Berg. Microwave Stethoscope: Development and Benchmarking of a Vital Signs Sensor Using Computer-Controlled Phantoms and Human Studies. IEEE Transactions on Biomedical Engineering, Vol.61, 2014, No. 8, pp. 2341-2349. DOI: 10.1109/TBME.2013.2241763.
- [3] M. A. Cristensen, E. Leitner, B. Levy, B. B. Sathiyamoorthy, D. T. Burke, T. H. Sisson. Breath Sounds Analysis for Asthma Monitoring: A Method for Automated Detection of Flow Events from Tracheal Recordings. 2014 Health Innovations and Point-of-Care Technologies Conference, Seattle, Washington USA, October 8-10, 2014, pp. 331-334. DOI: 10.1109/HIC.2014.7038942.
- [4] I.V. Semernik, A.V. Dem'yanenko, O.E. Semernik, A.A. Lebedenko. Non-invasive method for bronchopulmonary diseases diagnosis in patients of all ages based on the microwave technologies. 2017 IEEE Conference of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering Proceedings, February 01-03, 2017, St. Petersburg, Russia. DOI: 10.1109/EIConRus.2017.7910497
- [5] Семерник О.Е., Лебеденко А.А., Семерник И.В., Демьяненко А.В. Радиочастотное сканирование грудной клетки как метод диагностики бронхиальной астмы у детей // Известия высших учебных заведений. Физика, т. 58, № 8-2, 2015. – С. 328-330.
- [6] Лебеденко А.А., Семерник И.В., Демьяненко А.В., Семерник О.Е., Топалов Ф.С. Радиочастотное сканирование грудной клетки как метод диагностики бронхиальной астмы. Монография. Изд-во: Ростовский государственный медицинский университет, Ростов-на-Дону, 2017, 95 с.

[7] Semernik I.V., Dem'yanenko A.V., Topalov F.S., Samonova Ch.V., Semernik O.E., Lebedenko A.A. Bronchial Asthma Diagnosis Device Based on Microwave Technologies. Proceedings of 2017 Radiation and Scattering of Electromagnetic Waves RSEMW-2017, June 26-30, Divnomorskoe, Russia. DOI: 10.1109/RSEMW.2017.8103648

[8] Семерник И.В., Семерник О.Е., Демьяненко А.В., Лебеденко А.А. Методика неинвазивной диагностики бронхиальной астмы на основе микроволновых технологий // Медицинская техника, № 2 (302), 2017. – С. 35-38.

References

[1] National Heart Lung and Blood Institute, NIH (2012, June) What is Asthma? [Online] Available: <http://www.nhlbi.nih.gov/health/health-topics/topics/asthma> (in Russian).

[2] N. Celik, R. Gagarin, G. C. Huang, M. F. Iskander, B. W. Berg. Microwave Stethoscope: Development and Benchmarking of a Vital Signs Sensor Using Computer-Controlled Phantoms and Human Studies. IEEE Transactions on Biomedical Engineering, Vol.61, 2014, No. 8, pp. 2341-2349. DOI: 10.1109/TBME.2013.2241763.

[3] M. A. Cristensen, E. Leitner, B. Levy, B. B. Sathiyamoorthy, D. T. Burke, T. H. Sisson. Breath Sounds Analysis for Asthma Monitoring: A Method for Automated Detection of Flow Events from Tracheal Recordings. 2014 Health Innovations and Point-of-Care Technologies Conference, Seattle, Washington USA, October 8-10, 2014, pp. 331-334. DOI: 10.1109/HIC.2014.7038942.

[4] I.V. Semernik, A.V. Dem'yanenko, O.E. Semernik, A.A. Lebedenko. Non-invasive method for bronchopulmonary diseases diagnosis in patients of all ages based on the microwave technologies. 2017 IEEE Conference of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering Proceedings, February 01-03, 2017, St. Petersburg, Russia. DOI: 10.1109/EIConRus.2017.7910497

[5] O. E. Semernik, A. V. Dem'yanenko, I. V. Semernik, A. A. Lebedenko. Radio-Frequency Scanning of the Chest as a Method of Diagnostics for Bronchial Asthma in Children. Izvestiya vysshyh uchebnyh zavedeniy. Fizika [Proceedings of the higher educational institutions. Physics]. Vol. 58, 2015, No. 8/2, pp. 328-330. (in Russian)

[6] Lebedenko A.A., Semernik I.V., Dem'yanenko A.V., Semernik O.E., Topalov F.S. Radiochastotnoye skanirovaniye grudnoy kletki kak metod diagnostiki bronkhial'noy astmy [Radiofrequency scanning of the breast cell as a method of diagnostics of bronchial asthma]. Rostov-on-Don, RSMU Publ., 2017, 95 p. (in Russian)

[7] Semernik I.V., Dem'yanenko A.V., Topalov F.S., Samonova Ch.V., Semernik O.E., Lebedenko A.A. Bronchial Asthma Diagnosis Device Based on Microwave Technologies. Proceedings of 2017 Radiation and Scattering of Electromagnetic Waves RSEMW-2017, June 26-30, Divnomorskoe, Russia. DOI: 10.1109/RSEMW.2017.8103648

[8] Semernik I.V., Semernik O.E., Dem'yanenko A.V., Lebedenko A.A. A Method for Noninvasive Diagnosis of Bronchial Asthma Based on Microwave Technology. Biomedical Engineering, Vol. 51(2), pp. 124-127. DOI: 10.1007/s10527-017-9698-3.

Acknowledgements

The paper is based on the research results, which was conducted in the framework of project MK-5780.2018.8 with the support of the Grant Council of the President of the Russian Federation.

Development of a broadband microwave applicator for the diagnosis of bronchopulmonary diseases

Semernik I.V., Dem'yanenko A.V., Nevstruev Ya.V.

Southern Federal University

Nekrasovsky av., 44, Taganrog, 347922, Russia

ivsemernik@sfnu.ru

Abstract: *In this paper, we propose the design of a broadband microwave applicator and a complex antenna system that can be used as part of a device for diagnosing bronchial asthma and determining the localization of changes in the bronchopulmonary system. The paper presents the results of electrodynamic modeling of two versions of the developed broadband microwave applicator.*

Keywords: *bronchopulmonary diseases, bronchial asthma, non-invasive diagnostics, microwave technologies, microwave signal, microwave antenna, applicator*

Разработка широкополосного СВЧ-аппликатора для устройства диагностики бронхолегочных заболеваний

Семерник И.В., Демьяненко А.В., Невструев Я.В.

ФГАОУ ВО «Южный федеральный университет»

пер. Некрасовский, 44, Таганрог, 347922, Россия

ivsemernik@sfnu.ru

Аннотация: *В данной работе предлагается конструкция широкополосного СВЧ-аппликатора и комплексной антенной системы, которые могут быть использованы в составе устройства для диагностики бронхиальной астмы и определения локализации изменений в бронхолегочной системе. В работе приведены результаты электродинамического моделирования двух вариантов разработанного широкополосного СВЧ-аппликатора.*

Ключевые слова: *бронхолегочные заболевания, бронхиальная астма, неинвазивная диагностика, СВЧ-технологии, СВЧ-сигнал, СВЧ-антенна, аппликатор*

1. Введение

Сохранение здоровья – это одна из самых серьёзных проблем человечества в 21 веке. Одну из лидирующих позиций в списке наиболее рас-

пространённых заболеваний занимают респираторные заболевания, наиболее серьёзное из которых – бронхиальная астма (БА) [1]. В настоящее время для диагностики астмы применяют различные методы диагностики [2], но им присущи существенные недостатки, ограничивающие возможность их применения. В то же время в доступны методы диагностики, позволяющие определять наличие изменений в бронхолёгочной системе человека и получать информацию о локализации данных изменений. Подобные методы основаны на использовании радио- и сверхвысоко-частотного излучения [3].

В данной работе предлагается конструкция широкополосного СВЧ аппликатора и комплексной антенной системы, которые могут быть использованы для диагностики бронхиальной астмы и определения локализации изменений в бронхолёгочной системе на основе измерения коэффициента прохождения СВЧ сигнала через грудную клетку пациента.

2. Конструкция широкополосного СВЧ-аппликатора

В работах [4] СВЧ-аппликатор, выполнен на основе микрополосковой передающей линии и оптимизирован для наилучшей передачи мощности СВЧ-сигнала с частотой 915 МГц в ткани человеческого тела. Однако в работах авторов [5] было показано, что для наиболее точного определения изменений содержания мокроты в лёгких человеческого тела необходимо использовать СВЧ-сигнал с частотой в диапазоне от 1100 МГц до 1500 МГц.

Таким образом, возникла задача разработки широкополосного СВЧ-аппликатора, способного обеспечивать передачу мощности сигнала во всём указанном выше частотном диапазоне. Дополнительной задачей было максимально возможная минимизация габаритных размеров аппликатора. Для решения данной задачи было проведено моделирование и оптимизация характеристик СВЧ-аппликатора в пакете CST STUDIO.

Для определения параметров аппликатора в пакете CST STUDIO была построена модель участка грудной клетки, представленная на рис.1.

Модель грудной клетки человека, состоит из нескольких слоёв, электрофизические параметры которых соответствуют характеристикам тканей человеческого тела в выбранном диапазоне частот [6]: кожа, подкожно-жировая клетчатка, костно-мышечный каркас и лёгочная паренхима. Толщина каждого слоя определена на основе результатов статистического анализа результатов СКТ и МРТ-исследований органов грудной

клетки человека, результаты которого приведены в следующем разделе, для возрастной группы 4-6 лет [7].

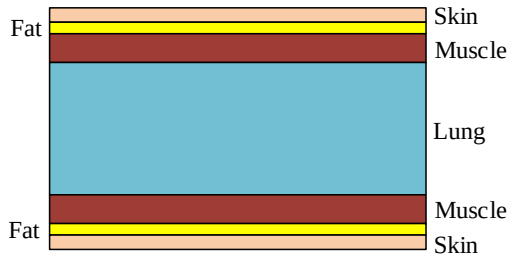


Рис. 1. Модель участка грудной клетки человека

Fig. 1. Human thorax model

Разработанный аппликатор выполнен на основе СВЧ-ламината Флан-10 толщиной 1 мм с относительной диэлектрической проницаемостью $\epsilon = 10$. Питание осуществляется с помощью коаксиального кабеля RG-58 с волновым сопротивлением 50 Ом, напаянного на одном торце аппликатора. На противоположной стороне для согласования антенны с питающим кабелем напаян SMD резистор номиналом 51 Ом.

Внешний вид и основные габаритные размеры СВЧ-аппликатора приведены на рис.2.

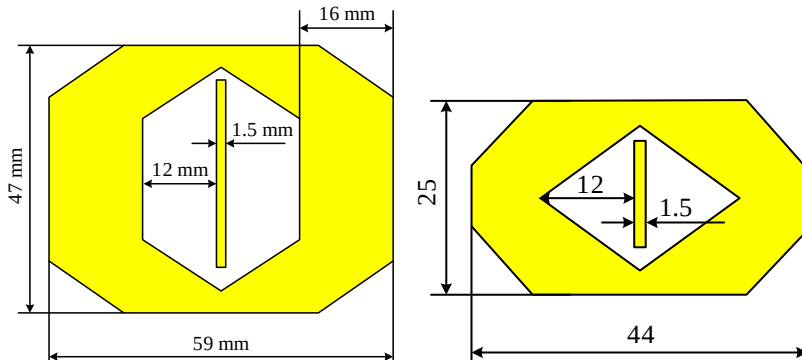


Рис. 2. Внешний вид и габаритные размеры двух вариантов широкополосных СВЧ-аппликаторов

Fig. 2. Dimensions of the two variants of the broadband microwave applicators

Из рис. 2 видно, что размеры разработанного широкополосного СВЧ-аппликатора составляют 47х59 мм. В результате минимизации габаритных размеров была получена конструкция СВЧ-аппликатора, внешний

вид которой представлен на рис 2 (справа).

3. Полученные результаты

На рис.3 приведены рассчитанные значения величины потерь на отражение и коэффициента прохождения сигнала через грудную клетку человека. Значения величины потерь на отражение приведены для оценки согласования аппликатора с питающим кабелем.

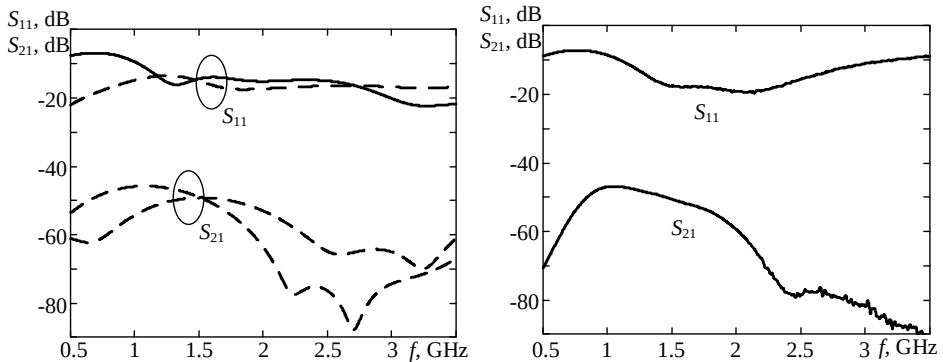


Рис. 3. Зависимость величины потерь на отражение и коэффициента прохождения сигнала через модель грудной клетки человека от частоты СВЧ-сигнала

Fig. 3. Dependence of the reflection loss and the transmission coefficient of the signal through the model of the human chest from the frequency of the microwave signal

Из анализа частотной зависимости величины потерь на отражение видно, что разработанный широкополосный СВЧ-аппликатор обеспечивает эффективное излучение СВЧ-сигнала во всем требуемом диапазоне частот. Коэффициент ослабления СВЧ-сигнала составляет -50 – -70 дБ и определяется электрофизическими параметрами и габаритными размерами модели грудной клетки. Так как при разработке модели использовались реальная толщина слоёв тканей тела человека, то величина ослабления соответствует реальным результатам, наблюдаемым при проведении эксперимента. Видно также, что проведенная минимизация габаритов аппликатора незначительно сказалась на рабочих характеристиках в указанном выше диапазоне частот.

СВЧ-аппликаторы разработанной конструкции могут быть использованы при реализации антенной системы устройства диагностики бронхолегочных заболеваний [8]. При этом приемная и передающая антенны могут представлять собой одиночные аппликаторы, при этом осуществ-

ляется сканирование путём одновременного перемещения обоих аппликаторов по поверхности грудной клетки человека.

Приёмная и/или передающая антенна может быть реализована в виде матрицы аппликаторов, что частично или полностью устраняет необходимость механического перемещения аппликаторов. При этом возникает проблема с питанием каждого элемента матрицы аппликаторов, которая была решена путём установки дополнительной печатной платы, размещаемой на высоте 6 мм над матрицей аппликаторов.

Питание каждого элемента матрицы аппликаторов при этом осуществляется с помощью штыревых разъёмов типа PBS1.27-3 для поверхностного монтажа (рис. 4).

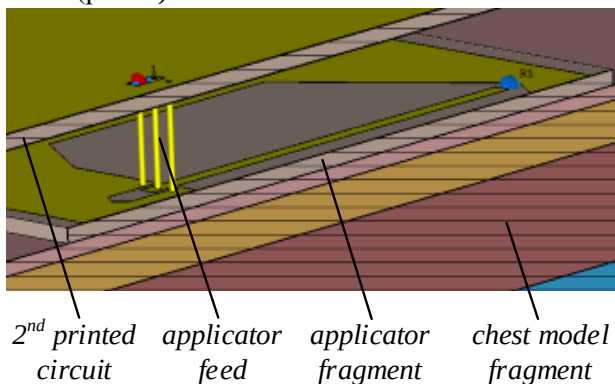


Рис. 4. Сечение модели грудной клетки и аппликатора при наличии дополнительной печатной платы

Fig. 4. Cross section of the chest and applicator model with an additional printed circuit board

Результаты проведенного в CST STUDIO моделирования подтверждают допустимость и работоспособность предлагаемого метода питания элементов матрицы.

На рис. 3 (справа) приведены рассчитанные значения величины потерь на отражение и коэффициента прохождения сигнала через грудную клетку человека при использовании конструкции аппликатора, приведенной на рис. 4.

Значения SAR не превышают допустимых значений [8]. При этом максимальное значение SAR получено для аппликатора, конструкция которого представлена на рис. 3 и составляет 0,101 Вт/Кг при усреднении в объеме 10 г. Значения SAR получены при уровне мощности источника 1 мВт, что вполне достаточно для проведения обследования [9]. Макси-

мальное значение SAR для аппликаторов не превышает 0,0662 Вт/Кг в пределах рабочего диапазона частот.

4. Заключение

Таким образом, в работе представлены результаты моделирования двух вариантов конструкции СВЧ-аппликатора, способного работать в широком диапазоне частот. Рассмотрен также вариант реализации антенной системы устройства диагностики бронхиальной астмы в виде матрицы СВЧ-аппликаторов. Моделирование проведено в пакете CST STUDIO на основе модели грудной клетки, построенной в соответствии с результатами анализа СКТ-, МРТ-исследований органов грудной клетки человека. Значения SAR всех рассмотренных вариантов широкополосных СВЧ-аппликаторов не превышают допустимых значений.

Источники финансирования и выражение признательности

Доклад подготовлен по итогам исследования, проведенного в рамках проекта МК-5780.2018.8 при поддержке Совета по грантам Президента Российской Федерации.

Список литературы

- [1] National Heart Lung and Blood Institute, NIH (2012, June) What is Asthma? [Online] Available: <http://www.nhlbi.nih.gov/health/health-topics/topics/asthma>.
- [2] N.R. Lange, D.P. Schuster. The measurement of lung water. Critical Care, 1999, Vol.3, No.2.
- [3] M.F. Iskander, R. Maini, C.H. Durney, D.G. Bragg. A Microwave Method for Measuring Changes in Lung Water Content: Numerical Simulation. IEEE Transactions on Biomedical Engineering, 1981, Vol. BME-28, No.12, pp. 797-804.
- [4] Nuri Celik, Ruthsenne Gagarin, James Baker, Hyoun-Sun Youn, Magdy F. Iskander. A Noninvasive Microwave Sensor and Signal Processing Technique for Continuous Monitoring of Vital Signs // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2011, Vol. 10, pp. 286-289.
- [5] I.V. Semernik, A.V. Dem'yanenko, O.E. Semernik, A.A. Lebedenko. Non-invasive method for bronchopulmonary diseases diagnosis in patients of all ages based on the microwave technologies. 2017 IEEE Conference of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering Proceedings, February 01-03, 2017, St. Petersburg, Russia. DOI: 10.1109/EIConRus.2017.7910497
- [6] C. Gabriel. Compilation of the dielectric properties of body tissues at RF and microwave frequencies. Brooks AF Tech. Rep. AL/OE-TR-1996-0037, 1996.
- [7] Лебеденко А.А., Семерник О.Е., Демьяненко А.В., Семерник И.В., Топалов Ф.С., Андреева А.О. Результаты МРТ-исследования послышного строения грудной клетки у детей // Современные научные исследования и инновации (электронный научно-практический журнал). – 2016. - № 2 (58). – С. 845-848.
- [8] "Evaluating compliance with FCC guidelines for human exposure to radiofrequency electromagnetic fields", FCC, Washington, DC, Tech. Rep. OET Bull. 65 Supp. C, June 2001.

