ЭЛЕКТРОННЫЕ СРЕДСТВА И СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ

IX Международная научно-практическая конференция

30-31 октября 2013 г.

Материалы докладов

В двух частях Часть 1

> В-Спектр Томск – 2013

УДК 621.37/39 + 681.3 ББК (Ж/О) 32.84.85.965 Э 45

Э 45 Электронные средства и системы управления: Материалы докладов IX Международной научно-практической конференции (30–31 октября 2013 г.): В 2 ч. – Ч. 1. – Томск: В-Спектр, 2013. – 194 с. ISBN 978-5-91191-301-4 ISBN 978-5-91191-302-1 (Ч. 1)

Книга содержит материалы докладов, представленных на IX Международной научно-практической конференции «Электронные средства и системы управления» (Томск, 30–31 октября 2013 г.). Представлены доклады по следуюцим направлениям: радиотехнические и телекоммуникационные системы; наноэлектроника CBЧ; нанотехнологии в электронике; антенны и микроволновые устройства CBЧ; нелинейная оптика; интеллектуальная силовая электроника и преобразовательная техника; плазменная электроника; биомедицинская электроника; автоматизация и оптимизация систем управления и обработка информации; интеллектуальные системы проектирования, автоматизация проектирования электронных устройств и систем; информационная безопасность; информационные технологии в управлении и принятии решений; информационные технологии в обучении; инновации в сфере электроники и управления; оптоэлектроника и фотоника; видеоинформационные технологии и цифровое телевидение. Также представлены доклады участников Программы фонда содействия развитию малых форм предприятий в научно-технической сфере «У.М.Н.И.К.».

Для студентов, преподавателей и специалистов, интересующихся проблемами систем управления.

> УДК 621.37/39 + 681.3 ББК (Ж/О) 32.84.85.965

Ответственный редактор – Н.Д. Малютин, д.т.н., профессор

Часть статей секций 1–17 направлены для публикации в журнале «Доклады ТУСУРа»

ISBN 978-5-91191-301-4 ISBN 978-5-91191-302-1 (4. 1)

© ТУСУР, 2013 © Коллектив авторов, 2013

РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ И ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ

Председатель секции – Шарыгин Герман Сергеевич, д.т.н., профессор, зав. каф. РТС

УДК 621.396.96 **РАЗРЕШЕНИЕ НЕОДНОЗНАЧНОСТИ ФАЗОВЫХ ИЗМЕРЕНИЙ В МОРСКОЙ РАДИОНАВИГАЦИОННОЙ СИСТЕМЕ** *А.М. Алешечкин, А.Д. Куроптев*

Предлагается фазовая радионавигационная система на основе PHC «Крабик-БМ», позволяющая осуществлять однозначное измерение радионавигационных параметров на основе результатов во всей рабочей зоне системы без использования априорных координат бортовой станции. Однозначное определение реализуется за счет нахождения пеленгов с бортовой станции на наземные опорные станции. Представлены расчеты, подтверждающие возможность использования данной системы для определения высокоточных координат надводных объектов во всей рабочей зоне PHC «Крабик-БМ».

Ключевые слова: метрические частоты, устранение неоднозначности, курсовой угол.

В настоящее время продолжается активное внедрение в разные сферы деятельности глобальных спутниковых радионавигационных систем (СРНС) с их функциональными дополнениями. Однако для решения определённого круга навигационных задач, а также при неудовлетворительных условиях приема сигналов СРНС использование наземных радионавигационных систем (РНС) является по-прежнему актуальным. Одной из таких систем является РНС «Крабик-БМ», предназначенная для определения координат надводных объектов. Система обеспечивает точность определения координат потребителя на уровне десятков сантиметров при максимальной дальности действия не более 100 км, что позволяет решать задачи навигации при плавании в прибрежных районах и узкостях, а также при работах, осуществляемых с целью геодезической привязки.

Как и в большинстве систем, использующих в качестве радионавигационных параметров измерения фазы сигналов, в РНС «Крабик-БМ» существует проблема разрешения неоднозначности (РН) результатов измерений фазовых сдвигов (ФС). В настоящий момент известны различные общие методы РН ФС: применение многошкальных систем [1], использование информации от других РНС и инерциальных датчиков или же алгоритмы, основанные на переборе целочисленной неоднозначности, например [2]. Указанные способы имеют определенные недостатки, связанные со сложностью технической реализации, высокими требованиями к вычислительным ресурсам и др.

В РНС «Крабик-БМ» устранение неоднозначности основано на использовании метрических частот (0,01; 0,1; 1; 5 и 10 МГц), где самая низкая частота обеспечивает область однозначного определения ФС, равную 15 км. При этом поскольку в РНС «Крабик-БМ» основным методом местоопределения является ак-

тивный дальномерный, значение ΦC оказывается пропорциональным двойной дальности, а значит, реальный диапазон однозначности по дальности будет в 2 раза меньше, чем по ΦC , и составит $\pm 7,5$ км. Данная область меньше рабочей зоны системы, поэтому для однозначного определения координат бортовой станции (БС) используют априорные сведения о грубых координатах БС, которые вводятся в вычислитель БС до начала работы, что является существенным недостатком системы.

Определение грубых координат бортовой станции. Рассмотрим принцип построения РНС, основанной на РНС «Крабик-БМ», в которой устраняется данная проблема. Система состоит из бортовой приемопередающей станции (БС), установленной на надводном объекте, и n (n не менее двух) опорных приемопередающих станций (ОС). В состав бортовой станции входят приемопередающая антенна (Aн1) и приемная антенна (Aн2), расположенная на расстоянии \mathbb{B} от Aн1, таким образом, образуется два приемных канала, в каждом из которых независимо измеряется Φ С принимаемых сигналов.

БС излучает последовательность импульсов, состоящую из импульсов опорной частоты f_0 и импульсов вспомогательных частот $f_1 \dots f_5$, причем разности данных частот образуют соответствующие метрические частоты системы $F_1 \dots F_5$. Каждая из ОС принимает сигнал от БС, после чего выполняются измерения ФС, затем производятся вычисления, которые определяют значения ФС на метрических частотах. Вычисленные значения ФС запоминаются в вычислительном блоке ОС. В заданный момент времени ОС излучает ответный сигнал (в системе используется временное разделение сигналов), структура которого идентична сигналу БС, при этом опорные сигналы с частотой f_0 формируются с фазой, равной фазе опорного генератора ОС, что позволяет осуществлять синхронизацию БС.

Ретранслированный сигнал от ОС принимается антеннами Ан1 и Ан2 бортовой станции, и в обоих приемных каналах производится независимое измерение $\Phi C \Psi_1, \Psi_2 \dots \Psi_5$ и $\Psi_{01}, \Psi_{02} \dots \Psi_{0(5+1)}$. Далее, в вычислительном блоке БС производится расчет:

$$\Psi_1' = (\Psi_{01} + \Psi_{02})/2, \dots \Psi_m' = (\Psi_{0m} + \Psi_{0(m+1)})/2, \qquad (1)$$

$$\Delta \Psi_1 = \Psi'_1 - \Psi_1, \dots \Delta \Psi_m = \Psi'_m - \Psi_m.$$
⁽²⁾

Полученные значения $\Delta \Psi_1^{A_{H1}} \dots \Delta \Psi_5^{A_{H1}}$ и $\Delta \Psi_1^{A_{H2}} \dots \Delta \Psi_5^{A_{H2}}$ ФС определяют изменения фаз на метрических частотах, которые запоминаются в вычислителе БС и используются в дальнейшем для устранения неоднозначности фазовых измерений.

В рассматриваемой системе определение приближенного местоположения БС основано на пеленгационном методе определения координат, в связи с чем в бортовую станцию вводится вторая приемная антенна Ан2 [3]. Истинный пеленг (азимут) θ_{ai} на *i*-ю ОС в прямоугольной системе координат Гаусса–Крюгера определяется как [4]:

$$\theta_{ai} = \arctan\left(\frac{y_{si} - y_b^*}{x_{si} - x_b^*}\right),\tag{3}$$

где x_{si} , y_{si} – координаты *i*-й OC; x_b^* , y_b^* – координаты БС; i = 1... n – номер OC.

Для определения искомых пеленгов БС необходимо определить курсовой угол α_i (угол между вектором, соединяющим антенны БС, в случае их размеще-4

ния вдоль продольной оси судна, и направлением на *i*-ю OC) и курс судна θ_k (рис. 1). Тогда истинный пеленг определяется как

$$\theta_{ai} = \theta_k + \alpha_i \,. \tag{4}$$

Курсовой угол α_i определяется известным интерферометрическим методом путем приема сигнала от одной ОС двумя разнесенными в пространстве антеннами БС на основе соотношения:

$$\cos(\alpha_i) = \frac{\lambda \times \Phi_1}{2\pi \times B}, \qquad (5)$$

где Φ_1 – фазовая разность хода сигналов, принятых Ан1 и Ан2.

Определение угла курса θ_k не вызывает затруднений, так как на всех судах имеются курсоуказатели. Данные о курсе

судна θ_k по информационному каналу передаются в вычислитель БС, после чего производится расчет истинных пеленгов на ОС, сигналы которых принимаются согласно выражению (4).

Таким образом, для определения прямоугольных координат БС необходимо вычислить как минимум два угла азимута. В результате измерений по $n \ge 2$ ОС получаем систему из n уравнений вида (5), которую, в силу избыточности (при $n \ge 2$), можно решить по методу наименьших квадратов. В результате решения системы определяются грубые координаты БС x_b^* , y_b^* , которые используются в качестве координат начального приближения в операции разрешения неоднозначности фазовых измерений, осуществляемой по методу пересчета измерений [1]. Согласно [1] определение значения полного ФС на самой высокой метрической частоте осуществляется путем последовательного перехода от более грубых ступеней устранения неоднозначности к точным.

$$N_{1,i} = \left[\frac{2R_i^*}{\lambda_1} - \Delta \Psi_{1,i}^{\text{AH1}} + 0.5\right]$$
(6)

$$\Psi_{j,i} = N_{j,i} + \Delta \Psi_{j,i}^{\text{A} + 1} \tag{7}$$

$$N_{j,i} = \left[\frac{F_j}{F_{j-1}} - \Delta \Psi_{j,i}^{AH1} + 0,5 \right]$$
(8)

где $j - 2 \dots m$ – текущий номер ступени РН; m – общее число шкал; N – значение целочисленной неоднозначности фазовых измерений; R_i^* – расстояние от БС до *i*-й ОС, вычисленное по координатам x_b^* , y_b^* ; [.] – операция выделения целой части числа.

В результате последовательного РН становятся известны значения полных $\Phi C \Psi_{5,1} \dots \Psi_{5,n}$ по которым вычисляются точные расстояния R_i от БС до n ОС:

$$R_i = \frac{\upsilon_p \times \Psi_{5,i}}{4\pi \times F_5} \tag{9}$$

где υ_p – скорость распространения радиоволн.





Рис. 1. Схема определения углов БС

Точные координаты БС x, y определяются на основе решения системы уравнений, которая, например, для дальномерного режима определения координат БС имеет вид

$$R_{i} = \sqrt{\left(x_{si} - x\right)^{2} + \left(y_{si} - y\right)^{2}} .$$
 (10)

В результате после получения и обработки измерений как минимум от двух ОС навигационная задача потребителя будет решена, при этом не потребуется задание априорных координат, поскольку они будут определены на основе решения пеленгационной задачи.

Расчетная проверка метода. Ниже приводятся и обсуждаются результаты расчетной проверки предложенного способа определения области однозначной оценки фазовых измерений. Необходимо, чтобы точность определения координат пеленгационным методом была не хуже зоны $\pm 7,5$ км.

Для расчетов примем возможные значения баз от 0,5 до 15 м с шагом 0,5 м, так как при данных расстояниях будет обеспеченно однозначное определение разности фаз Φ_i на частоте F_5 (10 МГц).

Примем, что среднеквадратическая погрешность измерения ФС $\Delta \Phi_{5,i}$ является величиной, одинаковой для всех ОС и равной $\Delta \Phi_5 = 0,01$ фазовых циклов (или 3,6°). Погрешности определения курса $\Delta \theta_k$ возьмем из характеристик существующих гирокомпасов и курсоуказателей [5, 6].

Погрешности курсоуказания

Horpellindern Rypedy Rusuinin						
Тип гирокомпаса	PGM-Surveyor	ГКУ-1	Тип «КУРС-10»			
$\Delta \theta_k$, град	1,15	1,6	2,0			

Тогда погрешность определения курсового угла приблизительно определяется как

$$\Delta \alpha = \frac{\lambda_5 \times \Delta \Phi_5}{B} \tag{11}$$

Далее вычисляется погрешность истинного пеленга $\Delta \theta_a$:

$$\Delta \theta_a = \sqrt{\Delta \alpha^2 + \Delta \theta_k^2} \tag{12}$$

Ниже на рис. 2 представлен результат вычислений $\Delta \theta_a$ (на рисунке обозначен как $\Delta \theta_{peleng}$) для различных значений погрешности курсоуказания в зависимости от длины базы.



Рис. 2. Погрешность определения пеленга, град

Можно отметить, что основной вклад в погрешность определения истинного пеленга вносит погрешность определения курсового угла, которая напрямую зависит от расстояния между антеннами, следовательно, класс точности курсоуказателя важной роли в значении $\Delta \theta_a$ не играет.

Далее вычисляется погрешность определения расстояния Δr в направлении, перпендикулярном направлению БС-ОС:

$$\Delta r = R \times \tan(\Delta \theta_a) , \qquad (13)$$

где *R* – дальность между БС и ОС примем равной дальности действия РНС «Крабик» – 100 км.

Результат приведен на рис. 3. Как видно из представленного графика, однозначное определение в зоне \pm 7,5 км возможно при базе более 2,1 м. Однако, в зависимости от геометрического фактора (ГФ), требуемое значение базы должно быть увеличено на значение ГФ.





Заключение. В описанной системе достигается однозначное определение координат во всей рабочей зоне за счет PH фазовых измерений БС на основе определения приближенных координат БС радиопеленгационным методом. Система на основе PHC «Крабик-БМ» не требует изменения рабочих частот, обработки большого объема вычислений или интеграции с другой навигационной системой. Для ее реализации необходимо размещение дополнительной приемной антенны в заданной точке на борту потребителя. Решения, указанные в предложенной системе, могут быть использованы в выпускаемой в ОАО «НПП «Радиосвязь» PHC «Крабик-БМ» с целью снятия требований по точности задания априорных координат БС.

Литература

1. Пономарев В.А. Разрешение неоднозначности в информационно-измерительных многошкальных приборах и системах / В.А. Пономарев, А.В. Пономарев, Т.М. Пономарева и др. СПб.: Изд-во ВИКУ, 2001. 163 с.

2. Алешечкин А.М. Расширение диапазона однозначной оценки координат объектов в фазовых радионавигационных системах // Современные проблемы радиоэлектроники: сб. науч. тр. / Под ред. А.И. Громыко; отв. за вып. А.А. Левицкий; СФУ. Красноярск, 2010. С. 170–174.

3. Пат. 2457629 Российская Федерация, МПК Н 04 L 29/02, G 01S 3/46. Фазовая радионавигационная система / А.М. Алешечкин; заявитель и патентообладатель



ФГАОУ ВПО СФУ. № 2011128914/08; заявл. 12.07.2011; опубл. 27.07.2012, бюл. № 21. 24 с.

4. Куштин И.Ф. Геодезия: учеб.-практ. пособие М.: ПРИОР, 2001. 127 с.

5. Справочник по морским средствам навигации (в двух томах). Т. 1 / Ред. В.П. Озеров. СПб.: ЦКФ ВМФ, 1996. 251 с.

6. Пермская научно-производительная приборостроительная компания (ПНППК). Продукция. Морская техника [Электронный ресурс]. Режим доступа: http://www.ppk.perm.ru./detail.asp?id=3&gID=18.html, свободный (дата обращения: 22.09.2013).

УДК 621.391.1 МОДЕЛИ ЦИФРОВЫХ ИНТЕРФЕЙСОВ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ ДЛЯ ОБОРУДОВАНИЯ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СЕТЕЙ *А.Н. Буданов*

Предложен метод настройки телекоммуникационного оборудования с помощью методов «графического» программирования с использованием моделей цифровых интерфейсов передачи данных, в основе которых лежит математическая и алгоритмическая составляющие, предназначенный для эффективного использования ресурсов телекоммуникационного оборудования связи и его надежной эксплуатации.

Ключевые слова: модель интерфейса, графическое программирование, системы управления.

Задача автоматизации телекоммуникационных сетей. Современные цифровые телекоммуникационные (ТК) сети связи представляют собой сложную взаимоувязанную структуру, в состав которой входят не только каналы связи и оборудование каналообразования, но и системы управления (СУ), позволяющие выполнять контроль и настройку оборудования из центрального офиса компании или диспетчерского центра. Каждый сетевой элемент в структуре ТК сети выполняет следующие основные функции:

- исправление ошибок;

8

- резервирование каналов и маршрутов;
- взаимодействие с системами управления;
- маршрутизация пакетов данных;
- преобразование информации и т.д.

Основным недостатком обособленной работы каждого сетевого элемента является несогласованность действий с «соседним» оборудованием, что может привести к аварийной ситуации на всей сети связи в целом, так как отсутствует логическая связь между сетевыми узлами и между разнотипными системами управления этих узлов [1]. Это является большим недостатком ТК сетей и существенно влияет на коэффициент надежности и готовности каналов связи [2].

Решением данного вопроса является объединение внутренней логики всех устройств, используемых в сети связи в центральной СУ. Готовых программноаппаратных платформ СУ сегодня представлено на рынке большое количество, однако при их реализации нужно согласовывать логику устройства и ядро верхней СУ что является трудоемкой и дорогостоящей задачей. Ключевым показателем СУ является поддержка следующих функций:

- возможность прогнозирования аварийных ситуаций;

 – автоматическое обучение на реакцию от внешнего воздействия или несанкционированного доступа;

 – автоматическое обнаружение сетевых узлов не посредствам прослушивания широковещательных и прочих протоколов, а путем явного определения ядра СУ на основе технологии DHCP.

Данные функции являются перспективным направлением развития и позволят создать искусственный интеллект в сети связи, что превратит ее в некоторый «дрессированный» живой организм [3]. Таким образом, исследование методов автоматизации ТК сети на основе предложенных выше функций для улучшения коэффициента надежности эксплуатации оборудования, улучшения качества обслуживания абонентов и стремления к малолюдным технологиям является актуальной задачей.

Постановка задачи. Автоматизацию ТК сети можно выполнить на основе модельного представления компонентов (сетевых элементов) [4], что позволит:

- разложить оборудование на составляющие;

- выделить общие характеристики оборудования и интерфейсов;

- определить методы управления состоянием оборудования;

- определить способы мониторинга сигнализации.

На основе полученных результатов предложить методы усовершенствования принципов автоматизации телекоммуникаций.

Исследование цифрового оборудования показывает, что в ТК сети технологических предприятий распространены следующие интерфейсы передачи данных:

– интерфейс E&M – для передачи аналоговых сигналов между автоматическими телефонными станциями (ATC);

– интерфейс согласно рекомендации ITU-T G.703 – устанавливает номиналы скоростей передачи данных для обмена сигналами между сетевыми узлами со скоростью 2048/8448/34368 кбит/с;

– интерфейс стандарта IEEE 802.3 (Ethernet) – определяет проводные соединения и электрические сигналы на физическом уровне, позволяет работать на скоростях 10/100/1000 Мбит/с;

– волоконно-оптический интерфейс передачи данных ANSI X3T9.5.

Алгоритмический и математический анализ представленных выше типов интерфейсов рассмотрены в [4]. В результате выявлена необходимость изменения аппаратной конфигурации оборудования цифровых систем передачи (ЦСП), которая должна состоять только из необходимого количества физических плат с заложенным коэффициентом избыточности по портам передачи данных. Но для реализации данного подхода необходимо использовать метод настройки оборудования через «визуальное» (графическое) программирование (рис. 1).

Виртуальный интерфейс передачи данных – интерфейс, позволяющий преобразовывать информацию (сетевой трафик) в вид, необходимый для ее передачи/приема через порты оборудования, выполненный в виде компонента с определенным алгоритмом работы.

Совокупность средств визуального (графического) программирования и цифровых виртуальных интерфейсов, выполняющих функции приема и передачи данных в сети технологической связи, связанных с центральной системой управления, определяется как «процессор виртуальных интерфейсов» (ПВИ).



Процессор виртуальных интерфейсов Библиотека Рис. 1. Настройка процессора виртуальных интерфейсов (ПВИ) путем графического программирования

Объединив информационные порты в едином корпусе, получим следующий конструктив (рис. 2):



Рис. 2. Внешний вид процессора виртуальных интерфейсов

Внешний вид не отличается от стандартных современных коммутаторов, но имеет следующие преимущества:

- произвольное назначение функций портов;
- выполнение преобразования сигналов внутри устройства;

– автоматическое обнаружение активного интерфейса и автоопределение его типа из имеющейся библиотеки компонентов.

Представленная методика визуального программирования и библиотека виртуальных интерфейсов позволят эффективно использовать ресурсы оборудования технологической сети связи, так как заложен коэффициент избыточности по количеству физических портов и выполняемых функций в зависимости от решаемых задач.

Пример реализации предложенного алгоритма работы ПВИ в структуре сети PDH изображен на (рис. 3), где цифровой поток 2048 кбит/с выделяется из транспортной сети радиорелейной станции (PPC) для обработки (ввода/вывода) следующих услуг технологической сети связи: региональная сеть передачи данных (РСПД), данные системы линейной телемеханики (СЛТМ) и вывод сигнализации



от интерфейсов передачи данных на сервер управления телекоммуникационным оборудованием согласно схеме (рис. 1).

Для полноценной поддержки уже существующих СУ необходимо предусмотреть реализацию в ПВИ стандартов и протоколов, заложенных в программное обеспечение верхнего уровня пирамиды TMN (Telecommunication Management Network), описанной в [5].

Проведенное исследование протоколов управления оборудованием связи [6] явно показывает преимущества протокола SNMP (Simple Network Management Protocol), следовательно, в основу логики управления устройством ПВИ будет включен агент SNMP, но так как оно основано на виртуальных интерфейсах, следовательно, модель протокола управления и сигнализации будет выполнена как виртуальный компонент с входами для сигнализации и выходами для управления.

Дополнительно стоит отметить, что в случае необходимости тестирования одного из каналов возможно выполнить параллельный вывод данных от одного из каналов на порт с диагностическим прибором и произвести необходимые измерения или анализ протоколов передачи данных без остановки каналов связи. Например, согласно схеме



Рис. 3. Применение ПВИ в структуре PDH

(рис. 1) для диагностики интерфейса G.703 (порт №2) необходимо задать алгоритм G.703 для порта №3 и параллельно соединить с выходом порта №2. Таким образом, вся проходящая информация будет параллельно направлена на порт №3.

Практическая реализация данного метода исследования выполнена в среде моделирования и автоматического расчета систем, результаты которого опубликованы в [4, 7, 8].

Заключение. На основе проведенных исследований и предложенного метода программирования сделаны следующие выводы:

1. Необходимо пересмотреть логику программирования оборудования связи, что повлечет за собой пересмотр внутренней конструкции устройств на основе виртуальных интерфейсов.

2. Предложенный метод объединения рассмотренных в статье интерфейсов, используемых в цифровом оборудовании связи, позволит построить глобальную (в масштабе предприятия) автоматизированную сеть связи.

3. Определено достоинство ПВИ, определяющее возможность гибкого использования ресурсов сети связи через систему мониторинга и управления на базе виртуального интерфейса SNMP, к которому возможно подключить все необходимые типы сигнализаций от задействованных компонентов библиотеки.

4. Результаты решения предполагается использовать в процессе оптимизации сетей связи с учетом топологии, характеристик оборудования, количества интерфейсов и алгоритмов работы.

Литература

1. Буданов А.Н. Централизованное управление цифровым телекоммуникационным оборудованием // Современная газотранспортная отрасль: перспективы, проблеммы, решения. Томск, 2013. Т. 2. С. 165–169.

2. ГОСТ 27.301-95. Надежность в технике. Расчет надежности. Основные положения. Минск, 1995.

3. Буданов А.Н. Оборудование будущего [Электронный ресурс]. Режим досту-па: http://blog.telecomideas.ru/web/blog-2012, свободный (дата обращения: 30.09.2013).

4. Буданов А.Н. Виртуальные интерфейсы для передачи мультисервисного трафика // Инфокоммуникационные технологии / А.Н. Буданов, В.М. Дмитриев. Томск, 2013. Вып. 3. С. 101–106.

5. Гребешков А.Ю. Управление сетями электросвязи по стандарту ТМN // Инженерная энциклопедия. М.: Эко-трендз, 2003. 288 с.

6. Олифер Н.А., Олифер В. Г. Средства анализа и оптимизации локальных сетей. CIT-Forum [Электронный ресурс]. Режим доступа: http://citforum.ru/nets/optimize/locnop_07.shtml, свободный (дата обращения: 09.30.2013).

7. Буданов А.Н. Модель канала тональной частоты // Научная сессия ТУСУР-2011. Томск: В-Спектр, 2011. Т. 6. С. 163–165.

8. Буданов А.Н. Методика построения полнофункциональных моделей управления первичными и вторичными сетями связи // Современное образование: технические университеты в модернизации экономики России: матер. междунар. науч.-метод. конф. Томск, 2011. С. 33–34.

УДК 004.72

ИССЛЕДОВАНИЕ ПРОПУСКНОЙ ВОЗМОЖНОСТИ СТАТИЧЕСКОЙ СЕТИ *М.Ю. Катаев, А.С. Крупский*

Приводится описание модели и алгоритма расчета пропускной возможности статической сети. Приводятся и обсуждаются результаты численного эксперимента.

Ключевые слова: компьютерная сеть, трафик, модель, анализ.

Бурное развитие технических и программных компонент, обслуживающих Интернет, сопровождается ростом спроса на все более разнообразные и надежные услуги, заставляет интернет-провайдеров постоянно модернизировать свои сети. Это особенно важным становится в настоящее время, когда по Интернет передается цифровое телевидение, большие объемы разнородной информации и др. Управление производственными процессами больших предприятий также опирается на локальный Интернет.

Особенностями современных интернет-сетей являются:

- постоянное увеличение числа пользователей;

 передача большого количества разнородной информации, значительная часть которой является мультимедийной;

 необходимость обеспечения передачи информации. близкой к режиму реального времени;

- попытки защиты от несанкционированного доступа.

Все это предъявляет повышенные требования к пропускной способности каналов, к алгоритмам маршрутизации, к поиску оптимальных узлов сети.

Важной частью разработки и поддержания работоспособности реальных сетей является анализ параметров (трафик, вложенность и типы сетей и др.). Однако программные анализаторы не позволяют получать количественные оценки характеристик модернизируемых, разрабатываемых компьютерных сетей. В этих случаях необходимо использовать математические и программные средства имитационного моделирования.

В статье представлено описание модели, которая позволяет имитировать и исследовать работу реальной сети с заданными характеристиками.

Модели оценки производительности сетей. К моделям оценки производительности компьютерных сетей относят системы массового обслуживания (СМО), методы анализа стохастических процессов, а также имитационные модели.

Аппарат СМО широко применяется в качестве моделей производительности с целью представления и анализа ресурсов распределенных систем [1–2]. Одним из методов анализа стохастических процессов являются сети Петри [3], которые используются, как правило, при моделировании поведения параллельных, распределенных систем.

Методы оптимизации маршрутизации описывают процесс повышения производительности сети путем выявления и внедрения оптимальных моделей распределения нагрузки (трафика) без нарушения/изменения принятой структуры сети. В случаях, когда наращение нагрузок или временные колебания трафика вызывают перегрузки каналов связи, эти методы применяются для полного или частичного разрешения проблем производительности сети. Суть оптимизации заключается в изменении маршрутизации в целях лучшей структуризации сетевых ресурсов для обеспечения заданного качества предоставляемых услуг (QoS – Quality of Service).

Другим способом является имитационное моделирование. В условиях стохастической неопределенности, в сложных структурах компьютерной сети, где результат передачи информации зависит от множества случайных событий и аналитические вычисления нереальны, применяется имитационное моделирование.

Имитационные модели представляют собой компьютерную программу, которая последовательно, модельно воспроизводит события, происходящие в реальной системе. Применительно к компьютерным сетям, их имитационные модели воспроизводят процессы генерации сообщений на уровне узлов сети, разбиение сообщений на пакеты определенных протоколов, задержки, связанные с обработкой пакетов, процесс получения доступа к компьютеру, процесс обработки поступающих пакетов маршрутизатором и т.д. При имитационном моделировании сети не требуется приобретать дорогостоящее оборудование – его работы имитируется программой, достаточно точно воспроизводящими все основные особенности и параметры такого оборудования. В ходе моделирования использовался симулятор сети ns3.

Предлагаемая модель оценки сети. Пусть имеется множество узлов U с заданным набором атрибутов: $i = 1 \dots N$, $j = 1 \dots M$ – координаты узла сети на линейной и прямоугольной сетке, M, N – пространственное число узлов координатной сетки по обеим координатам, V – объем передаваемой узлом в сеть информации в момент времени t, t – момент времени, в секундах, измеряемый от начала суток, соответствующий данному состоянию узла (занят, свободен, частично занят), Z – связность узла, которая несет не только характеристику того, какие узлы связаны между собой, но и как они связаны. Примером такой модели сети может быть вариант, показанный на рис. 1, где цифрами обозначен номер узла.



Результаты моделирования. Передача осуществляется от узла (0,0) на узел (2,2), где расположен сервер. В серии экспериментов количество передающих узлов увеличивается. В качестве пункта назначения используется связь (2,1)–(2,2), так как необходимо указать ір адрес одного из интерфейсов узла (2,2), которых у него 2. Объём генерируемого одним клиентом трафика составляет 1024 байта 100 раз в секунду, что в общем даёт 800 кбит/с на клиента. Коллизий Ethernet не было, так как связи фактически использовались для передачи в одном направлении. В результате моделирования сети получены следующие численные значения (таблица):

Кол-во	Отправле-	Получено,	Muowootho Honolouuw Volon	Получено /
клиентов	но, кбит/с	кбит/с	множество передающих узлов	отправлено
1	800	781,5	(0,0)	0,9769
2	1600	1562,5	(0,0)(0,1)	0,9766
3	2400	2392,6	(0,0)(0,1)(1,0)	0,9969
5	4000	3955,1	(0,0)(0,1)(1,0)(1,1)	0,9888
6	4800	4736,0	(0,0)(0,1)(1,0)(2,0)(0,2)	0,9866
8	5120	4101,6	(0,0)(0,1)(1,0)(1,1)(2,1)(1,2)(2,0)(0,2)	0,82032

Процент принятого трафика

В ходе эксперимента с восемью клиентами передаваемый каждым из них трафик был уменьшен так, чтобы суммарный трафик не превышал максимальной пропускной способности связи. В случае же, если оставить скорость передачи на клиента равной 800 кбит/с, то итоговое отношение принятого трафика к отправленному составит порядка 64%. Однако следует учитывать, что данное значение было получено для режима функционирования сети с перегрузкой, когда объём передаваемого трафика превышает физические возможности сети. На основе проведённого эксперимента можно сделать рекомендации для модели сетевой архитектуры дифференцированных услуг (Differentiated Services) по обеспечению необходимого QOS в данной сети.

Отношение полученного трафика к отправленному представлено на рис. 2.



Заключение. На основе проведенных исследований возможно сделать следующие выводы:

1. Значительное (порядка 17%) снижение пропускной способности сети наблюдается при появлении источников трафика на пути следования без превышения физических возможностей сети.

2. Для изучения нагрузки связей следует произвести анализ таблиц маршрутизации.

3. Интерес представляют режимы работы сети с перегрузкой, когда передаваемый трафик превышает физические возможности сети, а также обнаружение таких режимов.

4. Для оценки потерь пакетов и реактивности сети следует осуществить остановку генерации трафика и проанализировать переходный процесс при этом.

Литература

1. Моделирование систем с использованием теории массового обслуживания / Под ред. Д.Н. Колесникова. СПб.: СПбГПУ: 2003. 180 с.

2. Брейдо В.Л. Вычислительные системы, сети и телекоммуникации. СПб.: Питер, 2003. 688 с.

3. Питерсон Дж. Теория сетей Петри и моделирование систем. М.: Мир, 1984. 264 с.

УДК 621.3.095.221

УМЕНЬШЕНИЕ ПЕРЕКРЁСТНЫХ НАВОДОК В ТРАССАХ СОСЕДНИХ СЛОЁВ ПЕЧАТНОЙ ПЛАТЫ АППАРАТУРЫ РАДИОНАВИГАЦИИ КОСМИЧЕСКОГО АППАРАТА *М.И. Почуев*

Предложен пример устранения нарушения электромагнитной совместимости путем минимального изменения топологии печатной платы посредством анализа перекрестных наводок в программном продукте TALGAT. **Ключевые слова:** электромагнитная совместимость, оптимизация, печатная плата, бортовая аппаратура, TALGAT.

Проектирование современной бортовой радиоэлектронной аппаратуры (РЭА) требует особого внимания к электромагнитной совместимости (ЭМС). Несмотря на относительно низкие рабочие частоты разрабатываемых узлов, тенденции постоянного увеличения быстродействия РЭА всё чаще заставляют обращать внимание на проблемы, связанные с ЭМС блоков. Были случаи, когда ошибки, не оказывающие никакого влияния на низкочастотные проекты, имели катастрофические последствия в проектах следующих поколений быстродействующих узлов.

В практике обеспечение ЭМС сводится к выполнению ряда стандартных правил проектирования, которые не учитывают уникальные особенности каждой структуры, а являются общими с заведомо завышенными запасами надёжности. Использование данного метода увеличивает массогабаритные характеристики прибора, ограничивает возможности разработчика и не может быть достаточным условием для обеспечения работоспособности прибора.

Исправление нарушений ЭМС после изготовления опытного образца приводит к изменению топологии блока, а следовательно, к возможным дополнительным нарушениям ЭМС, что замыкает круг и оставляет вопрос по обеспечению ЭМС неразрешённым. Часто очень важно оперативно обеспечить ЭМС при минимальных изменениях в конструкторской документации, например, за счет изменения только трассировки печатной платы (ПП), не изменяя компоновки ПП, а тем более конструкции прибора.

В данной работе рассмотрен пример устранения нарушения ЭМС путем минимального изменения топологии ПП посредством анализа перекрестных наводок в программном продукте TALGAT [1].

Предположим, что у изготовленного блока 300 нарушена работа одной из интегральных схем (ИС) вследствие неправильной топологии, подробно рассмотренной в работе [2]: возникают наводки напряжением до 0,1 В, которого достаточно, чтобы нарушить нормальную работу ИС. В настоящий момент блок 300 имеет топологию и стек ПП, показанные на рис. 1.



Рис. 1. Участок трассы блока 300 (а), структура стека ПП (б)

Для уменьшения уровня перекрестных помех с проводника на слое 5 на проводник на слое 6 предлагается разнести проводники относительно друг друга на определённое расстояние *dw* (рис. 2), при котором уровень помех *Up* будет не выше 0,5% от уровня сигнала *Us*. В справочной литературе и общих требованиях для обеспечения ЭМС РЭА расстояние *dw* принято брать равным 3*w* (в нашем случае 1,5 мм). Однако показательны оценки с более мелким шагом *dw*. Расчёты

Зависимость уровня помех от расстояния между проводника-

МИ					
dw, мм	Up, B	Up/Us, %			
0,25	0,083	2,1			
0,5	0,059	1,5			
0,75	0,037	0,9			
1,0	0,024	0,6			
1,25	0,016	0,4			
1,5	0,012	0,3			

в программе TALGAT дали результаты, сведённые в таблице. Как видно, требуемое значение Up достигается при dw=1,25 мм, что на 20% меньше справочного, т.е. для обеспечения ЭМС блока достаточно разнести проводники на расстояние 1,25 мм (см. рис. 2). Формы ближней и дальней перекрёстных помех при dw=1,25 мм показаны на рис. 3.





Рис. 2. Пример перетрассировки блока 300 (*a*) и структура стека ПП (б) с обеспечением заданного уровня ЭМС







Таким образом, используя математическое моделирование в программном пакете TALGAT (учитывая близость земли, различие проницаемостей диэлектриков стека, наличие паяльной маски и влагозащитного покрытия), получено гарантированное уменьшение перекрёстной помехи с 0,1 до 0,016 В (более чем в 6 раз) с резервированием топологического пространства ПП в 20%, что является существенным значением для современной РЭА с высокой плотностью монтажа.

Однако данное исследование не учитывает влияния соседних проводников, поэтому дальнейшее моделирование будет продолжено в следующей работе.

Работа выполнена в порядке реализации Постановления №218 Правительства РФ от 09.04.2010 г. по договору № 96/12 от 16.11.2012 ТУСУРа и ОАО «ИСС».

Литература

1. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ №2012660373. ТАLGAT 2011. Авторы: Газизов Т.Р., Мелкозеров А.О., Газизов Т.Т., Куксенко С.П., Заболоцкий А.М., Аширбакиев Р.И., Лежнин Ег.В., Салов В.К., Лежнин Ев.В., Орлов П.Е., Калимулин И.Ф., Суровцев Р.С., Комнатнов М.Е. Заявка №2012618426. Дата поступления 5 октября 2012 г. Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 16 ноября 2012 г.

2. Почуев М.И., Суровцев Р.С. Вычисление перекрёстных наводок трасс с лицевой связью в печатной плате аппаратуры радионавигации космического аппарата // М.И. Почуев, Р.С. Суровцев // Матер. докл. Всерос. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых учёных «Научная сессия ТУСУР – 2013». Томск, 15–17 мая 2013 г. С. 23–26.

УДК 621.396.96 МЕТОД ПОВЫШЕНИЯ ТОЧНОСТИ ОЦЕНКИ ДОПЛЕРОВСКОГО СДВИГА ЧАСТОТЫ В ПАССИВНОЙ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ СИСТЕМЕ, РАБОТАЮЩЕЙ ПО СИГНАЛАМ СТОРОННИХ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ ИСТОЧНИКОВ *Е.В. Рогожников*

Предложен метод повышения точности оценки доплеровского сдвига частоты в пассивной радиолокационной системе, работающей по сигналам сторонних телекоммуникационных источников. Произведено имитационное моделирование, получены зависимости среднеквадратического отклонения ошибки оценки доплеровского сдвига частоты от отношения сигнал/шум. Сделаны выводы о эффективности предлагаемого метода.

Ключевые слова: доплеровский сдвиг частоты, оценка времени приема, радиолокационная цель, компенсация сигналов.

Поверхность планеты окружает огромное множество радиосигналов различного назначения: радиовещание, сотовая связь, телевидение, сигналы спутниковой навигации, сигналы радиорелейных линий связи. Передача телекоммуникационных и других перечисленных сигналов осуществляется по беспроводным каналам связи, в результате чего при распространении сигналы отражаются от множества объектов на трассе распространения. Таким образом, сигналы известных источников могут быть использованы для получения радиолокационной информации в пассивных радиолокационных системах.

Постановка задачи. В радиолокации важной является задача селекции движущихся целей и определения их скорости с высокой точностью. Как известно, скорость движущегося объекта однозначно определяется доплеровским сдвигом частоты [1]. Классически в радиолокации используются импульсные либо ЛЧМ сигналы, при использовании которых оценка доплеровского сдвига частоты определяется методами, описанными в [2, 3]. Однако данные методы не пригодны в случае использования в качестве сигналов подсвета радиолокационной цели, телекоммуникационных сигналов современных систем связи, а также цифрового телевиления. Для оценки сдвига частоты пригодны методы, используемые для частотной синхронизации в современных системах связи, например процедура Initial Ranging в мобильном WiMAX [4]. Однако на точность оценки сдвига частоты сигнала, отраженного от радиолокационной цели, оказывают значительное влияние сигналы, отраженные от других объектов, а также прямой радиосигнал передатчика подсвета. В данной статье предлагается метод повышения точности оценки доплеровского сдвига частоты за счет компенсации прямого сигнала, а также сигналов, отраженных от других объектов.

Описание метода оценки доплеровского сдвига частоты. На рис. 1 приведена схема, поясняющая многолучевые условия приема сигналов в приемных пунктах. Радиолокационной целью на данной схеме является самолет. Источник сигнала подсвета излучает широкополосный телекоммуникационный сигнал, который отражается от воздушного объекта, а также от других окружающих объектов и поступает в приемные пункты.

Таким образом, приемным пунктом принимается прямой сигнал от передатчика подсвета, сигнал, отраженный от радиолокационной цели, а также множество сигналов, отраженных от различных окружающих объектов. $S_{\Pi p}(t) = A_0 \cdot S_{\Pi p \pi M}(t) + A_1 \cdot S_{OTp_1}(t + \tau_1) + A_2 \cdot S_{OTp_2}(t + \tau_2) + ... + A_N \cdot S_{OTp_N}(t + \tau_N)$, (1) где $S_{\Pi p \pi M}(t)$, $S_{OTp_1}(t + \tau_1)$, $S_{OTp_2}(t + \tau_2)$, $S_{OTp_N}(t + \tau_N)$ – соответственно прямой сигнал, первый, второй и *N*-й переотраженные сигналы, t – время, τ_1 , τ_2 , τ_N – соответственно задержка первого, второго и *N*-го переотраженных сигналов относительно прямого, A_0 , A_1 , A_2 , A_N – соответственно амплитуда прямого сигнала, первого второго и *N*-го переотраженных сигналов.



Рис. 1. Схема, поясняющая многолучевые условия приема сигналов в приемных пунктах

Принимаемый сигнал оцифровывается, вся дальнейшая обработка производится в цифровом виде. Выражение (1) перепишем в виде:

 $S_{\text{пр}}(k) = A_0 \cdot S_{\text{прям}}(k) + A_1 \cdot S_{\text{отр}_1}(k+K_1) + A_2 \cdot S_{\text{отр}_2}(k+K_2) + ... + A_N \cdot S_{\text{отр}_N}(k+K_N),$ где k – дискретные отсчеты, K_1 , K_2 , ..., K_N – соответственно количество отсчетов, на которые задержан первый, второй, *N*-й сигнал относительно прямого.

Моменты приема прямого и переотраженных сигналов, а также их амплитуды определяются по положению и уровню максимумов взаимокорреляционной функции, описанной в [5]. Получаем оценки амплитуды: $\hat{A}_0, \hat{A}_1, \hat{A}_2, ..., \hat{A}_N$, прямого и преотраженных сигналов, а также оценки задержек переотраженных сигналов относительно прямого: $\hat{K}_1, \hat{K}_2, ..., \hat{K}_N$. После оценки времени приема производится оценка фазового $\hat{\phi}_0, \hat{\phi}_1, \hat{\phi}_2, ..., \hat{\phi}_N$, сдвига между принятыми сигналами $S_{\rm np}(k)$ и опорным сигналом $S_{\rm onop}(k)$, а также грубая оценка доплеровского сдвига частоты для прямого и переотраженных сигналов по способу, описанному в [4]. Оценка доплеровского сдвига частоты для прямого сигнала $S_{\rm np}(k)$, а также для сигналов, отраженных от объектов индустрии (деревья, здания), будет близка к нулю, поскольку данные объекты неподвижны, сигнал отраженный от подвиж-

ной радиолокационной цели, будет иметь частотный сдвиг значительно отличный от нуля. Таким образом, по полученным оценкам частотного сдвига производится выделение сигнала, отраженного от радиолокационной цели.

Далее производится формирование сигнала $S_{\text{комп}}(k)$ для компенсации прямого сигнала, а также сигналов, отраженных от объектов индустрии. Предполо-

жим, что сигналом, отраженным от радиолокационной цели, является второй переотраженный сигнал $S_{\text{отр}_2}$, тогда компенсирующий сигнал запишем в виде:

$$S_{\text{KOMII}}(k) = \hat{A}_0 \cdot S_{\text{Прям}}(k) \cdot e^{-j\hat{\varphi}_0} + \hat{A}_1 \cdot S_{\text{OTP}_1}(k + \hat{K}_1) \cdot e^{-j\hat{\varphi}_1} + \dots + \hat{A}_N \cdot S_{\text{OTP}_N}(k + \hat{K}_N) \cdot e^{-j\hat{\varphi}_N}.$$

Сигнал $S_{\text{комп}}(k)$ представляет собой сумму прямого и переотраженных сигналов, за исключением сигнала, отраженного от радиолокационной цели, при этом сигналы берутся в противофазе относительно полученных оценок сдвигов фаз. Компенсация прямого сигнала передатчика и мешающих сигналов, отраженных от объектов индустрии, производится за счет суммирования сигналов $S_{\text{пр}}(k)$

и $S_{\text{комп}}(k)$:

$$S_{\text{ODD}}(k) = S_{\text{IID}}(k) + S_{\text{KOMII}}(k)$$

Далее производится повторная оценка доплеровского сдвига частоты для сигнала. отраженного от радиолокационной цели. За счет компенсации прямого сигнала и сигналов, отраженных от других объектов, достигается повышение точности оценки доплеровского сдвига частоты до 55%, что показано в результате моделирования.

Описание модели. Для исследования эффективности предлагаемого метода была разработана математическая модель, включающая формирование сигнала передатчика, беспроводной многолучевой канал связи, прием сигнала в прием-

Параметры многолучевого канала,

используемого при моделировании							
N⁰	Задержка,	Ослабле-	Частотный				
луча	нс	ние, дБ	сдвиг, Гц				
1	0	0	0				
2	200	-5	300				
3	270	-7	200				
4	390	-10	250				
5	460	-12	180				

ном пункте и оценку времени приемачастотного и фазового сдвига. В качестве сигнала подсвета использовался OFDM-сигнал с полосой 10 МГц, длительностью 91 мкс. Параметры многолучевого канала, используемого при моделировании, приведены в таблице.

В результате моделирования получены зависимости СКО ошибки

оценки частотного сдвига от отношения сигнал/шум в случае компенсации прямого сигнала и сигналов, отраженных от других объектов, и без компенсации. Оценка проводилась поочередно для каждого из лучей, приведенных в таблице, т.е. начиная со второго луча, каждый луч поочередно считался отраженным от цели, остальные лучи, включая прямой, компенсировались. Полученные зависимости приведены на рис. 2.

Из рис. 2 видно, что при повышении отношения сигнал/шум повышается точность оценки доплеровского сдвига частоты, достигаемая за счет компенсации прямого сигнала передатчика подсвета, а также остальных сигналов, переотраженных от различных окружающих объектов.

Заключение. Предложенный в статье метод позволяет повысить точность оценки доплеровского сдвига частоты в пассивной радиолокационной системе, работающей по сигналам современных телекоммуникационных систем. Как показано на рис. 2, точность оценки доплеровского сдвига частоты повышается при увеличении отношения сигнал/шум в системе, а величина ошибки возрастает при уменьшении мощности сигнала, отраженного от радиолокационной цели. Чем меньше мощность отраженного от радиолокационной цели. Чем эффективным становится предложенный метод.





Рис. 2. Зависимость СКО ошибки оценки сдвига частоты от отношения сигнал/шум, *а* – для 2-го луча (–5 дБ); *б* – для 3-го луча (–7 дБ); *в* – для 4-го луча (–10 дБ); *г* – для 5-го луча (–12 дБ)

В случае для второго луча (ослабление –5 дБ) при отношении сигнал/шум 30 дБ выигрыш от компенсации достигает 34% (рис. 2, *a*), в случае для пятого луча (ослабление –12 дБ) польза от компенсации достигает 55% (рис. 2, *c*).

Литература

1. Chen V.C. et al. Micro-Doppler effect in radar: phenomenon, model, and simulation study //Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on. 2006. T. 42. No. 1. C. 2–21.

2. Канащенков А.И., Меркулов В.И. Оценивание дальности и скорости в радиолокационных системах // М.: Радиотехника. 2004. Т. 1.

3. Казаринов Ю.М. (ред.). Радиотехнические системы: учеб. для вузов по спец. «Радиотехника». Высш. шк., 1990. 496 с.

4. Пат. 2 459 354 РФ, МПК Н04В 1/68, G01S 3/46. Способ оценки сдвига несущей частоты в восходящем канале для беспроводных телекоммуникационных систем / Н.А. Каратаева (РФ). № 2 011 146 810 / 08; заявл. 17.11.2011; опубл. 20.08.2012, Бюл. № 15. 6 с.

5. Пат. 2 382 378 РФ, МПК G 01 S 3/46. Разнесенный разностно-дальномерный пеленгатор/ А.В. Ивасенко (РФ). № 2 008 122 812 / 09; заявл. 05.06.2008; опубл. 20.02.2010, Бюл. № 16. 5 с.

НАНОЭЛЕКТРОНИКА СВЧ

Председатель секции – Бабак Л.И., д.т.н., профессор каф. КСУП

РАЗРАБОТКА GAAS МОНОЛИТНОЙ ИНТЕГРАЛЬНОЙ СХЕМЫ БУФЕРНОГО УСИЛИТЕЛЯ S-ДИАПАЗОНА *К.А. Алексеев, Е.В. Сапожников*

Представлены результаты моделирования монолитной интегральной схемы буферного усилителя, выполненого на основе 0.25 мкм GaAs p-HEMT 3AO НПФ «Микран».

Ключевые слова: р-НЕМТ, МИС, буферный усилитель, согласующая цепь.

В настоящее время появляется много публикаций, посвященных разработке монолитных интегральных схем (МИС) СВЧ, применение которых позволяет значительно улучшить качественные характеристики радиоэлектронных систем. В статье приведены результаты моделирования буферного усилителя *S*-диапазона.

Буферные усилители широко применяются в радиоэлектронной технике: как устройства для усиления мощности выходного сигнала, для компенсации потерь при передаче, преобразовании и обработке СВЧ-сигнала.

Моделирование выполнено в MicroWawe Office. При этом начальными данными для проектирования служит малосигнальная модель и выходная BAX GaAs полевого транзистора с затвором Шоттки (ПТШ). В работе представлены результаты проектирования МИС двухкаскадного буферного усилителя, структурная схема, которого приведена на рис. 1. Усилитель содержит два каскада с интегрированными цепями согласования и автосмещения.



Рис. 1. Структурная схема усилителя

Для выполнения данной работы использовались линейные модели ПТШ, соответствующие технологии 0,25 мкм GaAs p-HEMT-технологии ЗАО НПФ «Микран». На рис. 2 приведена принципиальная схема буферного усилителя.

В выходном и входном каскадах применяется параллельная ООС, благодаря которой значительно уменьшился порядок реактивных СЦ и обеспечивается устойчивость каскадов. Выходной каскад построен на ПТШ с суммарной шириной затвора 600 мкм. Входной каскад проектировался по критерию обеспечения максимального усиления. Ширина затвора входного ПТШ 300 мкм. Расчет входной (С1, L1), межкаскадной (С4, L3) и выходной (С8, L4) согласующих цепей (СЦ) произведён согласно методике [1], причем индуктивность L4 выполняет не только функцию дросселя в цепи питания каскада, но и функцию элемента согласующей цепи.

На рис. 3 представлены расчетные частотные зависимости модулей коэффициента усиления и коэффициентов отражения разработанного усилителя.





Рис. 4. Эскиз топологии кристалла МИС БУ

23

H

Разработанный усилитель обладает характеристиками, представленными в таблице.

Характеристики	Полученные данные
Диапазон рабочих частот, ГГц	2–4
Коэффициент усиления, не менее, дБ	19
Возвратные потери по входу/выходу, не менее, дБ	17 / 19
Максимальная мощность, передаваемая в нагрузку ¹ , дБм	20,8
Напряжение питания, В	+5
Ток потребления, не более, мА	95
Неравномерность коэффициента усиления не более, дБ	1

Результаты моделирования

¹ Оценка максимальной мощности, передаваемой в нагрузку, производилась линейным методом, ввиду отсутствия нелинейной модели транзистора.

Литература

1. Шварц Н.З. Согласование комплексных сопротивлений в СВЧ-микроэлектронике // Известия вузов СССР. Радиоэлектроника. 1972. Т. 15, №6. С. 728–737.

2. Титце У. Полупроводниковая схемотехника 12-е изд. Т. 1: Пер. с нем. М.: ДМК-Пресс, 2008. 832 с.

3. Текшев В.Б. Расчет двухтранзисторного СВЧ-усилителя // Электронная техника. Сер. СВЧ-техника. 1997. Вып. 2(470). С. 46–49.

РАЗРАБОТКА GAAS МОНОЛИТНОЙ ИНТЕГРАЛЬНОЙ СХЕМЫ ДВУХПОЗИЦИОННОГО СВЧ-КОММУТАТОРА *К.А. Алексеев, Е.В. Сапожников*

Представлены результаты разработки GaAs монолитной интегральной схемы двухпозиционного коммутатора на основе полевых транзисторов с затвором Шоттки.

Ключевые слова: ПТШ, коммутатор, СВЧ, МИС.

Арсенид-галиевые монолитные интегральные схемы (МИС) СВЧ-диапазона, в том числе коммутационные микросхемы, играют важную роль при разработке и производстве приемопередающих модулей современных радаров, для применения в составе активных фазированных антенных решеток.

Целью работы является разработка GaAs MИС СВЧ-коммутатора, обеспечивающего малые потери и высокий уровень развязки.

СВЧ-коммутаторы могут строиться как на полевых транзисторах с затвором Шоттки (ПТШ), так и на pin диодах. По сравнению с коммутаторами на pin диодах коммутаторы на ПТШ характеризуются большими начальными потерями и меньшей допустимой коммутируемой СВЧ-мощностью, но преимущества устройств на ПТШ заключается в отсутствии потребляемого тока по цепи управления, а также более простой реализации управляющих цепей.

Коммутатор выполнен на нормально открытых ПТШ, работающих в режиме управляемого сопротивления канала, выполняющих функцию коммутационных элементов. Устройство является взаимным и симметричным относительно общего входа (IN).





Рис. 1. Схема электрическая принципиальная МИС СВЧ-коммутатора

При разработке устройства использованы параметры ПТШ, измеренные в коммутационном режиме. Моделирование производилось в САПР AWR Microwave Office.

Управление схемой осуществляется внешним источником питания отрицательной полярности. ПТШ в запертом состоянии обладает паразитной емкостью, через которую протекает малая часть СВЧ-сигнала. Поэтому было использовано данное схемотехническое решение – каскадное включение транзисторов (рис. 1). Последовательно включенные транзисторы VT2, VT5, VT6 и VT9 обеспечивают высокую развязку плеч; VT1, VT3, VT4, VT7, VT8 и VT10 служат для улучшения развязки, с их помощью минимизируется СВЧ-мощность, прошедшая через транзисторы в закрытом состоянии на выход устройства. Эквивалентная схема представлена на рис. 2.



Рис. 2. Эквивалентная схема МИС СВЧ-коммутатора

При подаче сигнала со входа (IN) на выход 1 (OUT1) транзисторы VT2, VT5, VT7, VT8, VT10 находятся в открытом состоянии, в этом случае они представляют собой эквивалент сопротивления; транзисторы VT1, VT3, VT4, VT6, VT9 находятся в закрытом состоянии, они представляют собой эквивалент разомкнутых ключей. При подаче сигнала на выход 2 (OUT2) транзисторы меняют свое состояние на противоположное.

На рис. 3 представлены расчетные частотные зависимости модулей коэффициентов передачи и развязки плеч. Из таблицы видно, развязка плеч не менее 60 дБ, коэффициент передачи не менее –1,5 дБ в рабочем диапазоне 0,01–12 ГГц.

i esynbraith Modelinpobailin					
Наименование параметра, единицы измерения		Значения			
	Мин.	Макс.			
Полоса рабочих частот, ГГц		12			
Вносимые потери, дБ		1,5			
Развязка плеч, дБ		-			
Максимальная линейная мощность по входу, дБм		-			

Результаты моделирования





На основе построенной схемы устройства разработана топология кристалла МИС, представленная на рис. 4. Размеры кристалла составляют 1,5×1,5×0,1 мм.