[9] Семерник О.Е., Лебеденко А.А., Семерник И.В., Демьяненко А.В. Радиочастотное сканирование грудной клетки как метод диагностики бронхиальной астмы у детей // Известия высших учебных заведений. Физика, т. 58, № 8-2, 2015. – С. 328-330.

References

- [1] National Heart Lung and Blood Institute, NIH (2012, June) What is Asthma? [Online] Available: <http://www.nhlbi.nih.gov/health/health-topics/topics/asthma>.
- [2] N.R. Lange, D.P. Schuster. The measurement of lung water. Critical Care, 1999, Vol.3, No.2.
- [3] M.F. Iskander, R. Maini, C.H. Durney, D.G. Bragg. A Microwave Method for Measuring Changes in Lung Water Content: Numerical Simulation. IEEE Transactions on Biomedical Engineering, 1981, Vol. BME-28, No.12, pp. 797-804.
- [4] Nuri Celik, Ruthsenne Gagarin, James Baker, Hyoung-Sun Youn, Magdy F. Iskander. A Noninvasive Microwave Sensor and Signal Processing Technique for Continuous Monitoring of Vital Signs // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2011, Vol. 10, pp. 286-289.
- [5] I.V. Semernik, A.V. Dem'yanenko, O.E. Semernik, A.A. Lebedenko. Non-invasive method for bronchopulmonary diseases diagnosis in patients of all ages based on the microwave technologies. 2017 IEEE Conference of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering Proceedings, February 01-03, 2017, St. Petersburg, Russia. DOI: 10.1109/EIConRus.2017.7910497
- [6] C. Gabriel. Compilation of the dielectric properties of body tissues at RF and microwave frequencies. Brooks AF Tech. Rep. AL/OE-TR-1996-0037, 1996.
- [7] Lebedenko A.A., Semernik O.E., Dem'yanenko A.V., Semernik I.V., Topalov F.S., Andreeva A.O. The results of MRI studies of layered chest structures at children. Modern Scientific researches and innovations. 2016, No. 2 (58), pp. 845-848 (In Russian).
- [8] "Evaluating compliance with FCC guidelines for human exposure to radiofrequency electromagnetic fields", FCC, Washington, DC, Tech. Rep. OET Bull. 65 Supp. C, June 2001.
- [9] O. E. Semernik, A. V. Dem'yanenko, I. V. Semernik, A. A. Lebedenko. Radio-Frequency Scanning of the Chest as a Method of Diagnostics for Bronchial Asthma in Children. Izvestiya vysshyh uchebnyh zavedeniy. Fizika [Proceedings of the higher educational institutions. Physics]. Vol. 58, 2015, No. 8/2, pp. 328-330. (In Russian)

Acknowledgements

The paper is based on the research results, which was conducted in the framework of project MK-5780.2018.8 with the support of the Grant Council of the President of the Russian Federation.

Biological sensor based on microwave resonator for the detection of bacteriophages

¹Zaitsev B.D., ²Smirnov A.V., ^{3,4}Guliy O.I., ³Karavaeva O.A.,
¹Borodina I.A.

¹Kotel'nikov Institute of Radio Engineering and Electronics of RAS, Saratov Branch,
Saratov, 410019, Russian Federation
zai-boris@yandex.ru

²Chernyshevskii Saratov National Research University
Saratov, 410012, Russian Federation

³Institute of Biochemistry and Physiology of Plants and Microorganisms of RAS,
Saratov, 410049, Russian Federation

⁴Saratov State Vavilov Agrarian University,
Saratov, 410012, Russian Federation
guliy_olga@mail.ru

Abstract: The possibility of immobilization of microbial cells on the surface of thin films of polystyrene modified in the plasma of a high-frequency argon discharge is shown by the example of *Azospirillum lipoferum* Sp59b. Optimal conditions for cell immobilization were determined to preserve cell activity against specific bacteriophages. For the first time, the possibility of recording the interactions of immobilized cells with specific bacteriophages with the help of a detection system based on a microwave resonator was demonstrated. It has been shown that the sensor allows to distinguish situations when bacterial cells interact with specific bacteriophages from the control experiments when such interaction is absent. The results obtained are promising from the point of view of developing methods for determining viral particles.

Keywords: microwave electrodynamic resonator, polystyrene film modified in HF plasma discharge, immobilization of bacterial cells, bacteriophages, specific and nonspecific interactions of bacteriophages with cells, reflection coefficient.

Биологический датчик на основе СВЧ резонатора для обнаружения бактериофагов

¹Зайцев Б.Д., ²Смирнов А.В., ^{3,4}Гулий О.И., ³Каравеева О.А.,
¹Бородин И.А.

¹Институт Радиотехники и Электроники им. В.А. Котельникова РАН, Саратовский филиал
zai-boris@yandex.ru

г. Саратов, 410019, Российская Федерация

²Саратовский национальный исследовательский государственный университет имени Н.Г. Чернышевского
г. Саратов, 410012, Российская Федерация

³Институт биохимии и физиологии растений и микроорганизмов РАН
г. Саратов, 410049, Российская Федерация

⁴Саратовский государственный аграрный университет им. Н.И. Вавилова
г. Саратов, 410012, Российская Федерация
guliy_olga@mail.ru

Аннотация: Показана возможность иммобилизации микробных клеток на поверхности тонких плёнок полистирола, модифицированных в плазме высокочастотного разряда аргона, на примере *Azospirillum lipoferum* Sp59b. Определены оптимальные условия иммобилизации для сохранения активности клеток в отношении специфичных бактериофагов. Впервые показана возможность регистрации взаимодействий иммобилизованных клеток со специфичными бактериофагами с помощью детектирующей системы на основе СВЧ резонатора. Показано, что датчик позволяет разграничивать ситуации, когда происходит взаимодействие бактериальных клеток со специфичными бактериофагами от контрольных экспериментов, когда такое взаимодействие отсутствует. Полученные результаты представляются перспективными для развития методов определения вирусных частиц.

Ключевые слова: СВЧ электродинамический резонатор, пленка полистирола модифицированная в ВЧ плазме, иммобилизация бактериальных клеток, бактериофаги, специфичные и неспецифичные взаимодействия бактериофагов с клетками, коэффициент отражения.

1. Введение

Вирусные инфекции на сегодняшний день остаются одной из глобальных проблем и в связи с этим активно развиваются исследования, направленные на разработку новых экспресс-методов их определения. При этом бактериофаги являются прекрасной моделью для разработки систем детекции вирусов, а инструментом для распознавания вирусов могут служить специфичные им микробные клетки. Для определения вирусов разработано огромное количество микробиологических, биохимических, молекулярно-биологических, иммунологических, физических методов [1]. Одно из перспективных направлений разработки аналитических приборов

для определения вирусов связано с развитием биосенсорных систем, что обусловлено достаточной их простотой, экономичностью и достаточно высокой чувствительностью [2-4].

Целью данной работы явилась разработка метода иммобилизации микробных клеток на пленках полистирола и создание электромагнитного СВЧ биологического датчика для определения вирусов [5]. В качестве модельной системы использовали микробные клетки *Azospirillum lipoferum* штамма Sp59b и специфичный им бактериофаг ΦA1-Sp59b.

2. Описание биологического датчика

Биологический датчик был создан на основе СВЧ электромагнитного резонатора, представляющего собой отрезок прямоугольного волновода длиной 74 мм с сечением 28.5×12.6 мм (рис.1).

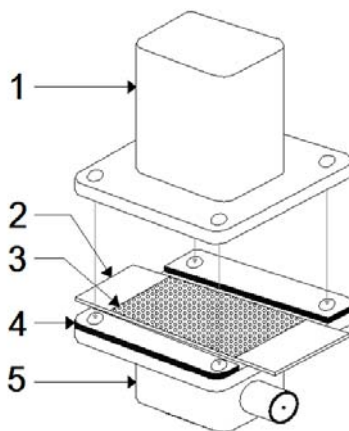


Рис. 1. Схема СВЧ датчика: 1 – отрезок волноводного тракта, 2 – пластина ниобата лития, 3 – пленка полистирола, 4 – направляющие полоски, 5 – коаксиально - волноводный переход.

Fig. 1. Microwave sensor circuit: 1 - section of the waveguide, 2 - lithium niobate plate, 3 - polystyrene film, 4 – guide strips, 5 - coaxial-waveguide adapter.

Один торец волновода был электрически закорочен медной пластинкой. На втором конце волновода располагалась пластина ниобата лития с плёнкой полистирола, которая была модифицирована в плазме ВЧ разряда аргона. Для адсорбции бактериальных клеток пластина помещалась в суспензию с клетками на определенное время. Процент адсорбции микробных клеток определяли по разнице концентраций клеток в суспен-

зии до и после инкубации носителя. Было найдено оптимальное время выдержки, которое оказалось равным 30 мин.

Пластинка ниобата лития с диэлектрической проницаемостью порядка 35-40 полностью заполняла поперечное сечение волновода и представляла собой существенную неоднородность. Таким образом, резонанс возникал на отрезке волновода, ограниченном с одной стороны медной пластинкой, а с другой стороны – пластиной ниобата лития с пленкой полистирола. Для точного позиционирования пластины ниобата лития использовались направляющие полоски.

3. Методика измерений и обсуждение результатов

Исследовалась возможность детекции и идентификации бактериофагов с помощью разработанного биологического датчика. Посредством коаксиально-волноводного перехода СВЧ резонатор подключался к измерителю S параметров E5071C, и измерялась частотная зависимость параметра S_{11} в диапазоне 5 – 8.5 ГГц. Были обнаружены три ярко выраженных минимума, соответствующих резонансным частотам 5.67, 6.69 и 8.07 ГГц, которые показаны на рис. 2. Анализ показал, что для этих резонансов

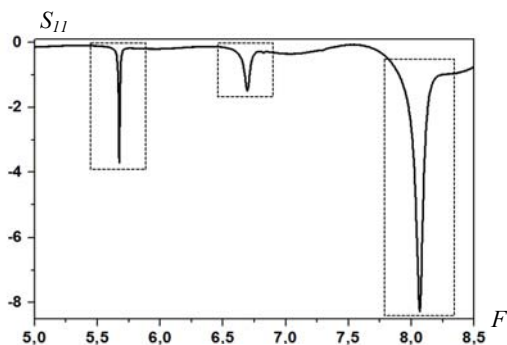


Рис. 2. Зависимость коэффициента отражения S_{11} (дБ) от частоты (ГГц) для модифицированной в плазме плёнки полистирола до иммобилизации микробных клеток.

Fig. 2. Dependence of the reflection coefficient S_{11} (dB) on the frequency (GHz) for the polystyrene film modified in plasma before the immobilization of the microbial cells.

вдоль резонатора укладывается одна, две и три длины волны в волноводе, соответственно. Третий резонанс характеризовался наименьшим коэффициентом отражения, и в дальнейшем исследование взаимодействия иммобилизованных бактериальных клеток и бактериофагов проводилось

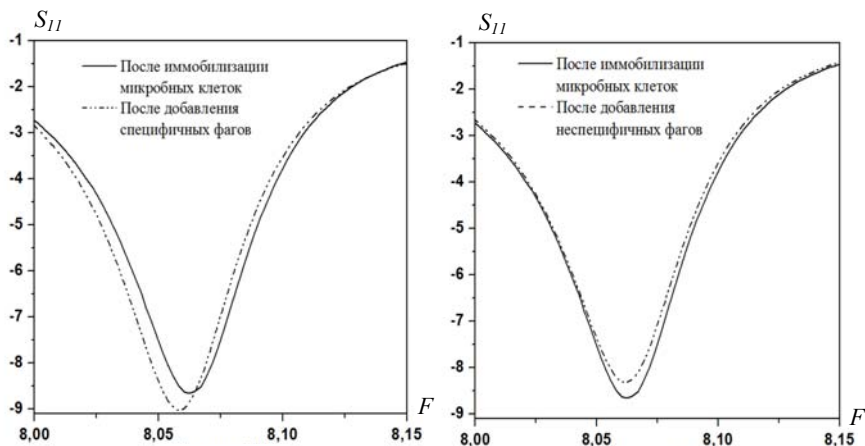


Рис. 3. Зависимость коэффициента отражения S_{11} (дБ) от частоты (ГГц) для модифицированной плёнки полистирола до (сплошные кривые) и после (пунктирные кривые) добавления специфичных (слева) и неспецифичных (справа) бактериофагов.

Fig. 2. Dependence of the reflection coefficient S_{11} (dB) on the frequency (GHz) for the modified polystyrene film before (solid lines) and after (dotted line) addition of the specific (left) and nonspecific (right) bacteriophages.

именно для этого резонанса. Экспериментально было установлено, что оптимальное время иммобилизации составляет 30 мин. Благодаря иммобилизации клеток в течение этого времени глубина резонансного пика увеличилась от -8.28 дБ до -8.66 дБ. Именно это время и использовалось во всех дальнейших биологических взаимодействиях. Исследование проводилось следующим образом. Измерялась частотная зависимость параметра S_{11} резонатора с иммобилизованными клетками *A. lipoferrum* Sp59b. Частота и глубина пика для этого случая составили 8.06 ГГц и -8.66 дБ, соответственно. Далее к иммобилизованным клеткам добавлялись специфичные бактериофаги ФА1-Sp59b и процесс измерения повторялся. После этого резонансная частота и глубина пика оказались равными 8.055 ГГц и -9.04 дБ. На рис. 3 (левая часть) показаны частотные зависимости коэффициента отражения S_{11} до и после добавления специфичного бактериофага.

Проводились также контрольные эксперименты по неспецифичному взаимодействию бактериофагов с исследуемыми клетками. К микробному биокатализатору с клетками *A. lipoferrum* Sp59b добавляли неспецифичный бактериофаг M13K07. В этом случае глубина пика незначительно умень-

шилась, но резонансная частота оставалась неизменной. Это подтверждается рис.3 (правая часть), который представляет частотную зависимость коэффициента отражения S_{11} до и после добавления неспецифичного бактериофага.

Следовательно, датчик позволяет разграничивать специфическое и неспецифическое взаимодействие бактериальных клеток с бактериофагами. Это означает, что разработанный датчик позволяет не только обнаруживать бактериальные клетки, но и идентифицировать их. Эксперименты показали, что в качестве аналитического сигнала следует использовать резонансную частоту электродинамического резонатора.

4. Заключение

Таким образом, впервые показана возможность использования пленок полистирола, модифицированных в плазме ВЧ разряда аргона, в качестве носителя для микробных клеток. Установлена возможность иммобилизации клеток на примере *A. lipofерum* штамма Sp59b методом адсорбции на пленке полистирола и оптимизированы условия получения биокатализатора с сохранением максимальной активности в отношении специфичных бактериофагов ФАI-Sp59b. Показана возможность регистрации взаимодействия микробных биокатализаторов со специфичными бактериофагами на основе СВЧ резонатора. Датчик позволяет разграничивать специфическое и неспецифическое взаимодействие бактериальных клеток, иммобилизованных на полистирольном носителе с бактериофагами. Описанный метод является простым и позволяет детектировать бактериофаги до тех пор, пока на микробном чипе есть чувствительные к нему клетки. Полученные результаты являются первыми исследованиями в данном направлении, и разрабатываемый микробный биокатализатор может применяться для детекции вирусных частиц и разработки соответствующей биосенсорной системы определения вирусов в водных растворах.

Источники финансирования и выражение признательности

Доклад подготовлен по итогам исследования при частичной финансовой поддержке Российского фонда фундаментальных исследований – гранты № 16–07–00821 и № 16–07–00818.

Список литературы

[1] Yousef A. E. Detection of bacterial pathogens in different matrices: current practices and challenges // Principles of bacterial detection: biosensors, recognition receptors and Microsystems / Ed. M. Zourob S. Elwary, and A. Turner. New York: Springer. 2008. 503 p.

- [2] Летаров А.В., Голомидова А.К., Тарасян К.К. Экологические основы рациональной фаговой терапии // *Acta naturae*, 2010, Т.2, №1, С.66-69.
- [3] Li S., Lib Y., Chenb H., Horikawa S., Shena W., Simoniana A., Bryan A.China. Direct detection of *Salmonella typhimurium* on fresh produce using phage-based magnetoelastic biosensors // *Biosens. Bioelectron.* 2010. vol.26, №4, pp. 1313-1319.
- [4] Verheust C., Pauwels K., Mahillon J., Helinski D.R., Herman P. Contained used of bacteriophages: Risk. Assessment and Biosafety. Recommendations// *Applied Biosafety*. 2010. vol.15. №1. pp. 32-44.
- [5] Гулий О.И., Зайцев Б.Д., Смирнов А.В., Караваева О.А., Бородин И.А., Биосенсор для детекции бактериофагов на основе сверхвысокочастотного резонатора // *Прикладная Биохимия и Микробиология*. 2017. Т.53. №6. С.642-650.

References

- [1] Yousef A. E. Detection of bacterial pathogens in different matrices: current practices and challenges // *Principles of bacterial detection: biosensors, recognition receptors and Microsystems* / Ed. M. Zourob S. Elwary, and A. Turner. New York: Springer. 2008. 503 p.
- [2] Letarov A.V., Golomidova A.K., Tarasyan K.K. Ecological basis of rational phage therapy // *Acta naturae*, 2010, vol.2, №1, pp.66-69.
- [3] Li S., Lib Y., Chenb H., Horikawa S., Shena W., Simoniana A., Bryan A.China. Direct detection of *Salmonella typhimurium* on fresh produce using phage-based magnetoelastic biosensors // *Biosens. Bioelectron.* 2010. vol.26, №4, pp. 1313-1319.
- [4] Verheust C., Pauwels K., Mahillon J., Helinski D.R., Herman P. Contained used of bacteriophages: Risk. Assessment and Biosafety. Recommendations// *Applied Biosafety*. 2010. vol.15. №1. pp. 32-44.
- [5] Guliy O/I., Zaitsev B.D., Smirnov A.V., Karavaeva O.A., Borodina I.A., Biosensor for the detection of bacteriophages based on a Super-High-Frequency resonator// *Applied Biochemistry and Microbiology*, 2017, vol. 53, №6, pp. 725-732.

Acknowledgements

The paper is based on the research results, which was partially financially supported by Russian Foundation for Basic Research, grants № 16–07–00821 and № 16–07–00818.

Increasing the sensitivity of an acoustic sensor to determine microbial cells by using their interaction with antibody conjugates containg the gold nanoparticles

¹Borodina I.A., ¹Zaitsev B.D., ²Guliy O.I.

¹Kotel'nikov Institute of Radio Engineering and Electronics of RAS
Saratov, 410019, Russian Federation
borodinaia@yandex.com

²Institute of Biochemistry and Physiology of Plants and Microorganisms of RAS Saratov, 410049, Russian Federation
guliy_olga@mail.ru

Abstract: The interaction of the microbial cells with the conjugates of the antibodies with the colloidal gold in the conductive suspensions was experimentally studied using a slot-mode sensor in an acoustic delay line. An analysis of the detected sensor parameters showed that the specific interaction of "bacterial cells - antibody conjugates with gold nanoparticles" leads to a more pronounced change in the sensor parameters compared to the specific interaction "bacterial cells - antibodies". The measurements were carried out for *Azospirillum brasilense* Sp7 cells in the buffer solutions with an initial conductivity of 5 - 30 $\mu\text{S/cm}$. The detection limit of the microbial cells when using conjugates of the antibodies with the gold nanoparticles was 10^3 cells/ml at the time of the analysis about 4 min.

Keywords: acoustical sensor, slot wave, conductive suspensions, the depth and frequency of resonance peaks, bacterial cells, antibodies, gold nanoparticles.

Повышение чувствительности акустического датчика для определения микробных клеток при их взаимодействии с конъюгатами антител с наночастицами золота

¹Бородина И.А., ¹Зайцев Б.Д., ²Гулий О.И.

¹Институт Радиотехники и Электроники им. В.А. Котельникова РАН,
Саратовский филиал
г. Саратов, 410019, Российская Федерация
borodinaia@yandex.ru

²Институт Биохимии и Физиологии Растений и Микроорганизмов РАН
г. Саратов, 410049, Российская Федерация
guliy_olga@mail.ru

Аннотация: Представлены результаты экспериментального исследования взаимодействия микробных клеток с конъюгатами антител с наночастицами золота в проводящих суспензиях при помощи датчика на основе щелевой моды в акустической линии задержки. Анализ регистрируемых параметров датчика показал, что специфическое взаимодействие «бактериальные клетки — конъюгаты антител с наночастицами золота» приводит к более сильному изменению параметров датчика по сравнению со специфическим взаимодействием «бактериальные клетки — антитела». Измерения проводились для клеток *Azospirillum brasilense* Sp7 в буферных растворах с начальной проводимостью 5 – 30 $\mu\text{S}/\text{cm}$. Предел детекции микробных клеток при использовании конъюгатов *Am* с НЗ составил 10^3 кл/мл при времени проведения анализа около 4 мин.

Ключевые слова: акустический датчик, щелевая волна, глубина и частота резонансных пиков, проводящие суспензии, бактериальные клетки, антитела, наночастицы золота.

1. Введение

В последнее время актуальными являются проблемы обнаружения патогенных бактерий и вирусов в пищевых жидкостях, крови человека и животных, и определение их концентраций [1]. Для этих целей предпочтительны датчики, которые позволяют достичь необходимого результата в реальном масштабе времени и обладающие хорошей чувствительностью. Известны акустические биологические датчики, позволяющие детектировать бактериальные клетки непосредственно в жидкой фазе, обладающие хорошим быстродействием и чувствительностью [2-6]. Такие датчики позволяют детектировать бактериальные клетки с концентрацией 10^4 – 10^8 кл/мл. Однако современные микробиологические исследования требуют еще более высокой чувствительности датчиков.

Данная работа посвящена исследованию датчика для бесконтактного анализа бактериальных клеток на основе щелевой моды в акустической линии задержки с распространяющейся волной с поперечно - горизонтальной поляризацией нулевого порядка. Показана возможность повышения чувствительности датчика при регистрации специфического взаимодействия «бактериальные клетки — конъюгаты антител с наночастицами золота».

2. Устройство датчика и методика эксперимента

Основным элементом датчика для изучения бактериальных клеток является линия задержки, изготовленная из пластины Y-X ниобата лития. На поверхности пластины были нанесены два встречно-штыревых преобразователя (ВШП) для возбуждения и приема акустической волны с попе-

речной горизонтальной поляризацией нулевого порядка. Жидкостной контейнер помещался над волноводом линии задержки между ВШП с заданным зазором. Дно контейнера было изготовлено из пластины Z-X ниобата лития. Для проведения исследований датчик подключался к измерителю S-параметров E5071C («Agilent», США) и проводились измерения частотной зависимости полных потерь выходного сигнала датчика.

Сначала были измерены характеристики датчика с ячейкой без жидкости. Наблюдалось наличие ярко выраженных резонансных пиков на частотной зависимости полных потерь, связанных с возбуждением щелевой моды. Затем жидкостная ячейка заполнялась буферным раствором с определенной проводимостью, и измерялись частотные зависимости полных потерь датчика для ячейки с буферным раствором. После этого ячейку очищали, просушивали и добавляли в нее буферный раствор теперь уже с клетками с определенной концентрацией и снова фиксировали показания датчика. Затем в ячейку вносили антитела, и проводилось измерение полных потерь выходного сигнала датчика для суспензии клеток с добавленными антителами. На следующем этапе измерения проводились при добавлении в ячейку с клетками конъюгата антител с наночастицами золота (НЗ) и вновь измерялись параметры датчика. По измеренным зависимостям определялись частота и глубина резонансных пиков. Измерения проводились для бактериальных клеток *Azospirillum brasilense* Sp7 с концентрацией 10^4 и 10^3 кл/мл. Проводимость буферного раствора менялась от 5 до 30 мкСм/см.

3. Полученные результаты

В ходе проведенных исследований было показано, что добавление к буферному раствору бактериальных клеток с концентрацией 10^4 и 10^3 кл/мл практически никак не влияло на частотные характеристики устройства. При последующем добавлении в ячейку антител, специфичных к соответствующему типу клеток, наблюдалось значительное изменение глубины и частоты резонансных пиков по сравнению с ячейкой, нагруженной буферным раствором с клетками. Было также показано, что добавление в ячейку с буферным раствором и бактериальными клетками конъюгата антител с НЗ приводило к еще большему изменению глубины резонансных пиков по сравнению с добавлением антител без конъюгата антител с НЗ (рис. 1). На рисунке 1 черной кривой представлена частотная зависимость полных потерь датчика с контейнером, нагруженным буферным раствором с проводимостью 15 мкСм/см и бактериальными клетками с концентрацией 10^3 кл/мл без антител. Частотные зависимости, полученные после добавления специфичных антител и специфичного конъюгата антител с наночастицами золота, представлены зеленой и розовой линиями, соответственно.

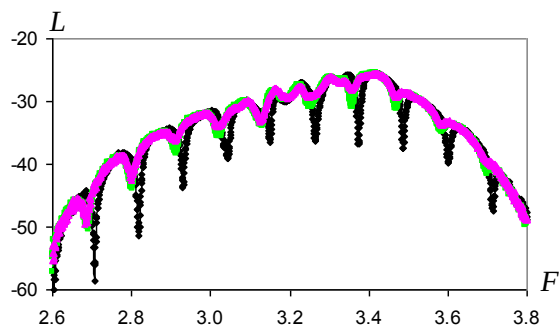


Рис. 1. Частотные зависимости полных потерь (L , дБ) датчика с контейнером, нагруженным буферным раствором с проводимостью 15 мкСм/см и бактериальными клетками с концентрацией 10^3 кл/мл без антител (черная кривая). Зависимости, полученные после добавления специфических антител и специфического конъюгата антител с НЗ представлены зеленой и розовой линиями, соответственно.

Fig. 1. Frequency dependences of the insertion loss (L , dB) of the sensor with a container loaded by the buffer solution with a conductivity of 15 $\mu\text{S}/\text{cm}$ and the bacterial cells with a concentration of 10^3 cells/ml without antibodies (black curve). The dependencies obtained after the addition of the specific antibodies and the specific conjugate of the antibodies with GN are represented by the green and pink lines, respectively

Видно, что добавление конъюгата антител с НЗ приводит к более сильному изменению глубины резонансных пиков. Для оценки степени этого изменения были построены зависимости изменения глубины и частоты резонансных пиков на частотной зависимости полных потерь датчика от проводимости буферного раствора для бактериальных клеток с концентрацией 10^4 и 10^3 кл/мл при специфическом взаимодействии «бактериальные клетки – антитела» и «бактериальные клетки – конъюгат антител с НЗ». На рисунке 2 в качестве примера приведены зависимости изменения глубины ΔL (рис. 2а,с) и частоты ΔF (рис. 2б,д), резонансного пика вблизи частоты 3.38 МГц от проводимости буферного раствора для суспензии клеток с концентрацией 10^3 (рис. 2а,б) и 10^4 (рис. 2с,д) кл/мл при специфическом взаимодействии «бактериальные клетки – антитела» (кривая 2) и «бактериальные клетки – конъюгат антител с НЗ» (кривая 1).

Из рисунка видно, что во всем диапазоне проводимости буферного раствора (5 – 30 $\mu\text{S}/\text{cm}$) добавление к суспензии клеток конъюгата антител с НЗ (кривая 1 на рис. 2 а,с) приводит к более значительному изменению глубины резонансного пика (на 2 – 3 дБ) по сравнению с изменением глубины пика при специфическом взаимодействии «бактериальные клетки – антитела» (кривая 2. рис. 2 а,с). Что касается частоты резонансного пика, то она менялась на 0.01–0.02 МГц во всех рассматриваемых случаях.

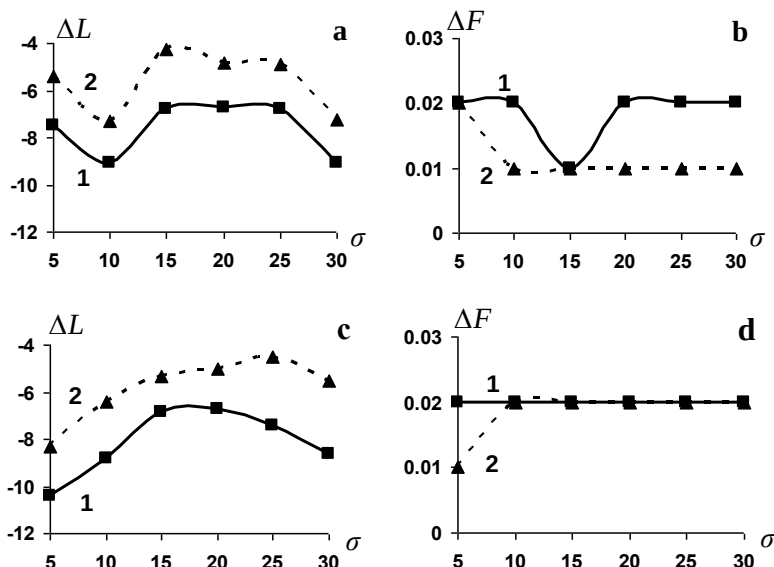


Рис. 2. Зависимости изменения глубины (ΔL , дБ) (а,с) и частоты (ΔF , МГц) (b,d), резонансного пика вблизи частоты 3.38 МГц от проводимости (σ , мкСм/см) буферного раствора для суспензии клеток с концентрацией 10^3 (а,b) и 10^4 (с,d) кл/мл при специфическом взаимодействии «бактериальные клетки — антитела» (кривая 2) и «бактериальные клетки — конъюгат антител с НЗ» (кривая 1).

Fig. 2. Dependences of the change in the depth (ΔL , dB) (a,c) and frequency (ΔF , MHz) (b,d), of the resonant peak near the frequency of 3.38 MHz on the conductivity (σ , $\mu\text{S/cm}$) of the buffer solution for the cell concentrations of 10^3 (a, b) and 10^4 (c, d) cells/ml for the specific interactions "bacterial cells - antibodies" (curve 2) and "bacterial cells - conjugate antibodies with GN" (curve 1)

4. Заключение

Таким образом, проведенные эксперименты с датчиком на основе щелевой моды в акустической линии задержки с распространяющейся волной с поперечно-горизонтальной поляризацией нулевого порядка показали, что использование конъюгатов антител с наночастицами золота приводит к существенному увеличению аналитического сигнала датчика при специфическом взаимодействии «бактериальные клетки — конъюгаты антител с НЗ» по сравнению со специфическим взаимодействием «бактериальные клетки-антитела». Показана возможность проведения анализа микробных клеток при высокой проводимости буферного раствора вплоть до 30 $\mu\text{S/cm}$. Этот результат демонстрирует возможность проведения анализа

в реальных образцах жидкости (сточные воды, моча, кровь, сок и т.д.). Предел детекции микробных клеток при использовании конъюгатов антител с НЗ составил 10^3 кл/мл при времени проведения анализа около 4 мин. Следует также отметить возможность многократного использования и очистки жидкостной ячейки без повреждения элементов датчика.

Полученные результаты являются перспективными для разработки тест-систем определения микробных клеток в реальных образцах.

Источники финансирования и выражение признательности

Работа выполнена при частичной финансовой поддержке проекта Российского фонда фундаментальных исследований № 16-07-00818-а.

Список литературы

- [1] Walt D., Franz D.R. Biological warfare detection // *Anal Chem.* 2000. V. 12. P. 738A-746A.
- [2] Zaitsev B.D., Kuznetsova I.E., Shikhabudinov A.M., Ignatov O.V., Guliy O.I. Biological sensor based on the lateral electric field excited resonator // *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control.* 2012. V. 59. No. 5. P. 963-969.
- [3] Гулий О.И., Зайцев Б.Д., Кузнецова И.Е., Шихабудинов А.М., Дыкман Л.А., Староверов С.А., Караваева О.А., Павлий С.А., Игнатов О.В. Определение спектра литической активности бактериофагов методом акустического анализа // *Биофизика.* 2015. Т. 60. № 4. С.722-728.
- [4] Гулий О.И., Зайцев Б.Д., Бородина И.А., Теплых А.А., Игнатов О.В. Акустический метод анализа бактериальных клеток // *Биофизика.* 2016. Т. 61. № 4. С. 744-757.
- [5] Borodina I., Zaitsev B., Teplykh A., Guliy O., Shikhabudinov A. The acoustic sensor for bacterial cell detection in conductive suspensions // *Proceedings of 2016 IEEE Ultrasonics Symposium.* 2016. DOI: 10.1109/ULTSYM.2016.7728750.
- [6] Borodina I.A., Zaitsev B.D., Burygin G.L., Guliy O.I. Sensor based on the slot acoustic wave for the non-contact analysis of the bacterial cells – Antibody binding in the conducting suspension // *Sensors and Actuators B.* 2018. V. 268. P. 217-222.

References

- [1] Walt D., Franz D.R. Biological warfare detection. *Anal Chem.*, 2000, vol. 12, pp. 738A-746A.
- [2] Zaitsev B.D., Kuznetsova I.E., Shikhabudinov A.M., Ignatov O.V., Guliy O.I. Biological sensor based on the lateral electric field excited resonator. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control.*, 2012, vol. 59, no. 5, pp. 963-969.
- [3] Guliy O.I., Zaitsev B.D., Kuznetsova I.E., Shikhabudinov A.M., Dykman L.A., Staroverov S.A., Karavaeva O.A., Pavliy S.A., Ignatov O.V. Determination of the spectrum of lytic activity of bacteriophages by the method of acoustic. *Biophysics*, 2015, vol. 60, no. 4. pp. 595-597.
- [4] Guliy O.I., Zaitsev B.D., Borodina I.A., Teplykh A.A., Ignatov O.V. An acoustic method for the analysis of bacteria cells. *Biophysics*, 2016, vol. 61, no. 4, pp. 744-757.

[5] Borodina I., Zaitsev B., Teplykh A., Guliy O., Shikhabudinov A. The acoustic sensor for bacterial cell detection in conductive suspensions. *Proceedings of 2016 IEEE Ultrasonics Symposium*, 2016, Tours. France. DOI: 10.1109/ULTSYM.2016.7728750.

[6] Borodina I.A., Zaitsev B.D., Burygin G.L., Guliy O.I. Sensor based on the slot acoustic wave for the non-contact analysis of the bacterial cells – Antibody binding in the conducting suspension. *Sensors and Actuators B*, 2018, vol. 268, pp. 217-222.

Acknowledgements

The work was carried out with the partial financial support of the grant of Russian Foundation of Basic Research # 16-07-00818-a.

Investigation of broadband photonic mixer of microwave signals

Raevsky A.S., Birukov V.V., Grachev V.A., Palachev M.A.,
Kapustin S. A.

Nizhny Novgorod State Technical University n. a. R.E. Alekseev
Nizhny Novgorod, 603950, Russian Federation
physics@nntu.ru

Abstract: The theoretical calculation of the photonic mixer on two electro-optical modulators using the methods of spectral analysis of signals is presented. The results of experimental study of the spectral composition of optical signals in a photonic mixer are presented. The expressions for determining the amplitude coefficients of the harmonic components in the spectrum of the signal of the radio-photon mixer at the output of the second electro-optical modulator are obtained. As a result of the experimental study, the amplitudes of the combinational components in the optical spectrum at the output of the investigated mixer were determined.

Keywords: Photonics, frequency mixer, photonic frequency mixer, electro-optical modulator

Исследование широкополосного радиофотонного смесителя СВЧ сигналов

Раевский А. С., Бирюков В. В., Грачев В. А., Палачев М. А.,
Капустин С. А.

Нижегородский государственный технический университет им. Р.Е. Алексеева
ул. Минина, 24, Нижний Новгород, 603950, Российская Федерация
physics@nntu.ru

Аннотация: Приведен теоретический расчет радиофотонного смесителя на двух электрооптических модуляторах с применением методов спектрального анализа сигналов. Представлены результаты экспериментального исследования спектрального состава оптических сигналов в радиофотонном смесителе. Получены выражения для определения амплитудных коэффициентов гармонических составляющих в спектре сигнала радиофотонного смесителя на выходе второго электрооптического модулятора. В результате экспериментального исследования были определены амплитуды комбинационных составляющих в оптическом спектре на выходе исследуемого смесителя.