Рис. 4. Топология кристалла МИС СВЧ-коммутатора

Литература

1. СВЧ-устройства на полупроводниковых диодах. Проектирование и расчет. Под ред. И.В. Мальского, Б.В. Сестрорецкого. М.: Сов. радио, 1969. 579 с.

2. Сундучков К.С., Туменок А.В., Мельник Е.А. Базовый элемент монолитного СВЧ-переключателя на GaAs полевых транзисторах // Электронная техника. Сер. Электроника СВЧ. 1991. Вып. 3(437). С. 17–21.

УДК 621.375.4

РАЗРАБОТКА МАЛОШУМЯЩЕГО УСИЛИТЕЛЯ ДИАПАЗОНА 1,2–1,6 ГГц ДЛЯ ПРИЕМНИКА ГЛОБАЛЬНЫХ НАВИГАЦИОННЫХ СПУТНИКОВЫХ СИСТЕМ НА БАЗЕ 0,25 МКМ SIGE ТЕХНОЛОГИИ *Р.Ю. Мусенов, Ф.И. Шеерман*

Представлены результаты разработки малошумящего усилителя диапазона частот 1,2–1,6 ГГц на основе 0,25 мкм SiGe-технологии для применения в приемниках ГНСС. В МШУ применена каскодная схема включения транзисторов для устранения эффекта Миллера и повышения коэффициента устойчивости. Разработанный усилитель по результатам моделирования обеспечивает коэффициент усиления не менее 20 дБ, коэффициент шума не более 2,53 дБ во всем рабочем диапазоне частот при напряжении питания 1,5 В. Ключевые слова: малошумящий усилитель, приемник ГНСС, каскодный усилитель, технология SiGe, БиКМОП.

Малошумящий усилитель (МШУ) в приемном тракте выполняет первый этап усиления слабого принятого сигнала. От его линейности, шумовых и усилительных свойств зависят итоговые характеристики всего приемника. В настоящее время, благодаря бурному развитию электроники, в аналоговой и цифровой частях приемников глобальных навигационных спутниковых систем (ГНСС) все чаще применяются монолитные интегральные схемы (МИС). В таких МИС на одном кристалле выполняются законченные функциональные блоки приемников (усилители, смесители, синтезаторы частот и т.д.). Большая часть аналоговых МИС для ГНСС чаще всего реализуется по технологии SiGe БиКМОП [1–3]. Данная технология позволяет в едином технологическом цикле изготавливать как ВЧ аналоговые схемы, так и цифровые, в том числе и на едином кристалле.



Как правило, МШУ выполняется по традиционной схеме с общим эмиттером с несимметричным входом. Однако во многих работах МШУ строится на основе дифференциальных каскадов [1]. Применение дифференциальных МШУ объясняется многими факторами, одним из которых является присутствие в последующей структурной схеме приемника смесителей, чаще всего выполненных на ячейках Гилберта [4], которые имеют дифференциальный вход.

Данная статья посвящена разработке МШУ на основе 0,25 мкм SiGe-технологии компании IHP (Германия). Предполагается, что усилитель будет работать в составе мультисистемного (GPS, ГЛОНАСС, GALILEO, COMPASS) приемника ГНСС.

Разработка принципиальной схемы МШУ представлена в п. 1. Полученные характеристики МШУ и его топология описаны в п. 2.

1. Разработка принципиальной схемы

К усилителю были предъявлены следующие требования: полоса рабочих частот 1,2–1,6 ГГц, коэффициент усиления – не менее 15 дБ, коэффициент шума – не более 3 дБ, напряжение питания – не более 3 В. Кроме того, усилитель должен быть устойчивым в широкой полосе частот и обладать минимальными габаритными размерами.

В качестве основной схемы для реализации усилителя выбрана каскодная схема, которая обеспечивает хорошую развязку входа от выхода и практически полностью устраняет эффект Миллера. Применение каскодной схемы обуслов-

лено также необходимостью обеспечения безусловной устойчивости усилителя.

В схеме (рис. 1) используются два транзистора, включенные последовательно по схеме с общим эмиттером и общей базой. Входом является база первого транзистора VT1, а выходом – коллектор VT2 (см. рис. 1).

В качестве транзисторов VT1 и VT2 применены n-p-n биполярные транзисторы с гетеропереходом ihp_npnH3, выполненные по 0,25 мкм SiGe-технологии IHP (Германия). Частотная зависимость



коэффициента усиления транзистора в режиме двустороннего согласования представлена на рис. 2. Частотная зависимость минимального коэффициента шума представлена на рис. 3.

Для улучшения условий согласования по шуму оптимизировались параметры транзистора: площадь базы и рабочая точка. Оптимальные значения всех характеристик были получены при следующих значениях параметров транзисторов: транзистор VT1 имеет 16 ячеек площадью $0,42 \times 0,84$ мкм, а транзистор VT2 – 32 ячейки. Ток и напряжение в рабочей точке для транзистора VT1: $I_{\kappa 0}$ =9,9 мA, $U_{\kappa 30}$ = 0,6 B; для транзистора VT2: $I_{\kappa 0}$ = 9,9 мA, $U_{\kappa 30}$ = 1,5 B. Подача напряжения смещения для транзистора VT1 реализована при помощи токового

зеркала (на схеме не показано). Пример расчета и рекомендации к применению токового зеркала имеются в [5]. Напряжение смещения на транзистор VT2 подается через обычный резистивный базовый делитель (на схеме не показан).



Индуктивность в эмиттерной цепи транзистора VT1, выполненная в виде высокоомного отрезка линии передачи TL, и конденсатор C3, включенный между базой и эмиттером VT1, улучшают условия согласования по входу. Входная согласующая цепь организована элементами C1, C2 и L1. Значения элементов входной согласующей цепи (CЦ) рассчитывались по диаграмме Смита. Значения выбраны из условия обеспечения оптимальных значений коэффициента шума и коэффициента усиления. Резистор Rc вместе с индуктивностью Lc и конденсатором Cc играют роль выходной согласующей цепи [3]. Все пассивные элементы, использующиеся в усилителе, будут изготовлены в интегральном виде на кристалле.

2. Моделирование усилителя и разработка топологии

Моделирование усилителя проводилось в САПР Agilent ADS. Результаты моделирования *S*-параметров представлены на рис. 4. Частотная зависимость ко-эффициента шума приведена на рис. 5.



Кроме того, был выполнен расчет значений коэффициента устойчивости и амплитудной характеристики полученного МШУ. Амплитудная характеристика

30

МШУ представлена на рис. 6. Частотная зависимость коэффициента устойчивости представлена на рис. 7.



На окончательном этапе была разработана топология МШУ. Чип имеет размер 950×875 мкм, включая шесть контактных площадок диаметром 100 мкм и четыре контактные площадки диаметром 80 мкм. Все элементы, кроме двух блокировочных конденсаторов, интегрированы на одном кристалле. За пределы чипа вынесены два блокировочных конденсатора номиналом 100 пФ. Разработанная топология представлена на рис. 8. Полученные расчетные характеристики усилителя приведены в таблице. В таблице также проведен сравнительный анализ полученных характеристик МШУ ГНСС с результатами, полученными в различных источниках.



Рис. 8. Окончательный вариант топологии МШУ

Параметры	В данной работе	[6]	[7]	[8]	[9]
Tanna	0,25 мкм SiGe	0,18 мкм	0,25 мкм	0,35 мкм SiGe	0,18 мкм SiGe
технология	БиКМОП	КМОП	КМОП	БиКМОП	БиКМОП
Частота, МГц	1200-1600	1558-1578	1227,6	1550-1600	1575
Коэффициент усиления, дБ	19,8–20,5	18	20	18,6	14,8
Коэффициент шума, дБ	2,25–2,53	1,2	0,8	2,9	2,59
Напряжение питания, В	1,5	1,8	1,5	3	1,8
Р1dВ, дБм	-18	_	_	—	-12
IIРЗ, дБм	-9,5	_	-11	-11	-

Итоговая сводка и сравнение характеристик

После проведения анализа можно сказать, что разработанный усилитель является более широкополосным, чем остальные, но по коэффициенту шума проигрывает [6] и [7], однако по сравнению с [6] обладает лучшим коэффициентом усиления и в отличие от [7] и [8] обеспечивает более высокое значение точки IIP3. Также можно отметить, что напряжение питания полученного МШУ меньше, чем у [6], [8] и [9]. Стоит отметить тот факт, что среди аналогов, используюцих технологию SiGe, разработанный в данной работе усилитель получился лучше по ряду характеристик.

Заключение. Представленный в работе малошумящий усилитель, выполненный по 0,25 мкм SiGe-технологии компании IHP Microelectronics, удовлетворяет поставленным требованиям и хорошо подходит для использования в приемниках ГНСС. Усилитель выполнен по каскодной схеме. В ходе работы была разработана топология усилителя и проведено моделирование в САПР. По результатам моделирования усилитель при напряжении питания 1,5 В обладает следующими характеристиками: коэффициент усиления 20 дБ, коэффициент шума не более 2,53 дБ, P1dB = -18 дБм, IIP3 = -9,5 дБм.

Финансирование работы осуществлялось в рамках проекта «Разработка принципов построения и элементов системы автономной навигации с применением отечественной специализированной элементной базы на основе наногетероструктурной технологии для космических аппаратов всех типов орбит», выполняемого по Постановлению Правительства РФ №218 совместно с ОАО «ИСС им. М.Ф. Решетнева».

Литература

1. Datta P.K., Fischer G. An Ultra-Wideband Low Power Consumption Differential Low Noise Amplifier in SiGe:C BiCMOS Technology // IEEE Radio and Wireless Symp. 2006. P. 107–110.

2. Virish Diddi, Kumar Vaibhav Srivastava, Biswas A. Design of Low Power LNA for GPS Application // ICCSS. 2011.

3. Kuo W.-M. L., Liang Q., Cressler J. D., Mitchell M.A. An X-band SiGe LNA with 1.36 dB Mean Noise Figure for Monolithic Phased Array Transmit/Receive Radar Modules // IEEE RFIC Symp. 2006. P. 498–501.

4. Amer A., Hegazi E., Ragaie H. F. A 90 nm wideband merged CMOS LNA and mixer exploiting noise cancellation // IEEE J. Solid-State Circuits. 2007. Vol. 42. №2. P. 323–328.

5. Grebene Alan B. Bipolar and MOS Analog Integrated Circuit Design. Sunnyvale, California: Micro-Linear Corporation, 1983. 881 p.

6. Chen Y., Wang X., Chen X. A CMOS Single-Differential LNA and current bleeding CMOS mixer for GPS Receivers // IEEE ICCT. 2010. P. 677–680.

7. Leroux P., Janssens J., Steyaert M. A 0.8-dB NF ESD-Protected 9-mW CMOS LNA operating at 1.23 GHz [for GPS receiver] // JSSC. 2002. P. 760–765.

8. Alvarado U., Rodríguez N., Mendizabal J. A Dual-Gain ESD-Protected LNA with Integrated Antenna Sensor for a Combined GALILEO and GPS front-end // SiRF. 2007. P. 99–102.

9. Dubash N., Zanfino G., Mendoza A. A novel simultaneous input and output matching method for GPS CMOS switched Low Noise Amplifier // MWSCAS. 2007. P. 423–426.

НАНОТЕХНОЛОГИИ В ЭЛЕКТРОНИКЕ

Председатель секции – **Троян П.Е.**, д.т.н., профессор, зав. каф. ФЭ

УДК 621.383.52

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ЛЮМИНОФОРНОГО СЛОЯ НА ДЕГРАДАЦИЮ БЕЛОГО СВЕТОДИОДА А.В. Белоножко. Р.А. Соколова, Н.В. Скотников

Проведено исследование влияния деградации люминофорного слоя на светодиод белого свечения. Приводятся результаты измерений ВАХ белого и синего светодиодов фирмы KnightBright в диапазоне температур от комнатной до 145 °C. Определен коэффициент деградации светоизлучающих диодов. Показано, что в светодиоде белого свечения деградация происходит намного быстрее, чем в синем светодиоде.

Ключевые слова: светодиод, деградация, люминофор.

Принято считать, что одно из основных преимуществ светоизлучающих диодов (СИД) – более продолжительный срок службы по сравнению с традиционными источниками света. Зачастую заявляемые поставщиками 100 тыс. часов работы – преувеличение. В отличие от большинства традиционных источников света светодиоды не перегорают, а наблюдается лишь снижение светового потока [1]. И одной из причин уменьшения светового потока, является термическая деградация элементов светодиода. В настоящее время самым эффективным способом является метод получения белого света с помощью кристалла синего светодиода и нанесенного на него слоя желтого люминофора [2]. Так как люминофорный слой является одним из основных элементов в конструкции белого светодиода, значит, его деградация должна вносить существенные изменения в общей эффективности светодиода. Для того чтобы выяснить, как влияет люминофорный слой на деградацию белого светодиода, испытывались синий и белый светодиоды фирмы KnightBright на основе GaN. С помощью нагревательного элемента увеличивали внешнюю температуру светодиода и измеряли вольтамперные характеристики с интервалом в 30° с помощью измерительного комплекса «Метроном-03». Семейство этих зависимостей для синего и белого светодиодов представлено на рис. 1.

Из полученных значений вольт-амперных характеристик (см. рис. 1) для синего и белого светодиодов возьмем значение прямого тока при фиксированном напряжении U = 1,8 В для каждой температуры испытания. По данным табл. 1 и 2 построим графики зависимости увеличения прямого тока светодиодов с увеличение температуры.

На рис. 2 представлена зависимость прямого тока светодиодов от температуры. Как следует из анализа кривых, при увеличении температуры и времени наработки, подаваемый на светодиод при испытаниях, прямой ток на синем светодиоде увеличился в несколько раз по сравнению с прямым током до испытаний. А на белом светодиоде ток, подаваемый на светодиод при испытаниях, превысил допустимое значение в десятки раз.





Таблица 1



Для количественной оценки деградации белых и синих светодиодов введем величину, называемую коэффициентом деградации, который определяется по следующей формуле:

$$k = \frac{\Delta I}{\Delta I_0} \left| \Delta U = \text{const}, \right.$$

где ΔU – диапазон напряжений, на котором измеряется коэффициент деградации (для данных светодиодов $\Delta U = 1,4-1,8$); ΔI_0 – изменение тока на участке ВАХ в диапазоне напряжений ΔU до испытаний; ΔI – изменение тока на участке ВАХ в диапазоне напряжений ΔU .

Результаты расчета коэффициента деградации приведены в табл. 2.

Таблица 2

Температура	Синий светодиод			Белый светодиод		
<i>T</i> , °C	ΔI_0 , нА	ΔI_0 , HA ΔI , HA k			<i>ΔІ,</i> нА	k
25	1	1,5	1,5	5	6	1,2
55	1	2,9	2,9	5	15	3
85	1	4	4	5	31	6,2
115	1	9	9	5	102	20,4
145	1	35	35	5	428	85,6

Результаты расчетов коэффициентов деградации для синего и белого светодиодов

Построим график зависимости коэффициента деградации от времени испытаний. Из графиков зависимости, представленных на рис. 3, можно судить о степени деградации светодиодов. К концу испытаний коэффициент деградации для

синего светодиода достиг значения 35, а для белого достиг огромного для светодиода значения, равного 85. Это свидетельствует о том, что в белом светодиоде процессы деградации выражены сильнее, чем в синем. В светодиоде деградация люминофора определяется в основном температурой. Ведь в большинстве случаев люминофор наносят непосредственно на кристалл, который в процессе эксплуатации довольно сильно нагревается. Остальные факторы воздействия на люминофор не так значимы.



Деградация люминофора приводит не только к уменьшению яркости светодиода, но и к изменению оттенка его свечения. При сильной деградации люминофора хорошо заметен синий оттенок свечения. Это связано как с изменением свойств люминофора, так и с тем, что в спектре начинает доминировать собственное излучение кристалла.

Литература

1. Шуберт Ф. Светодиоды: пер. с англ. / Под ред. А.Э. Юновича. 2-е изд. М.: ФИЗМАТЛИТ, 2008. 496 с.

2. Васильв А. Светодиоды-долгожители: правда или мистификация? // Новости Электроники + Светотехника. 2010. №0(1). С. 10–12.

УДК 53.083.2; 537.226; 621.315.616.97

ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ СВОЙСТВА КОМПОЗИЦИОННОГО РАДИОМАТЕРИАЛА НА ОСНОВЕ УГЛЕРОДНЫХ НАНОТРУБОК О.А. Доценко, Д.В. Вагнер, О.А. Кочеткова, Е.В. Журавлева, Д.А. Черноброва

Приведены результаты исследования частотных зависимостей диэлектрической проницаемости композиционного порошка, представляющего собой смесь углеродных нанотрубок и полимерной краски, содержащей неорганические наполнители BaSO₄ и TiO₂. Измерения проведены резонаторным методом на частотах 3–13 ГГц.

Ключевые слова: диэлектрическая проницаемость, композиционный порошок, электромагнитная совместимость (ЭМС), СВЧ.

В последние десятилетия происходит эффективное развитие радиотехники и радиоэлектроники. В науку и промышленность внедряется масса приборов, уста-


новок, измерительной техники и многое другое. Данная техника работает в различных диапазонах частот – от 1 Гц до десятков гигагерц. Для современных приборов требуются новые радиоматериалы, которые могли бы при их применении обеспечить электромагнитную совместимость (ЭМС) радиоэлектронных устройств, эксплуатирующихся в сверхвысокочастотном диапазоне (СВЧ). Данные материалы должны обладать такими свойствами, как большие значения диэлектрической (ДП) и магнитной проницаемостей, высокая проводимость, малые потери, способностью работать в различных климатических условиях. Разработка новых радиоматериалов производится с целью существенного повышения качества радиоэлектронной продукции и расширения функциональных возможностей радиоаппаратуры за счет сокращения временных затрат на конструирование и настройку радиоэлектронных средств СВЧ-диапазона.

В настоящие время одним из наиболее распространенных материалов, которые могли бы обеспечить ЭМС, являются углеродные нанотрубки (УНТ), которые активно используются в различных научных направлениях [1–3].

Многочисленные теоретические и экспериментальные исследования углеродных нанотрубок, проводившиеся в последнее время в лабораторных условиях в научно-исследовательских организациях, нашли промышленное применение. Эти материалы имеют необыкновенно высокий модуль упругости и предел прочности на разрыв. Другие важные свойства УНТ – это высокая электропроводность, высочайшая коррозионная стойкость, постоянство механических свойств при самых различных температурах и многое другое.

Материалы со свойствами нанотрубок могут быть использованы во многих направлениях развития современной науки и техники. Одно из них – это ITтехнологии. Уже создан первый в истории полноценный процессор целиком из углеродных нанотрубок [4]. Также активно создаются транзисторы из УНТ, которые позволяют значительно сократить энергию, необходимую для их работы, и увеличить скорость работы современных устройств. Другое направление исследований – это способность УНТ доставлять лекарства и медицинские препараты туда, где им нужно быть для борьбы с раковыми клетками [5]. Использование углеродных нанотрубок позволяет изготавливать легкие материалы высокой прочности (силовые элементы мостов, элементы турбин, несущие конструкции летательных аппаратов). Теплопроводность УНТ почти вдвое превышает теплопроводность алмаза. Это означает, что трубки являются очень хорошими проводниками тепла. Композиционные материалы, содержащие нанотрубки, эффективно экранируют электромагнитное излучение, поэтому они являются перспективными для использования в качестве материалов для решения задач ЭМС.

Свойства нанотрубок зависят от того, каким образом они получены и какие дополнительные процессы проводились при их синтезе. При изготовлении композиционного материала, содержащего нанотрубки, необходимо знать как характеристики связующего, так и наполнителя. Применение таких композитов позволяет значительно расширить область применения радиоматериалов, увеличить рабочий диапазон частот, разнообразить форму материала и способы применения их в различной аппаратуре.

Целью данной работы было исследование спектров комплексной диэлектрической проницаемости (ДП) композиционного материала, содержащего в качестве наполнителя нанотрубки, для определения возможности его использования в качестве материала для решения задач ЭМС.

В данной работе исследовались композиционные материалы, состоящие из полимерной краски, содержащей неорганические наполнители BaSO₄ и TiO₂, в которую были добавлены нанотрубки в концентрации 1 мас.%. В двух образцах нанотрубки перед добавлением в композит были измельчены в течение 2 мин в активаторной мельнице с энергонапряженностью 20 g. После полимеризации композит был измельчен до мелкодисперсного состояния. Описание образцов представлено в таблице.

Обозначение Состав Процентное соотношение		Мельница АГО, мин				
Образец 1	SC1 + RAL	1:99				
Образец 2	SC2 + RAL	1:99				
Образец 3	SC1 + RAL	1:99	2			
Образец 4	SC2 + RAL	1:99	2			

Состав композиционных образцов

Обозначения в таблице: SC1 – нанотрубки с диаметром 10 нм; SC2 – нанотрубки с диаметром 20 нм; RAL – полимерная краска, содержащая неорганические наполнители BaSO₄ и TiO₂; AГО – мельница с гидроохлаждаемым активатором.

Измерения частотных зависимостей комплексных значений диэлектрической проницаемости проведены резонаторным методом на установке, содержащей векторный анализатор цепей Agilent Technologies E8363B и набор объемных многомодовых прямоугольных резонаторов в качестве измерительных ячеек, перекрывающих частотный диапазон: 1) 3–6 ГГц; 2) 5–9 ГГц; 3) 8–13 ГГц. Измерительные ячейки связаны с микроволновым трактом индуктивными диафрагмами.

Экспериментальные образцы для измерения представляли собой кварцевые трубочки с внутренним диаметром 1,5–2 мм и длиной 75–80 мм. Предварительно путем гидростатического взвешивания определялся точный объем внутренней полости трубки. После этого трубка промывалась спиртом и осушивалась путем продува через нее сухого воздуха. В осушенную трубку помещался порошок насыпной плотности таким образом, чтобы все образцы имели примерно одинаковую плотность. Затем вычислялся объем, занимаемый порошком внутри трубки. Его значение необходимо для пересчета полученных величин изменения амплитудно-частотной характеристики резонатора в соответствующие диэлектрические параметры исследуемого образца.

В связи с неравномерностью загрузки смеси в кварцевую трубочку измерения производились при разных углах поворота тру-бочки относительно центра симметрии резонатора, а также сдвигах трубочки по длине. Данные измерения позволили оценить доверительный интервал, рассчитанный для доверительной вероятности 0,95.

Для уменьшения погрешности вычислений диэлектрической проницаемости полагали, что невозмущенной системой является резонатор с помещенной в него кварцевой трубкой без наполнителя. Результаты измерений приведены на рис. 1 и 2.

Из рисунков видно, что диэлектрическая проницаемость образцов исследуемых материалов имеет следующие величины: образец $I - \varepsilon' \approx 8-10,5$ отн. ед., $\varepsilon'' \approx 2-3$ отн. ед.; образец $2 - \varepsilon' \approx 4,5-7$ отн. ед., $\varepsilon'' \approx 1,5-2$ отн. ед.; образец $3 - \varepsilon' \approx 5,5-6$ отн. ед.; $\varepsilon'' \approx 0-2$ отн. ед.; образец $4 - \varepsilon' \approx 6-8$ отн. ед., $\varepsilon'' \approx 1,5-2$ отн. ед.

Сопоставление полученных значений с данными таблицы показало, что порошок композита, содержащего нанотрубки диаметром 10 нм (образец *I*), имеет



величину действительной части ДП больше почти в 2 раза, чем у композита, содержащего нанотрубки диаметром 20 нм (образец 2).

Значения действительной части ДП готовых композитов, содержащих предварительно механически обработанные нанотрубки, отличаются от исходных. Так, у образца *3* значения данной характеристики больше, чем у образца *4*. Изменение мнимой части ДП выражено не так заметно.

Из полученных зависимостей можно сделать вывод: обработка в мельнице АГО нанотрубок диаметром 10 нм приводит к уменьшению значе-



ний действительной части ДП до 6 отн. ед. (образцы 1 и 3). Для нанотрубок диаметром 20 нм наблюдается обратный эффект: после обработки действительная часть ДП увеличивается до 7,5 отн. ед. (образцы 2 и 4). Это может быть вызвано тем, что при обработке в мельнице АГО трубки уменьшаются в диаметре до какого-то предельного размера, что приводит к увеличению значений ДП. Оптимальной величиной диаметра исследуемых нанотрубок является значение около 10 нм. Мнимая часть образца 3 в диапазоне частот от 3 до 6 ГГц практически не

имеет потерь, что может быть вызвано погрешностью измерений. Также можно сделать вывод, что при размельчении нанотрубок происходит выравнивание значений действительной части ДП композиционного материала во всем исследуемом диапазоне частот.

Таким образом, для получения широкополосного материала эффективнее использовать в качестве наполнителя нанотрубки диаметром 10 нм.

Образцы композиционных материалов были предоставлены ИНХ СО РАН.

Образец 3 12 Образец 4 CL. 11 OTH. 10 -Диэлектрическая проницаемость, 9. 8 -7 -8 6 5. 4 ε" 3 -2. 1. 0 10 12 Частота, ГГц Рис. 2. Спектры комплексной диэлектрической проницаемости образцов 3 и 4

Исследование электромагнитных параметров композиционных материалов проводилось на проверчном оборудовании аккредитованного на техническую

компетентность центра коллективного пользования Национального исследовательского Томского государственного университета «Центр радиофизических измерений, диагностики и исследования параметров природных и искусственных материалов».

Работа выполнена в рамках программы У.М.Н.И.К., гос. контракт № 11661р/17206 от 05 апреля 2013 г. и проекта РФФИ № 12-02-31668 мод_а.

Литература

1. Микроволновые характеристики композиционных радиоматериалов на основе полимера и углеродных структур / О.А. Доценко, В.И. Сусляев, В.Л. Кузнецов и др. // Доклады ТУСУРа. 2011. № 2 (24), ч. 2. С. 36–40.

2. Electrophysical and electromagnetic properties of pure MWNTs and MWNT/PMMA composite materials depending on their structure / I.N. Mazov, V.L. Kuznetsov, S.I. Moseenkov et al. // Fullerenes, nanotubes and carbon nanostructures. 2010. Vol. 18. P. 505–515.

3. Микроволновые электрофизические характеристики композитов на основе многостенных углеродных нанотрубок / О.А. Доценко, А.Е. Леухина, О.А. Кочеткова // Современные проблемы радиоэлектроники: сб. науч. тр. Красноярск: Сиб. федер. ун-т, 2011. С. 398–401.

4. Carbon nanotube computer / Max M. Shulaker, Gage Hills, Nishant Patil, et al. // NATURE. 2013. Vol. 501. P. 526–530.

5. Хель И. Углеродные нанотрубки: пули в борьбе с раком [Электронный ресурс]. Режим доступа: http://hi-news.ru/science/uglerodnye-nanotrubki-puli-v-borbe-s-rakom.html, свободный (дата обращения: 24.10.2013).

УДК 537.311.322:535.215

РАЗРАБОТКА ТЕХНОЛОГИИ СОЗДАНИЯ МИКРОРЕЛЬЕФА В ПРОСВЕТЛЯЮЩЕМ ПОКРЫТИИ SIO₂ ДЛЯ СВЕТОДИОДОВ *Т.И. Данилина, И.А. Чистоедова, А.П. Молева*

В связи с возросшим интересом к повышению внешнего квантового выхода светодиодов на GaN в данной работе была разработана технология формирования микрорельефа в просветляющем покрытии SiO₂.

Ключевые слова: светодиод, внешний квантовый выход, микрорельеф.

В настоящее время разработка высокоэффективных мощных светодиодных кристаллов GaN, излучающих в синем и ультрафиолетовом диапазонах, является одной из основных задач в исследовании полупроводниковых приборов на основе нитрида галлия и его твердых растворов.