Ключевые слова: Фотоника, смеситель частот, радиофотонный смеситель частот, электрооптический модулятор

1. Введение

Смесители частот находят свое применение в радиоприемной аппаратуре, оборудовании спутниковой связи, информационно-измерительных системах и других областях, где необходим перенос сигнала на промежуточную частоту для его регистрации и обработки [1-3]. На сегодняшний день наибольшее распространение получили диодные смесители частоты, т.к. они отличаются хорошим быстродействием и невысоким уровнем шумов. Тем не менее, перспективными являются смесители частот, построенные на принципах радиофотоники (например, с использованием волоконно-оптической линии и двух электрооптических модуляторов интенсивности излучения).

В данной работе приведены результаты теоретических и экспериментальных исследований широкополосного радиофотонного смесителя радиочастотных сигналов, выполненного на двух последовательно включенных электрооптических модуляторах интенсивности оптического излучения.

2. Объект исследований и схема лабораторного макета

Объектом исследований является радиофотонный смеситель, выполненный на двух последовательно включенных электрооптических модуляторах интенсивности излучения на базе интерферометра Маха-Цандера *Optilab Im-1550*. При экспериментальном исследовании радиофотонного смесителя одной из главных задач является измерение модуляционных характеристик (МХ) оптоэлектронных модуляторов интенсивности. Данная процедура необходима для определения полуволнового напряжения, начальной фазы модулятора и областей максимальной нелинейности. Установив рабочие точки модуляторов в одну из таких областей, можно наблюдать появление сигнала на промежуточной частоте [4]. Полуволновые напряжения использованных в работе модуляторов составили 5,1 В, а начальные сдвиги фаз каждого модулятора равны $\approx 56^\circ$.

Для определения уровня суммарных и разностных комбинационных составляющих на выходе радиофотонного смесителя в оптическом спектре был собран макет, структурная схема которого представлена на рис. 1. Принцип действия данного смесителя заключается в следующем: оптическое излучение с лазерного излучателя модулируется в первом модуляторе интенсивности СВЧ сигналом. В результате спектр сигнала на выходе

первого модулятора содержит три гармонических составляющих. Далее оптический сигнал повторно модулируется во втором модуляторе интенсивности СВЧ сигналом другой частоты. В итоге, оптический спектр сигнала на выходе второго модулятора содержит девять гармонических составляющих, среди которых наблюдаются гармоники на суммарной и разностной частотах электрических сигналов.

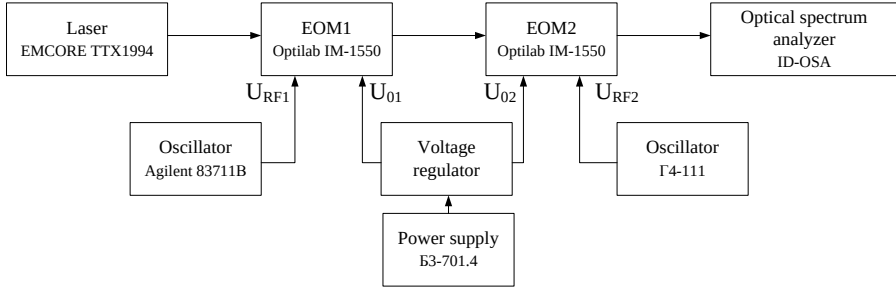


Рис. 1. Структурная схема лабораторного макета: EOM 1, EOM 2 – электрооптические модуляторы на базе интерферометров Маха–Цандера; U_{RF1} , U_{RF2} – модулирующие электрические сигналы; U_{01} , U_{02} – напряжения смещения

Fig 1. - Block diagram of the laboratory layout: EOM1, EOM2 – electro-optic modulators; U_{RF1} , U_{RF2} – modulating electrical signals; U_{01} , U_{02} – bias voltage

3. Результаты теоретического и экспериментального исследований

Оптический спектр выходного сигнала рассчитывается в предположении, что лазерный излучатель генерирует оптическое излучение постоянной мощности P_0 , модуляция оптического излучения производится гармоническими сигналами. Мощность оптического излучения на выходе второго модулятора можно выразить как:

$$P_{\text{вых опт}} = P_0 \cdot \text{Re} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{m=-\infty}^{\infty} W_{n,m}^2 e^{i(n\omega_n + m\omega_m)t},$$

$$\text{где } W_{n,m} = \frac{i^{n+m}}{2} \left(e^{\frac{i\pi}{2}(U_{01}-U_{02})} J_m \left(-\frac{\pi U_{x2}}{2} \right) + e^{\frac{i\pi}{2}(U_{01}+U_{02})} J_m \left(\frac{\pi U_{x2}}{2} \right) \right) J_n \left(\frac{\pi U_{x1}}{2} \right) e^{i(m\varphi_m + n\varphi_n)},$$

U_{01} , U_{02} – нормированные (на полуволновое напряжение соответствующего ЭОМ) напряжения смещений,

U_{x1} , U_{x2} – нормированные (на полуволновое напряжение соответствующего ЭОМ) амплитуды модулирующих напряжений,

ω_n , ω_m – круговые частоты модулирующих сигналов.

При выполнении экспериментальных исследований максимальный уровень комбинационных составляющих на выходе второго модулятора был зафиксирован при $U_{cm1} = 7.35$ В, $U_{cm2} = 7.80$ В, $P_{CBЧ1} = 15$ дБм, $P_{CBЧ2} = 13$ дБм, $P_{opt} = 15$ дБм, $\lambda = 1550$ нм. Он составил порядка минус 40 дБм. Частоты модулирующих сигналов были равны $f_1 = 4$ ГГц, $f_2 = 12$ ГГц. Теоретический спектр оптического сигнала на выходе второго модулятора при данных условиях показан на рис. 2а. Результат эксперимента представлен на рис. 2б.

Результаты, полученные теоретическим путем, совпадают качественно и количественно с результатами эксперимента. Расхождение не превышает 4 дБ.

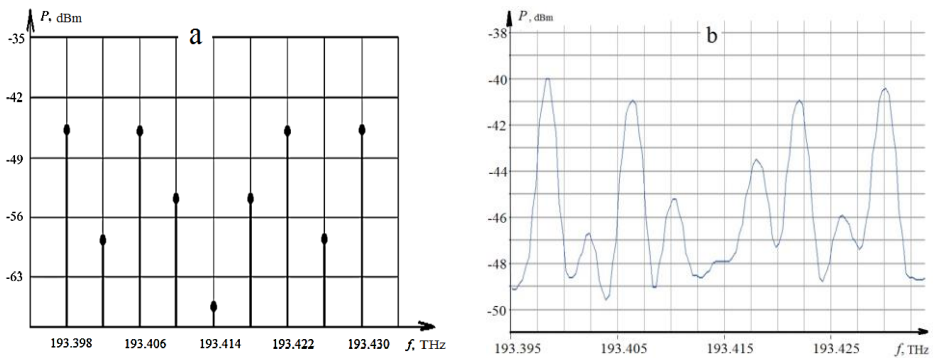


Рис. 2. Оптический спектр на выходе второго модулятора: теоретический (а) и экспериментальный (б)

Fig. 2. Optical spectrum at the second modulator output: theoretical (a) and experimental (b)

После получения максимального уровня комбинационных составляющих в оптическом диапазоне, из структурной схемы, представленной на рис. 1 был исключён оптический анализатор спектра, а на его место включен фотодиод. Для регистрации уровня комбинационных составляющих в СВЧ диапазоне использовался анализатор спектра *R&S FSU50*. В итоге, схема лабораторной установки приняла вид, представленный на рис. 3.

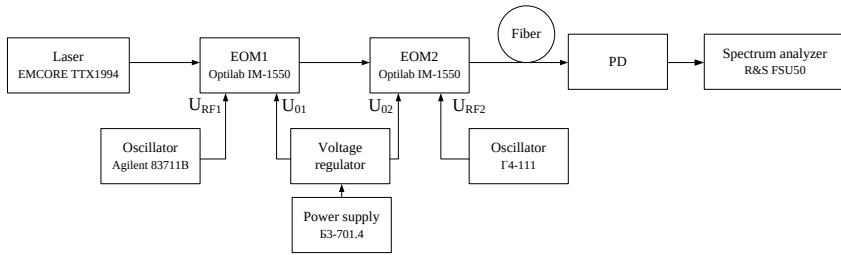


Рис. 3. Структурная схема радиофотонного смесителя радиосигналов: PD – фотодиод; EOM 1, EOM 2 – электрооптические модуляторы на базе интерферометров Маха–Цандера; U_{RF1} , U_{RF2} – модулирующие электрические сигналы; U_{01} , U_{02} – напряжения смещения

Fig. 3. Block diagram of photonic frequency mixer of radio signals: PD-photodiode; EOM1, EOM2 – electro-optic modulator; U_{RF1} , U_{RF2} -modulating electrical signals; U_{01} , U_{02} -bias voltage

Уровень комбинационных составляющих на выходе фотодетектора определяется как:

$$P = \frac{(0,4 \cdot R \cdot \Pi_{\text{ФД}} \cdot P_0)^2 \cdot 2}{\alpha_{\text{ЭОМ}}^4} \cdot \left(J_1 \left(\pi \frac{U_{RF1}}{U_\pi} \right) \cdot \cos(\omega_n t) \cdot \left(-\cos(\varphi_{01}) \cdot \sin \left(\pi \frac{U_{01}}{U_\pi} \right) - \right. \right. \\ \left. \left. - \sin(\varphi_{01}) \cdot \cos \left(\pi \frac{U_{01}}{U_\pi} \right) \right) \cdot J_1 \left(\pi \frac{U_{RF2}}{U_\pi} \right) \cdot \cos(\omega_m t) \cdot \left(-\cos(\varphi_{02}) \cdot \sin \left(\pi \frac{U_{02}}{U_\pi} \right) - \right. \right. \\ \left. \left. - \sin(\varphi_{02}) \cdot \cos \left(\pi \frac{U_{02}}{U_\pi} \right) \right) \right)^2,$$

где P_0 – мощность входного оптического излучения;

$\Pi_{\text{ФД}}$ – чувствительность фотодиода, R – сопротивление фотодиода;

φ_{01} , φ_{02} – начальный сдвиг фаз электрооптических модуляторов;

U_{01} , U_{02} – напряжения смещений;

U_{RF1} , U_{RF2} – амплитуды модулирующих сигналов;

U_π – полуволновое напряжение;

ω_n , ω_m – круговые частоты модулирующих сигналов.

Спектр сигнала, полученный на выходе фотодетектора в результате эксперимента представлен на рис. 4а, рассчитанный теоретически – на рис. 4б.

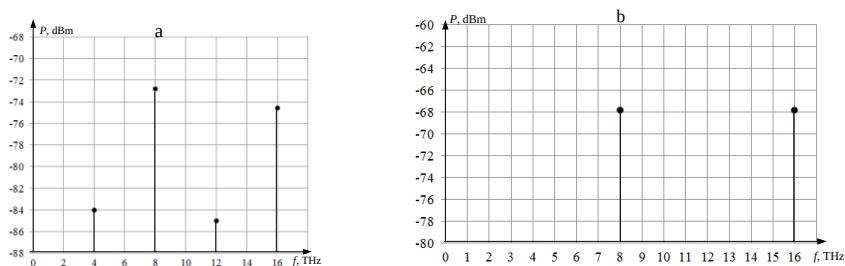


Рис. 4 – Спектр сигнала на выходе фотодетектора теоретический (а) и экспериментальный (б)

Fig. 4-signal spectrum at the photodetector output theoretical (a) and experimental (b)

Как видно из рис. 4 результаты эксперимента совпадают с теоретическим расчетом, небольшая разница в уровнях обусловлена потерями в коаксиальном кабеле.

4. Заключение

В данной работе представлены результаты теоретического расчёта спектра на выходе радиофотонного смесителя в оптическом и радиодиапазонах, исследованы зависимости уровня комбинационных составляющих от мощности радиосигналов, поступающих на входы ЭОМ, от напряжений смещения, от мощности оптического излучения. Проведены экспериментальные исследования характеристик радиофотонного смесителя, подтвердившие результаты расчётов.

Источники финансирования и выражение признательности

Работа выполнена при финансовой поддержке Российского научного фонда (проект № 17-19-01628).

Список литературы

- [1] Белоусов А.А., Вольхин Ю.Н., Гамиловская А.В., Дубровская А.А., Тихонов Е.В. О применении методов и средств радиофотоники для обработки сигналов дециметрового, сантиметрового и миллиметрового диапазонов длин волн // Прикладная фотоника. 2014. №1. С. 65-86.
- [2] Морозов О.Г., Бурдин В.А., Морозов Г.А., Дашков М.В., Талипов А.А. Радиофотонные системы двухчастотного симметричного зондирования контура усиления Мандельштама-Бриллюэна в одномодовых оптических волокнах // Прикладная фотоника. 2015. Т.2. №3. С.223-245.

[3] Manka M.E. Microwave Photonics for Electronic Warfare Applications // Microwave photonics, 2008. Jointly held with the 2008 asia-pasific microwave photonics conference. P.275 – 278. DOI: 10.1109/MWP.2008.4666690.

[4] Белоусов А.А., Вольхин Ю.Н., Гамиловская А.В., Дубровская А.А., Тихонов Е.В. Сверхширокополосный радиофотонный смеситель // Электроника и микроэлектроника СВЧ. 2016. №1. С. 328-332.

References

[1] Belousov A.A., Volkhin Yu.N., Gamilovskaya A.V., Dubrovskaya A.A., Tikhonov E.V. On the application of methods and means of radio-photonics for signal processing at decimeter, centimeter and millimeter wavelength ranges. *Prikladnaya fotonika*, 2014, no 1, pp. 65-86. (In Russian)

[2] Morozov O. G., Burdin V. A., Morozov G. A., Dashkov M. V., Talipov A. A. Photonic system dual frequency symmetric sensing circuit gain Mandelstam-Brillouin in odnarodowych optical fibers // *Prikladnaya fotonika*. 2015. Part 2 no 3. pp.223-245.

[3] Manka M.E. Microwave Photonics for Electronic Warfare Applications // Microwave photonics, 2008. Jointly held with the 2008 asia-pasific microwave photonics conference. P.275 – 278. DOI: 10.1109/MWP.2008.4666690.

[4] Belousov A.A., Volkhin Yu.N., Gamilovskaya A.V., Dubrovskaya A.A., Tikhonov E.V. Ultra-wideband photonic mixer. *Elektronika i mikro elektronika SVCH*, 2016, no 1, pp. 328-332. (In Russian)

Acknowledgements

The research was carried out with the financial support of the Russian Science Foundation. Grant No. 17-19-01628

Measurements in spectral intervals for high-speed microwave-photonics ADC

^{1,2}Kulagin V.V., ^{3,4}Valuev V.V., ^{3,5}Kontorov S.M., ^{3,5}Prokhorov D.A.,
²Cherepenin V.A., ⁴Shulunov A.N.

¹Sternberg Astronomical Institute of Lomonosov Moscow State University,
 Universitetsky prosp. 13, Moscow, 119992, Russian Federation
 victorvkulagin@yandex.ru

²Kotel'nikov Institute of Radio-engineering and Electronics of RAS,
 Mohovaya 11, Moscow, 125009, Russian Federation
 cher@cplire.ru

³National Research Nuclear University MEPhI,
 Kashirskoe sh. 31, Moscow, 115409, Russian Federation
 valuevsu@rambler.ru

⁴Research Centre "Module",
 8 Marta 4th st., Bld. 3, Moscow, 125190, Russian Federation
 al070208n@yandex.ru

⁵Joint Stock Company «NPK NIIDAR»,
 8 Marta st. 10, Bld. 5, Moscow, 127083, Russian Federation
 skont86@gmail.com

Abstract: New architecture and circuit solutions of high-speed microwave-photonics ADC for input signals with limited bandwidth are proposed. In such ADCs, the entire spectrum of the input signal is divided into spectral intervals, each of which is processed by its own channel, and the width of the spectral interval is determined by the characteristics of the electronic ADC used for digitization in the channel. The high-speed microwave-photonics ADC with measurements of an input microwave signal in spectral intervals is numerically simulated and its potential characteristics are estimated. It is shown that, using modern optical elements, 8-10 effective bits can be obtained in the digitized signal regardless of the central frequency of the signal spectrum.

Keywords: microwave photonics, fast photonic ADC, mode locked laser, amplitude modulators, narrowband optical filters, photodetectors.

Спектрально-интервальное оценивание в высокоскоростном радиофотонном АЦП

^{1,2}Кулагин В.В., ^{3,4}Валуев В.В., ^{3,5}Конторов С.М., ^{3,5}Прохоров Д.А.,
²Черепенин В.А., ⁴Шулунов А.Н.

¹ Государственный астрономический институт им. П.К.Штернберга МГУ им.
М. В. Ломоносова
Университетский просп., 13, Москва, 119992, Российская Федерация
victorvkulagin@yandex.ru

² Институт радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова РАН
ул. Моховая, 11, Москва, 125009, Российская Федерация
cher@cplire.ru

³ Национальный исследовательский ядерный университет МИФИ
Каширское ш., 31, Москва, 115409, Российская Федерация
valuevsu@rambler.ru

⁴ ЗАО НТЦ «Модуль»
4-я улица 8 Марта, 3, Москва, 125190, Российская Федерация
al070208n@yandex.ru

⁵ ОАО «НПК «НИИДАР»
ул. 8 Марта, 10, с. 5, Москва, 127083, Российская Федерация
skont86@gmail.com

Аннотация: Предложены новая архитектура и схемные решения высокоскоростного радиофотонного АЦП для входных сигналов с ограниченной шириной полосы. В таких АЦП весь спектр входного сигнала разбивается на спектральные интервалы, каждый из которых обрабатывается своим каналом, причем ширина спектрального интервала определяется характеристиками электронного АЦП, используемого для оцифровки в канале. Проведено численное моделирование высокоскоростного радиофотонного АЦП с измерениями входного СВЧ-сигнала в спектральных интервалах и оценены его потенциальные характеристики. Показано, что при использовании современных оптических элементов в оцифрованном сигнале может быть получено 8-10 эффективных бит независимо от средней частоты спектра сигнала.

Ключевые слова: микроволновая фотоника, быстрый фотонный АЦП, лазер с синхронизацией мод, амплитудные модуляторы, узкополосные оптические фильтры, фотодетекторы.

1. Введение

В последнее десятилетие быстро развиваются новые методы генерации, управления, приема, обработки и анализа СВЧ сигналов, реализуемые на базе радиофотоники (микроволновой фотоники в зарубежной литературе) [1]. Очевидными преимуществами радиофотонных устройств являются чрезвычайно широкая полоса, которая может составлять 100 гигагерц и более, возможность программного управления режимами работы, гибкость формирования новых устройств, выполняющих определенные функции, защищенность от

электромагнитных помех, массо-габаритные характеристики и др.. В разрабатываемых в настоящее время высокоскоростных радиофотонных аналого-цифровых преобразователях (АЦП) каждый соседний временной отсчет обычно обрабатывается своим каналом [2], причем полный выходной сигнал должен быть получен в результате совместной обработки всех отсчетов, что требует параллельной обработки информации. В этом случае на выходе оказывается доступна вся информация, имеющаяся во входном сигнале от нулевой частоты до максимальной частоты приемника. В то же время для входных сигналов с ограниченной шириной полосы часть полученных после обработки данных не будет содержать полезной информации, а будет отброшена, причем эта часть оказывается тем больше, чем выше отношение несущей частоты к ширине полосы сигнала, т.е. такой метод оцифровки СВЧ сигнала является избыточным.

2. Спектрально-интервальное оценивание входного сигнала

Более эффективным для входного СВЧ сигнала с ограниченной шириной полосы может быть подход, основанный на радиофотонном спектрально-интервальном преобразовании сигнала. Мотивация этого подхода такова: перейти от обработки каждого временного отсчета своим каналом к обработке каждого спектрального интервала своим каналом. Здесь входной СВЧ сигнал с помощью радиофотонных элементов разбивается на несколько спектральных интервалов (каналов), содержащих полезную информацию. Далее в каждом канале применяется радиофотонное преобразование сигнала на промежуточную частоту [3] и его предварительная обработка, и затем сигнал оцифровывается относительно «медленным» электронным АЦП. Во многих случаях выходные сигналы этих АЦП уже могут быть достаточны для получения необходимой информации, и совместная обработка выходных сигналов всех каналов не потребует. Если же необходимо получить на выходе полный спектр широкополосного микроволнового входного сигнала, то в этом случае Фурье-спектры сигналов с выходов всех каналов могут быть объединены в цифровом виде в устройстве обработки. В предельном случае, когда ширина полосы частот огибающей не превышает 1-2 ГГц (такие сигналы могут быть оцифрованы коммерческими АЦП в настоящее время), может использоваться всего один канал преобразования. В некотором смысле предлагаемый подход соответствует традиционным методам обработки широкополосных СВЧ сигналов с помощью

электронных устройств, когда для принимаемого сигнала осуществляется многоканальное преобразование частоты вниз. Однако электроника не может обеспечить гибкости и универсальности, доступных устройствам, построенным по радиوفотонным технологиям.

3. Схемные реализации радиوفотонных АЦП со спектрально-интервальным оцениванием

Радиوفотонные АЦП со спектрально-интервальным оцениванием входного сигнала могут быть построены с использованием различных схемных решений. Перспективным является использования стабильного импульсного лазера MLL с синхронизированными модами (Рис. 1). С помощью гребенки оптических фильтров OFR могут быть выделены отдельные моды лазера. Входной сигнал СВЧ используется для амплитудной модуляции одной из этих мод. Далее, промодулированный оптический сигнал проходит через вторую гребенку полосовых оптических фильтров OFS с соответствующими центральными частотами. В результате на выходе каждого фильтра формируется оптический сигнал, содержащий определенную часть спектра входного сигнала СВЧ. Чтобы извлечь этот сигнал, необходимо выполнить преобразование частоты вниз. Для преобразования вниз в качестве локальных осцилляторов могут быть использованы другие моды лазерного излучения, выделенные первой гребенкой оптических фильтров OFR (для каждого канала, т. е. для каждой части спектра входного сигнала СВЧ, используется своя мода для гетеродинирования). В результате в каждом канале могут применяться медленные фотоприемник и электронное АЦП (их полоса пропускания определяется полосой оптических фильтров). В такой схеме полная ширина полосы входного сигнала определяется общим числом мод импульсного лазера, которое может достигать нескольких сотен. Для повышения динамического диапазона преобразователей частоты могут использоваться методы, разработанные для одноканальных приемников [4].

В радиوفотонных АЦП, основанных на измерении входного микроволнового сигнала в отдельных спектральных интервалах, может быть применен также и непрерывный лазер. В этом случае для формирования опорных оптических сигналов, необходимых для гетеродинирования, могут быть использованы амплитудные модуляторы, для которых при этом требуется соответствующее количество опорных СВЧ-сигналов с разными частотами. Эта схема может быть эффективной

для умеренного числа спектральных интервалов, например, 5-10, которые могут охватывать полосу частот шириной 10-20 ГГц при использовании современных электронных АЦП.

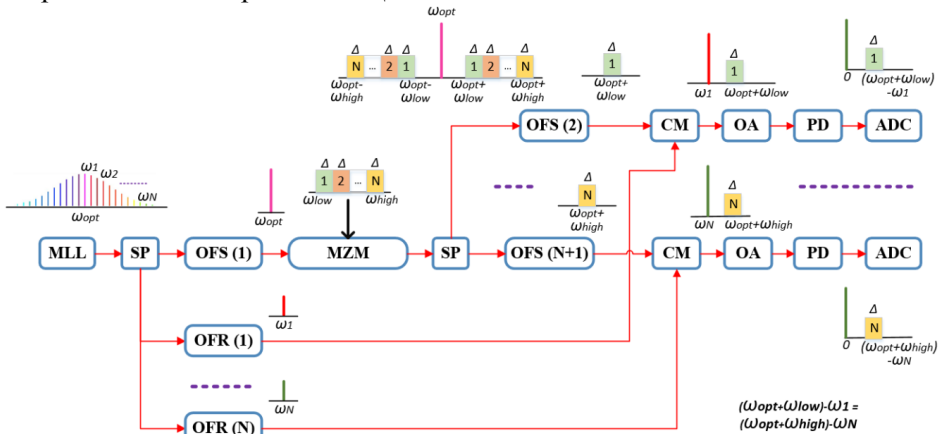


Рис. 1. Блок-схема фотонного АЦП на основе непрерывного лазера: MLL - лазер с синхронизованными модами, SP - делители, OFS - оптические сигнальные фильтры, OFR - оптические опорные фильтры, MZM - амплитудный модулятор Маха - Цандера, CM - сумматоры, OA - оптические усилители, PD - фотоприемники, ADC - электронные АЦП, ω_{low} и ω_{high} – нижняя и верхняя частоты в спектре широкополосного сигнала, ω_{opt} – центральная мода MLL (несущая), ω_1 – первая мода рядом с центральной модой, Δ – часть полосы широкополосного сигнала.

Fig. 1. Block diagram of the photonic ADC based on a mode-locked laser: MLL - mode-locked laser, SP - splitters, OFS - optical signal filters, OFR - optical reference filters, MZM - amplitude Mach-Zehnder modulator, CM - combiners, OA - optical amplifiers, PD - photodetectors, ADC - electronic analog-to-digital converters, ω_{low} and ω_{high} – lowest and highest frequencies of the broadband signal, correspondingly, ω_{opt} – MLL mode considered as an optical carrier for the MLL field, ω_1 – MLL mode next to the optical carrier of the MLL, Δ – part of a bandwidth of the broadband signal.

4. Численное моделирование и экспериментальные результаты

Для исследования характеристик предлагаемого подхода были проведены численные моделирования преобразования сигнала и измерения на экспериментальном макете АЦП, содержащем два канала. В качестве входного сигнала использовался СВЧ-сигнал с линейной модуляцией частоты со спектром от 14 до 18 ГГц (Рис. 2(a,b)). Применялась схема с непрерывным лазером, две опорные оптические линии для гетеродинирования с частотами, смещенными на 13 и 15 ГГц относительно оптической несущей, формировались в двух каналах с

помощью амплитудных модуляторов и оптических фильтров. Сигналы на выходах обоих каналов после преобразования имели промежуточную частоту 2 ГГц и ширину полосы также 2 ГГц. Проведенные численные моделирования продемонстрировали восстановление входного сигнала с минимальной ошибкой (Рис. 2(с,d)), соответствующей при использовании современных оптических элементов 8-10 эффективным битам в оцифрованном сигнале независимо от средней частоты его спектра. Экспериментальные исследования на макете подтвердили возможность деления входного СВЧ сигнала на спектральные интервалы с последующим преобразованием на промежуточную частоту. При этом ошибка восстановления определяется, помимо шумов, различием характеристик каналов и может быть уменьшена применением предварительной калибровки.

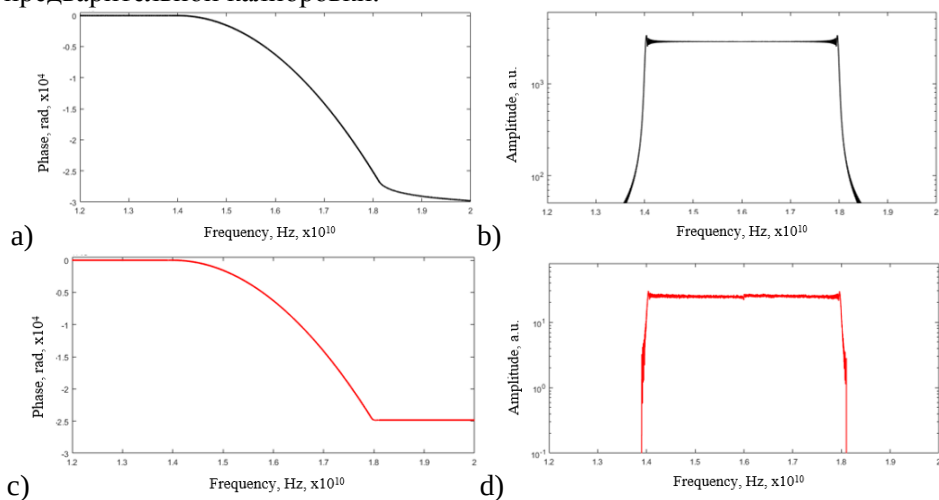


Рис. 2. Спектры (фазы (а), (с) и амплитуды (b), (d)) входящего широкополосного микроволнового сигнала (а), (b) и математически восстановленного сигнала (с), (d) после обработки фотонным АЦП в численном моделировании.

Fig. 2. Spectra (phase (a), (c) and amplitude (b), (d)) of the incoming broadband microwave signal (a), (b), and mathematically restored signal (c), (d) after processing with photonic ADC in numeric simulations.

5. Заключение

В работе предложена новая архитектура и схемные решения для высокоскоростных радиофотонных АЦП со спектрально-интервальным оцениванием, которые могут эффективно применяться при оцифровке

входных сигналов с ограниченной шириной полосы. С помощью численного моделирования показано, что при использовании современных оптических элементов в оцифрованном сигнале может быть получено 8-10 эффективных бит независимо от средней частоты спектра сигнала. В целом предлагаемые радиофотонные АЦП со спектрально-интервальным оцениванием оказываются более эффективными для входных сигналов с ограниченной шириной полосы, чем фотонные АЦП с обработкой последовательности временных отсчетов разными каналами.

Источники финансирования и выражение признательности

Работа поддержана Российским фондом фундаментальных исследований, проект № 17-07-01411а, и Министерством образования и науки Российской Федерации, проект № RFMEFI58117X0026. Авторы благодарны Чермошентцеву Д. А. и Чураеву М. В. за проведение численного моделирования.

Список литературы

- [1] Capmany J., Novak D. Microwave photonics combines two worlds // *Nature Photonics*. 2007. V. 1. No. 6. P. 319-330.
- [2] Valley G. C. Photonic analog-to-digital converters // *Optics Express*. 2007. V. 15. No. 3. P. 1955-1982.
- [3] R. W. Ridgway, C. L. Dohrman, J. A. Conway. Microwave Photonics Programs at DARPA // *J. Lightwave Technol.* 2014. V. 32. No. 10. P. 3428–3439.
- [4] A. Karim, J. Devenport. High dynamic range microwave photonic links for RF signal transport and RF-IF conversion // *J. Lightwave Technol.* 2008. V. 26, No. 8. P. 2718–2724.

References

- [1] Capmany J., Novak D. Microwave photonics combines two worlds. *Nature Photonics*, 2007, vol. 1, no. 6, pp. 319-330.
- [2] Valley G. C. Photonic analog-to-digital converters. *Optics Express*, 2007, vol. 15, no. 3, pp. 1955-1982.
- [3] R. W. Ridgway, C. L. Dohrman, J. A. Conway. Microwave Photonics Programs at DARPA. *J. Lightwave Technol.*, 2014, vol. 32, no. 10, pp. 3428–3439.
- [4] A. Karim, J. Devenport. High dynamic range microwave photonic links for RF signal transport and RF-IF conversion. *J. Lightwave Technol.*, 2008. vol. 26, no. 8, pp. 2718–2724.

Acknowledgements

This work was supported by the Russian Foundation for Basic Research, project 17-07-01411a, and by the Ministry of Education and Science of Russian Federation, project RFMEFI58117X0026. The authors are grateful to D. A. Chermoshentsev and M. V. Churaev for conducting numerical simulations.

Pulsed oscillation of a distributed feedback fiber laser

¹Smirnov A.M., ¹Bazakutsa A.P., ¹Butov O.V.

*Kotel'nikov Institute of Radioengineering and Electronics of RAS,
Moscow 125009, Russian Federation
alsmir1988@mail.ru*

Abstract: Based on the heavily Erbium-doped optical fiber synthesized by means of the plasma-chemical technology SPCVD distributed feedback fiber laser (DFB laser) with short cavities (50 mm) was fabricated and studied. The pulsed oscillation features of the laser were studied. When pumping the core of the fiber at a wavelength of 976 nm, the repetition rate of 70 nanosecond pulses reached 700 kHz.

Keywords: DFB laser, pulse oscillation, radio-photonics, plasma-chemical synthesis, SPCVD

Импульсный режим генерации волоконного лазера с распределенной обратной связью

¹Смирнов А.М., ¹Базакуца А.П., ¹Бутов О.В.

¹ ИРЭ им. В.А.Котельникова РАН, г. Москва, 125009, Российская Федерация
alsmir1988@mail.ru

Аннотация: На основе высоко легированного эрбием оптического волокна, синтезированного с помощью плазмохимической технологии SPCVD был создан и исследован лазер с распределенной обратной связью (РОС лазер) с коротким резонатором (50 мм). Были изучены особенности генерации лазера работающего в импульсном режиме. При накачке сердцевины волокна на длине волны 976 нм частота повторения 70-ти наносекундных импульсов достигала 700 кГц.

Ключевые слова: РОС лазер, импульсная генерация, радиофотоника, плазмохимический синтез, SPCVD

1. Введение

Волоконные лазеры на основе кварцевого стекла, легированного эрбием находят широкое применение в современной волоконной оптике [1]. Благодаря распространенному в технике оптическому диапазону в районе 1.5 мкм, в котором находится спектр работы эрбиевых лазеров, они нахо-

дят применение в телекоммуникации [2], оптической сенсорике [3], радиофотонике [4].

Особый интерес представляют одночастотные волоконные лазерные системы с узкой (порядка нескольких килогерц) шириной полосы генерации. Наиболее перспективными в этом аспекте являются РОС-лазеры, представляющие собой в волоконном исполнении короткий (несколько сантиметров) отрезок активного световода, в котором записана специальная брэгговская решетка, имеющая фазовый сдвиг. Возможность создания лазера с коротким резонатором существенно упрощает технологию его изготовления благодаря возможности записи короткой равномерной брэгговской структуры. Кроме того, упрощается стабилизация работы такого лазера. Такой лазер может быть использован в качестве компактного сенсорного элемента для высокочувствительных акустических и сейсмических приборов.

2. Обсуждение результатов

Световод для волоконного лазера был изготовлен из преформы с сердцевинной из кварцевого стекла легированного оксидом алюминия и оксидом эрбия $\text{SiO}_2: \text{Al}_2\text{O}_3/\text{Er}_2\text{O}_3$ и нелегированной кварцевой оболочки. Стекло сердцевины было синтезировано методом плазмохимического осаждения из газовой фазы при низком давлении SPCVD [5,6], в качестве реагентов использовались пары безводных металлических галогенидов. Благодаря плазмохимическому методу синтеза удалось изготовить световод с высоким (порядка 0,3 моль.%) содержанием оксида эрбия. На основе данного световода был изготовлен волоконный РОС лазер с резонатором длиной 50 мм.

Режимы генерации исследуемого лазера были изучены в условиях непрерывной накачки диодным полупроводниковым лазером Gooch&House с максимумом генерации на длине волны 976 нм и экспериментально измеренной максимальной выходной мощностью излучения в волокне 620 мВт. Длина волны генерации лазера определялась периодом брэгговской решетки и составляла 1560 нм. Лазер работает в импульсном режиме, соответствующем режиму пассивной модуляции добротности (Рисунок 1). Следует отметить, что такой режим генерации является типичным для лазеров, где в качестве активатора используются ионы эрбия, особенно в высокой концентрации [7]. Обычно этот эффект связывают с образованием ионных пар эрбия [8,9] (миникластеров), что приводит к

появлению таких эффектов, как ап-конверсия. Ап-конверсионные процессы снижают эффективность накачки лазерной системы, а также способствуют ускоренной депопуляции возбужденного уровня эрбия, что, в свою очередь приводит к падению эффективности и повышению порога лазерной генерации.

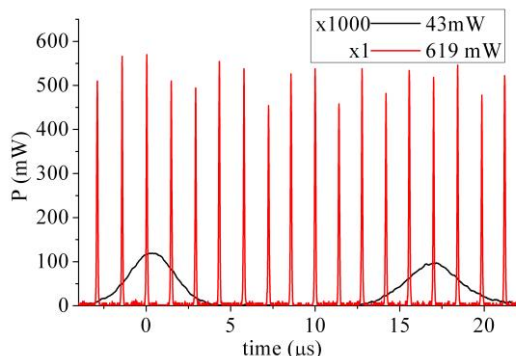


Рис.1. Режимы генерации РОС-лазера в зависимости от мощности накачки. Для кривой 43 мВт интенсивность генерации показана с 1000-кратным увеличением.
Fig. 1. Oscillation regimes of a DFB laser as a function of the pump power. For curve 43 mW, the oscillation intensity is shown with a 1000-fold.