Одной из главных проблем является выведение света из полупроводникового кристалла. Основным физическим эффектом, ограничивающим эффективность вывода света, является эффект полного внутреннего отражения на границе материала с высокой оптической плотностью (полупроводника) и материала с низкой оптической плотностью (сапфировой подложки и (или) воздуха).

Наиболее перспективным методом увеличения внешнего квантового выхода является создание рассеивающей свет поверхности, т.е. создание микрорельефа при выведении света через сапфировую подложку, либо через слой *n*-GaN, либо через слой *p*-GaN.

Целью работы является формирование упорядоченной, регулярной структуры методом контактной фотолитографии в просветляющем покрытии SiO₂ в виде микроострий.

Авторами работы был предложен способ формирования микрорельефной поверхности при выводе света из слоя *p*-GaN в дополнительном просветляющем покрытии SiO₂. Для отработки технологии формирования микрорельефа были изготовлены экспериментальные образцы на подложках GaAs. На обработанную пластину GaAs плазмохимическим методом осаждался диэлектрик SiO₂ толщиной 240 нм, толщина просветляющего покрытия подбиралась, исходя из формулы $n \cdot d = \frac{3}{4}\lambda$, где n = 1,46 – показатель преломления SiO₂, d – толщина слоя,

λ=(455-460) нм – длина волны синего излучения. Нанесение фоторезиста осу-

ществляли методом центрифугирования на установке SAWATEC. Сушку маски фоторезиста проводили на горячих плитах при температурах сушки 85 и 100 °С (паспортные данные для фоторезистов). Экспонирование проводили на установке совмещения и экспонирования AMK.2104.16 с длиной волны 340–420 нм через стеклянный фотошаблон с диаметром окна 803,9 нм, расстоянием между окнами 402 нм и расстоянием между центрами 1,195 мкм (рис. 1).



Рис. 1. Топология фотошаблона

Для формирования фоторезистивной маски осуществлялся подбор технологических режимов для различных марок фоторезиста, такие как скорость нанесения фоторезиста и время экспонирования (таблица).

Исходя из получения оптимальной толщины был выбран фоторезист ФП-051-Шу-0,5 со скоростью нанесения 5000 об/мин, с $t_{3кспонирования} = 10$ с, так как данный фоторезист удовлетворяет условию минимальной дефектности, хорошей равномерности при наименьшей толщине. По результатам эксперимента построен график зависимости толщины фоторезиста от скорости его нанесения (рис. 2).

панесение фоторезистов с различными скоростями вращения ротора центрифути							
Manya DD	<i>v</i> = 3000 об/мин	<i>v</i> = 4000 об/мин	<i>v</i> = 5000 об/мин				
Марка ФГ	$t_{ m экспонирования}, c$	$t_{ m экспонирования}, c$	$t_{ m экспонирования}, c$				
ФП-051-Шу-0,5		-	-				
$(t_{\text{сушки}} = 3 \text{ мин,})$	12	18	10				
$\left(T_{\text{сушки}} = 85 \text{ °C}\right)$							
AZ 1505							
$(t_{\text{сушки}}=2 \text{ мин},)$	12	14	10				
$\left(T_{\text{сушки}} = 100 \text{ °C}\right)$							
S 1805							
$(t_{сушки} = 1,5 мин,)$	12	12	10				
$\left(T_{\text{сушки}} = 100 \text{ °C}\right)$							

Нанесение фоторезистов с различными скоростями вращения ротора центрифуги



Рис. 2. Зависимость толщины фоторезистора от скорости вращения ротора центрифуги

Результаты эксперимента показали, что из всех отработанных режимов наилучшие результаты (равномерность, однородность по всей площади нанесения) были получены для фоторезиста ФП-051-Шу-0,5 ($t_{экспонирования} = 10$ с, v = 5000 об/мин). Исходя из этого, с помощью выбранного резиста и его фотолитографичеких режимов был сформирован микрорельеф в просветляющем покрытии SiO₂.

Проявление маски резиста осуществляли в 0,6% КОН (гидрооксида калия). Контроль качества сформированного изображения осуществляли на оптическом микроскопе LATIMET при последовательности кратности увеличения от ×50 до ×1000. Затем производилось травление плёнки SiO₂ в буферном травителе состава HF:NH₄:H₂O через сформированный рисунок в резисте. В дальнейшем после проведения операции изотропного травления SiO₂ удалялся резист с поверхности образцов в органическом растворителе диметилформамида.

По предложенному технологическому маршруту с подобранными режимами нанесения фоторезиста была сформирована регулярная структура в виде нано-



острий, высотой 240 нм, диаметр нижнего основания 970 нм, расстояние между нижними основаниями 1,28 мкм, представленная на рис. 3.



Рис. 3. Топология поверхности микрорельефа после травления ФР

Заключение. В данной работе была сформирована микрорельефная поверхность в просветляющем покрытии SiO₂, полученная методом контактной фотолитографии с подобранными режимами нанесения фоторезиста и его времени экспонирования. Микрорельеф имеет строго упорядоченную структуру в виде наноострий, высотой 240 нм, диаметр нижнего основания 970 нм, расстояние между нижними основаниями 1,28 мкм. Уход от размеров, которые заданы в фотошаблоне, составляет ± 59 % по расстоянию между нижними основаниями и $\pm 18,8$ % по диаметру нижнего основания наноострия. Данная технология рекомендуется для создания микрорельефа в световыводящей поверхности светодиодов на GaN для массового производства в связи с её простотой и экономической выгодой.

Литература

1. Zang K.Y., Chua S.J., Teng J.H. et al. Nanoepitaxy to improve the efficiency of InGaN light-emitting diodes // Наноэпитаксия для улучшения эффективности светодиодов на основе GaN // Applied Physics Letters. 2008. Т. 92. С. 1–3.

2. Kim T.K., Kim S.H., Yang S.S. et al. GaN-based light-emitting diode with textured indium tin oxide transparent layer coated with Al_2O_3 powder // Светодиод на основе GaN с текстурированным прозрачным слоем ITO, покрытым порошком Al_2O_3 // Appl. Phys. Lett. 2009. T. 94, № 16. C. 161107/1–161107/3.

3. Kim Jong Kyu, Shubert Martin F., Xi J.-Q. et al. Enhancement of Light Extraction in GaInN Light – Emitting Diodes with Graded – Index Indium Tin Oxide Layer // Повышение квантовой эффективности в GaInN при помощи градиентного показателя преломления в оксиде титана и индия // Optical Society of America. 2006. Т. 1.

4. Положительное решение о выдаче патента на изобретение заявки № 2012100323/28.



УДК 621.382.032.21 **МОДЕЛИРОВАНИЕ СИНЕГО СВЕТОДИОДА С ОДНОЙ КВАНТОВОЙ ЯМОЙ** *Н.В. Скотников, Т.И. Данилина, А.В. Белоножко*

Работа посвящена моделированию синего светодиода. Рассмотрены возможности моделирования светоизлучающих полупроводниковых приборов с использованием программы Atlas. Рассчитаны некоторые оптические характеристики светодиодов.

Ключевые слова: синий светодиод, САПР, квантовая яма.

Одной из основных проблем создания принципиально новых полупроводниковых приборов является большой срок их проектирования, что экономически не выгодно. Несмотря на то, что широкое внедрение компьютеризации в условиях научно-технического прогресса обеспечивает рост производительности труда, производительность труда в сфере производства с начала века возросла в сотни раз, а области проектирования – только в 1,5–2 раза. Одним из направлений решения данной проблемы является использование САПР (систем автоматизированного проектирования) при расчете и анализе приборов. Настоящая работа посвящена моделированию синего светодиода с одной квантовой ямой в САПР Atlas [1].

Модуль ATLAS позволяет проводить 2D- и 3D-моделирование современных приборов микроэлектроники. Эта программа может функционировать как в автономном режиме, так и в качестве одного из основных модулей программного пакета «Виртуальная фабрика» (Virtual Wafer Fab), позволяя исследовать влияние технологических параметров на электрические характеристики проектируемого прибора, а также проводить экстракцию параметров в процессе подгонки результатов моделирования технологии к экспериментальным данным по электрическим характеристикам прибора.

За исходные параметры была принята реальная структура светодиода на GaN. Основные параметры эпитаксиальных слоев моделируемого светодиода представлены в таблице.

Эпитаксиальный	Материал	Тип	Толщина	Концентрация	Подвижность,
слой		примеси	слоя, нм	примеси, см ⁻³	см ² /(В*с)
<i>n</i> – буффер	GaN	_	30	_	100
<i>n</i> – контакт	GaN	п	4000	1e18	100
<i>n</i> – контакт	In _{0,2} GaN	_	3	-	100
<i>р</i> – эмиттер	Al _{0,2} GaN	р	100	1e19	10
<i>р</i> – контакт	GaN	р	500	1e19	10

Структура моделируемого светодиода

На анод (омический контакт к *p*-GaN) подавалось постоянное напряжение 3,5, 4 и 5 В. В результате получены зависимости, показанные на рис. 1–3.

На рис. 1, *а* показана зонная диаграмма двойной гетероструктуры (GaN– $In_{0,2}$ GaN– $Al_{0,2}$ GaN) в области квантовой ямы. Из рис. 1, *а* следует, что потенциальный барьер для электронов практически в два раза больше, чем потенциальный барьер для дырок. На рис. 1, *б* представлено распределение скорости рекомбинации носителей по структуре светодиода при различных напряжениях. Из этой зависимости следует, что практически все частицы рекомбинируют в области

квантовой ямы и с увеличением напряжения число рекомбинирующих частиц увеличивается.



Рис. 1. Результаты моделирования: *a* – зонная диаграмма двойной гетероструктуры; *б* – распределение скорости рекомбинации носителей заряда

Вольт-амперная характеристика светодиода представлена на рис. 2, a. Как видно из этого рисунка напряжение отсечки данного светодиода составляет 3 В. На рис. 2, δ представлена зависимость мощности оптического излучения светодиода от тока. Видно, что при токе от 0 до 10 мА наблюдается резкое возрастание выходной мощности светодиода. При дальнейшем увеличении тока скорость роста мощности оптического излучения уменьшается в несколько раз.



а – ВАХ светодиода; б – зависимость мощности оптического излучения от тока

С увеличением напряжения, подаваемого на светодиод, не только возрастает его мощность оптического излучения, но и происходит уширение пика излучения в сторону более коротких длин волн (рис. 3).



Рис. 3. Зависимость оптической мощности излучения от длины волны

В работе представлены результаты моделирования светодиода с одной квантовой ямой. Из полученных данных видно, что с помощью программного продукта Atlas можно рассчитывать различные характеристики светодиодов. При наличии измерительной аппаратуры и модуля Atlas можно теоретические результаты моделирования приблизить к лабораторным измерениям путём калибровки модели. Откалиброванная модель позволит во много раз сократить временные и экономические расходы, связанные с проектированием и модернизацией параметров структуры светодиодов.

Литература

 1. Руководство пользователя программы Atlas [Электронный ресурс]. Режим доступа:
 https://dynamic.silvaco.com/dynamicweb/jsp/downloads/DownloadMa-nualsAction.do?req=silen-manuals&nm=atlas, свободный (дата обращения: 28.10.2013).

УДК 621.38-022.532 ВЛИЯНИЕ ТЕМПЕРАТУРЫ НА ПАРАМЕТРЫ АРСЕНИД-ГАЛЛИЕВЫХ СВЕРХВЫСОКОЧАСТОТНЫХ ГЕТЕРОСТРУКТУРНЫХ ТРАНЗИСТОРОВ В.В. Скубо

Исследована термическая стабильность следующих параметров арсенидгаллиевых сверхвысокочастотных гетероструктурных транзисторов с различной шириной затвора: максимальный ток стока, крутизна вольт-амперной характеристики, сопротивление в открытом состоянии, напряжение пробоя и поверхностное сопротивление активного слоя омических контактов. Иссле-

дованы экспериментальные зависимости параметров транзисторов от времени выдержки при температуре 300 °C. Проведен анализ экспериментальных результатов.

Ключевые слова: СВЧ гетероструктурный транзистор, термическая стабильность, параметры транзистора.

В настоящее время для создания СВЧ-усилителей мощности в основном используются арсенид галлия и гетероструктуры на его основе. В частности, одним из основных приборов, используемых в СВЧ-технике, является полевой транзистор с затвором Шоттки (ПТШ). Не менее актуальным вопросом является термическая устойчивость СВЧ гетероструктурных транзисторов, так как от температуры зависят практически все параметры транзистора, характеризующие его работу [1–3].

Методика эксперимента. Объектом исследования являлись мощные СВЧтранзисторы с высокой подвижностью электронов на основе гетероструктур арсенид галлия, применяющиеся в СВЧ-усилителях мощности. Для испытаний было выбрано 28 транзисторов с различной шириной затвора (100, 120, 300, 450 мкм).

В работе исследовались следующие параметры на темперастабильность: макситурную мальный ток стока, крутизна вольт-амперной характеристики, сопротивление в открытом состоянии, напряжение пробоя и поверхностное сопротивление активного слоя омических контактов. Арсенид-галлиевую пластинку с транзисторами отжигали 10, 20, 30 и 60 мин галогеновыми лампами в вакууме не хуже 5×10^{-4} Па. при температуре 300 °C

Результаты и их обсуждения. На рис. 1 представлены зависимости сопротивления в открытом состоянии от времени отжига (0, 10, 20, 30 и 60 мин) транзистора с шириной затвора 100, 120, 300 и 450 мкм.

Из рис. 1 видно, что сопротивление транзисторов в открытом состоянии увеличивается с увеличением времени отжига. Это можно объяснить термической деградацией транзистора, возникающей в результате диффузии металлических контактов



Рис. 1. Зависимость сопротивления в открытом состоянии транзист ора с толщиной затвора 100, 120, 300, 450 мкм от времени отжига





во внутреннюю область (так называемая периферийная диффузия) полупроводника, которая в свою очередь увеличивается с увеличением температуры.

На рис. 2 представлены зависимости максимального тока стока от времени отжига (0, 10, 20, 30 и 60 мин) транзистора с шириной затвора 100, 120, 300 и 450 мкм.

Из графика зависимости тока стока от времени термической обработки видно, что с увеличением времени отжига максимальный ток стока уменьшается, что является следствием увеличения сопротивления транзисторов в открытом состоянии.

На рис. 3 показаны зависимости крутизны ВАХ от времени отжига транзисторов с шириной затвора 100, 120, 300 и 450 мкм.

Из рис. З видно, что крутизна ВАХ с увеличением времени термической обработки уменьшается, так как крутизна обратно пропорциональна сопротивлению транзистора.

На рис. 4 представлена зависимость напряжения пробоя транзисторов с различной шириной затвора от времени температурной обработки (рис. 4, a) и зависимость поверхностного сопротивления активного слоя омических контактов от времени отжига (рис. 4, δ).







Рис. 4. Зависимость напряжения пробоя (*a*) и поверхностного сопротивления активного слоя омических контактов (*δ*) от времени отжига транзисторов

Из рис. 4, *а* очевидно, что напряжение пробоя транзисторов с различной шириной затвора от времени тепловой обработки уменьшается, что является следствием деградации транзисторов.

Из рис. 4, δ видно, что поверхностное сопротивление омических контактов увеличивается с увеличением времени термической обработки, что можно объяснить термической деградацией точек спая – это ситуация, при которой сравнительно небольшой нагрев припоя на контактах вызывает изменение электрических свойств этих точек – например образование паразитных сопротивлений или p–n-переходов.



Заключение. В итоге из 28 выбранных транзисторов испытания выдержал 21 транзистор, что говорит о низкой прочности и низкой стойкости к термической обработке арсенид-галлиевых гетероструктурных транзисторов. Причиной этого является термическая деградация транзисторов, т.е. отклонение характеристик прибора со временем, в результате выдержки их в определенной температуре.

Литература

1. Старосельский В.И. Физика полупроводниковых приборов микроэлектроники: учеб. пособие. М.: Высшее образование; Юрайт-Издат, 2009. 463 с.

2. Шур М. Современные приборы на основе арсенида галлия / Пер. с англ. М.: Мир, 1991. 632 с.

3. Айзенштат Г.И. Гетероструктурные полупроводниковые приборы: учеб. пособие. Ч. 1. Томск: ТУСУР, 2013. 53 с.

АНТЕННЫ И МИКРОВОЛНОВЫЕ УСТРОЙСТВА

Сопредседатели секции – Гошин Г.Г., д.ф.-м.н., профессор, профессор каф. СВЧиКР; Сычев А.Н., д.т.н., профессор каф. КСУП

УДК 621.396.67 ШИРОКОПОЛОСНЫЙ ЭЛЕМЕНТ АНТЕННОЙ РЕШЁТКИ ДЛЯ ГЛОНАСС *Г.Г. Гошин, А.И. Кравченко*

Предложен широкополосный элемент антенной решётки на основе арифметической двухзаходной спиральной антенны.

Ключевые слова: спиральная антенна, коэффициент эллиптичности, коэффициент усиления.

В современных спутниковых навигационных системах используется L-диапазон. По определению IEEE, этот диапазон простирается от 1 до 2 ГГц электромагнитного спектра (длины волн от 30 до 15 см). Название диапазона происходит от английского сокращения его названия: Long-band.

В ГЛОНАСС используется частотное разделение сигналов, то есть каждый спутник работает на своей частоте, и соответственно, L1 находится в пределах от 1602,56 до 1615,5 МГц и L2 от 1246,43 до 1256,53 МГц. Эти частоты различаются примерно на 400 МГц. Антенный элемент должен перекрывать заданные диапазоны частот, следовательно, он должен быть двухчастотным или широкополосным. Вход антенны коаксиальный с волновым сопротивлением 50 Ом.

По имеющимся в литературе данным [1–8] наиболее перспективными, на наш взгляд, для выполнения этих требований могут быть антенны круговой поляризации в печатном исполнении, такие как микрополосковые соответствующей топологии и плоские спиральные антенны. Наиболее разработанными и соответственно описанными в литературе являются микрополосковые антенны прямоугольной топологии [1–5]. Для получения поляризации, близкой к круговой, предлагается точку питания смещать по диагонали к краю антенны. Параметрами эллипса поляризации можно управлять, меняя соотношение между сторонами прямоугольника. Но поскольку геометрические размеры подобных антенн фиксированы, то распределение поля в них имеет вид стоячих волн. Поэтому они являются резонансными или узкополосными [1–3].

В отличие от узкополосных микрополосковых антенн спиральные в режиме осевого излучения изначально являются сверхширокополосными антеннами круговой поляризации. В них вдоль спиральных проводников можно реализовать бегущую волну тока с линейным фазовым распределением. Эта волна активно излучается, когда длина витка спирали становится сравнимой с длиной волны. При изменении частоты будут активно излучать более длинные или более короткие витки, обеспечивая тем самым широкополосность характеристик излучения антенны. Со стороны нижних частот этот диапазон ограничен физическими размерами антенны, а со стороны верхних частот – технологическими возможностями выполнения центральной части антенны.



Для применения в качестве элементов антенной решётки предпочтение в нашем случае следует отдать плоским спиральным антеннам с постоянным шагом намотки, выполненным по печатной технологии на основе арифметических двухзаходных самодополнительных спиральных структур. Плоские самодополнительные спиральные структуры имеют известное значение волнового сопротивления, равное в воздушной среде 60π OM [7, 8]. Схема питания двухзаходных спиральных антенн проста и может быть реализована посредством симметрирующих трансформаторов, представляющих собой широкополосный переход с несимметричной коаксиальной линии на противофазную двухпроводную линию, подключаемую к заходам антенны. Арифметические спиральные антенны по сравнению с логарифмическими имеют меньшие габариты при близких характеристиках излучения.



Рис. 1. Исходная модель спиральной антенны

Исходная модель арифметической спиральной антенны в свободном пространстве (рис. 1) имеет геометрические размеры: число витков N = 3,5; диаметр спирали d = 13,37 см, ширина спирального проводника W = 0,40 см. Волновое сопротивление спиральной структуры $W_{\rm B} = 188$ Ом.

В табл. 1 на двух частотах диапазона приведены электрические параметры антенны: $|S_{11}|$ – модуль коэффициента отражения от входа, $\Delta_{0,5}$ – ширина диаграммы направленности (ДН) в градусах, K_{\Im} – коэффициент эллиптичности в направлении максимума ДН в разах, $\Delta_{\Phi \downarrow}$ – смещение фазового центра вдоль оси антенны в миллиметрах.

Таблица 1

параметры антенны					
<i>f</i> , ГГц	- <i>S</i> ₁₁ , дБ	$\Delta_{0,5}$, град	$K_{\mathfrak{I}}$, раз	$\Delta_{\Phi \amalg}$, мм	
1,2	21,4	88,8	1,35	5,6	
1,6	24,8	80	1,17	4,5	

Антенна выполнена по печатной технологии на подложке с диэлектрической проницаемостью $\varepsilon = 2,8$ и толщиной 1 мм. Чтобы антенна излучала в полусферу, её необходимо поместить в металлический корпус. При помещении спиральной антенны в корпус ухудшились её характеристики. Для исключения влияния корпуса на антенну стенки корпуса внутри покрыты поглощающим материалом марки Ecosorb MCS: $\varepsilon = 38+1,09i$, $\mu = 6,1+3,55i$. После оптимизации корпуса его глубина составила 30 мм, а диаметр 120 мм. Для обеспечения режима бегущей волны концы спирали закрыты поглощающим кольцом. Модель спиральной антенны показана на рис. 2, а ее параметры приведены в табл. 2, в которой КНД – коэффициент направленного действия антенны в разах; *Z* – входное сопротивление антенны.

Спиральная антенна в корпусе на диэлектрической подложке имеет волновое сопротивление $W_{\rm B} = 154$ Ом. Для того чтобы подключить два захода спиральной антенны к несимметричному коаксиальному фидеру с волновым сопротивлением $W_{\rm B} = 50$ Ом, применим симметрирующий согласующий микрополосковый транс-

форматор (рис. 3). Симметричный выход трансформатора представляет собой двухпроводную линию, выполненную на двух сторонах подложки.



Рис. 2. Спиральная антенна в корпусе; a – вид сверху; δ – вид в разрезе сбоку



Параметры трансформатора приведены в табл. 3, в которой $|S_{21}|$ и $|S_{31}|$ – коэффициенты передачи с коаксиальной линии (вход *I*) на двухпроводную линию (входы 2 и 3), подключаемую к заходам спиральной антенны.

Таблица 3

гадиотехнические параметры полоскового трансформатора					
<i>f</i> , ГГц	- S ₁₁ , дБ	- S ₂₁ , дБ	- <i>S</i> ₃₁ , дБ	Разность фаз, град	
1,2	12,3	2,26	3,3	182	
1,6	11,4	3,31	3,38	182,9	

52

Спиральная антенна с трансформатором показана на рис. 4.



 $a - вид сверху; <math>\delta - вид в$ разрезе сбоку

В табл. 4 приведены параметры антенны с трансформатором. Видно, что трансформатор ухудшает характеристики излучения и согласования антенны, так как не обеспечивает равное деление мощности; возможна также неточность согласования заходов антенны и высокоомного выхода трансформатора. В табл. 4 G – коэффициент усиления антенны, K_{\Im} (min ± 30°) – наихудшее значение коэффициента эллиптичности в угловом секторе ± 30° относительно максимума ДН.

Таблица 4

	параметры антенны с трансформатором						
<i>f</i> , ГГц	<i>−</i> <i>S</i> ₁₁ , дБ	КНД, раз	<i>G</i> , раз	Δ _{0,5} , град	K_{\Im} , pas (min $\pm 30^{\circ}$)	Δ_{Φ Ц, см	<i>Z</i> , Ом
1,2	24	4,53	2,45	93,4	1,12	0,89	48,5+ <i>i</i> 4,7
1,6	32,7	4,95	2,87	86,2	1,09	1,56	52,2+ <i>i</i> 2,3



Типичная форма ДН спиральной антенны приведена на рис. 5.

Рис. 5. Диаграммы направленности антенны: a - f = 1,2 ГГц; b - f = 1,6 ГГц

Разработанная спиральная антенна может быть использована в качестве элемента наземной антенной решетки для системы ГЛОНАСС.

Литература

1. Нефёдов Е.И. Техническая электродинамика. М.: Изд. центр «Академия», 2008. 416 с.

2. Нефёдов Е.И. Устройства СВЧ и антенны. М.: Изд. центр «Академия», 2009. 384 с.

3. Панченко Б.А., Нефёдов Е.И. Микрополосковые антенны. М.: Радио и связь, 1986. 144 с.

4. Антенны и устройства СВЧ. Проектирование фазированных антенных решёток / Под ред. Д. И. Воскресенского. М.: Радио и связь, 1994. 592 с.

5. Устройства СВЧ и антенны. Проектирование фазированных антенных решёток / Под ред. Д.И. Воскресенского. М.: Радиотехника, 2003. 632 с.

6. Khoo Kan Wee Jonathan. Broadband design of dual and circularly polarized antennas for communication systems. National university of Singapore, 2007. 136 p.

7. Сверхширокополосные антенны / Пер. с англ.; под ред. Л.С. Бененсона. М.: Мир, 1964. 416 с.

8. Юрцев О.А., Рунов А.В., Казарин А.Н. Спиральные антенны. М.: Сов. радио, 1974. 224 с.

УДК 621.3.095

ПРАКТИЧЕСКАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ ПОЛЯРИЗАТОРА НА КРУГЛОМ ВОЛНОВОДЕ С ПАЗОМ *А.В. Кантышев*

Рассмотрена простая конструкция поляризатора на круглом волноводе. Промоделированы, изготовлены и измерены 3 экземпляра поляризаторов, работающие в Ки- и U-диапазонах.

Ключевые слова: эллиптическая поляризация, поляризатор, круглый волновод.

В антенных системах поляризаторы используются для преобразования электромагнитных волн с линейной поляризацией в волны с эллиптической поляризацией. Наибольшее практическое распространение получили конструкции на круглом волноводе с диэлектрической вставкой в виде пластины, повернутой на угол 45° по отношению к плоскости поляризации входной волны (рис. 1), а также поляризаторы со ступенчатой пластинкой [1, 2], так называемые септум-поляризаторы (рис. 2). Такие конструкции хорошо зарекомендовали себя на частотах С-диапазона, однако, изготовление поляризаторов для работы на более высоких частотах (Ки- и Ка-диапазонах и выше) становится более сложной технической задачей, так как малейшие неточности при изготовлении приводят к существенному ухудшению радиотехнических характеристик.

Рассмотрена практическая реализация альтернативной конструкции поляризатора, отличающаяся простотой изготовления и позволяющая получить требуемые характеристики в нужном диапазоне частот.

Поляризатор на круглом волноводе с пазом, повернутым на 45° по отношению к вектору напряженности линейно поляризованной входной электромагнитной волны [3], показан на рис. 3. Наличие паза приводит к появлению двух ортогональных друг другу мод, а выбор оптимальных геометрических размеров позволяет получить моды с одинаковой амплитудой и сдвигом фаз ≈90°. Эти условия являются необходимыми для возникновения волн эллиптической поляризации.





Рис. 1. Поляризатор с диэлектрической пластиной

Моделирование проводилось при помощи специализированного коммерческого программного обеспечения (ПО) CSTMicrowaveStudio 2012.

Поляризатор для Ки-диапазона. Впервые в ОАО «ИСС» конструкция поляризатора на круглом волноводе с пазом была применена для антенн, работающих в диапазоне частот 11,4–11,6 и 14,4– 14,5 ГГц при разработке командноизмерительной системы (КИС) Ки-диапазона.



Рис. 3. Модель поляризатора с пазом

Согласно требованиям, коэффициент стоячей волны (КСВ) антенн не должен превышать 1,15 в диапазоне рабочих частот, а коэффициент эллиптичности (КЭ) должен быть не ниже 0,8 в пределах рабочих углов ($\pm 10^{\circ}$). Были изготовлены поляризаторы с размерами r = 9,3 мм, a = 6 мм, b = 6,8 мм, c = 29,3 мм (для f = 11,4-11,6 ГГц) и r = 7,4 мм, a = 4,8 мм, b = 5,5 мм, c = 23,1 мм (для f = 14,4-14,5 ГГц). Измеренные значения приведены в таблице. Выбранная конструкция поляризатора обеспечивает выполнение требований с запасом.