Максимальная частота следования импульсов, а также максимальная их интенсивность зависели от интенсивности и схемы накачки. Максимальная частота 700 кГц и пиковая мощность до 0,6 W (минимальная длительность 70 нс с интенсивностью 1,2 MW/cm²) наблюдались при максимальной мощности накачки в 620 мВт при использовании дополнительной брэгговской решетки отражающей непоглощенную энергию накачки обратно в резонатор. При этом длительность импульса сокращалась до 70 нм. Зависимость выходной пиковой мощности, частоты следования импульсов и их длительности от мощности накачки приведены на рис.2, 3 и 4 соответственно. Низкая пиковая мощность при установленном в обратном направлении резонаторе РОС лазера полностью соответствует теории и связана со смещенным от центра резонатора положением фазового сдвига брэгговской решетки.

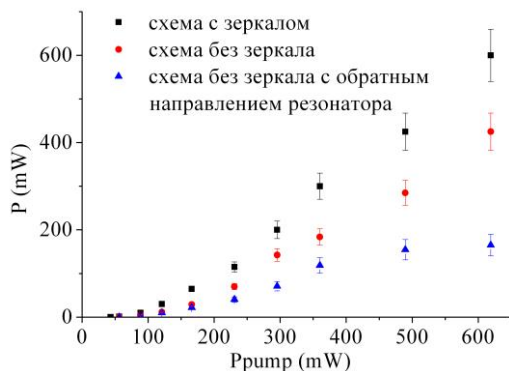


Рис.2. Зависимость выходной пиковой мощности от мощности накачки.

Fig. 2. Dependence of the output peak power on the pump power.

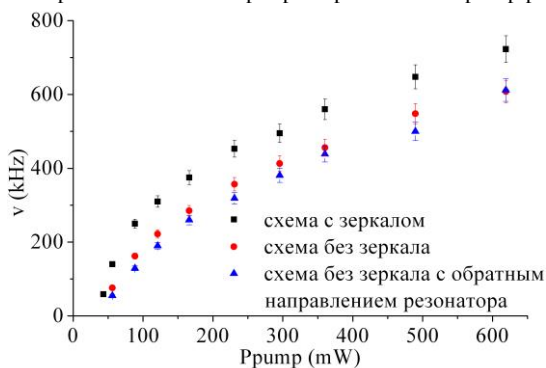


Рис.3. Зависимость частоты следования импульсов от мощности накачки.

Fig. 3. Dependence of the pulse repetition rate on the pump power.

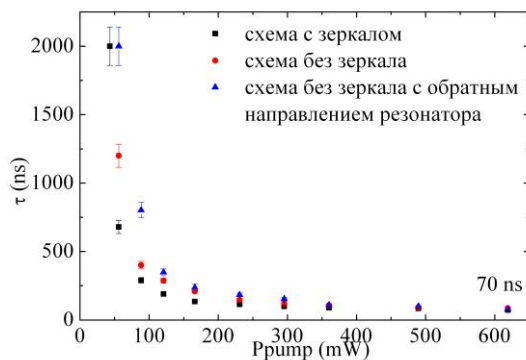


Рис.4. Зависимость длительности импульсов от мощности накачки.

Fig. 4. Dependence of pulse duration on pump power.

3. Заключение

Был изготовлен РОС лазер на основе сильно легированного эрбием без со-легирования иттербием оптического волокна. Экспериментально была изучена работа лазеров в режиме пассивной модуляции добротности.

Источники финансирования и выражение признательности

Работа выполнена при поддержке Российского фонда фундаментальных исследований (проект 17-07-01388).

Список литературы

- [1] Iwatsuki K., Okamura H., Saruwatari M. [Wavelength-tunable single-frequency and single-polarization Er-doped fiber-ring laser with 1.4 kHz linewidth]. *Electronics Letters*, 1990, vol. 26, no. 24, pp. 2033-2035.
- [2] Keller U. [Recent developments in compact ultrafast lasers]. *Nature*, 2003, vol. 424, pp. 831-838.
- [3] Kims H. K., Kimb K., Kim Y. [Polarimetric fiber laser sensors using Er-doped fiber]. *Optical and quantum electronics*, 1995, vol. 27, no. 5, pp. 481-485.
- [4] Yan-Nan T., Long J., Linghao C., *et al* [Multi-octave tunable RF signal generation based on a dual-polarization fiber grating laser]. *OPTICS EXPRESS*, 2012, vol. 20, no. 7, pp. 6961-6967.
- [5] Butov O.V., Rybaltovsky A.A., Bazakutsa A.P., Golant K.M., Vyatkin M.Yu., Popov S.M., Chamorovskiy Y.K. [1030 nm Yb³⁺ distributed feedback short cavity silica-based fiber laser]. 2017, *JOSA B*, vol. 34, no. 3, pp. A43-A47.
- [6] Golant K. M. [Surface plasma chemical vapor deposition: 20 years of application in glass synthesis for lightguides (a review)]. *XXI International Congress on Glass* (International Commission on Glass), 2007.
- [7] Hosseini E.S., Purnawirman, Bradley J. D. B., Sun J., Leake G., Adam T.N., Coolbaugh D.D., Watts M.R. [CMOS-compatible 75 mW Erbium-doped distributed feedback laser]. *Optics Letters*, 2014, vol. 39, no. 11, pp. 3106-3109.
- [8] Sanchez F., Boudec P.L., Frangois P.-L., Stephan G. [Effects of ion pairs on the dynamics of erbium-doped fiber lasers]. *Phys. Rev. A*, 1993, vol. 48, no. 3, pp. 2220-2229.
- [9] Loh W. H. [Suppression of self-pulsing behavior in erbium-doped fiber lasers with resonant pumping]. *Optics Letters*, 1996, vol. 21 no. 10, p. 734.

References

- [1] Iwatsuki K., Okamura H., Saruwatari M. [Wavelength-tunable single-frequency and single-polarization Er-doped fiber-ring laser with 1.4 kHz linewidth]. *Electronics Letters*, 1990, vol. 26, no. 24, pp. 2033-2035.
- [2] Keller U. [Recent developments in compact ultrafast lasers]. *Nature*, 2003, vol. 424, pp. 831-838.
- [3] Kims H. K., Kimb K., Kim Y. [Polarimetric fiber laser sensors using Er-doped fiber]. *Optical and quantum electronics*, 1995, vol. 27, no. 5, pp. 481-485.

- [4] Yan-Nan T., Long J., Linghao C., *et al* [Multi-octave tunable RF signal generation based on a dual-polarization fiber grating laser]. *OPTICS EXPRESS*, 2012, vol. 20, no. 7, pp. 6961-6967.
- [5] Butov O.V., Rybaltovsky A.A., Bazakutsa A.P., Golant K.M., Vyatkin M.Yu., Popov S.M., Chamorovskiy Y.K. [1030 nm Yb³⁺ distributed feedback short cavity silica-based fiber laser]. 2017, *JOSA B*, vol. 34, no. 3, pp. A43-A47.
- [6] Golant K. M.[Surface plasma chemical vapor deposition: 20 years of application in glass synthesis for lightguides (a review)]. *XXI International Congress on Glass* (International Commission on Glass), 2007.
- [7] Hosseini E.S., Purnawirman, Bradley J. D. B., Sun J., Leake G., Adam T.N., Coolbaugh D.D., Watts M.R. [CMOS-compatible 75 mW Erbium-doped distributed feedback laser]. *Optics Letters*, 2014, vol. 39, no. 11, pp. 3106-3109.
- [8] Sanchez F., Boudec P.L., Francois P.-L., Stephan G. [Effects of ion pairs on the dynamics of erbium-doped fiber lasers]. *Phys. Rev. A.*, 1993, vol. 48, no. 3, pp. 2220-2229.
- [9] Loh W. H. [Suppression of self-pulsing behavior in erbium-doped fiber lasers with resonant pumping]. *Optics Letters*, 1996, vol. 21 no. 10, p. 734.

Acknowledgements

This work was supported by Russian Foundation for Basic Research (RFBR) (project 17-07-01388).

NI AWRDE model of fiber-optic line for systems with dense wavelength division multiplexing

Belkin M. E.¹, Golovin V. V.², Tyschuk U. N.²

¹Moscow Technological University (MIREA)

Moscow, 119454, Russian Federation

belkin@mirea.ru

²Sevastopol State University, SevSU

Sevastopol, 299053, Russian Federation

v_golovin@mail.ru, y.tyschuk@gmail.com

Abstract: The equivalent electrical circuit of a single-mode fiber-optic transmission line developed in the NI AWRDE software is presented, which takes into account the frequency-dependent fiber losses, as well as the influence of chromatic dispersion. The model operates in one optical channel of C-band with the bandwidth of 25—100 GHz, depending on the desired fiber length. Based on the proposed model, a 16-channel fiber-optic transmission line with dense spectral multiplexing of optical channels is designed and previously studied.

Keywords: computer-aided design, equivalent circuit, fiber-optic transmission line.

Модель волоконно-оптической линии в AWR DE для систем с многоволновым уплотнением

¹Белкин М. Е., ²Головин В. В., ²Тыщук Ю. Н.

¹Московский технологический университет (МИРЭА)

Москва, 119454, Россия

belkin@mirea.ru

²Севастопольский государственный университет, СевГУ

Севастополь, 99053, Россия

v_golovin@mail.ru, y.tyschuk@gmail.com

Аннотация: Представлена разработанная в AWR DE эквивалентная электрическая схема волоконно-оптической линии передачи, в которой учтены потери в волокне, а также влияние хроматической дисперсии. Разработанная модель работает в полосе частот одного оптического канала шириной 25 — 100 ГГц. На базе разработанной модели построена и предварительно исследована 16-канальная волоконно-оптическая линия передачи с плотным спектральным разделением каналов.

Ключевые слова: имитационное моделирование, эквивалентная электрическая схема, волоконно-оптическая линия передачи.

1. Введение

Ранее в ряде публикаций [1—6] авторами показано, что с применением стандартной микроволновой системы автоматизированного проектирования NI AWRDE можно осуществлять комплексное нелинейное имитационное моделирование микроволновых систем, содержащих элементы волоконно-оптического тракта. При этом можно одновременно проводить сквозное моделирование устройств как в полосе СВЧ, так и в диапазоне оптических частот. Ранее были разработаны эквивалентные электрические схемы для лазерного излучателя и фотодетектора [1, 3], электрооптического модулятора Маха-Цандера [2, 3], для брэгговских решёток [4], для радиофотонных устройств: генератора [5], переключателя [6], фазовращателей [4] и др.

Для моделирования волоконно-оптического тракта и устройств радиофотоники требуется решить важную задачу разработки в AWR DE эквивалентной электрической схемы волоконно-оптической линии передачи, в которой нужно кроме вносимых потерь учесть также влияние хроматической дисперсии — для случаев распространения по оптическому волокну одного или нескольких оптических сигналов. Предлагаемая работа посвящена решению данной задачи.

2. Одноканальная модель оптического волокна

Основным элементом эквивалентной электрической схемы (ЭЭС) оптического волокна в AWR DE является библиотечная модель обобщённой физической линии передачи TLINP, для которой задаются фиксированные значения параметров: длины; диэлектрической проницаемости; погонного ослабления.

Зависимость показателя преломления n от частоты оптического сигнала f описывается выражением

$$n = n_1 + (n_2 - n_1) \frac{\frac{3 \cdot 10^8}{f} \lambda_1}{\lambda_2 - \lambda_1} + dt(T - T_0), \quad (1)$$

где $n_{1,2}$ — показатели преломления сердцевины оптического волокна, соответствующие длинам оптических волн $\lambda_{1,2}$, нм; f — частота оптического сигнала, ГГц; dt — крутизна характеристики температурной зависимости

сигнал может проходить в обоих направлениях. Входной для оптического сигнала MUX разделяет спектр на 16 участков, каждый из которых проходит по своей TLINP, соответствующей полосе оптических частот данного участка. Выходной MUX восстанавливает спектр сигнала.

На рис. 2 показаны частотные характеристики модуля (рис. 2, а) и фазы (рис. 2, б) коэффициента передачи эквивалентной электрической схемы оптического волокна в полосе частот 100 ГГц на центральной частоте 196050 ГГц ($\lambda_0=1529,163$ нм) при длине волокна 30 км.

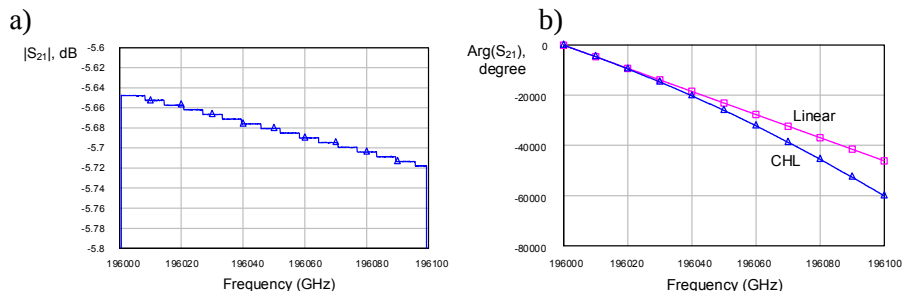


Рис. 2. Частотные зависимости модуля (а) и фазы (б) коэффициента передачи эквивалентной электрической схемы оптического волокна длиной 30 км.

Fig. 2. The frequency dependences of the transmission coefficient magnitude (a) and phase (b) of the equivalent electrical circuit of 30 km in length

Как следует из рис. 2 (а), модуль коэффициента передачи уменьшается по мере увеличения частоты оптического сигнала в пределах 0,07 дБ, что соответствует предсказанной с помощью (2) величине. Кроме того, согласно рис. 2 (б) фазовое изменение происходит по нелинейному закону, что предсказано с помощью (1).

3. Многоканальная модель оптического волокна

Разработанная ЭЭС оптического волокна для одного оптического канала (рис. 1) использовалась в дальнейшем для построения модели оптического волокна, предназначенной для использования в моделировании систем с мнговолновым спектральным уплотнением (DWDM и CWDM).

Логика построения расширенной на 16 оптических каналов эквивалентной схемы оптического волокна аналогична логике, описанной для модели, разработанной для одного частотного канала. Отличие состоит в том, что между соответствующими портами мультиплексоров включаются подсхемы, содержащие модели оптического волокна, параметры которых заданы для соответствующего оптического канала.

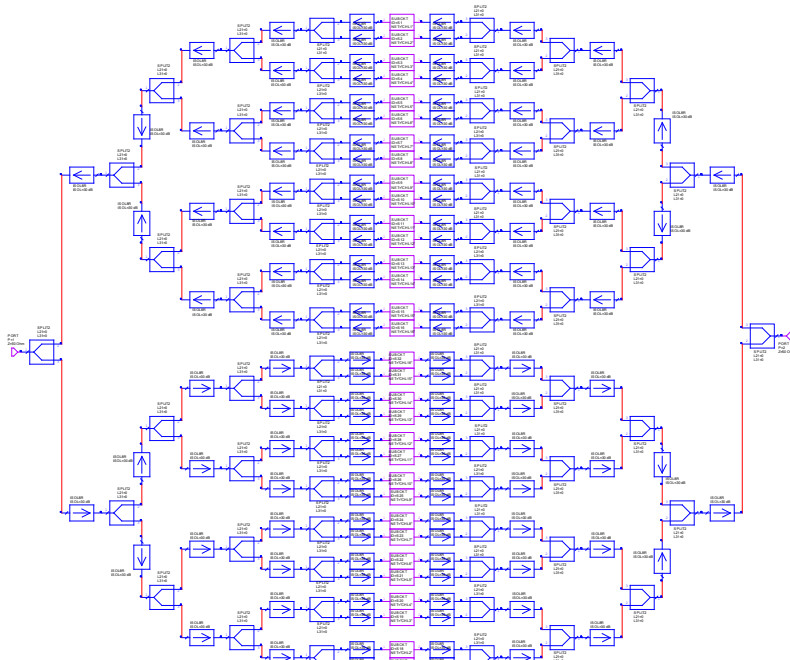


Рис. 3. Структура 16-канальной ЭЭС оптического волокна в САПР AWR DE

Fig. 3. Structure of the optical fiber's 16-channel equivalent circuitry in AWR DE

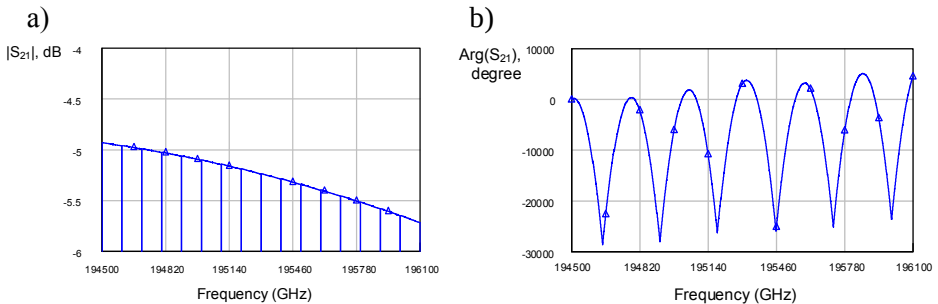


Рис. 4. Частотные зависимости модуля (а) и фазы (б) коэффициента передачи 16-канальной эквивалентной электрической схемы оптического волокна длиной 30 км

Fig. 4. Frequency dependences of the transmission coefficient magnitude (a) and phase (b) of the optical fiber's 16-channel equivalent circuit of 30 km in length

Эта модель также является взаимной. Структура 16-канальной WDM-модели оптического волокна, реализованной в САПР AWR DE, показана на рис. 3. Для неё выполнено моделирование частотных характеристик, представленных на рис. 4.

Для исключения ошибок при анализе процессов в волокне, вблизи границ соседних каналов введены небольшие защитные интервалы шириной 4 ГГц. Таким образом, как видно из рис. 4 (а), на границах каналов присутствуют узкие полосы ослабления.

4. Заключение

В САПР AWR DE разработана эквивалентная электрическая схема волоконно-оптической линии передачи, в которой учитывается как частотная зависимость ослабления, так и хроматическая дисперсия. Модель оптического волокна предполагает работу как в одном оптическом канале шириной от 25 до 100 ГГц, так и в полосе нескольких оптических каналов, от 1 до 16, и может быть модифицирована для работы в большем количестве каналов.

Представлены характеристики разработанной модели оптического волокна длиной 30 км и обобщённая имитационная модель волоконно-оптической линии передачи.

Представленная модель оптического волокна позволит существенно повысить эффективность имитационного моделирования с применением эквивалентных моделей устройств радиофотоники в САПР.

Источники финансирования и выражение признательности

Доклад подготовлен по итогам исследования, проведённого в рамках проекта Российского фонда фундаментальных исследований №№ 17-57-10002.

Список литературы

- [1] Белкин М.Е. Головин В.В., Тыщук Ю.Н. Моделирование динамических характеристик наноструктурных устройств радиофотоники с помощью электронной САПР AWRDE // Наноматериалы и наноструктуры — XXI век. 2015. № 3. С. 38-46.
- [2] Belkin M.E., Golovin V.V., Tyschuk Yu.N., Kudzh S.A., Sigov A.S. Modeling optical intensity modulators based on Mach-Zehnder interferometer by software tool of microwave circuits calculation NI AWR Design Environment // Electronic online publication. Russian Technological Journal. 2016. V. 4. No. 5 (14). P. 3-16.
- [3] Belkin M.E., Golovin V., Tyschuk Y., Sigov A.S. Modeling key photonics components based on off-the-shelf microwave-electronics computer tool // 29th European Modeling and Simulation Symposium, EMSS 2017. Barcelona. Spain. P. 303-306.
- [4] Белкин М. Е., Головин В.В., Тыщук Ю.Н. Обобщённая модель электрооптического диаграммообразующего устройства в САПР AWR Design Environment // СВЧ техника и телекоммуникационные технологии: 27-я Международ. Крымская конф. (КрыМиКо'2017). Севастополь. 10—16 сент. 2017. С. 1494-1501.
- [5] Belkin M. E., Golovin V. V. Microwave Electronic CAD Modeling of Microwave-Band Optoelectronic Oscillator Based on Long Wavelength VCSEL // IEEE International Conference on Microwaves, Communications, Antennas and Electronic Systems (COMCAS). 2-4 Nov. 2015.

[6] Belkin, M.E., Golovin V., Tyschuk Y., Sigov A.S. Model of an active optoelectronic switchable element for integrated photonics-based optical beamforming network // Progress in Electromagnetics Research Symposium (PIERS 2017). 22—25 May 2017. P. 1592-1593.

References

- [1] Belkin M.E., Golovin V.V., Tyschuk Yu.N. Modeling of dynamic characteristics of nanostructured radio-photonics devices using electronic AWRDE CAD // Nanomaterials and nanostructures - XXI century. 2015. № 3. P. 38-46. (In Russian).
- [2] Belkin M.E., Golovin V.V., Tyschuk Yu.N., Kudzh S.A., Sigov A.S. Modeling optical intensity modulators based on Mach-Zehnder interferometer by software tool of microwave circuits calculation NI AWR Design Environment // Electronic online publication. Russian technological journal. 2016. V. 4. No. 5 (14). P. 3-16.
- [3] Belkin M.E., Golovin V., Tyschuk Y., Sigov A.S. Modeling key photonics components based on off-the-shelf microwave-electronics computer tool // 29th European Modeling and Simulation Symposium, EMSS 2017, Held at the International Multidisciplinary Modeling and Simulation Multiconference. 2017. Barcelona. Spain. P. 303-306.
- [4] Belkin M.E., Golovin V.V., Tyschuk Yu.N. Generalized model of the electro-optical beam-forming device in AWR Design Environment // Microwave engineering and telecommunication technologies: 27th Int. Crimean Conf. 10—16 Sept. 2017. P. 1494-1501. (In Russian).
- [5] Belkin M. E., Golovin V. V. Microwave Electronic CAD Modeling of Microwave-Band Optoelectronic Oscillator Based on Long Wavelength VCSEL // IEEE International Conference on Microwaves, Communications, Antennas and Electronic Systems (COMCAS). 2-4 Nov. 2015.
- [6] Belkin M.E., Golovin V., Tyschuk Y., Sigov A.S. Model of an active optoelectronic switchable element for integrated photonics-based optical beamforming network // Progress in Electromagnetics Research Symposium (PIERS 2017). 22—25 May 2017. P. 1592-1593.

Acknowledgements

The paper is based on the research results, which was conducted in the framework of project of the Russian Foundation for Basic Research No. 17-57-10002.

Generalized base station model based on LW-VCSEL for 5G networks in AWR DE

Belkin M. E.¹, Golovin V. V.², Tyschuk U. N.²

¹Moscow Technological University (MIREA)

Moscow, 119454, Russian Federation

belkin@mirea.ru

²Sevastopol State University, SevSU

Sevastopol, 299053, Russian Federation

v_golovin@mail.ru, y.tyschuk@gmail.com

Abstract: A generalized model of a base station for a new generation wireless telecommunications system based on the "Radio-over-fiber" technology, in which optical carriers are directly modulated by the signals of microwave band, is developed. Using NI AWRDE software tool we modeled the downlink channel of the cost- and power-efficient base station, which supported an interactive fiber-wireless interface for the incoming fifth-generation networks.

Keywords: 5G, LW-VCSEL, NI AWRDE, base station, equivalent circuit, subharmonics.

Обобщённая модель базовой станции на основе LW-VCSEL для сетей 5G в AWR DE

¹Белкин М. Е., ²Головин В. В., ²Тыщук Ю. Н.

¹Московский технологический университет (МИРЭА)

Москва, 119454, Россия

belkin@mirea.ru

²Севастопольский государственный университет, СевГУ

Севастополь, 99053, Россия

v_golovin@mail.ru, y.tyschuk@gmail.com

Аннотация: Разработана обобщённая модель базовой станции для беспроводной телекоммуникационной системы нового поколения, реализуемой на основе «Radio-over-fiber» технологии: аналоговых волоконно-эфирных сетей, в которых оптические несущие непосредственно модулируются в полосе сверхвысокочастотного радиосигнала. Выполнено моделирование в САПР AWR DE исходящего канала экономичной базовой станции, обеспечивающей интерактивный волоконно-беспроводной интерфейс для будущих сетей пятого поколения.

Ключевые слова: 5G, LW-VCSEL, NI AWRDE, базовая станция, эквивалентная схема, субгармоника

1. Введение

Сегодня беспроводные телекоммуникационные системы развиваются в направлении увеличения их пропускной способности, уменьшения габаритов и энергопотребления стационарных и абонентских модулей, снижения издержек на эксплуатацию, расширения предоставляемых услуг и увеличение коммерческой привлекательности. Решение этих задач достигается за счёт использования все более высоких радиочастот и расширения полосы отдельных каналов, за счёт разработки интегральных многофункциональных модулей, а также за счёт применения новых подходов к организации сетей базовых станций. Один из таких подходов связан с применением технологии «Radio-over-fiber» (RoF): аналоговых волоконно-эфирных сетей, в которых оптические несущие непосредственно модулируются в полосе сверхвысокочастотного (СВЧ) сигнала.

В свете этого, применение устройств радиофотоники и технологии RoF рассматривается как один из наиболее перспективных подходов при разработке сетей пятого поколения (5G) и их базовых станций [1]. В Европе для высокоскоростных сетей нового поколения 5G выделяются полосы частот в диапазоне 1—6 ГГц [2].

При организации сети с применением технологии RoF, рабочая полоса СВЧ частот телекоммуникационной системы на уровне базовых станций определяется следующими факторами:

- выбором режима оптической модуляции: непосредственная модуляция излучения полупроводникового лазера или внешняя модуляция с применением внешнего электрооптического модулятора;
- полосой пропускания фотодетектора;
- выбором диапазона модулирующих частот — непосредственно в полосе радиосигнала (РС), в полосе промежуточной частоты или в полосе видеочастот, что определяет сложность структуры базовой станции от простой при модуляции радиочастотой до сложной при модуляции в полосе видеочастот.

2. Обоснование выбора электрооптического преобразователя базовой станции

При использовании технологии RoF, в составе базовых станций внешние электрооптические модуляторы используются с целью повысить диапазон модулирующих частот вплоть до миллиметровых длин волн. Однако к недостаткам таких устройств относятся [3]:

- высокие потери при электрооптическом преобразовании, особенно на модулирующих частотах выше 20 ГГц, что требует применения мощных лазеров накачки;

- полоса модулирующих частот в большинстве случаев ограничивается до 30 — 40 ГГц;

- относительно высокая стоимость устройств по сравнению с радиоэлектронными узлами базовых станций.

Поэтому осуществление непосредственного электрооптического преобразования на СВЧ частотах с применением методик прямой накачки лазерных излучателей током инжекции более предпочтительно. Известно, что полупроводниковый лазер с прямой накачкой может работать в нескольких режимах [4], называемых одно- (П1) и двухпериодная (П2) динамика.

В случае режима П1 в боковых полосах оптического сигнала, модулированного радиосигналом частотой f_m присутствуют только составляющие фундаментальной частоты и ее гармоник. А случае режима П2 — также составляющие, производные от субгармоники радиочастоты $f_m/2$. Переход лазера из одного режима в другой определяется подбором частоты модуляции (относительно частоты релаксационных колебаний) и мощностью накачки лазера (режим слабого, сильного сигнала или режим с отсечкой).

Одним из перспективных типов полупроводниковых лазеров для построения высокоскоростных телекоммуникационных систем является длинноволновый поверхностно-излучающий лазер с вертикальным резонатором (LW-VCSEL). Так известен LW-VCSEL, который может работать на длинах волн в диапазоне от 1,26 мкм до 1,65 мкм.

Важным достоинством LW-VCSEL является его совместимость с перспективными технологиями кремниевых интегральных устройств радиодифракции. При этом, как показывают исследования, модулирующие частоты при непосредственной модуляции могут достигать 10-20 ГГц [5]. Характерной особенностью таких лазеров является простота обеспечения одночастотного режима работы. Кроме того, данный подход предполагает относительно небольшую мощность излучения лазера.

Таким образом, представляет интерес разработать структурную схему базовой станции для сети 5G с применением технологии RoF при использовании LW-VCSEL с экономичной непосредственной модуляцией и исследовать её характеристики в микроволновой САПР.

3. Структурная схема базовой станции беспроводной сети 5G

В данной работе используется режим функционирования LW-VCSEL П2, который называется режимом удвоения периода. Условия воз-

никновения данного режима и область его устойчивой работы подробно рассмотрены в [5].

На рис. 1 показана разработанная структурная схема базовой станции (БС) диапазона частот 3,4 — 3,8 ГГц. В состав исходящего и входящего каналов БС входят: фотодетекторы (PD), малошумящие усилители (LNA), микроволновый ответвитель (RFC), оптический ответвитель (OC), LW-VCSEL, полосно-пропускающий фильтр (BPF), усилитель мощности (PA), дуплексер (Diplexer) и антенна (A).

Проанализируем исходящий и входящий каналы БС. Оптическая несущая по исходящему каналу от центральной станции модулируется в полосе частоты РС_{ИК} (2,5 ГГц).

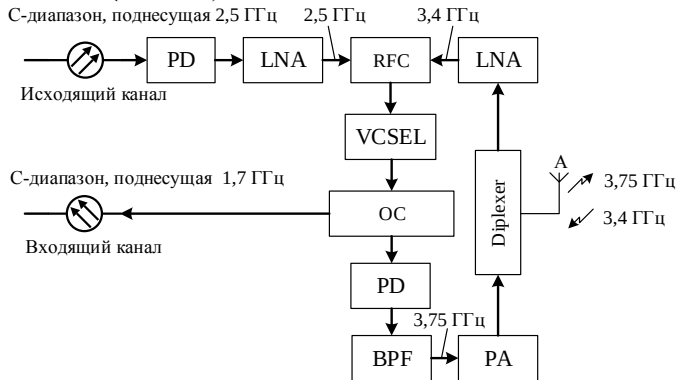


Рис. 1. Структурная схема базовой станции.

Fig. 1. Block diagram of the base station

После фотодетектирования усиленный сигнал РС_{ИК} подаётся на RFC. Туда же по входящему каналу подаётся принятый антенной и усиленный радиосигнал РС_{ВК} на частоте 3,4 ГГц. Суммарный сигнал РС_{ИК} и РС_{ВК} моделирует излучение лазера LW-VCSEL, но при этом мощности сигналов РС_{ИК} и РС_{ВК} выбираются таким образом, чтобы в полосе частот обоих сигналов лазерный диод работал в режиме с отсечкой тока. В результате, на выходе лазера в боковой полосе присутствуют полутонная гармоника, т.е. формируется требуемый радиосигнал РС_{ИК} с центральной частотой 3,75 ГГц, и субгармоника для РС_{ВК}, т.е. формируется радиосигнал с центральной частотой 1,7 ГГц, причём обе составляющие — с достаточным для дальнейшей обработки уровнем мощности. По исходящему каналу после детектирования с помощью BPF выделяется РС_{ИК}, которая после усиления передаётся по беспроводному каналу. По входящему каналу, в направлении центральной станции передаётся весь спектр оптического сигнала.

ского сигнала с выхода LW-VCSEL с поднесущей PC_{BK} , а также с поднесущей PC_{IK} для дистанционного контроля работоспособности данной БС.

4. Моделирование исходящего канала базовой станции в САПР AWR DE

САПР AWR DE представляет собой мощный программный пакет, предназначенный для СВЧ моделирования. Ранее нами был опубликован ряд работ, посвящённых моделированию элементов оптических систем связи на уровне эквивалентных электрическим моделям в данной САПР. При этом оптическое излучение представляется в моделях в виде квази-оптического электромагнитного сигнала соответствующей частоты.

Эквивалентная электрическая модель исходящего канала базовой станции показана на рис. 2,а. В её состав входят: источник амплитудно-модулированного сигнала (рис. 2,б) с частотой несущей 2,5 ГГц и модулирующего сигнала 100 МГц (AM signal source), малошумящий усилитель (LNA), эквивалентная электрическая модель источника оптического излучения (VCSEL), эквивалентная электрическая модель фотодетектора (PhD), полосно-пропускающий фильтр с полосой 3,75±0,5 ГГц (BPF) и усилитель мощности (PA).

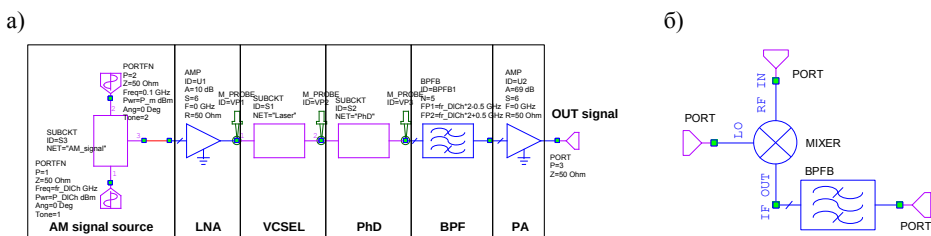


Рис. 2. Модель исходящего канала базовой станции в САПР AWR DE (а) и источника амплитудно-модулированного РЧ сигнала (б).

Fig. 2. Model of the base station's downlink channel in the CAD AWR DE (a) and source of the amplitude-modulated RF signal (б)

На рис. 3 показаны примеры модельных экспериментов по расчету формы РЧ сигнала на входе источника оптического излучения и формы оптического сигнала на его выходе. На выходе лазера за счёт нелинейности его энергетической характеристики появляются дополнительные составляющие в спектре выходного сигнала: вторая гармоника, субгармоника и их комбинационные компоненты.

На рис. 4 показаны амплитудный спектр на выходе фотодетектора и форма РЧ сигнала на выходе полосно-пропускающего фильтра. Отчётливо

видно, что спектр сигнала обогащается необходимыми дополнительными составляющими, в том числе на частоте 3,75 ГГц, которая после фильтра усиливается и передаётся по каналу связи (рис. 4,б).

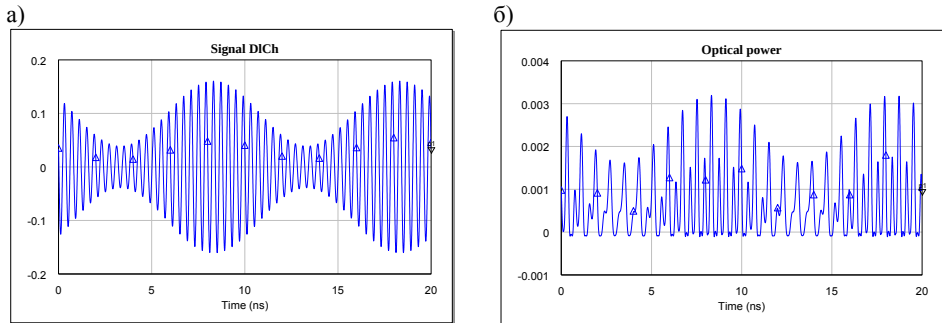


Рис. 3. Осциллограммы РЧ сигнала на входе LW-VCSEL (а) и оптического сигнала на выходе LW-VCSEL (б).

Fig. 3. Waveforms of the RF signal at LW-VCSEL input (а) and the optical signal at LW-VCSEL output (б)

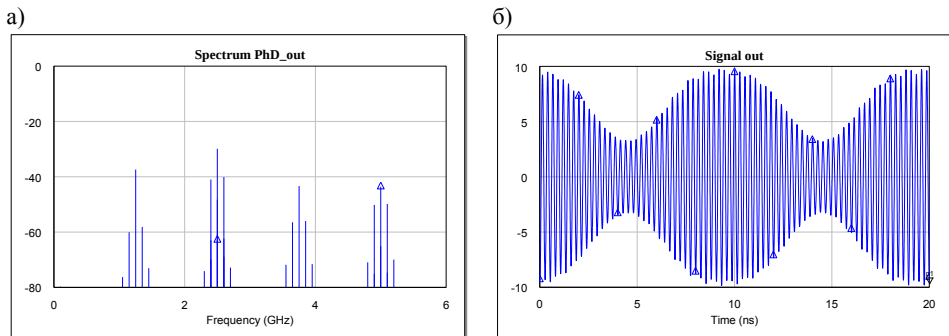


Рис. 4. Амплитудный спектр (а) на выходе PhD и форма РЧ сигнала (б) на выходе BPF.

Fig. 4. Amplitude spectrum (а) at the PhD out and the waveform of RF signal (б) at the BPF out

4. Заключение

Разработана обобщённая модель базовой станции на основе LW-VCSEL для сетей 5G.

Основной отличительной особенностью разработанной модели является относительная простота технической реализации преобразования спектра радиосигнала сигнала, которая заключается в том, что LW-VCSEL, работая в режиме сверхбольшого сигнала, обеспечивает формирование как гармоник, так и субгармоник радиосигнала, которые в свою

очередь позволяют получить дополнительные комбинационные составляющие, используемые при передаче сигнала.

Важной особенностью модели является то, что для преобразования сигналов входящего и исходящего каналов используется один и тот же LW-VCSEL.