измеренные характеристики				
Autouuo	Частота,		КСВН требова-	
Антенна	ГГц	КЭ, разы треоование / результат	ние / результат	
Передающая Приемная	11,4	0,8 / 0,89	1 15 / 1 12	
	11,6	0,8 / 0,86	1,13/1,12	
	14,4	0,8 / 0,89	1 15 / 1 05	
	14,5	0,8 / 0,87	1,13 / 1,03	

Поляризатор для U-диапазона. Для работы в полосе частот 42,5–44,5 ГГц был изготовлен макет поляризатора с размерами: r = 2,4 мм, a = 1,58 мм, b = 1,88 мм, c = 7,28 мм. Главное требование, предъявляемое к поляризатору, – получение на выходе электромагнитной волны круговой поляризации с КЭ не хуже 0,95 по оси во всей полосе рабочих частот. На рис. 4 приведены расчетный и измеренный КЭ. Измеренное значение КСВ не превышает 1,2.



Заключение. Поляризатор на круглом волноводе с пазом преобразует электромагнитную волну линейной поляризации в волну, близкую по своим поляризационным характеристикам к круговой. К несомненным его достоинствам относится простота конструкции, позволяющая изготавливать поляризатор для работы на частотах Кu- и U-диапазонов.

Литература

1. Chen H.M., Tsandoulas N.G. A wide-band square-waveguide array polarizer // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 1973. Vol. 21, № 3. P. 389–391.

2. Bornemann J., Labay V. Ridge waveguide polarizer with finite and stepped-thickness septum // IEEE Transactions on microwave theory and techniques. 1995. Vol. 43, N_{\odot} 8. P. 1782–1787.

3. Yoneda N., Miyazaki M., Horie T., Satou H. Mono-grooved circular waveguide polarizers // Microwave Symposium Digest, 2002 IEEE MTT-S International. 2002. Vol. 2. P. 821–824.

УДК 621.372.543.2

РАЗРАБОТКА ПОЛОСНО-ПРОПУСКАЮЩЕГО ФИЛЬТРА Х-ДИАПАЗОНА

Е.Н. Коровкин, К.Ф. Ноздреватых

Приведены результаты проектирования полосно-пропускающего фильтра, входящего в состав радиотракта приёмопередатчика Х-диапазона. Ключевые слова: полосно-пропускающий фильтр (ППФ), несимметричная полосковая линия, подавление, коэффициент отражения (КО), коэффициент передачи (КП).

В диапазоне СВЧ-фильтр – устройство, представляющее собой линию передачи, включающую неоднородности, согласованные в определённой полосе час-



тот и резко рассогласованные вне этой полосы. Задача фильтра – подавление одних частотных составляющих сигнала и пропускание других. Для уменьшения потерь в полосе пропускания ШПФ выполняется из реактивных элементов.

Полосно-пропускающие фильтры Х-диапазона используются малоканальными радиорелейными системами с пропускной способностью 2,048-8,448 Мбит/с.

Требования к характеристикам и топологии полосно-пропускающего фильтра. Требования, предъявляемые к ППФ:

1) обеспечить заданные частотные характеристики фильтра,

2) обеспечить необходимые геометрические размеры подложки,

3) ППФ должен быть выполнен на несимметричной полосковой линии.

Требования к частотным характеристикам ППФ представлены в табл. 1

Таблица 1

Таблица 2

Требования к частотным характери	стикам ППФ
Характеристика	Значение
Центральная частота	11,7 ГГц
Полоса пропускания	11,45-11,95 ГГц
Коэффициент отражения в полосе пропускания	Не более –15 дБ
Подавление при отстройке на ±1 ГГц	Не менее 30 дБ
Подавление в полосе 14–18 ГГц	Не менее 60 дБ
Входное сопротивление фильтра	50 Ом

Требования к геометрическим размерам подложки ППФ представлены в табл. 2.

Требования к геометрическим размерам подложки ППФ			
Характеристика	Значение		
Материал подложки	Arlon N25		
Диэлектрическая проницаемость подложки	3,38		
Толщина металлизации	17 мкм		
Толщина диэлектрика	152 мкм		
Ширина подложки	Не более 5,5 мм		
Длина подложки	Не более 30 мм		

Разработка и моделирование полосно-пропускающего фильтра Х-диапазона. Проектирование полосно-пропускающего фильтра проводится в несколько этапов, среди которых можно выделить 3 главных:

1) расчёт порядка фильтра;

2) выбор топологии фильтра:

3) определение геометрических размеров резонаторов, связи между ними и способа возбуждения.

На первом этапе определяется порядок фильтра, исходя из заданной центральной частоты, полосы пропускания и подавления фильтра при отстройке, однако фактическая полоса пропускания ППФ оказывается меньше расчётной. Для получения требуемой полосы пропускания в расчётные уравнения необходимо подставлять несколько большую величину [1]. Согласно расчёту фильтр имеет 4-й порядок.

На втором этапе среди всех возможных топологий необходимо выбрать наиболее простую в реализации и удовлетворяющую требованиям, наклалываемым на частотные характеристики фильтра и на его геометрические размеры.



Рис. 1. Топологии ППФ на несимметричной полосковой линии

В процессе проектирования было рассмотрено три возможных варианта топологии ППФ (рис. 1):

1) Полосно-пропускающий фильтр на П-образных резонаторах с ёмкостными связями и индуктивным включением (рис. 1, *a*). Полосно-пропускающий фильтр, реализованный на такой топологии, удовлетворяет требованиям, предъявляемым к геометрическим размерам подложки. Недостатком данной реализации является влияние второй полосы пропускания (паразитной полосы) на частотную характеристику фильтра. Значение подавления сигнала, которое обеспечивает ППФ в диапазоне 14–18 ГГц, всего 30 дБ.

2) Полосно-пропускающий фильтр на встречных стержнях (рис. 1, б). Средняя частота второй полосы пропускания равна утроенной средней частоте полосы пропускания. Расстояния между резонаторами относительно велики, что снижает требования к допускам [1]. Данная топология была отвергнута из-за трудности в реализации заземляющих отверстий на выбранном материале.

3) Полосно-пропускающий фильтр с параллельными связанными полуволновыми полосковыми резонаторами (рис. 1, в). Такая конструкция обеспечивает относительно сильную связь при заданном расстоянии между резонаторами и поэтому особенно удобна для фильтров в печатном исполнении при относительной ширине полосы пропускания вплоть до 10–15%. Средняя частота второй полосы пропускания равна утроенной средней частоте полосы пропускания. Требуется диэлектрическая опора [1]. Эта топология ППФ самая простая в реализации и полностью удовлетворяет всем требованиям, предъявляемым к частотным характеристикам фильтра и геометрическим размерам подложки.

На третьем этапе, зная порядок фильтра, равный числу резонаторов, и его топологию, определяются геометрические размеры резонаторов и расстояние между ними. На основании топологии и возможности реализации выбирается способ возбуждения фильтра. В случае фильтра, проектируемого в данной работе, реализовать ёмкостное включение не представляется возможным из-за минимальных допусков в 10 мкм, поэтому используется топология с индуктивным включением. Диэлектрическая проницаемость материала и центральная частота полосы пропускания определяют длину полуволновых резонаторов, а полоса пропускания фильтра зависит от ёмкостной связи между резонаторов, а полоса пропускания фильтра зависит от ёмкостной связи между резонаторами. Ширина всех резонаторов одинакова и выбирается для повышения технологичности фильтра, равной ширине пятидесятиомной линии, для достижения равных допусков и подтравов.

Моделирование ППФ выполнено в системе автоматизированного проектирования (САПР). Эскиз модели полосно-пропускающего фильтра приведен на рис. 2, а топология фильтра с размерами изображена на рис. 3.





Рис. 3. Топология полосно-пропускающего фильтра Х-диапазона

Из рисунков видно, что топология фильтра расположена на подложке под некоторым углом. Это сделано для того, чтобы ширина подложки удовлетворяла требованиям ТЗ.

Результаты вычислительного эксперимента. Вычислительный эксперимент проводился для двух моделей: модели без учёта потерь и модели с учётом потерь. Из опыта предыдущих работ и лабораторных исследований известно, что внесение материалов с потерями в идеальную модель приводит к смещению полосы пропускания вверх по частоте. Зная это, расчёт без учёта потерь проводился на более низкой частоте. Сравнительные характеристики двух моделей, а именно зависимости коэффициента отражения (КО) и коэффициента передачи (КП) от частоты, приведены на рис. 4 и 5 соответственно.



Рис. 4. Частотная зависимость модуля коэффициента отражения при наличии и отсутствии потерь

В ходе оптимизации геометрических размеров в САПР для модели без потерь путём изменения длин резонаторов и расстояний между ними, а также положения возбуждающего полоска, удалось получить значение модуля КО ниже минус 17,5 дБ в полосе пропускания (рис. 4 для модели без потерь); в полосе заграждения в диапазоне 14–18 ГГц подавление более 75 дБ, а при отстройке от центральной частоты на 1 ГГц подавление более 35 дБ (рис. 5 для модели без потерь). Модель с потерями имеет те же геометрические размеры, что и модель без потерь, однако в ней учитываются проводимость металла и потери в диэлектрике, что приводит к некоторым расхождениям в расчётах (см. рис. 4, 5).



Из рис. 4 и 5 видно, что спроектированная модель полосно-пропускающего фильтра Х-диапазона полностью удовлетворяет требованиям, предъявляемым к частотным характеристикам фильтра.

Заключение. Был разработан полосно-пропускающий фильтр Х-диапазона с центральной частотой 11,7 ГГц, коэффициентом отражения в полосе пропускания менее минус 19 дБ, подавлением при отстройке на ± 1 ГГц более 35 дБ и подавлением в диапазоне частот 14–18 ГГц более минус 70 дБ. Расчётные геометрические размеры подложки 20 × 5 мм. После изготовления опытного образца и его конструктивной доработки и испытаний устройство может быть передано в серийное производство как составной элемент радиотракта приёмопередатчика.

На данном примере проработан способ проектирования полосно-пропускающих фильтров. Полученный опыт будет в дальнейшем использоваться при проектировании аналогичных устройств.

Разработанный в рамках Постановления Правительства Российской Федерации №218 (IV очередь) фильтр будет входить в состав радиотракта локационной станции «Река-мм» фирмы МИКРАН.

Литература

1. Матей Г.Л., Янг Л., Джонс Е.М.Т. Фильтры СВЧ, согласующие цепи и цепи связи: пер. с англ.; под общ. ред. Л.В. Алексеева и Ф.В. Кушнира. М.: Связь. 1971. Ч. 1. 443 с.; 1972. Ч. 2. 496 с.

ПОЛЫЙ МИКРОВОЛНОВЫЙ ВОЛНОВОД КАК ПОЖАРОУСТОЙЧИВАЯ ЛИНИЯ СВЯЗИ О.Д. Москалец, А.С. Семёнов

Рассматриваются идея и принципиальная возможность использования электромагнитного полого волновода трёхсантиметрового диапазона в качестве пожароустойчивой корабельной линии связи. Приводятся основные принципы построения такой линии связи, результаты натурных испытаний отрезка волновода, результаты расчёта затухания в линии.

Ключевые слова: полый электромагнитный волновод, направленный ответвитель, многоканальная корабельная информационная сеть, экстремальные факторы пожара, принципы построения сети.

Преимущества волноводной линии связи. Существующие в настоящее время корабельные линии связи представляют собой громоздкие кабельные и двухпроводные конструкции. Такие линии связи выходят из строя через 10–15 мин после начала воздействия на них экстремальных факторов пожара: высокой температуры и открытого пламени. Наметившаяся тенденция разработки волоконно-оптических внутрикорабельных информационных систем не решает проблему создания огнестойких внутрикорабельных линий связи. Эта проблема становится особо актуальной в условиях подводной лодки.

Предлагаемый путь решения этой проблемы заключается в отказе от кабельных и проводных систем передачи информации и в переходе к использованию в качестве единой линии связи полого электромагнитного волновода (ПЭВ) прямоугольного сечения. ПЭВ изготавливается из металла и не требует дополнительной изоляции, что существенно повышает его устойчивость к высоким температурам. Цельнометаллическая линия способна сохранять свои свойства постоянными вплоть до температуры, приближающейся к температуре плавления (для меди 1088 °C). Идея применения ПЭВ в качестве огнестойкой линии связи высказана в работе [1].

ПЭВ обладает малым коэффициентом затухания волны. Из этого следует, что передача по ПЭВ может осуществлять при малых мощностях передатчика. И при этом сам по себе ПЭВ обладает высокой электрической прочностью и способен выдержать большие нагрузки (сотни и даже тысячи киловатт) без электрического пробоя.

ПЭВ обладает практически абсолютной помехозащищённостью, так как помехи и наводки низкой частоты (меньшей, чем критическая частота волн основного типа) не могут в нём распространяться, а высокочастотные помехи не способны проникать сквозь металлические стенки волновода.

Посредством мультиплексирования возможно передавать с помощью ПЭВмагистрали не только информацию дуплексной телефонной (и при необходимости телевизионной) связи между всеми отсеками, но и всю телеметрическую информацию, а также все сигналы управления. То есть предлагается создать единую многоканальную внутрикорабельную информационную сеть, используя при этом всего две ПЭВ-магистрали, проложенные в прочном корпусе подводной лодки от первого отсека и до последнего.

Ещё одно преимущество такой магистрали заключается в том, пропускная способность предлагаемой линии связи позволяет создавать дополнительные ин-

формационные каналы без изменения конфигурации существующей сети. Это говорит о том, что такая система связи обладает большой гибкостью применения, что существенно упрощает модернизацию подводных лодок каким-либо новым оборудованием, если они будут снабжены такой системой связи.

Одним из важнейших преимуществ такой линии, помимо пожароустойчивости, являются компактность и лёгкость. Несмотря на то, что сама по себе ПЭВмагистраль значительно больше по габаритам и массе, чем информационный кабель или провод, она может дать существенный выигрыш по массогабаритным параметрам, так как одной магистралью можно заменить все остальные линии передачи информации, которые в сумме имеют несоизмеримо большие массу и габариты. Это говорит о значительной способности адаптации данной системы и, вероятно, даст возможность модернизации данной системой уже построенной подводной лодки.

Очень важно, что вся магистраль является пассивным устройством, так как при подобной схеме даже в случае выхода из строя приёмо-передающей аппаратуры в отдельном отсеке не нарушается режим работы всей магистрали и, следовательно, не оказывается влияние на обмен информацией между остальными отсеками, что повышает живучесть всего подводного корабля.

В отличие от волоконно-оптической линии связи, волноводная линия гораздо более устойчива к воздействию радиации.

Также стоит заметить, что волноводная линия обладает гораздо более высокими прочностными характеристиками по сравнению, например, с коаксиальными, двухпроводными, а также волоконно-оптическими линиями, что снижает вероятность «случайного» и умышленного повреждения.

Никак нельзя обойти стороной и тот факт, что все технические средства, необходимые для реализации данной системы связи, уже созданы и выпускаются промышленностью.

Предложение использовать полый электромагнитный волновод в качестве пожароустойчивой линии связи единой корабельной информационной сети является принципиально новым шагом в деле решения проблемы надёжной передачи информации в экстремальных условиях пожара. Электродинамические вопросы, связанные с созданием данной системы связи, решаются в работе впервые.

Натурные испытания. В Военно-морском инженерном институте в городе Пушкине были проведены натурные испытания ПЭВ на устойчивость к воздействию экстремальных факторов пожара.

ПЭВ подвергался нагреванию открытым пламенем. При этом по нему передавалась энергия от генератора СВЧ в согласованную нагрузку и постоянно измерялся коэффициент стоячей волны (один из основных показателей режима работы ПЭВ) [2].

В течение длительного воздействия пламени и нагревании ПЭВ до значительной температуры (близкой к температуре плавления) коэффициент стоячей волны практически не изменился. Из этого можно сделать вывод, что параметры ПЭВ, влияющие на распространения волны в нём, не изменились. То есть ПЭВ способен выдержать длительное воздействие экстремальных факторов пожара.

Принципы построения системы. Волноводная магистраль прокладывается вдоль всего корабля и в каждый отсек делаются отводы для приёма и передачи информации [4, 5]. Соответственно каждый отсек оборудуется комплектом необходимой приемопередающей аппаратуры.



Для сведения к минимуму искажений поля в магистрали подачу электромагнитной энергии в неё целесообразно осуществлять с помощью отверстий связи. В этом случае непосредственно в канале волновода не предполагается установка различных штырей или петель для возбуждения, которые достаточно сильно ограничивают полосу пропускания, а также неприемлемы с точки зрения пожароустойчивости волновода.

Для ввода энергии предлагается использовать направленный ответвитель, с помощью которого связь с магистралью будет осуществляться именно посредством отверстий связи.

Расчёт ответвителя произведён по методике, изложенной в [3], для волновода с сечением 23×10 мм. Данный ответвитель обеспечивает: переходное ослабление 10 дБ; направленность не менее 35 дБ в диапазоне волнового канала; перепад переходного ослабления ±0,6 дБ.

Как показывают расчёты, направленный ответвитель практически не оказывает влияния на полосу пропускания линии. Зависимость переходного ослабления от частоты незначительна и не вызывает никаких затруднений в дальнейшем.

Переходное ослабление в 10 дБ является оптимальным с точки зрения баланса между полным затуханием в линии и количеством энергии, отводимой из линии к приёмнику или в линию от передатчика.

Затухание в линии. В данной работе было исследовано влияние элементов связи и непосредственно ПЭВ на затухание в линии.

Рассматривался случай с дальностью связи 120 м на средней частоте линии (9,6 ГГц) с 8 подключенными приёмо-передающими устройствами, т.е. при передаче информации из первого отсека подводного корабля в последний.

Полное затухание в магистрали составило 30 дБ без учёта затухания при вводе и выводе энергии из линии. То есть затухание в линии не велико, что говорит о возможности передачи информации малыми мощностями (порядка 1 Вт).

Заключение. Выполненное исследование и проведённые ранние натурные испытания волновода в условиях воздействия открытого пламени убедительно показывают перспективность применения полого электромагнитного волновода в качестве основы для создания единой огнестойкой корабельной информационной системы, предназначенной для передачи телевизионных сигналов, телефонной связи, сигналов телеметрии и сигналов управления.

Разработка такой линии потребует решения многих научно-технических задач, начиная от электродинамических и заканчивая механическими. Особого рассмотрения, с нашей точки зрения, требует вопрос разработки идеологии передачи информации по данной линии.

Литература

1. Москалец О.Д., Скороходов Д.А. Электромагнитный волновод как система передачи и обработки информации // Вторая Междунар. конф. «Моринтех 97», секция 3. СПб., 1997. С. 44–47.

2. Abramov O.Y., Moskaletz D.O., Moskaletz O.D., Skorohodov D.A. Application of a hollow microwave waveguide as a fire-proof communication line // Proceedings of the International Forum on Wave Electronics and Its Applications, St. Peters-burg, 2000. P. 449–453.

3. Сосунов В.А., Шибаев А.А. Направленные ответвители сверхвысоких частот. Саратов: Приволж. кн. изд-во, 1964. С. 57–60.

4. Semenov S., Moskaletz O.D. Hollow electromagnetic weveguide as fire-proof shipboard communication line XIII International conference for young researchers. Wave electronics and Its Applications in the Information and Telecommunication Systems. St. Petersburg, 2010. P. 46.

5. Semenov A.S., Moskaletz O.D. Hollow microwave waveguide as fire-proof shipboard communication link // Proc. of XIV International conference for young researchers. Wave electronics and Its Applications in the Information and Telecommunication Systems. St. Petersburg, 2011. P. 32.

УДК 537.871.7

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ПЕРЕДАЮЩЕГО ТРАКТА НА ПРИЕМНЫЙ ТРАКТ, ОЦЕНКА ВЕЛИЧИНЫ ПАССИВНОЙ ИНТЕРМОДУЛЯЦИОННОЙ СОСТАВЛЯЮЩЕЙ В ПРИЕМНОМ ТРАКТЕ

А.В. Мухин

Рассматривается влияние передающего тракта на приемный тракт, экспериментально измерены уровни пространственной развязки между приемным и передающим трактами, измерены уровни пассивных интермодуляционных искажений в приемном тракте, исследован метод использования полосовых фильтров для селекции паразитной гармоники 3-го порядка.

Ключевые слова: пассивная интермодуляция, ПИМ, интермодуляционный продукт.

Пассивная интермодуляция (ПИМ) является большой проблемой в современной СВЧ-технике в связи с применением передатчиков большой мощности и высокочувствительной аппаратуры, а также с постоянным ростом плотности использования частот и расширением рабочей полосы. Наиболее остро проблема ПИМ стоит в области беспроводных коммуникаций и космической техники. Возникла она как следствие использования цифровых схем модуляции и использования одной антенны на прием и на передачу одновременно.

ПИМ – генерация новых сигналов (интермодуляционных продуктов) при прохождении СВЧ-сигнала, обусловленная нелинейностью характеристик передачи СВЧ-элементов. Максимально высокий уровень возникающих интермодуляционных продуктов на частотах гармоник происходит в таких явно не линейных устройствах, как полупроводниковые (п/н) переходы (транзисторы, микросхемы и т.д.). Также высоким уровнем ПИМ обладают ферромагнитные материалы: чистая сталь, устройства, содержащие ферриты (ферритовые циркуляторы, переключатели), и т.д.

До недавнего времени считалось, что такие компоненты, как кабельные сборки, соединители, адаптеры, переходники, являются чисто линейными компонентами. Однако это не так, и чисто линейных компонентов в природе не существует. Поэтому вся электрическая схема любого устройства состоит из нелинейных элементов.

Экспериментально установлено, что 95% всех интермодуляционных искажений проявляются на 3-й гармонике сигнала. В приведенном ниже исследовании, которое проводилось в ОАО «ИСС» в отделе 115, рассматривается влияние передающего тракта (ПРД) на приемный тракт (ПРМ), рассматривается возмож-



ность подавления 3-й гармоники сигнала в ПРД тракте с помощью полосовых фильтров (ПФ).

Схема состоит из блока питания (БП), задающего генератора, передатчика (ПРД), направленного ответвителя (НО), анализатора спектра (АС) и двух антенн, расположенных на расстоянии 1410 мм. Вначале испытания проводились без П Φ (рис. 1).



Рис. 1. Схема измерения пространственной развязки между антеннами на частоте 3-й гармоники

В результате пространственная развязка на частоте 3-й гармоники между антеннами составила 61,5 дБ.

Далее в состав ПРД тракта были введены штатные ПФ1 и ПФ2 с настроенным коэффициентом стоячей волны (КСВ) на частоте 3-й гармоники не хуже 2.0. ПФ1 и ПФ2 подключались по очереди в процессе измерений, затем подключили ПФ1 и ПФ2 вместе.



Рис. 2. Схема измерения пространственной развязки между антеннами на частоте 3-й гармоники с установленными ПФ в тракт ПРД

Уровень сигнала на 3-й гармонике в ПРМ тракте практически не изменился при включении в полосу ПРД тракта ПФ. Пространственная развязка между антеннами на частоте 3-й гармоники составила 59,5–61 дБ.

Затем ПФ был включен в схему ПРД тракта перед направленным ответвителем, в результате чего в ПРД тракте ПФ подавил 3-ю гармонику сигнала на \approx 55 дБ, однако развязка между ПРД и ПРМ трактом на частоте 3-й гармоники составила лишь \approx 10 дБ. ПФ хоть и подавляет 3-й гармонику сигнала, однако он вносит существенное подавление полезного сигнала (порядка 35 дБ). Было предположено, что сигнал на 3-й гармонике проникает в тракт ПРМ помимо антенны по цепи питания. Однако использование автономных источников питания не дало ожидаемых результатов, и существенных различий в показаниях не было выявлено.

Далее было предложено заменить штатную антенну ПРД тракта на другие типы антенн, работающих в том же частотном диапазоне, контролируя при этом уровни интермодуляционной составляющей в ПРМ тракте.

№ Тип антенны в ПРД тракте		Уровень 3-й гарм. в ПРМ тракте, дБм				
1	Штатная антенна	-84				
2	Логопериодическая антенна	-83				
3	Рупорная антенна	-92				
4	Вибраторная антенна	-79				

Уровни 3-й гармоники

Полученные результаты практически не отличаются от результатов, полученных при использовании ПФ.

Из полученных результатов следует, что полностью избавиться от появления пассивной интермодуляции невозможно. С точки зрения 3-й гармоники, наш передающий тракт состоит из цепочки генераторов 3-й гармоники с различными мощностями и фазами. Уровень 3-й гармоники – это совместный результат подавления гармоники, приходящей от передатчика, полосовыми фильтрами и суммарный сигнал от всех источников (генераторов) 3-й гармоники в зависимости от фазовых соотношений этих источников и соединительных элементов между ними. Причем этот результат постоянно меняющийся (дышащий), что обусловлено в первую очередь изменениями в области контактов (вибрации, деформации, изменение температуры, изменение характеристик окисных пленок, изменения геометрии контактирующих зон и т.д. и т.п.). Изменения могут происходить и в маленьком, и в большом промежутке времени, они могут быть и постепенными, и резкими. Свободные металлические контакты могут производить случайное изменение в пределах секунд.

Основной путь избежать проблем, связанных с интермодуляцией в сложных системах связи, это правильный выбор частотного плана. Крайне нежелательно чтобы частоты приемников были кратны частотам ПРД, по крайней мере кратны 2 и 3, там, где продукты интермодуляции наиболее высокого уровня.

Если частотно разнести ПРД и ПРМ невозможно, есть еще путь временного разнесения работы ПРД и ПРМ. Если ни частотно, ни по времени ПРД и ПРМ разнести нельзя, то остается попытаться уменьшить уровень ПИМ в передающем тракте, так как полностью избавиться от интермодуляции невозможно, можно только уменьшить степень нелинейности тракта. Фильтрацией гармоник в ПРД тракте эту проблему также решить нельзя. Количественно точно определить, на-

66

сколько может быть уменьшена 3-я гармоника, вряд ли возможно, так как причин интермодуляции множество.

Литература

1. Глинченко А.С. Цифровая обработка сигналов: в 2 ч. Ч. 1. Красноярск: КГТУ, 2001. 199 с.

2. Глинченко А.С. Цифровая обработка сигналов: учеб. пособие в 2 ч. Ч. 2. Красноярск: ИПЦ КГТУ, 2001. 184 с.

3. Гутников В.С. Фильтрация измерительных сигналов. Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ние, 1990. 192 с.

УДК 621.3.091.1

РАЗРАБОТКА АППЛИКАЦИОННОЙ АНТЕННЫ ДЛЯ МИКРОВОЛНОВОГО РАДИОМЕТРА *А.В. Убайчин*

Приведена методика разработки аппликационной антенны для применения в составе ближнепольной СВЧ-радиометрической системы медицинского назначения. Проведен сравнительный анализ разработанной антенны с мировыми аналогами. Проведены измерения частотных характеристик для разработанной группы антенн.

Ключевые слова: аппликационный СВЧ-радиометрический метод, нулевой радиометр, печатная антенна, радиотермография.

При исследовании биологической среды аппликационным СВЧ-радиометрическим методом характерной особенностью является необходимость согласования антенны со слоистой средой биоткани в области непосредственного контакта [1]. В этом случае антенна работает в ближней зоне, и при решении задач проектирования и электромагнитного анализа антенну необходимо рассматривать в совокупности со структурой «объект – антенна – прибор», изображенной на рис. 1.



В работе [2] проведен сравнительный анализ микроволновых антенн различных типов, предназначенных для аппликационного метода СВЧ-радиометрического метода. В данной классификации волноводные антенны обладают преимуществами по основным техническим характеристикам (ширина рабочей полосы частот, изменение коэффициента стоячей волны при различной структуре биоткани в области измерений) по сравнению с печатными антеннами. С технологической точки зрения наиболее простыми в изготовлении являются печатные антенны. Для данного типа антенн характерны небольшие массогабаритные параметры по сравнению с волноводными аппликационными антеннами.

В отечественной и зарубежной литературе [3–7] приведены различные конфигурации излучающего элемента антенны. Многопараметрический синтез излучающих структур позволяет реализовывать требуемые технические параметры антенны [1]:

 – согласование в рабочей полосе частот (модуль коэффициента отражения не более 0,1);

– ширина рабочей полосы не менее 10%.

Среди печатных антенн широко распространены излучающие элементы в виде круга [8]. Конструкция таких антенн предусматривает экранирование, за счет чего увеличивается диаграмма направленности, малые размеры и простоту реализации. Методика проектирования антенн, предназначенных для работы в дальней зоне, изложена в [8]. Краткое описание методики для расчета аппликационной антенны с круглым излучающим элементом сводится к следующему:

 применяются диэлектрические подложки с низкой диэлектрической проницаемостью ε = 2...3,8;

- толщина диэлектрической подложки не менее 1 мм;

 месторасположение контакта фидера на излучателе определяется величиной требуемого волнового сопротивления.

Моделирование данной антенны проводилось в пакете прикладного про-



граммного обеспечения CST Microwave Studio 2010. На рис. 2 представлена модель антенны в совокупности со средой биообъекта.

Рис. 2. Моделирование антенны при непосредственном контакте с биообъектом

Изменения структуры биологического объекта в области аппликационных измерений (см. рис. 1) влияет на согласование антенны [1]. На этапе проектирования разработанной антенны проведена попытка учета возможного разброса параметров биологической среды в структуре «кожный покров – жировая ткань – мышечная ткань». Часть результатов моделирования приведена на рис. 3.

Моделирование проводилось с изменением толщины диэлектрических слоев, имитирующих биологическую среду в следующих пределах: толщина кожного покрова 0,5...2 мм, толщина жировой ткани 0...20 мм, остальное пространство в

х <i>S</i> ₁₁ , дБ	
	<i>f</i> , ГГц

модели обладает диэлектрическими параметрами мышечной ткани.

Рис. 3. Частотные зависимости модуля S₁₁ при изменении толщин компонентов слоистой структуры «кожный покров – жировая ткань – мышечная ткань» (см. рис. 1)

По результатам моделирования разработана печатная антенна с круговым излучающим элементом. Расчет и моделирование антенны проводились с учетом требований к согласованию характеристического сопротивления антенно-фидерного тракта и биологической среды типа «кожный покров – жировая ткань – мышечная ткань».

Разработанные антенны (рис. 4) выполнены на СВЧ-диэлектрическом материале ФЛАН ε = 2,2, толщина подложки 1 мм, поперечные размеры 13×13 мм, центральная частота 2,23 ГГц, ширина полосы частот 500 МГц по уровню –3 дБ.



Рис. 4. Разработанные макеты аппликационных антенн на фоне скалярного измерителя ослабления и КСВн Р2М-3200, на котором проводились измерения

Разработанные макеты антенн вводились в непосредственный контакт с биологической средой [9, 10]. Структура среды подобна структуре, приведенной на рис. 1. Толщина кожного покрова биологической среды 3 мм, толщина жировой ткани 50 мм, толщина мышечной ткани 30 мм.

Полученные экспериментальные результаты частотных характеристик отражения разработанных печатных антенн представлены на рис. 5.



Рис. 5. Частотные характеристики разработанных печатных антенн

Результаты измерений получены при помощи скалярного измерителя ослабления и КСВн производства ОАО «Микран» Р2М-3200. Для калибровки скалярного измерителя использовался набор мер (холостой ход, короткое замыкание, согласованная нагрузка) Rosenberger PRC-3.5.

Разработанная группа антенн выполнена при помощи фрезерного станка Protomat S100. При изготовлении антенн изменялась глубина опускания фрезы для каждого макета. Из результатов экспериментальных исследований, приведенных на рис. 5, выделяются макеты с индексами «E», «K», «D», «B», «O».

Приведенная методика позволяет проектировать и изготовлять аппликационные антенны для задач СВЧ-радиометрии с удовлетворительной точностью. Макет с индексом «Е» обладает наилучшими характеристиками. Из 13 изготовленных образцов на данной структуре биоткани только один обладает удовлетворительными характеристиками. Остальные макеты показали лучшие параметры согласования при изменении толщины жировой ткани, что может быть обусловлено как технологическим разбросом параметров, так и неоднородностью использованного диэлектрика. Несмотря на простоту технологического исполнения, разработанные антенны подвержены влиянию изменения частотных характеристик при изменении структуры биоткани в области измерений. Как показали предварительные испытания, при изменении толщины жировой ткани в два-три раза, например от 50 до 25 мм, сдвиг резонансной частоты составляет порядка 2...3%.

Литература

1. Маречек С.В. Радиометрические методы исследования температурного режима приповерностного слоя биоткани / С.В. Маречек, В.М. Поляков, Ю.Г. Тищенко // Биомедицинские технологии и радиоэлектроника. 2003. №8. С. 57–65.

2. Веснин С.Г. Сравнение микроволновых антенн-аппликаторов медицинского назначения / С.Г. Веснин, М.К. Седакин // Биомедицинские технологии и радиоэлектроника. 2012. № 10. С. 63–74.

3. Lin C. A novel three-fed microstrip antenna for circular polarization application // C. Lin, F.-S. Zhang, Y. Zhu, F. Zhang // Journal of Electromagnetic Waves and Applications. 2010. Vol. 24, № 11. P. 1511–1520.

4. Oikonomou A. Phased array near field radiometry for brain intracranial applications // A. Oikonomou, I.S. Karanasiou, N.K. Uzunoglu // Progress in electromagnetics research. 2010. Vol. 109. P. 345–360.

5. Беляев Б.А. Исследование микрополосковой жидкокристаллической антенны с электрически переключаемой поляризацией / Б.А. Беляев, А.С. Волошин, А.М. Сержантов, В.Ф. Шабанов // Изв. высш. учеб. заведений. Физика. 2010. Т. 53, № 9–2. С. 158–160.

6. O'Halloran M. Rotating antenna microwave imaging system for breast cancer detection // M. O'Halloran, M.M. Glavin, E. Jones // Progress in electromagnetics research. 2010. Vol. 107. P. 203–217.

7. Conceicao R.C. Comparison of planar and circular antenna congurations for breast cancer detection using microwave imaging / R.C. Conceicao, M. O'Halloran, M. Glavin, E. Jones // Progress in electromagnetics research. 2009. Vol. 99, №20. P. 123–135.

8. Панченко Б.А. Микрополосковые антенны / Б.А. Панченко, Е.И. Нефедов. М.: Радио и связь, 1986. 145 с.

9. Филатов А.В. Двухканальный микроволновый радиометр повышенной точности / А.В. Филатов, А.В. Убайчин, Н.О. Жуков // Радиотехника. 2011. № 1. С. 47–55.

10. Филатов А.В. Микроволновый четырехканальный нулевой радиометр L-диапазона / А.В. Филатов, А.В. Убайчин, Д.Е. Параев // Приборы и техника эксперимента. 2012. № 1. С. 67.



УДК 621.396.33 **РАЗРЕШАЮЩАЯ СПОСОБНОСТЬ МИКРОВОЛНОВОЙ** АППЛИКАЦИОННОЙ АНТЕННЫ ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ СОБСТВЕННОГО ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ БИООБЪЕКТОВ *А.В. Убайчин*

Предложен способ оценки разрешающей способности аппликационного CBЧ-радиометрического метода измерения собственного электромагнитного излучения биообъектов в задачах определения скорости метаболизма и ранней медицинской диагностики. Приведено описание фантома биологической среды для оценки разрешающей способности.

Ключевые слова: разрешающая способность, аппликационный СВЧрадиометрический метод, радиотеплоконтраст, нулевой радиометр, аппликационная антенна.

Аппликационный СВЧ-радиометрический метод для измерения параметров собственного электромагнитного излучения объектов в ближней зоне антенны находит широкое применение в решении обратных задач ранней медицинской диагностики [1], определения скорости метаболизма [2], неразрушающего контроля и специальных приложений [3].

При проектировании СВЧ-радиометров различного назначения особое внимание уделяется антенной системе, так как точность результатов измерений зависит не только от характеристик и схемотехнического исполнения приемника [4–7], но и от параметров применяемой антенны [8].

Основные требования к параметрам антенны для радиометрических измерений:

- «игольчатая» диаграмма направленности;

- минимальные омические потери (максимальный КПД);

- минимальный уровень боковых лепестков.

Особые требования предъявляются к антенне при аппликационных измерениях [9]. В этом случае параметры антенны влияют на требования к техническим характеристикам приемной части радиометра.

Для задач радиотомографии [15] одной из наиболее важных характеристик является разрешающая способность по пространству. Применительно к аппликационному СВЧ-радиометрическому методу множество работ посвящено решению обратных задач по восстановлению глубинного профиля температуры, что, действительно является важной задачей [10–12]. Однако, не приведены критерии, согласно которым определяется разрешающая способность аппликационного СВЧ-радиометрического метода с заданной точностью. В данной работе приведена попытка экспериментальной оценки разрешающей способности нулевого микроволнового радиометра, выполненного по [4], в совокупности с приемной антенной, описанной в [8].

Логично утверждение, что разрешающая способность связана с диаграммой направленности антенны. Классическое определение диаграммы направленности [13] не применимо в случае применения аппликационной антенны, так как измерения проводятся в ближней зоне антенны [14].

При аппликационных измерениях антенна является, в широком смысле, трансформатором импеданса биологической среды к импедансу волновода входной части приемника (радиометра). Так как измерения проводятся в ближней

зоне, разрешающая способность связана с геометрическими размерами антенны, которые, в свою очередь, связаны с рабочей длиной волны антенны, при прочих равных условиях. В случае применения разработанной [9] аппликационной антенны с круговым излучателем геометрический центр излучателя является центром максимальной чувствительности антенны.

Классические методики подразумевают под определением разрешающей способности минимальное расстояние между двумя объектами (излучателями) на котором измерительный прибор (радиометр в совокупности с антенной) может наблюдать эти объекты раздельно. В случае приема собственного электромагнитного излучения при аппликационной схеме измерений необходимо два локальных источника тепла, расположенных в диэлектрической среде на некотором удалении друг от друга [16].

В данном случае существует несколько сложностей реализации данного макета (фантома биологической среды):

 необходимо создать установку для подержания температуры (термостат) с высокой точностью (превосходящей чувствительность прибора) в двух локальных областях, расположенных внутри диэлектрической среды;

 волновое сопротивление областей нагрева должно быть однородным со средой;

3) необходимо учитывать прогрев диэлектрического материала внутри фантома.

Создание такого макета крайне затруднительно.

Исходя из этих факторов, предложено следующее. Нулевой радиометр, функционирующий согласно модификации нулевого метода измерений, подразумевающей синхронное выполнение двух видов импульсной модуляции, амплитудной и широтной, хорошо описанный в [4], одновременно выполняет функции измерения шумовой температуры антенны и коэффициента отражения по мощности. Учитывая вывод о зависимости разрешающей способности от центральной рабочей частоты и геометрических размеров антенны, проведение экспериментов по оценке разрешающей способности возможно осуществить в режиме измерения коэффициента отражения от биологической среды.

Для этого разработан фантом биологической среды. Фантом представляет собой слоистую диэлектрическую среду, аналогичную структуре биологических тканей. Для разработки фантома были применены материалы с диэлектрической проницаемостью $\varepsilon_{\kappa} = 40$, $\varepsilon_{m} = 4,6$, $\varepsilon_{m} = 10$, соответствующие диэлектрическим проницаемостям кожного покрова, жировой и мышечной ткани.

В разработанном фантоме слои входят в непосредственный контакт друг с другом. Для имитации температурной неоднородности между диэлектрическими слоями устанавливаются отражающие металлические вставки. В фантоме расстояние между отражающими вставками изменяется, как показано на рис. 1 и 2.

При проведении экспериментальных исследований антенна устанавливается в надир к отражающим вставкам и перемещается по оси симметрии фантома (см. рис. 2). Ход перемещения антенны сопровождается изменением измеренных значений коэффициента отражения.

По результатам эксперимента получена зависимость изменения коэффициента отражения от расстояния между отражающими элементами. Зависимость приведена на рис. 3. Качественный анализ рис. 3 позволяет сделать вывод о максимальном удалении отражающих элементов, при котором не происходит изменения коэффициента отражения.




Рис. 1. Структура фантома для определения разрешающей способности. Поперечное сечение

На рис. 2 представлена структура фантома «вид сверху».



Рис. 2. Структура фантома для определения разрешающей способности. Вид сверху



Часть результатов, приведенных на рис. 3, сведена в таблицу. В проведенных экспериментах поперечный размер отражающего элемента $R_{orp} = 5$ мм (см. рис. 2). Поперечный размер антенны 20 мм. Диаметр излучателя около 12 мм. Толщина $h_{\rm K} = 1$ мм, $h_{\rm M} = 6$ мм, $h_{\rm M} = 80$ мм.

№ п\п	1	2	3	4	5	6	7	8
Расстояние между отражающими элементами <i>l_N</i> , мм		24	21	18	15	12	9	6
Измеренный коэффициент отражения		0,02	0,034	0,065	0,086	0,12	0,134	0,156

По результатам экспериментов установлено, что при уменьшении расстояния между отражающими элементами менее 6...9 мм не происходит значительного изменения коэффициента отражения. Радиометр не различает изменения положения отражающего элемента в структуре диэлектрика при $l_N \le 9$ мм.

Проведенный анализ показал возможность применения разработанного фантома для решения задач экспериментальной оценки разрешающей способности аппликационных СВЧ-радиометров в совокупности с антенной. В случае если поперечный размер антенны с круговым излучателем в четыре раза превосходит поперечный размер неоднородности, разрешающая способность антенны по пространству в два раза больше, чем поперечный размер неоднородности. Проведенные эксперименты, несмотря на удовлетворительные результаты, нуждаются в доработке. Так, в дальнейшем планируется разработать математический аппарат, позволяющий на этапе проектирования оценить разрешающую способность метода для различных типов антенн, провести серию экспериментов, устанавливающих количественные и качественные взаимосвязи геометрии неоднородности и антенны.

Литература

1. Троицкий В.С. К теории контактных радиометрических измерений внутренней температуры тел // Известия высших учебных заведений. Радиофизика. 1981. Т. 24, № 9. С. 1054–1061.

2. Поляков В.М. СВЧ-термография и перспективы ее развития. Применение в медицине и народном хозяйстве // Обзоры по электронной технике. 1991. Вып. 8 (1640). 58 с.

3. Убайчин А.В. Оценка возможности определения тепловых аномалий по собственному электромагнитному излучению в непроводящих средах // Доклады ТУСУРа. 2011. № 2(24),ч. 1. С. 122–127.

4. Патент №2485462 Российской Федерации, МПК G01R 13/00, G01R 29/08. Радиометр для измерения глубинных температур объекта (радиотермометр) / А.В. Филатов, А.Г. Лощилов, А.В. Убайчин. Приоритет от 04.08.2011. Заявка № 2011132840/28. Опубл. в Бюл. №17, 2013. 15 с.

5. Вайсблат А.В. Медицинский радиотермометр РТМ-01-РЭС // Биомедицинские технологии и радиоэлектроника. 2001. №8. С. 3–9.

6. А.с. 1626211 СССР. G01R 29/26. Модуляционный радиометр / В.С. Гаевский, С.В. Маречек, Ю.В. Мешков и др. Опубл. в Б.И. 1991. №5.

7. Филатов А.В., Убайчин А.В., Жуков Н.О. Двухканальный микроволновый радиометр повышенной точности // Радиотехника. 2011. № 1. С. 47–55.

8. Николаев А.Г. Радиотеплолокация / А.Г. Николаев, С.В. Перцов. М.: Сов. радио, 1964. 326 с.

9. Убайчин А.В. Печатная антенна для измерения глубинной температуры биологических объектов аппликационным радиометрическим СВЧ-методом // Доклады ТУСУРа. 2013. № 3(29). С. 47–52.

10. Кубланов В.С. Природа флуктуаций собственного электромагнитного излучения головного мозга / В.С. Кубланов, Ю.Е. Седельников, А.Л. Азин, А.М. Сысков // Биомедицинская радиоэлектроника. 2010. № 9. С. 45–54.

11. Маречек С.В. Радиометрические методы исследования температурного режима приповерностного слоя биоткани / С.В. Маречек, В.М. Поляков, Ю.Г. Тищенко // Биомедицинские технологии и радиоэлектроника. 2003. №8. С. 57–65.

12. Беляев Б.А. Исследование микрополосковой жидкокристаллической антенны с электрически переключаемой поляризацией / Б.А. Беляев, А.С. Волошин, А.М. Сер-



жантов, В.Ф. Шабанов // Изв. высш. учеб. заведений. Физика. 2010. Т. 53, № 9–2. С. 158–160.

13. Гошин Г.Г. О применении метода электродинамического подобия при моделировании широкополосных устройств СВЧ / Г.Г. Гошин, А.В. Фатеев // Известия высш. учеб. завед. Физика. 2010. Т. 53, № 9–2. С. 180–181.

14. Веснин С.Г. Сравнение микроволновых антенн-аппликаторов медицинского назначения / С.Г. Веснин, М.К. Седакин // Биомедицинские технологии и радиоэлектроника. 2012. № 10. С. 63–74.

15. O'Halloran M. Rotating antenna microwave imaging system for breast cancer detection / M. O'Halloran, M.M. Glavin, E. Jones // Progress in electromagnetics research. 2010. Vol. 107. P. 203–217.

16. Conceicao R.C. Comparison of planar and circular antenna congurations for breast cancer detection using microwave imaging / R.C. Conceicao, M. O'Halloran, M. Glavin, E. Jones // Progress in electromagnetics research. 2009. Vol. 99, №20. P. 123–135.

НЕЛИНЕЙНАЯ ОПТИКА

Председатель секции – Шандаров С.М., зав. каф. ЭП, д.ф.-м.н., профессор

УДК 535.343.2 ДИНАМИКА ФОТОИНДУЦИРОВАННОГО ПОГЛОЩЕНИЯ В КРИСТАЛЛЕ Bi₁₂TiO₂₀:Al В.Г. Дю, А.С. Акрестина, М.Г. Кистенева, С.М. Шандаров, Е.С. Худякова, Ю.Ф. Каргин

Исследована динамика фотоиндуцированного поглощения в легированном алюминием кристалле титаната висмута. Получено, что засветка непрерывным лазерным излучением приводит к увеличению оптического поглощения кристалла при длине волны λ =532 нм и к его уменьшению при λ =655 нм. Ключевые слова: динамика фотоиндуцированного поглощения, титанат висмута.

Кристаллы класса силленитов $Bi_{12}MeO_{20}$ (где Me = Si, Ge, Ti), обладающие фотопроводящими, фотохромными и фоторефрактивными свойствами, характеризующиеся высокой светочувствительностью в видимой области спектра, находят применение в устройствах динамической голографии [1–3]. В работах [4, 5] показано, что предварительное облучение нелегированных кристаллов титаната висмута светом из видимой области увеличивает их фоторефрактивную чувствительность в ближнем ИК-диапазоне. Авторами [6] предложена модель, объясняющая расширение спектрального диапазона фоточувствительности кристаллов титаната висмута заселением электронами ловушечных центров со средней энергией ионизации ~ 1,6 эВ в процессе предварительной экспозиции.

Легирование силленитов примесями приводит к появлению в их запрещенной зоне дополнительных донорных и ловушечных уровней и изменяет их фотопроводящие, фотохромные и фоторефрактивные свойства [7–9]. В работах [10, 11] было показано, что экспозиция кристалла $Bi_{12}TiO_{20}$: Аl излучением непрерывного лазера с длиной волны $\lambda = 660$ нм и импульсного лазера с $\lambda = 1064$ нм приводит к изменениям в спектре его оптического поглощения, имеющем резонансный характер. При этом получено, что в обоих случаях кристалл просветляется в спектральной области от 460 до 900 нм. Однако регистрация спектра поглощения кристалла спектрофотометром выполняется со значительной задержкой во времени от момента экспозиции, что не позволяет по результатам данных экспериментов наблюдать быстрые процессы фотоиндуцированного изменения поглощения света, связываемые обычно [6, 9] с перераспределением электронов по донорным и ловушечным центрам, имеющих различные зарядовые состояния и сечения фотоионизации.

В данной работе представлены результаты экспериментальных исследований динамики фотоиндуцированного поглощения в легированном алюминием кристалле титаната висмута, наведенного при засветке непрерывным лазерным излучением с длинами волн 532 и 655 нм.

Методика и результаты эксперимента. В экспериментах исследовался монокристаллический образец Bi₁₂TiO₂₀:Al, выращенный методом TSSG [6], имеющий оптически полированные грани (100) и толщину 6,6 мм. Схема эксперимен-



тальной установки для исследования динамики фотоиндуцированного поглощения света представлена на рис. 1.

Использование делительных пластин 6 и 7, четырех фотодиодов и компьютерной системы обработки данных позволило реализовать эксперименты по динамике фотоиндуцированного поглощения на двух длинах волн, подобные работы описаны авторами [6], но не для квазимонохроматического излучения светодиодов, а для лазерных пучков.

На рис. 2 представлена временная зависимость собственных изменений коэффициента поглощения, наведенных непрерывным лазерным излучением с длиной волны 532 нм и входной интенсивностью 390 мВт/см² в исследуемом кристалле Bi₁₂TiO₂₀:Al. В этом случае пучок от лазера *1* перекрывался затвором 31, установленным перед кристаллом 8. При начальной величине коэффициента поглощения $k_G = 0,9$ см⁻¹ его увеличение, как следует из рисунка, достигало значения $\Delta k_G = 0,16$ см⁻¹ за полное время эксперимента, составлявшее 1920 с. Наиболее быстрые изменения Δk_G наблюдаются на начальном участке с продолжительностью около 50 с. На интервалах времени от 480 до 640 с и от 1120 до 1440 с вторым затвором 32 перекрывался пучок от лазера *2*, и изменения оптического поглощения кристалла не фиксировались.



Рис. 1. Оптическая схема для наблюдения динамики фотоиндуцированных изменений: *I* – полупроводниковый лазерный диод с длиной волны 655 нм; *2* – непрерывный Nd:YAG лазер с удвоением частоты (длина волны 532 нм); *3* – коллиматор; *6*, 7 – светоделительные пластины; *8* – образец Bi₁₂TiO₂₀:Al; *4*, 5, 9, *10* – фотодиоды ФД-24К; 31, 32 – затворы

Следует отметить, что и в темновых условиях, реализуемых для указанных интервалов времени, инициированный излучением с длиной волны 532 нм рост оптического поглощения продолжался. Такого поведения фотоиндуцированных изменений $\Delta k_G(t)$, насколько нам известно, ранее в фоторефрактивных кристаллах не наблюдалось.

Экспериментально наблюдаемая динамика собственных изменений коэффициента поглощения, наведенных непрерывным лазерным излучением с длиной волны 655 нм и входной интенсивностью 60 мВт/см² в исследуемом кристалле Bi₁₂TiO₂₀:Al, представлена на рис. 3. В этом случае затвор 31 был открыт в течение всего эксперимента, в то время как затвор 32 блокировал засветку кристалла излучением с длиной волны 532 нм. В этом случае наблюдалось просветление

кристалла, достигавшее, как следует из рисунка, значения $\Delta k_R = -0,067 \text{ cm}^{-1}$ за полное время эксперимента, также равное 1920 с.







Рис. 3. Динамика изменения поглощения кристалла Bi₁₂TiO₂₀:Al на длине волны 655 нм, фотоиндуцированного лазерным излучением с данной длиной волны и входной интенсивностью 60 мBт/см² Рис. 4. Динамика изменения фотоиндуцированного поглощения света на длине волны 655 нм при подсветке кристалла $Bi_{12}TiO_{20}$:Аl лазерным излучением с длиной волны 532 нм на интервалах времени 0–240, 480–720, 970–1200, 1430–1525 и 1700–1920 с

На рис. 4 представлены результаты эксперимента, в котором фиксировались изменения коэффициента поглощения кристалла $Bi_{12}TiO_{20}$:Al на длине волны 655 нм, наведенные не только этим же излучением (затвор 31 был открыт в течение всего эксперимента), но и лазерным пучком с $\lambda = 532$ нм, засвечивающим исследуемый образец в течение интервалов времени 0–240, 480–720, 970–1200, 1430–1525 и 1700–1920 с. Как видно из рисунка, в отсутствие засветки из зеленой области спектра кристалл просветляется, а при совместном облучении кристалла излучением с длинами волн 655 и 532 нм происходит увеличение его оптического поглощения.



Заключение. Получено, что при облучении кристалла Bi₁₂TiO₂₀:Al непрерывным лазерным излучением с длинами волн 532 и 655 нм наблюдаются обратимые изменения его оптического поглощения. Установлено, что засветка излучением с длиной волны 655 нм приводит к просветлению исследуемого образца, в то время как его экспозиция лазерным излучением с длиной волны 532 нм приводит к увеличению оптического поглощения.

Работа выполнена в рамках Госзадания Минобрнауки РФ на 2013 г. (проект 7.2647.2011) при частичной финансовой поддержке РФФИ (проект № 12-02-90038-Бел а).

Литература

1. Петров М.П. Фоторефрактивные кристаллы в когерентной оптике / М.П. Петров, С.И. Степанов, А.В. Хоменко. СПб.: Наука. 1992. 320 с.

2. Шандаров С.М. Динамические голограммы Денисюка в кубических фоторефрактивных кристаллах / С.М. Шандаров, Н.И. Буримов, Ю.Н. Кульчин и др. // Квантовая электроника. 2008. Т. 38, № 11. С. 1059–1069.

3. Колегов А.А. Адаптивная интерферометрия, использующая динамические отражательные голограммы в кубических фоторефрактивных кристаллах / А.А. Колегов, С.М. Шандаров, Г.В. Симонова и др. // Квантовая электроника. 2011. Т. 41, № 9. С. 847–852.

4. Odoulov S.G. Photorefractive recording in BTO in the near infrared / S.G. Odoulov, K.V. Shcherbin, A.N Shumeljuk // J. Opt. Soc. Am. B. 1994. Vol. 11, № 9. P. 1780–1785.

5. Dos Santos P.V. Direct near infrared photorefractive recoding and pre-exposure controlled hole-electron competition with enchanted recoding in undoped $Bi_{12}TiO_{20}$ / P.V. Dos Santos, J. Frejlich, J.F. Carvalho // Appl. Phys. B. 2005. Vol. 81. P. 651–655.

6. Толстик А.Л. Спектральная зависимость фотоиндуцированного поглощения, наведенного в кристалле импульсным излучением с длиной волны 532 нм / А.Л. Толстик, А.Ю. Матусевич, М.Г. Кистенева и др. // Квантовая электроника. 2007. Т. 37, № 11. С. 1027–1032.

7. Малиновский В.К. Фотоиндуцированные явления в силленитах / В.К. Малиновский, О.А. Гудаев, В.А. Гусев, С.И. Деменко. Новосибирск: Наука. Сиб. отд. 1990. 160 с.

8. Каргин Ю.Ф. Кристаллы $Bi_{12}M_xO_{20+\delta}$ со структурой силленита. Синтез, строение, свойства / Ю.Ф. Каргин, В.И. Бурков, А.А. Марьин, А.В. Егорышева. М.: Азбука-2000, 2004. 314 с.

9. Шандаров С.М. Фоторефрактивные эффекты в электрооптических кристаллах / С.М. Шандаров, В.М. Шандаров, А.Е. Мандель, Н.И. Буримов. Томск: Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 2007. 242 с.

10. Кистенева М.Г. Фото- и термоиндуцированные изменения поглощения света в кристалле титаната висмута, легированном алюминием / М.Г. Кистенева, С.М. Шандаров, А.С. Акрестина // Изв. вузов. Физика. 2010. Т. 53, № 9/3. С. 145–146.