Следующий этап исследований предполагает разработку модели входящего канала в САПР AWR DE, а также комплексное имитационное моделирование базовой станции в полосе оптических частот.

Источники финансирования и выражение признательности

Доклад подготовлен по итогам исследования, проведённого в рамках проекта Российского фонда фундаментальных исследований №№ 17-57-10002.

References

- [1] D. Novak, et al. Radio-Over-Fiber Technologies for Emerging Wireless Systems. IEEE Journal of Quantum Electronics, 2016, vol. 52, no 1, 0600311 pp. 1-11.
- [2] R. Waterhouse, D. Novak. Realizing 5G. IEEE Microwave Magazine, 2015, vol. 16, no 8, pp. 84-92.
- [3] A. J. Seeds, K.J. Williams. Microwave Photonics. IEEE/OSA Journal of Lightwave Technology, 2006, v. 24, No 12, pp. 4628-4641.
- [4] X.-Q. Qi and J.-M. Liu Photonic Microwave Applications of the Dynamics of Semiconductor Lasers. IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics, 2011, vol. 17, no 5, pp. 1198-1211.
- [5] M.E. Belkin, L. Belkin, A. Loparev, A.S. Sigov, V. Iakovlev Long Wavelength VCSELs and VCSEL-Based Processing of Microwave Signals. In book Optoelectronics – Advanced Materials and Devices, Ed. by S. Pyshkin and J. Ballato, – InTech, Croatia, 2015, chapter 6, pp. 231-250.

Acknowledgements

The paper is based on the research results, which was conducted in the framework of project of the Russian Foundation for Basic Research No. 17-57-10002.

Estimating the influence of design parameters on the operational characteristics of a diode-type solar cell on the basis of thin films with a high absorption coefficient

¹Belous A.I., ¹Grishkov N.V.,

²Lovshenko I.Yu., ²Stempitsky V.R., ²Khanko V.T.

¹Joint-Stock Company "INTEGRAL"

Minsk, 220108, Belarus

office@bms.by

²Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics

Minsk, 220072, Belarus

lovshenko@bsuir.by

Abstract: The results of instrument-technological modeling device structures of the solar cells of diode type based on the Si-HIT cell was presented. The effect of design and technological parameters on the efficiency of solar energy conversion into electrical energy is estimated.

Keywords: solar cell, device structure, device-technological modeling, optimization, efficiency.

Оценка влияния параметров конструкции на эксплуатационные характеристики солнечного элемента диодного типа на основе тонких плёнок с высоким коэффициентом поглощения

¹Белоус А.И., ¹Гришков Н.В.,

²Ловшенко И.Ю., ²Стемпицкий В.Р., ²Ханько В.Т.

¹ОАО «ИНТЕГРАЛ»

Минск, 220108, Беларусь

office@bms.by

²УО «Белорусский университет информатики и радиоэлектроники»

Минск, 220072, Беларусь

lovshenko@bsuir.by

Аннотация: Представлены результаты приборно-технологического моделирования приборных структур солнечных элементов диодного типа на основе ячейки Si-NIT. Проведена оценка влияния конструктивных и технологических параметров на эффективность преобразования энергии солнечного излучения в электрическую.

Ключевые слова: солнечный элемент, приборная структура, приборно-технологическое моделирование, оптимизация, эффективность.

1. Введение

По методу преобразования энергии солнечного излучения в электрическую солнечные элементы (СЭ) можно разделить на четыре типа: диодный, фотоэлектрохимический, экситонный и термофотовольтаический. В СЭ диодного типа разделение зарядов, созданных внешним освещением, происходит на границе раздела двух сред с р- и n-типом проводимости. В зависимости от толщины активной области, СЭ диодного типа подразделяются на системы на основе объёмных кристаллических подложек (таких как Si, Ge, GaAs) и на основе тонких плёнок различной структуры (кристаллической, микрокристаллической, аморфной). СЭ на основе тонких плёнок с высоким коэффициентом поглощения (a-Si:H, CIGS, CdTe) характеризуются более низким КПД и относительно меньшей стабильностью параметров. Однако в процессе их производства расходуется значительно меньше сырья, и соответственно существенно снижается стоимость [1-9]. Все СЭ, за исключением СЭ с разделением спектра, имеют фундаментальное ограничение для КПД, которое для земных условий составляет величину порядка 30% (предел Шокли-Квайссера [10]).

Работу всех СЭ, вне зависимости от типа используемых материалов, характеризуют следующие параметры: напряжение холостого хода VOC, ток короткого замыкания ISC, коэффициент заполнения FF и коэффициент полезного действия (КПД) η . Важными исходными данными для расчёта указанных параметров являются спектральные характеристики СЭ, определяющие квантовый выход входящих в него структур: квантовая эффективность (КЭ), которая определяется как отношение числа носителей заряда, собранных солнечным элементом, к числу падающих фотонов данной энергии (в единичном интервале спектра) [11]; спектральная чувствительность SR, т.е. отношение фототока, генерируемого в фотоэлектрическом слое, к мощности поглощённого в нём излучения в единичном интервале частот. КЭ и СЧ определяют рабочий диапазон частот СЭ.

2. Структура и технологический процесс

Солнечный элемент на основе ячейки Si-HIT (далее по тексту Si-HIT) является одним из вариантов снижения стоимости вырабатываемой солнечной энергии. При повышении рабочей температуры ячейки Si-HIT показывают более низкие потери эффективности по сравнению со стандартной технологией. Технология формирования ячеек на основе Si-HIT совместима с хорошо известными низкотемпературными ($<250\text{ }^{\circ}\text{C}$) технологиями получения пленок (химическое осаждение из плазмы (*PECVD*), магнетронное распыление (*PVD*), трафаретная печать). После придания текстурированной формы пластине кристаллического кремния *n*-посредством жидкостного химического травления происходит осаждение слоев аморфного кремния посредством *PECVD*. В качестве исходных газов используются силан (SiH_4), водород (H_2), триметилбор (ТМБ) и фосфин (PH_3). Оксид индия-олова (ITO) наносится на переднюю и заднюю стороны импульсным DC-реактивным распылением из плоских керамических мишеней. Лицевая контактная решетка представляет собой серебряную сетку.

3. Результаты приборно-технологического моделирования

Моделирование проводилось в программном комплексе компании Silvaco. На этапе моделирования технологического процесса формирования приборных структур СЭ выделено 10 этапов: задание расчетной сетки и параметров пластины; профилирование поверхности пластины; нанесение слоев аморфного гидрогенизированного кремния *a*-Si:H с собственным и *p*-типом электропроводимости, оксида индия-олова; последовательное нанесение на обратную сторону пластины слоев аморфного гидрогенизированного кремния *a*-Si:H с собственным и *n*-типом электропроводимости, оксида индия-олова, серебра; определение контактов.

Результат технологического моделирования представлен на рис. 1. Описание параметров технологических слоев и геометрических размеров представлены в табл. 1.

При моделировании воздействия светового потока использованы стандартные условия: солнечная иррадиация 1 кВт/м^2 ; температура модуля $+25\text{ }^{\circ}\text{C}$; освещенность $\text{AM}=1.5$. Результаты моделирования ВАХ приборной структуры Si-HIT представлены в табл. 1. На рис. 2 представлены зависимости тока катода от напряжения на аноде без облучения световым потоком (зеленая кривая) и для освещенной приборной структуры (красная кривая).

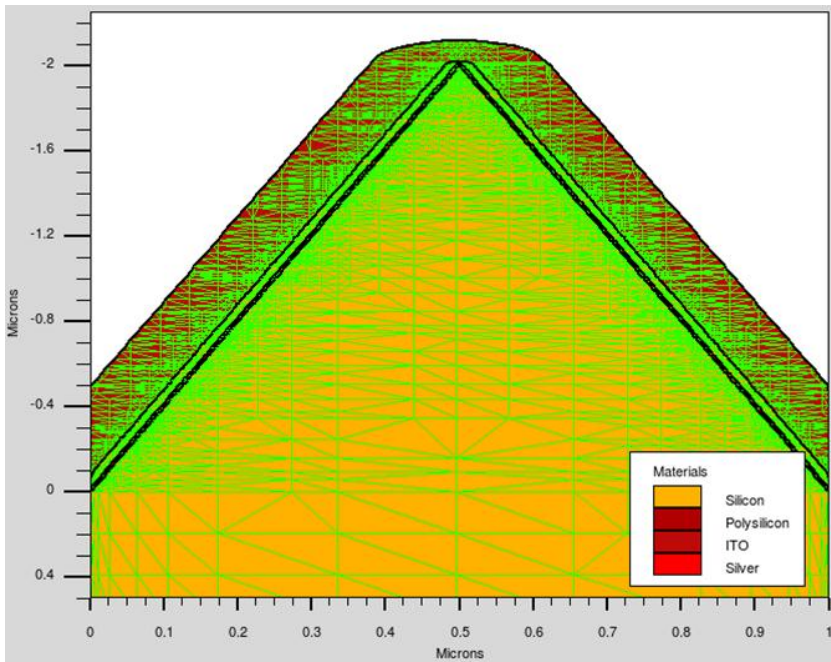


Рис. 1. Фрагмент поверхности ячейки Si-HIT, полученной в результате технологического моделирования.

Fig. 1. Fragment of the Si-HIT cell surface, obtained as a result of technological modeling.

Табл. 1. Результат моделирования приборной структуры Si-HIT

Table 1. Result simulation of the device structure of Si-HIT

Описание структуры	Параметр	Значение
Структура: ITO: $d=100\text{нм}$, p-a-Si:H: $d=15\text{нм}$, конц. бора= $8e18$, $E_g=1,7$ i-a-Si:H: $d=5\text{нм}$, $E_g=1,7$ n-cSi: $d=200\text{мкм}$, $p=10\text{м·см}$ («пирамида»: высота 2мкм , основание 1мкм) i-a-Si:H: $d=5\text{нм}$, $E_g=1,7$ n-a-Si:H: $d=20\text{нм}$, конц. фосфора= $5e15$, $E_g=1,7$ ITO: $d=40\text{нм}$,	J_{SC}	$-1,66617e-10$
	J_{SCM}	$-16,6617$
	V_{OC}	$0,501588$
	P_M	$-6,13374e-11$
	V_M	$0,4$
	I_M	$-1,53343e-10$
	FF	$73,3937$
	$intens$	$0,0992893$
	Eff	$6,17764$

Значения параметров, полученные для базовой структуры, требуют дальнейшего улучшения. Поэтому проведено исследование влияния ширины запрещенной зоны слоев аморфного гидрогенизированного кремния a-Si:H на коэффициент полезного действия для одномерного представления приборной структуры ячейки Si-HIT. На рис. 3 представлена зависи-

мость эффективности от ширины запрещенной зоны p -a-Si:H и i -a-Si:H для приборной 1D-структуры.

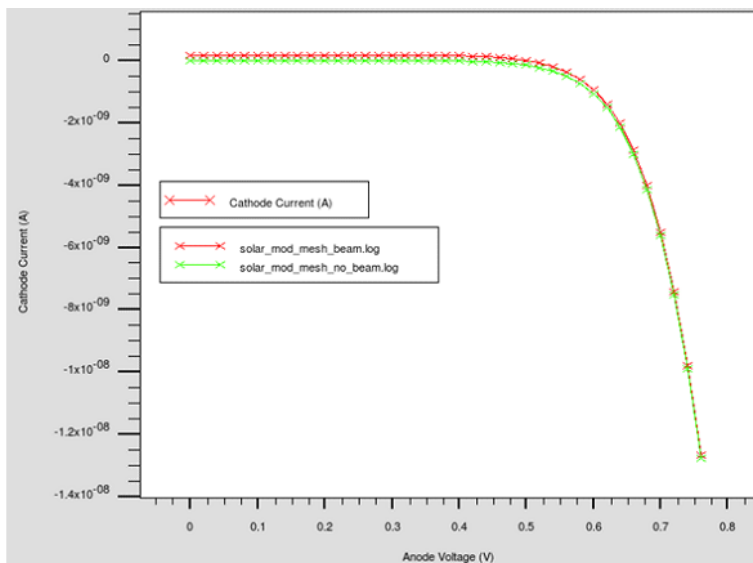


Рис. 2. Зависимости тока катода от напряжения на аноде.

Fig. 2. Dependences of the cathode current on the anode voltage.

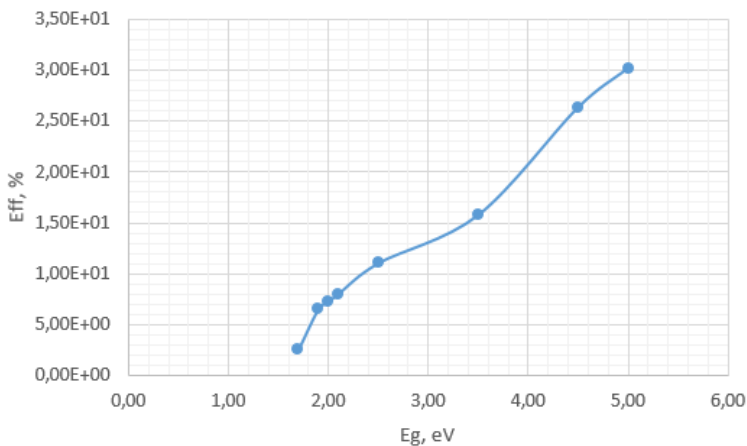


Рис. 3. Зависимость эффективности СЭ от ширины запрещенной зоны p -a-Si:H и i -a-Si:H.

Fig. 3. Dependence of efficiency SC on the forbidden bandwidth p -a-Si:H and i -a-Si:H.

Показано, что зависимость эффективности СЭ от ширины запрещенной зоны имеет нелинейный характер, что можно объяснить нелинейным спектром излучения, используемым при моделировании (АМ1.5).

4. Заключение

Проведено моделирование технологического маршрута формирования и электрических характеристик как в отсутствии, так и в воздействии светового потока, соответствующего стандартным условиям: солнечная иррадиация 1 кВт/м^2 ; температура модуля $+25 \text{ }^\circ\text{C}$; освещенность $\text{AM}=1.5$, элементарной ячейки Si-HIT СЭ.

Показано, что эффективность СЭ на основе ячейки Si-HIT Eff имеет прямопропорциональную зависимость от ширины запрещенной зоны E_g тонких пленок $p\text{-}a\text{-Si:H}$ и $i\text{-}a\text{-Si:H}$ ($\text{Eff} = 7,5 \%$ при $E_g = 2 \text{ эВ}$, $\text{Eff} = 13 \%$ при $E_g = 3 \text{ эВ}$ и $\text{Eff} = 21 \%$ при $E_g = 4 \text{ эВ}$) и достигает своего предела при значении $E_g = 5 \text{ эВ}$ ($\text{Eff} = 30 \%$).

Увеличение ширины запрещенной зоны слоев аморфного гидрогенизированного кремния $a\text{-Si:H}$, доступное технологическими способами, в совокупности с изменением конфигурации профилирования поверхности структуры позволяет увеличить эффективность СЭ

Источники финансирования и выражение признательности

Исследования выполняются при финансовой поддержке и в рамках решения задач государственной программы научных исследований Республики Беларусь «Фотоника, опто- и микроэлектроника» (задания 3.2.01, 3.1.02).

Список литературы

- [1] Green M.A.. Third Generation Photovoltaics. Berlin: Springer, 2003. 126 p.
- [2] Marti A., Luque A. Next Generation Photovoltaics. Bristol: Institute of Physics Publ., 2004. 332 p.
- [3] Ginley D.S., Cahen D. Fundamentals of Materials for Energy and Environmental Sustainability. Cambridge: Cambridge Univ. Press, 2012. 753 p.
- [4] Алферов Ж.И., Андреев В.М., Румянцев В.Д. Тенденции и перспективы развития солнечной фотоэнергетики // ФТП. 2004. V. 38. No. 8. С. 937—948.
- [5] Джафаров Т.Д. Фотостимулированные атомные процессы в полупроводниках. М.: Энергоатомиздат, 1984. 134 с.
- [6] Фаренбрух А., Бьюб Р. Солнечные элементы: теория и эксперимент. М.: Энергоатомиздат, 1987. 280 с.
- [7] Андреев В.М., Грилихес В.А., Румянцев В.Д. Фотоэлектрическое преобразование концентрированного солнечного излучения. Л.: Наука, 1989. 310 с.
- [8] Bauer T. Thermophotovoltaics: Basic Principles and Critical Aspects of System Design. Berlin: Springer-Verlag, 2011. 196 p.

- [9] Чопра К., Дас С. Тонкопленочные солнечные элементы. М.: Мир, 1986. 438 с.
 [10] Афанасьев В.П., Теруков Е.И., Шерченко А.А. Тонкопленочные солнечные элементы на основе кремния. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ "ЛЭТИ", 2011. 168 с.

References

- [1] Green M.A.. Third Generation Photovoltaics. Berlin: *Springer*, 2003. 126 p.
 [2] Marti A., Luque A. Next Generation Photovoltaics. Bristol: *Institute of Physics Publ.*, 2004. 332 p.
 [3] Ginley D.S., Cahen D. Fundamentals of Materials for Energy and Environmental Sustainability. Cambridge: *Cambridge Univ. Press*, 2012. 753 p.
 [4] Alferov Zh.I., Andreev V.M., Rumyantsev V.D. [Trends and prospects for the development of solar photovoltaics]. *FTP*, 2004, vol. 38, no. 8, pp. 937—948. (In Russian).
 [5] Dzhafarov T.D. [Photostimulated atomic processes in semiconductors]. M.: *Energoatomizdat*, 1984. 134 p. (In Russian).
 [6] Farenbruh A., B'yub R. [Solar cells: theory and experiment]. M.: *Energoatomizdat*, 1987. 280 p. (In Russian).
 [7] Andreev V.M., Grilihes V.A., Rumyantsev V.D. [Photoelectric conversion of concentrated solar radiation]. L.: *Science*, 1989. 310 p. (In Russian).
 [8] Bauer T. Thermophotovoltaics: Basic Principles and Critical Aspects of System Design. Berlin: Springer-Verlag, 2011. 196 p.
 [9] Chopra K., Das S. [Thin-film solar cells]. M.: *World*, 1986. 438 p. (In Russian).
 [10] Afanas'ev V.P., Terukov E.I., Sherchenko A.A. [Thin-film solar cells based on silicon]. SPb.: Publishing house SpbGETU "LETI", 2011. 168 p. (In Russian).

Acknowledgements

The researches are carried out with the financial support and within the framework of the objectives of state research program Republic of Belarus "Photonics, opto- and microelectronics" (tasks 3.2.01, 3.1.02).