11. Акрестина А.С. Фотоиндуцированные изменения оптического поглощения в кристалле Bi₁₂TiO₂₀:Al, наведенные излучением видимого и ИК-диапазонов / А.С. Акрестина, В.В. Попугаева, В.Г. Дю и др. // Изв. вузов. Физика. 2012. Т. 55, № 8/3. С. 76–77.

УДК 621.032.7 ФОРМИРОВАНИЕ ОПТИЧЕСКИХ ВОЛНОВОДОВ НА КРИСТАЛЛАХ С НЕЛИНЕЙНЫМИ ОПТИЧЕСКИМИ СВОЙСТВАМИ ИМПЛАНТАЦИЕЙ ИОНОВ ЦИНКА В НИОБАТ ЛИТИЯ К.М. Мамбетова, Л.Н. Орликов, С.И. Арестов, Л.Я. Серебренников, М.В. Бородин, С.М. Шандаров, В.В. Щербина

Рассматривается формирование диффузионных оптических волноводов с использованием имплантации ионов цинка в ниобат лития. Для оценки качества созданных слоёв на спектрофотометре СФ-56 снимались спектры пропускания образцов до и после имплантации, а также после проведения диффузии в диапазоне длин волн от 300 до 1100 нм. Созданные планарные структуры Zn:LiNbO₃ поддерживали распространение трех волноводных мод TE₀, TE₁ и TE₂ на длине волны λ =526,5 нм и одной моды TE₀ при λ =1053 нм, что позволяет использовать их для волноводных устройств генерации второй оптической гармоники.

Ключевые слова: ниобат лития, имплантация, планарный оптический волновод.

Создание оптических волноводов Zn:LiNbO₃ с повышенной стойкостью к оптическому излучению видимого диапазона, обладающих хорошими нелинейными оптическими и электрооптическими свойствами, расширяет возможности реализации новых устройств интегральной оптики и волноводной фотоники [1–3].

Для формирования зон локальной неоднородности перспективно облучать кристаллы потоком ионов. При воздействии ионов на кристалл изменяется коэффициент преломления кристалла вследствие внедрения ионов в приповерхностную область и их перераспределения на необходимую глубину в результате диффузии. Принимается, что в диапазоне низких энергий (несколько кэВ), доминирующим является механизм передачи энергии через столкновения ионов с ионами кристалла. В итоге воздействие ионного потока может приводить к аморфизации ранее упорядоченной кристаллической структуры (создавать «разбухание» атомной упаковки) и менять как показатель преломления, так и оптическое поглощение [2]. Наиболее перспективными для облучения являются источники ионов металлов с генерацией частиц из катодного пятна вакуумной дуги с компенсацией заряда ионов [4–6].

Экспериментальная модель. На рис. 1 представлена схема ионного источника микросекундной длительности с инициированием пробоя по поверхности диэлектрика [4].

Источник состоит из катода *1*, диэлектрической вставки *2*, поджигающего электрода *3* и анода *4*, закрытого сеткой *5*. Катод выполнен из специального сплава, содержащего цинк.

Рис. 1. Экспериментальная модель: *I* – катод, *2* – диэлектрик, *3* – поджигающий электрод, *4* – анод, *5* – сетка, *6* – устройство нейтрализации заряда ионов, *7* – образец, *8* – рабочий стол



При обеспечении давления 0,01 Па происходит коммутация емкости С (5 кВ, 100 мкФ) в цепи трансформатора *Т*. Происходит пробой по диэлектрической вставке между катодом и поджигающим электродом. В полости источника формируется вакуумная дуга. При подаче ускоряющих импульсов положительной полярности ($U \sim 20$ кВ, 250 мкс, 1–50 Гц), происходит извлечение ионов с током до 1000 мА. Ионы, проходя анод 4, сетку 5, и нейтрализатор заряда 6, попадают на образец 7, установленный на рабочем столе 8.

Уменьшение капельной фракции и стабильность работы достигались подпиткой плазменного промежутка в момент отбора ионного тока [5]. В качестве анализатора дозы используется устройство с контролем набора дозы в процессе облучения [6]. Устройство выполнено на базе микроконтроллера семейства Mega марки ATmega 16 с тактовой частотой 16 МГц.

Имплантация проводилась при ускоряющем напряжении 20 кВ в среде аргона при давлении 0,01 Па при токе дуги до 100 А. Импульс ионного тока составлял 25–1000 мА при длительности 250 мкс. Частота следования импульсов составляла 1–50 Гц. Измеренная имплантируемая доза составляла 3·10¹⁷ ион/см², что близко к расчетному значению для пленки толщиной 50 нм.

Отжиг кристалла размером $25 \times 8 \times 2$ мм³ проводился в печи СУОЛ 025 со скоростью подъема температуры 2 К/с с выдержкой на температуре 1350 К в течение 4 ч. Затем полученный волновод охлаждали в течение 8 ч со скоростью ~2 К/с.

Ввод и вывод излучения производились с помощью рутиловых призм и твердотельного лазера, работающего на длине волны $\lambda = 1053$ нм. Методом генерации выделения второй гармоники [7] было получено излучение $\lambda = 526,5$ нм. В таблице представлены параметры вводимого излучения и показатели преломления волноводного слоя.

Hokuju tesh npesiowstennik bosinobodnot o estok							
Длина волны λ, нм	Мода	п	Угол ввода в призму				
526,5	TE ₀	2,23374	7°00`				
526,5	TE_1	2,23374	7°06`				
526,5	TE_2	2,23374	7°09`				
1053	TE ₀	2,15311	14°52`				

Показатели преломления волноводного слоя

Полученные результаты. На рис. 2, 3 представлены зависимости коэффициентов пропускания $T(\lambda)$, поглощения $k(\lambda)$ и отражения $R(\lambda)$ от длины волны через волноводный слой до и после имплантации.



Рис. 2. Зависимости коэффициентов пропускания $T(\lambda)$, поглощения $k(\lambda)$ и отражения $R(\lambda)$ от длины волны до имплантации



Рис. 3. Зависимости коэффициентов пропускания $T(\lambda)$, поглощения $k(\lambda)$ и отражения $R(\lambda)$ от длины волны после имплантации

Коэффициент поглощения $k(\lambda)$ рассчитывался по соотношению (1):

$$k(\lambda) = -\frac{1}{d} \ln \left(\frac{-(1-\frac{1}{R})^2}{2T} + \sqrt{\frac{1}{R^2} + (1-\frac{1}{R})^4 \cdot \frac{1}{4T^2}} \right), \tag{1}$$

где *d* – толщина пленки.

Расчеты проводились на ЭВМ с использованием пакета МАТСАD.

Видно, что после имплантации и отжига коэффициент пропускания $T(\lambda)$ уменьшается; (слой «просветляется»), а коэффициент отражения $R(\lambda)$ имеет минимум на длине волны 800 нм.



На рис. 4 представлены зависимости относительной интенсивности электрической составляющей волны по глубине диффузии *x* после первого отжига.

Рис. 4. Распределение полей волноводных мод с длиной волны $\lambda = 526,5$ нм после первого отжига

В итоге для длины волны $\lambda = 526,5$ нм получены три волноводные моды – TE₀, TE₁, TE₂. На длине волны $\lambda = 632,8$ нм не было выведено ни одной моды. На длине $\lambda = 1053$ нм выведена одна мода TE₀.

Дополнительный повторный отжиг кристалла уменьшает показатель преломления от $2,6 \times 10^{-3}$ до $1,5 \times 10^{-3}$ при сохранении генерации прежних мод на длинах волн 526, 5 и 1053 нм.

Профиль показателя преломления волновода Zn:LiNbO₃, может быть аппроксимирован функцией [3]

$$\Delta n(x) = \Delta n(0)/ch^2(x/h) . \qquad (2)$$

Используя значения эффективных показателей преломления (см. таблицу), можно восстановить данный профиль путем подбора значений локальной глубины диффузии *h*, приращения показателя преломления на границе покровного слоя Δn , показателя преломления подложки n_s . Наиболее оптимальные значения для $\lambda = 526,5$ нм: $h = 5,1 \cdot 10^{-6}$ м, $\Delta n = 0,00264$, $n_s = 2,23215$.

Заключение. В итоге работы показана возможность ионного формирования волноводов методом имплантации и их просветления в нужном диапазоне длин волн. Установлено, что при ионной обработке нелинейно-оптических кристаллов важно тщательно очистить кристалл от внутренних газов и поверхностных загрязнений, а также обеспечить генерацию ионов определенного компонентного состава. Отсутствие прогрева элементов вакуумной камеры при ионном облучении на порядок уменьшает количество углеводородов в имплантируемом слое. Вследствие этого ионный синтез волноводных слоев имеет преимущества перед синтезом путем термического испарения материалов в вакууме, с последующим окислением и высокотемпературной диффузией из пленки. Ионный пучок может обеспечить локальное или функциональное воздействие на поверхность образца, что расширяет функциональные возможности волноводов.

Работа выполнена при поддержке гранта 09-02-00609а и ФЦП (государственный контракт № 02.740.11.0553).



Литература

1. Волноводная оптоэлектроника / Под ред. Т. Тамира. М.: Мир, 1991. 575 с.

2. Surface periodic domain structures for waveguide applications. Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control / L.S. Kokhanchik, M.V. Borodin, N.I. Burimov et al. // IEEE Transactions on. 2012. № 59(6). P. 1076–1084.

3. Periodic domain structures formed under electron-beam irradiation in LiNbO₃ plates and Ti:LiNbO₃ planar waveguides of the Y cut / L.S. Kokhanchik, M.V. Borodin, S.M. Shandarov et al. // Physics of the Solid State. 2010. №52(8). P. 1722–1730.

4. Орликов Л.Н. Кинетика формирования оптических покрытий при наложении импульсов тока на плазму вакуумного дугового разряда / Л.Н. Орликов, С.И. Арестов // Изв. вузов. Сер. Физика. 2013. Т. 56, №1/2. С. 178–181.

5. Орликов Л.Н. Создание бескапельных электропроводящих прозрачных покрытий из плазмы вакуумной дуги с катодным пятном / Л.Н. Орликов, С.И. Арестов, В.В. Осипов // Сб. статей 13-й Междунар. науч.-практ. конф. «Фундаментальные и прикладные исследования, разработка и применение высоких технологий в промышленности и экономике. 24–26 мая 2012 г. СПб., Россия, 2012. С. 143–145.

6. Интеллектуальный измеритель дозы ионного облучения материалов / С.И. Арестов, Г.С. Арестов, Л.Н. Орликов, С.М. Шандаров // Тр. междунар. науч.техн. конф. «Проблемы автоматизации и управления в технических системах». 19– 22 апреля 2011. Пенза: Изд-во ПГУ, 2011. С. 9–11.

7. Бородин М.В. Исследование стойкости планарных волноводов Zn: LiNbO₃ к оптическому излучению с длиной волны 532 нм / М.В. Бородин, С.А. Смычков, В.В. Щербина // Доклады ТУСУРа. 2011. №2(24), ч. 2. С. 128–129.

УДК 535.37, 544.52

НЕЛИНЕЙНО-ОПТИЧЕСКИЕ СВОЙСТВА КРИСТАЛЛОВ ДИБЕНЗОИЛМЕТАНАТА ДИФЛОРИДА БОРА *А.Г. Мирочник, И.Г. Нагорный*

У кристаллов дибензоилметаната дифторида бора обнаружены нелинейные оптические свойства, при этом оптические свойства объемных кристаллов и микрокристаллов различаются. Наблюдаемые в спектре люминесценции объемных кристаллов полосы можно отнести соответственно: узкую полосу при 530 нм к генерации второй гармоники, широкая полоса при 460 нм обусловлена многофотонными процессами возбуждения. Характерным различием нелинейных оптических свойств объемных кристаллов и микрокристаллов является отсутствие в спектре люминесценции микрокристаллов полосы, относимой к многофотонным процессам возбуждения. Таким образом, в случае кристаллов дибензоилметаната дифторида бора впервые выявлена размерная зависимость не только люминесценции, но и нелинейных оптических свойств, что перспективно для разработки новых оптических материалов. **Ключевые слова:** нелинейно-оптические свойства кристаллов, дибензоилметанат дифлорида бора.

В последнее время наблюдается возрастание интереса к оптическим свойствам наноструктур [1, 2]. Исследования эффектов размерного квантования являются в настоящее время одной из наиболее развивающихся областей физики твердого тела. Уникальные свойства таких объектов во многом определяются электронными процессами, протекающими как в объеме, так и на поверхности микрокристаллов [3, 4]. Количество молекул на поверхности и в объеме микро-

кристаллов становится соизмеримым, поэтому роль поверхности как более активной составляющей значительно возрастает. В ряде работ обнаружено, что люминесцентные свойства молекулярных микрокристаллов размернозависимы и существенно отличаются от свойств крупных кристаллов [5]. Ранее нами обнаружены размернозависимые люминесцентные свойства в ряде β-дикетонатов дифторида бора: для большинства исследуемых соединений при переходе от массивных кристаллов (100–500 мкм) к микрокристаллам (0,1–10 мкм) наблюдается отчетливый гипсохромный сдвиг максимума флуоресценции на 10–20 нм [6].

Полярные органические молекулярные кристаллы, в том числе и кристаллы β -дикетонатов дифторида бора, находят применение в молекулярной электронике и нелинейной оптике как обладающие нелинейными оптическими свойствами [7]. Интенсивным двухфотонным поглощением обладают вещества с большой π -системой, в структуре которых симметрично расположены донорные (D) или акцепторные (A) фрагменты [8, 9]. Именно к таким соединениям относятся некоторые β -дикетонаты дифторида бора: диароилметанаты имеют строение π -системы D–A–D [9], а бис (β -дикетонаты дифторида бора) – А– π –А или A–D–A [10].

Исследование свойств кристаллов. В настоящей работе проведено исследование нелинейно-оптических свойств объемных и микрокристаллов дибензоилметаната дифторида бора (соединение 1). Микрокристаллы (образец 1) получали быстрой кристаллизацией из толуола при охлаждении горячего раствора комплексов на водяной бане или на бане вода-лед, методика изложена в работе [11]. Объемные кристаллы (образец 2) получали медленным охлаждением раствора. Все образцы были отфильтрованы на фильтре Шотта, затем промыты холодным ацетонитрилом и эфиром. Идентичность строения образцов доказана рентгенофазовым анализом. Порошок образца 1 состоит из мелких микрокристаллов, имеющих огранку, и частиц, имеющих овальную форму, размером 1–10 мкм. Образец 2 состоит из игольчатых кристаллов толщиной 500 мкм.

Возбуждение люминесценции кристаллов производилось Nd:YAG-лазером с длиной волны 1064 нм, энергия в импульсе 400 мДж, длительность импульса 4 нс. Регистрация спектров люминесценции производилась спектроанализатором с дифракционной решеткой 1200 штрихов/мм и ССD-камерой с микроканальным усилителем яркости. Система обеспечивала временное разрешение 3 нс.

При уменьшении размеров кристаллов наблюдается значительный батохромный сдвиг максимума люминесценции (~65 нм), цвет люминесценции изменяется с аквамаринового на зеленый [6]. В спектре люминесценции образца 2 исследуемого кристалла дибензоилметаната дифторида бора (d = 150 мкм) наблюдается полоса с максимумом 456 нм, которая совпадает с голубой флуоресценцией мономеров. В спектре образца 1 наблюдается полоса с максимумом 535 нм, относящаяся к зеленой флуоресценции эксимеров [6]. Обнаружены нелинейные оптические свойства, при этом оптические свойства объемных кристаллов и микрокристаллов отличаются (рис. 1). Наблюдаемые в спектре люминесценции объемных кристаллов полосы (рис. 1, a) можно отнести следующим образом: узкую полосу при 530 нм – к генерации второй гармоники, широкая полоса при 460 нм обусловлена многофотонным процессом возбуждения [9].

Характерным различием нелинейных оптических свойств объемных кристаллов и микрокристаллов является отсутствие в спектре люминесценции микрокристаллов полосы, относимой к многофотонным процессам возбуждения.

Таким образом, в случае кристаллов дибензоилметаната дифторида бора впервые выявлена размерная зависимость не только люминесценции, но и нели-

нейных оптических свойств, что весьма перспективно для разработки новых оптических материалов.



Рис. 1 Спектры люминесценции кристаллов дибензоилметаната дифторида: *a* – образец 2; *б* – образец 1

Исследование выполнено при поддержке программы «Научный фонд» ДВФУ.

Литература

1. Wu M., Lakowicz J.R., Geddes C.D. Enhanced lanthanide luminescence using silver nanostructures: Opportunities for a new class of probes with exceptional spectral characteristics //Journal of fluorescence. 2005. Vol. 15, № 1. P. 53–59.

2. Torimoto T. et al. Facile synthesis of ZnS-AgInS2 solid solution nanoparticles for a color-adjustable luminophore //Journal of the American Chemical Society. 2007. Vol. 129, N° 41. P. 12388–12389.

3. Tjong S.C., Chen H. Nanocrystalline materials and coatings // Materials Science and Engineering: R: Reports. 2004. Vol. 45, № 1. P. 1–88.

4. Суздалев И.П. Суздалев П.И. Дискретность нанострукутур и критические размеры нанокластеров // Успехи химии. 2006. Т. 75, №8. С. 715–752.

5. Sandeep P., Bisht P.B. Photophysics of 9-amino acridine hydrochloride hydrate single microcrystals // Chemical physics. 2006. Vol. 326, № 2. P. 521–526.

6. Mirochnik A.G. et al. Luminescence and Reversible Luminescence Thermochromism of Bulk and Microcrystals of Dibenzoylmethanatoboron Difluoride //Journal of Fluorescence. 2006. Vol. 16, № 3. P. 279–286.

7. Kammler R. et al. Second-order optical non-linearity of new 1, 3, 2 (2H)-dioxaborine dyes // Journal of the Chemical Society, Faraday Transactions. 1996. Vol. 92, $N_{\rm P}$ 6. P. 945–947.

8. Rumi M. et al. Structure-property relationships for two-photon absorbing chromophores: bis-donor diphenylpolyene and bis (styryl) benzene derivatives // Journal of the American Chemical Society. 2000. Vol. 122, № 39. P. 9500–9510.

9. Cogne Laage E. et al. Diaroyl (methanato) boron Difluoride Compounds as Medium Sensitive Two Photon Fluorescent Probes // Chemistry-A European Journal. 2004. Vol. 10, N 6. P. 1445–1455.

10. Zojer E. et al. Limitations of essential-state models for the description of two-photon absorption processes: The example of bis (dioxaborine)-substituted chromophores // The Journal of Physical Chemistry B. 2004. Vol. 108, N_{2} 25. P. 8641–8646.

11. Карасев В.Е., Коротких О.А. Способ определения бензола, толуола и ксилола в воздухе // ЖНХ. 1986. Т. 31, вып. 4. С. 869–872.

УДК 535.417 МЕТОДЫ ВОЗБУЖДЕНИЯ КОЛЕБАНИЙ КАНТИЛЕВЕРА В ЛАЗЕРНОЙ СИСТЕМЕ ДЕТЕКТИРОВАНИЯ СВЕРХМАЛЫХ МАСС

И.О. Яшкузин, Р.В. Ромашко, С. Кришнасвами, Т.А. Ефимов, М.А. Асалханова

Исследована работа системы измерения масс при возбуждении колебаний кантилевера различными способами. Для определения подхода, обеспечивающего достижение набольшей чувствительности системы, использовались следующие методы возбуждения колебаний: коротким лазерным импульсом, переменным магнитным полем и пьезокерамическим излучателем. Ключевые слова: наномасштабные колебания, возбуждение колебаний, кантилевер.

Все чаще для измерения масс сверхмалых объектов используются системы на основе резонансного микровзвешивания с использованием микро- и нанокантилеверов. Колебания микрокантилеверов возбуждают контактными и бесконтактными способами. Контактные способы возбуждения колебаний кантилеверов, как правило, основаны на использовании пьезокерамических преобразователей [1-3]. Однако у пьезоэлектрических материалов есть ряд недостатков (остаточные деформации и остаточное напряжение), способных значительно влиять на чувствительность измерительной системы и воспроизводимость результатов измерений. В последние годы все чаще применяются бесконтактные методы возбуждения колебаний: фотоакустические, фототермические, а также возбуждение колебаний посредством магнитных полей. Разработаны методы, в которых микроосцилляторы приводятся в движение непосредственно модуляцией магнитного поля или тепловыми модуляциями с резистивным нагревом [4, 5]. С целью определения подхода, обеспечивающего достижение набольшей чувствительности системы измерения массы нанообъектов, в данной статье экспериментально исследована работа измерительной системы при использовании различных способов возбуждения собственных колебаний кантилеверов: с помощью пьезокерамического излучателя (контактный метод), переменного магнитного поля и короткого лазерного импульса (бесконтактные методы).

Бесконтактные методы возбуждения колебаний микрокантилеверов. Лазер ($\lambda = 532$ нм) генерировал короткий световой импульс длительностью 7 нс с энергией 0,4 мДж. На рис. 1 показана амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) собственных колебаний кантилевера, возбужденного коротким лазерным импульсом.

Как видно из рис. 1, для АЧХ собственных колебаний кантилевера, возбуждаемого коротким лазерным импульсом, характерен один резонансный пик с полушириной пика (FHMW) 285 Гц и отношением сигнал/шум (SNR) 38,5 дБ.

Для исследования работы измерительной системы при возбуждении колебаний кантилевера переменным магнитным полем использовался кантилевер с напылённым магнитным слоем. Колебания микрокантилевера возбуждались переменным магнитом, расположенным на расстоянии 2 мм от кантилевера. Амплитуда переменного напряжения, подаваемого на переменный магнит, составила 5,2 В. На рис. 2 показана экспериментально полученная зависимость амплитуды колебаний кантилевера от частоты переменного напряжения, подаваемого на переменный магнит.





Рис. 1. Амплитудно-частотная характеристика собственных колебаний кантилевера, возбужденного коротким лазерным импульсом



Рис. 2. Амплитудно-частотная характеристика собственных колебаний кантилевера при возбуждении колебаний переменным магнитным полем

Из рис. 2 видно, что AЧX собственных колебаний кантилевера, возбуждаемого коротким лазерным импульсом, характеризуется резонансным пиком с FHMW = $303 \Gamma \mu$ и SNR = $19,3 \, \text{дБ}$.

Контактные методы возбуждения колебаний микрокантилеверов. Для исследования контактных методов возбуждения колебаний кантилевера использовался пьезокерамический излучатель. До того, как кантилевер закреплялся на пьезокерамический излучатель подавалось переменное напряжение с амплитудой 19 В и различной частотой. Амплитуда колебаний пьезокерамического излучателя не превысила 35 нм. На рис. 3 показана зависимость амплитуды сигнала, регистрируемого фотоприемником, от частоты переменного напряжения, подаваемого на пьезокерамический излучатель. На полученной зависимости явно виден резонансный пик на частоте 49 кГц шириной в 10,7 кГц.



Рис. 3. Амплитудно-частотные характеристики собственных колебаний кантилевера и поверхности пьезокерамического излучателя

Затем на излучатель крепился микрокантилевер. На пьезокерамику подавалось переменное напряжение с амплитудой 300±4 мВ и различной частотой. Амплитуда колебаний кантилевера не превысила 90 нм, при этом амплитуда колебаний пьезокерамического излучателя не превышала 0,35 нм. Амплитудночастотная характеристика собственных колебаний кантилевера, возбуждаемого контактным способом, также представлена на рис. 3. Для АЧХ колебаний кантилевера, возбуждаемого контактным способом, характерны несколько резонансных пиков. Самый высокий пик связан с частотой собственных колебаний и характеризуется значениями FHMW = 605 Гц и SNR = 4 дБ.

В таблице представлено обобщение результатов, полученных с использованием различных методов возбуждения колебаний кантилевера. Несовпадение частоты собственных колебаний объясняется неконтролируемой адсорбцией частиц на поверхности кантилевера с течением времени.

Как видно из таблицы, наименее узкий резонансный пик и высокое соотношение сигнал/шум (SNR) наблюдается при возбуждении колебаний кантилевера бесконтактными методами, особенно это характерно для возбуждения колебаний коротким лазерным импульсом (FHMW = 258 Гц и SNR = 38,5 дБ).

2000jii.queiller e pustili individi enere sua						
Метод возбужде- ния	Частота колеба- ний, Гц	FHM W, Гц	Максимальная ам- плитуда регистри- руемого сигнала, мВ	SNR, дБ		
Короткий лазер- ный импульс	73102	258	8,39	38,5		
Переменное маг- нитное поле	72971	303	11,08	19,3		
Пьезокерамиче- ский излучатель	72913	605	40,89	4		

Характеристика резонансных пиков колебаний кантилевера, возбужлаемого различными способами

Использование пьезокерамического излучателя для возбуждения колебаний кантилевера приводит к ухудшению соотношения сигнал/шум (SNR = 4 дБ) и уширению резонансного пика (FHMW = 605 Гц). Однако следует заметить, что при контактном способе возбуждения колебаний, ввиду наибольшего отклика кантилевера и наименьших значений амплитуды задающего напряжения, потенциально возможна миниатюризация элемента, возбуждающего колебания.

Заключение. Полученные результаты позволяют сделать вывод, что наибольшая точность в определении резонансной частоты достигается при возбуждении колебаний кантилевера коротким лазерным импульсом. В свою очередь, это способствует более точному определению масс. Но возбуждение колебаний при использовании пьезокерамических излучателей обеспечивает самый высокий отклик кантилевера при малых значениях напряжения, подаваемого на пьезокерамику.

Исследования выполнены при поддержке программы «Научный фонд» ДВФУ», а также Президиума ДВО РАН.

Литература

1. Rijal K. Piezoelectric-excited millimeter-sized cantilever sensors detect density differences of a few micrograms/mL in liquid medium / K. Rijal, R. Mutharasan // Sensors and Actuators B. 2007. № 124. C. 237–244.

2. Maraldo D. Optimization of antibody immobilization for sensing using piezoelectrically excited-millimeter-sized cantilever (PEMC) sensors / D. Maraldo, R. Mutharasan// Sensors and Actuators B. 2007. №124. C. 474–479.

3. Campbell G.A. Detection of Staphylococcus enterotoxin B at picogram levels using piezoelectric-excited millimeter-sized cantilever sensors / G.A. Campbell, M.B Medina, T. Jing // Sensors and Actuators B. 2007. №126. C. 354–360.

4. Han W. A magnetically driven oscillating probe microscope for operation in liquids / W. Han, S. M. Lindsay, R. Mutharasan // Appl. Phys. Lett. 2007. №69(26).

5. Ratcliff G.C. Photothermal modulation for oscillating mode atomic force microscopy in solution / G.C. Ratcliff, D.A. Erie, R. Superfine // Appl. Phys. Lett. 1998. №72. 1911 c.

Секция 7 ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНАЯ СИЛОВАЯ ЭЛЕКТРОНИКА И ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА

Председатель секции – Шиняков Ю.А., директор НИИ КТ, д.т.н.

УДК 621.373.8

ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЙ КОММУТАТОР ДЛЯ НАКАЧКИ CUBR-ЛАЗЕРА Д.С. Чертихина

Проведен анализ различных способов накачки лазеров на парах металлов, а также способов коррекции потенциала в структуре последовательного полупроводникового коммутатора. Представлены структурная схема системы управления полупроводниковым коммутатором с цепями коррекции и результаты экспериментального исследования коммутатора.

Ключевые слова: полупроводниковый коммутатор, лазер на парах бромида меди, система управления.

Лазеры на парах бромидов меди – это импульсные газоразрядные лазеры, генерирующие на переходах с резонансных уровней на метастабильные (далее для краткости R-M-лазеры или лазеры на R-M-переходах). Они принадлежат к классу лазеров на так называемых самоограниченных переходах, вероятность распада нижнего уровня которых меньше чем вероятность рабочего перехода. В этом случае возможна только импульсная инверсия и генерация [1, 2].

При создании источников накачки для R-M-лазеров особое внимание принято уделять крутизне фронта импульса накачки. Поскольку благодаря быстрым, обладающим большой энергией электронам возможно заселение резонансного уровня и получение инверсии. Если же фронт будет затянут, то заселение, главным образом, будет осуществляться на метастабильный уровень, что приведет к снижению генерации. Поэтому традиционно источники накачки строятся с применением газоразрядных высоковольтных коммутаторов, таких как тиратроны.

На рис. 1 представлена схема прямого разряда накопительной емкости [1].



Рис. 1. Схема прямого разряда накопительной емкости: В – высоковольтный источник

Когда коммутирующий элемент закрыт, происходит резонансное накопление энергии в конденсаторе через дроссель, открытый вентиль и шунтирующую индуктивность. Когда значение на конденсаторе достигнет максимума, ток через него потечет в другую сторону и закроет вентиль. В это же время коммутирующий элемент открывается, и через открытый ключевой элемент заряженный конденсатор подключается параллельно газоразрядному промежутку. Основными недостатками использования газоразрядных приборов являются: большие массогабаритные параметры, относительно небольшой срок службы, высокая стоимость. С появлением на рынке мощных полупроводниковых приборов (IGBT и MOSFET) стало возможно создание твердотельных источников накачки, которые имеют более широкий диапазон рабочих частот, высокую гибкость управления и больший ресурс, наработку, срок службы.

Однако на практике для организации коммутатора необходимо соединять несколько транзисторов последовательно, с целью повышения коммутируемого напряжения. Общим недостатком схем с последовательным включением транзисторов является неоднородное распределение потенциала в структуре коммутатора, которое может быть обусловлено как несинхронностью моментов включения-выключения, так и заводским разбросом параметров, таких как междуэлектродные ёмкости, пороговое напряжение, крутизна входной характеристики.

В работе [3] описан магнитотранзисторный генератор (рис. 2), где в качестве высоковольтного коммутатора используется сборка из последовательно включенных транзисторов с изолированным затвором. Схема твердотельного коммутатора представлена на рис. 3. Коммутатор представляет собой последовательное включение десяти одинаковых ячеек, содержащих IGBT-транзистор, управляемый через одновитковый трансформатор.

Подобный способ построения источника накачки имеет свои особенности, связанные, в основном, с использованием магнитного компрессора: амплитуда импульса накачки определяется моментном насыщения магнитного ключа, а длительность импульса накачки – соотношением емкостей магнитного компрессора и индуктивностями дросселей в насыщенном состоянии. Таким образом, на практике крайне затруднительно регулировать режим ввода энергии в разряд.



Рис. 2. Схема магнитотранзисторного генератора



К недостаткам данной схемы также можно отнести относительно низкую частоту следования импульсов, значительные потери в ключах и звеньях магнитного компрессора. Помимо всех прочих недостатков, в данной схеме отсутствует какая-либо коррекция потенциала в структуре коммутатора. Следовательно, снижается надежность всего блока и появляется необходимость использования дополнительных транзисторов, чтобы обеспечить запас по напряжению. В результате увеличиваются массогабаритные параметры и стоимость устройства.

Известен способ синхронизации работы последовательно соединенных транзисторов путем введения в затворную цепь балансировочных трансформаторов [4]. Схема представлена на рис. 4.



В случае если один из транзисторов открывается раньше другого, ток затвора этого транзистора начинает нарастать быстрее. Следовательно, напряжение на соответствующей обмотке будет препятствовать нарастанию этого тока и способствовать нарастанию тока затвора второго транзистора. Таким образом, осуществляется синхронизация работы блока коммутации. Недостатками такого схемотехнического решения являются затягивание фронтов формируемого импульса, возникающее по причине внесения дополнительных индуктивностей в затворную цепь, и сложности, связанные с гальванической развязкой драйверных схем.

Кроме всего прочего, представляет особый интерес просто коммутировать высокое напряжение составным коммутатором, что может дать выигрыш в динамических, массогабаритных параметрах и оказаться полезным в ряде портативных или маломощных решений.

Проведённые исследования показали, что коррекцию распределения потенциала в структуре коммутатора можно осуществлять, используя модифицированный способ управления силовыми транзисторами. На рис. 5 приведена функциональная схема управления коммутатором для двух транзисторов.



Рис. 5. Функциональная схема управления коммутатором для двух транзисторов: ЗГ – задающий генератор; ФКИ – формирователь коротких импульсов; ЭЗ – элемент задержки; Д – микросхемы драйверов

Схемы задающего генератора и формирователей коротких импульсов позволяют регулировать длительность выходных импульсов, что необходимо для подстройки времени закрытия силовых ключей полупроводникового коммутатора.

Для формирования импульса управления транзисторами использовались микросхемы драйверов IR2110 и IR2113. Срабатывание по пороговому уровню входного напряжения в данных микросхемах позволяет реализовать задержку импульса управления включением на вход микросхемы RC-цепи. Таким образом, можно осуществлять подстройку работы ключей по пороговому напряжению и скорости открывания транзистора.

Регулируя длительность импульсов управления и время задержек, можно выравнивать неоднородность распределения потенциалов на ключах, вызванную несинхронностью моментов включения-выключения, а также заводским разбросом параметров транзисторов.

На рис. 6, *а* представлены осциллограммы напряжений на коллекторе одного (U_{c2}) и двух транзисторов (U_{c1}) при отсутствии выравнивающих схем в цепи управления, т.е. отпирающие импульсы для обоих транзисторов были идентичны. Видно, что один из транзисторов открывается раньше другого, что и обусловливает выброс напряжения на втором транзисторе, который может привести к выходу из строя всего коммутатора.

На рис. 6, б представлены осциллограммы напряжений на двух и одном ключах после осуществления коррекции потенциала. Видно, что в результате изменения длительностей и задержек импульсов управления транзисторами удалось полностью синхронизовать работу для двух последовательно соединённых ключей.





Таким образом, использование цепей коррекции импульсов управления каждого из транзисторов коммутатора позволяет осуществлять выравнивание напряжений на ключевых элементах. Также регулирование задержки между импульсами отпирания позволяет избежать выбросов напряжения на транзисторах при открытии коммутатора, при этом время отпирания коммутатора составляет порядка 10–15 нс, что является достаточно важным для использования его в источниках накачки лазеров на парах металлов. В дальнейшем планируется разработка автоматизированной системы подстройки импульсов управления.

Работа выполнена при поддержке Министерства образования и науки Российской Федерации, госзадание №7.586.2011.

Литература

1. Евтушенко Г.С., Шиянов Д.В., Губарев Ф.А. Лазеры на парах металлов с высокими частотами следования импульсов. Томск: Изд-во Том. политехн. ун-та, 2010. 276 с.

2. Батенин В.М., Казарян М.А., Молодых Э.И., Климовский И.И. Лазеры на самоограниченных переходах атомов металлов. М.: Научная книга, 1998. 541 с.

3. Магнитотранзисторный генератор для питания лазера на парах бромида меди / Е.В. Иванов, С.И. Мошкунов, В.Ю. Хомич // Приборы и техника эксперимента. 2006. № 1. С. 88–91.

4. Multi-series connection of high-voltage IGB / Yasushi Abe, Koji Maruyama // Fugi Electric Journal. 2002. Vol. 75, № 8. P. 1–4.

УДК 621.373.8

ГЕНЕРАТОР НАНОСЕКУНДНЫХ ИМПУЛЬСОВ ДЛЯ ВЫСОКОЧАСТОТНОГО CUBR-ЛАЗЕРА Д.С. Чертихина

Представлены экспериментальные результаты получения высокочастотных импульсов наносекундной длительности для накачки CuBr-лазера, работающего в режиме пониженного энерговклада в разряд, с использованием лавинных транзисторов ГТ338Б. В работе рассмотрена схема автогенератора и с внешним запуском.

Ключевые слова: лазер на парах бромида меди, лавинный транзистор, частота следования импульсов.

Лазеры на парах бромидов меди – это импульсные газоразрядные лазеры, генерирующие на переходах с резонансных уровней на метастабильные (далее для краткости R-M-лазеры или лазеры на R-M-переходах). Они принадлежат к классу лазеров на так называемых самоограниченных переходах, вероятность распада нижнего уровня которых меньше, чем вероятность рабочего перехода. В этом случае возможны только импульсная инверсия и генерация [1].

Большое внимание к R-M-лазерам, в особенности к лазеру на парах меди, объясняется тем, что это самый эффективный лазер, генерирующий в видимой области спектра. Обладая высокой средней и пиковой мощностью и рядом других привлекательных характеристик, он нашел широкое применение во многих областях: для накачки перестраиваемых лазеров; для разделения изотопов урана и других элементов; для детектирования следовых количеств веществ вплоть до отдельных атомов; для зондирования атмосферы и создания искусственных звезд; для настройки адаптивных телескопов; в оптических системах с усилителями яркости; для обработки материалов (металлы, керамика, полимеры и др.), в том числе для маркировки, микрообработки, фотолитографии; в различных областях медицины; в подводных исследованиях и для измерения глубин и т.п. [2].

Задача получения высоких частот следования импульсов генерации лазеров на парах бромида меди является достаточно актуальной. Это связано с возможностью применения данного типа лазеров в качестве усилителей яркости при построении высокоскоростных оптических систем. В работах [3, 4] было показано,



что для получения высоких частот следования импульсов генерации CuBr-лазера (до 1 МГц) необходимо реализовывать режим пониженного энерговклада в разряд. Данный режим позволяет исключить рост предымпульсных концентраций, как электронов, так и метастабильных атомов с увеличением частоты следования импульсов накачки.

Обеспечение режима пониженного энерговклада возможно двумя способами: уменьшением амплитуды и длительности импульсов накачки. Уменьшение амплитуды приводит к снижению эффективности возбуждения активной среды. Таким образом, наиболее эффективным способом реализации пониженного энерговклада в разряд является накачка CuBr-лазера короткими импульсами (до 20 нс).

Проведенный литературный обзор показывает, что получение импульсов накачки малой длительности возможно при использовании в качестве задающего генератора импульсных схем, построенных на лавинных транзисторах [5]. На рис. 1 представлена типовая схема

автогенератора, построенного на лавинном транзисторе ГТ338Б.

Рис. 1. Схема автогенератора наносекундных импульсов

На рис. 2 представлена осциллограмма напряжения на нагрузке при емкости C = 51 пФ, при этом частота импульсов составляла $\approx 500 \text{ кГц}$.

Рис. 2. Осциллограмма напряжения на нагрузке автогенератора: 10 В/дел., 10 нс/дел.

На рис. 3 представлена осциллограмма напряжения на нагрузке при емкости $C = 36 \text{ п}\Phi$, при этом частота импульсов составляла $\approx 1 \text{ М}\Gamma$ ц.

Рис. 3. Осциллограмма напряжения на нагрузке автогенератора: 10 В/дел., 10 нс/дел.



Таким образом, данная схема позволяет получить запускающие импульсы для силовой схемы накачки CuBr-лазера, работающего в режиме пониженного энерговклада в разряд, с частотой следования до 1 МГц и длительностью порядка 10 нс по полувысоте.

Для изучения плазмофизических процессов протекающих в активной среде CuBr-лазера, работающего при высоких частотах следования импульсов накачки, необходимо осуществлять накачку в двух режимах: импульсно-периодическом и цуговом. В связи с этим необходимо обеспечить работу схемы, представленной на рис. 1, в режиме ждущего генератора. Схема генератора наносекундных импульсов с внешним запускам показана на рис. 4. При этом параметры схемы генератора на лавиином транзисторе настраивались на частоту порядка 1,2 МГц, а длительность запускающих импульсов не превышала значения 400 нс, что необходимо для избежания ложного срабатывания лавинного транзистора в период действия запускающего импульса.



Рис. 4. Схема генератора наносекундных импульсов с внешним запуском

На рис. 5 представлены осциллограммы напряжений на выходе запускающего генератора (частота запускающих импульсов составляет 1 МГц) и на нагрузке.



ульсов составляет 1 мп ц) и на нагрузке. Видно, что наносекундный импульс появляется на нагрузке только в моменты времени, когда на базу лавинного транзистора приходит низкий уровень напряжения.

Рис. 5. Осциллограмма напряжения на нагрузке и на выходе запускающего генератора: 5 В/дел., 1 мкс/дел.

Таким образом, применение схем генераторов с использованием лавинных транзисторов позволяет получать импульсы наносекундной длительностью с высокой частотой следования. Применение данного генератора в качестве задающего для силовой схемы накачки высокочастотного CuBr-лазера позволяет реализовать режим пониженного энерговклада в разряд. В дальнейшем планируется разработка системы управления на основе микроконтроллеров STM32 с целью реализации цугового режима работы с заданным количеством импульсов в цуге.

Работа выполнена при поддержке Министерства образования и науки Российской Федерации, госзадание №7.586.2011.

Литература

1. Евтушенко Г.С., Шиянов Д.В., Губарев Ф.А. Лазеры на парах металлов с высокими частотами следования импульсов. Томск: Изд-во Том. политех. ун-та, 2010. 276 с.

2. Батенин В.М., Казарян М.А., Молодых Э.И., Климовский И.И. Лазеры на самоограниченных переходах атомов металлов. М.: Научная книга, 1998. 541 с.

3. Моделирование CuBr-Ne-HBr-лазера при высоких частотах следования импульсов накачки / С.Н. Торгаев, А.М. Бойченко, Г.С. Евтушенко, Д.В. Шиянов // Изв. высш. учеб. заведений. Физика. 2012. Т. 55, № 9. С. 54–60.

4. Моделирование CuBr-Ne-HBr-лазера при высоких частотах следования импульсов накачки / С.Н. Торгаев, В.О. Нехорошев, Г.С. Евтушенко, В.Ф. Федоров // Квантовая электроника. 2012. Т. 42, № 10. С. 877–879.

5. Дьяконов В.П. Лавинные транзисторы и их применение в импульсных устройствах. М.: Сов. радио, 1973. 208 с.

УДК 621.314.5

ИСТОЧНИК БЕСПЕРЕБОЙНОГО ПИТАНИЯ С ВЫХОДНЫМ НАПРЯЖЕНИЕМ 12 В *С.П. Шкарупо*

Предложена конструкция источника бесперебойного питания на основе свинцово кислотного аккумуляторной батареи, для маломощных потребителей, разработанный источник имеет цифровой интерфейс передачи данных. Описан принцип работы.

Ключевые слова: источник бесперебойного питания, аккумуляторная батарея(АКБ), свинцово-кислотный аккумулятор.

Существует необходимость в обеспечении бесперебойным питанием вычислительных устройств, выполненных на основе материнской платы ПК. Внезапное отключение питания приводит к некорректному завершению работы программного обеспечения и даже к выходу устройства из строя.

Целью данной работы является разработка источника бесперебойного питания с рабочим напряжением 12 В. К источнику предъявляются следующие тре-

бования: мониторинг уровня заряда, определения уровня износа АКБ, отключение нагрузки, передача данных по интерфейсу UART. Структурная схема изображена на рис. 1.





Источник выполнен на основе свинцово-кислотного аккумулятора G1 с номинальным напряжением 12 В, емкостью 6 А/ч [1]. Необходимые вычисления

производит микроконтроллер (МК). Для снятия показаний в МК имеется АЦП и интерфейс UART.

Через контакт U_3 поступает зарядное напряжение аккумулятора, значение которого 14 В. Значение зарядного напряжения контролируется через резистивные делители R1 и R2 и подается на АЦП микроконтроллера в виде сигнала U2. Ток через аккумулятор измеряется с помощью резистора R_ш, потенциал с резистора снимается и усиливается операционным усилителем постоянного тока (ОУ) и поступает на вход АЦП в виде сигнала Л, напряжение с АКБ снимается с делителей R3, R4 и поступает на АЦП сигнал – U1.

Таблица 1 Степень заряженности

свинцово кисло	тного АКЬ			
Степень заря-	Напряже-			
женности, %	ние, В			
100	12,70			
90	12,58			
80	12,46			
70	12,36			
60	12,28			
50	12,20			
40	12,12			
30	12,04			
20	11,98			
10	11,94			

Расчет степени заряженности производится с помощью измеренного напряжения на аккумуляторе (табл. 1).

В случае разряда АКБ, для корректного завершения работы через интерфейс UART передается команда на завершении работы, после передачи команды источник бесперебойного питания работает некоторое время, после истечения данного промежутка времени происходит отключение питания с помощью S1.

Запуск источника производится приподачи зарядного напряжения питания.

Износ АКБ рассчитывается из показаний тока и падения напряжения во время подключенной нагрузки, рассчитывается значение внутреннего сопротивления по формуле (1):

$$R = \frac{E - U}{I},\tag{1}$$

Таблица 2

где *E* – напряжение без нагрузки; *U* – напряжение во время подключенной нагрузки; *I* – ток.

Если данное значение превышает максимально допустимое, то посылается сигнал износа АКБ, после чего необходимо произвести его замену [2].

Для отключения нагрузки служит ключ S1, это необходимо в том случае если аккумулятор разряжен либо потребляемый ток превышает максимально допустимое значение.

Параметры разработанного источника бесперебойного питания				
Показатель	Значение			
Диапазон входного напряжения, В	13–14			
Ток потребления*, мА	Не более 15			
Диапазон рабочих температур, °С	-20+50			
Ток нагрузки, макс, А	4			
Работа от аккумулятора, мин	5			
Габариты, Д×Ш×В мм	90×75×15			
Масса, г	100			

Устройство изготовлено и испытано, внешний вид устройства изображен на рис. 2.



Рис. 2. Внешний вид готового устройства

Таким образом, в результате проделанной работы разработан источник бесперебойного питания, отличающийся от известных аналогов тем что имеет интерфейс обмена данными UART. Изготовлен и испытан макет, испытания подтвердили предъявляемые к нему требования.

Литература

1. Аккумулятор HR12-24 [Электронныйресурс]. Режим доступа: domko.ru>pdf/pdf/d/delta_hr12_24w.pdf, свободный (дата обращения: 21.07.2013).

2. Варыпаев В.Н. Химические источники тока. М.: Высшая школа, 1990. 240 с.

3. Прибор THUNDERAC6 [Электронный ресурс]. Режим доступа: http://www.himodel.com/electric/THUNDER_100-240V_Input_1-6S_5A_Dual_Power_ LiPo_LiFe_Balance_Charger_Discharger_AC6.html, свободный (дата обращения: 21.08.2013).

УДК 621.314.5;608.2 УСТРОЙСТВО ЗАРЯДА АККУМУЛЯТОРНОЙ БАТАРЕИ С.П. Шкарупо, П.Г. Попенко

Предложена конструкция зарядного устройства с цифровой схемой управления режимом заряда. Описаны предполагаемые характеристики, перспективы.

Ключевые слова: зарядное устройство, аккумуляторная батарея (АКБ), алгоритм заряда.

В современном мире всё большее применение находят аккумуляторы электрической энергии, возрастают требования к зарядным устройствам, а именно: коэффициент полезного действия, скорость заряда аккумулятора, сохранение характеристик аккумуляторной батареи. Наибольшее распространение получили литийионные аккумуляторные батареи, данный вид батарей требует балансировки напряжения на элементах, это вызвано особенностью конструкции элемента.

Целью данной работы является разработка конструкции зарядного устройства, позволяющего ускорить зарядку батареи, в то же время сохранив ее ресурс.

Зарядное устройство состоит из трех частей: управляемого источника тока, цифрового блока управления, балансирующего устройства.



Изображенный алгоритм состоит из трех стадий [1]. Первая стадия – предварительный заряд, данный этап предназначен для подзарядки глубоко разряженной батареи, что необходимо для восстановления свойств батареи. Вторая стадия – заряд постоянным током, на данном этапе происходит основной заряд аккумулятора приблизительно до 80 процентов [2]. Третья стадия – заряд постоянным напряжением, на данной стадии аккумулятор заряжается полностью. Данный этап занимает много времени, фактически как первый и второй этап вместе, при этом АКБ дозаряжается лишь на 20–15%, это вызвано тем, что через аккумулятор, за-



ряженный на уровень более 80%, резко уменьшается значение зарядного тока.

Структура стандартного зарядного устройства изображена на рис. 2.

Рис. 2. Структурная схема стандартного зарядного устройства: *1* – балансируюшие устройство; 2 – источник тока)

Стандартное зарядное устройство состоит из двух блоков, первый – балансирующие устройство, второй – источник тока. Балансирующие устройство ограничивает максимальное напряжение на элементе [3]. Это необходимо для того, чтобы не вывести из строя аккумуляторный элемент. Зарядка производится следующим образом: от источника тока поступает ток на аккумуляторную батарею, и балансирующие устройство осуществляет управление зарядом батареи: если напряжение на элементах не превышает максимально допустимый предел, то процесс заряда продолжается, если зарядка окончена (либо балансирующее устройство не может сбалансировать напряжения на элементах), то по сигналу от балансирующего устройства размыкается ключ S1, таким образом, зарядка завершена. В данной схеме есть несколько существенных недостатков: в случае если на одном элементе напряжение превысит максимальное значение, то зарядка завершится раньше времени, таким образом, АКБ не зарядится полностью, медленная зарядка АКБ, так как балансирующие устройство работает в узком диапазоне, вследствие чего не способно сбалансировать элементы на больших значениях тока [4, 5]. Разрабатываемое устройство лишено данных недостатков.



Структурная схема предлагаемого зарядного устройства изображена на рис. 3.



В предлагаемой схеме зарядного устройства дополнительно введен цифровой блок управления, а также источник тока заменен на управляемый. Цифровой блок управления выполнен на микроконтроллере. В микроконтроллер заложен алгоритм заряда АКБ, а также отслеживание характеристик источника, опционально к цифровому блоку можно добавить интерфейс для снятия показаний о состоянии АКБ. Управляемый источник тока представляет собой источник тока с возможностью управления выходным током непосредственно с цифрового блока.

Введение цифрового блока позволяет осуществить управление током заряда, путем непосредственного воздействия на управляемый источник тока это дает существенное преимущество на этапе предварительного заряда вследствие того, что изменение зарядного тока происходит плавно. Посредством цифрового управления источником тока достигается более плавное переключение этапов зарядки аккумулятора, что приводит к увеличению КПД зарядного устройства в целом. Во время заряда цифровой блок управления контролирует температуру батареи для избегания «теплового разгона» и перегрева АКБ. Стандартное зарядное устройство осуществляет балансировку в узком диапазоне, введение цифрового блока позволяет расширить рабочий диапазон балансирующего устройства и за счет этого значительно увеличить скорость заряда АКБ.

Предлагаемое зарядное устройство было изготовлено и испытано, в результате удалось увеличить скорость заряда на 20% в сравнении со стандартным зарядным устройством.

Литература

1. Никитин А. Все для литиевых аккумуляторов: микросхемы STM для зарядных устройств и мониторинга батарей // Новости электроники. 2013. №2(114). С. 22–26.

2. Варыпаев В.Н. Химические источники тока. М.: Высш. шк., 1990. 240 с.

3. Прибор THUNDER AC6. [Интернет-ресурс]. Режим доступа: http://www.himodel.com/electric/THUNDER_100-240V_Input_1-6S_5A_Dual_Power _LiPo_LiFe_Balance_Charger_Discharger_AC6.html, свободный (дата обращения: 21.07.2013).

4. Балансирующие устройство [Электронный ресурс]. Режим доступа: http://electrotransport.ru/ussr/index.php?topic=5439.1225;wap2 свободный (дата обращения: 21.07.2013).

5. Балансирующие устройство [Электронный ресурс]. Режим доступа: http://www.bmsbattery.com/bmspcm/405-10s-lithium-ion-bms-for-bottle-battery-case.html, свободный (дата обращения: 21.07.2013).

ПЛАЗМЕННАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

Председатель секции – Окс Е.М., д.т.н., профессор, зав. каф. физики

УДК 537.533

МОДЕЛИРОВАНИЕ НАЧАЛЬНОЙ СТАДИИ РАЗВИТИЯ ДУГОВОГО РАЗРЯДА В ФОРВАКУУМНОМ ДИАПАЗОНЕ ДАВЛЕНИЙ И.Ю. Бакеев, А.В. Медовник

Разработана физическая модель начальной стадии развития дугового разряда, основанная на представлении о поведении заряженных частиц в разрядном промежутке. С помощью методов численного моделирования были получены результаты расчетов изменения во времени распределения потенциала в промежутке, тока и напряжения горения разряда.

Ключевые слова: дуговой разряд, катодный факел, анодная плазма.

На данный момент дуговой разряд является хорошо изученным. Теория данного вида газового разряда и вопросы моделирования физических процессов, протекающих в нем, описаны во множестве работ [1–5].

Широкое развитие электронно-вычислительной техники привело к возможности создания компьютерных моделей каких-либо физических процессов. При этом принципы, на которых строятся данные модели, могут существенно отличаться от аналитических методов решения поставленных задач [6, 7].

Таким образом, цель данной работы состояла в создании физической модели развития дугового разряда, основанной на представлениях, несколько отличающихся от других, решение которой осуществлялось бы с помощью численных методов.

Описание физической модели. В данной модели рассматривается плоскопараллельный промежуток между электродами (катодом и анодом). С поверхности катода, обладающего неограниченной эмиссионной способностью (ток эмиссии задается заведомо большим, чем способен пропустить разрядный промежуток согласно закону «степени 3/2»), за единицу времени Δt эмитируется количество электронов N, соответствующее заданному току эмиссии $I_{ЭМ}$:

$$N = \frac{I_{\Im M} \cdot \Delta t}{e}, \qquad (1)$$

где е-заряд электрона.

После этого данное количество электронов разделяется на 25 групп, характеризующихся тремя числами (количеством и скоростью электронов в группе, координатой группы), согласно распределению Максвелла по проекции скорости:

$$\Delta N = N \cdot \sqrt{\frac{m}{2\pi k T_K}} \cdot \exp\left(-\frac{mv^2}{2k T_K}\right) \Delta v , \qquad (2)$$

где ΔN – количество электронов в группе; *m* – масса электрона; *k* – постоянная Больцмана; *T_K* – электродная температура; *v* – средняя скорость электронов в группе; Δv – разница между максимальной и минимальной скоростями в группе. При этом максимально возможной скоростью считается скорость, соответст-

вующая значению функции плотности вероятности, равному 0,001% от максимума распределения.

Весь газовый промежуток разбивается сеткой на N_S слоев с неравномерным шагом (для корректного моделирования поведения электронов разбиение вблизи катода должно быть очень частым, что не требуется в других областях). В каждом таком слое считается суммарная плотность зарядов ρ_i электронов и ионов (процесс генерации ионов в промежутке рассмотрен ниже):

$$p_i = \frac{\sum q_i}{V_i},\tag{3}$$

где q_i – заряд отдельной группы; V_i – объем данного слоя.

После этого численными методами решается уравнение Пуассона:

$$\frac{d^2\varphi}{dx^2} = -\frac{\rho(x)}{\varepsilon_0},\tag{4}$$

где ϕ – электростатический потенциал; ϵ_0 – электрическая постоянная.

Зная распределение потенциала, можно найти напряженность электрического поля E, а следовательно, и ускорения заряженных частиц a в любой точке газового промежутка:

$$E = -\operatorname{grad}(\varphi), \tag{5}$$

$$a = \frac{q \cdot E}{m} \,. \tag{6}$$

Так как единица времени Δt является величиной малой (порядка 0,01 нс), движение заряженных частиц можно рассматривать как движение в однородном поле. Следовательно, за это время координата и скорость частиц в группе изменятся следующим образом:

$$x = x_0 + v_0 t + \frac{a\Delta t^2}{2},$$
(7)

$$v = v_0 + a\Delta t , \qquad (8)$$

где x_0 , v_0 – координата и скорость в предыдущий момент времени соответственно; x, v – координата и скорость в текущий момент времени соответственно.

Помимо поведения электронов и ионов, в модели учтен механизм однократной ионизации атомов остаточного газа электронами, который реализуется из следующих соображений.

Пусть за время Δt электроны преодолевают расстояние Δx . По формуле Моргулиса [8] рассчитывается эффективное сечение однократной ионизации σ_i :

$$\sigma_i(u) = \alpha(u - u_i) \exp\left(-\frac{u - u_i}{\beta}\right),\tag{9}$$

где u_i – потенциал ионизации; α , β – параметры, зависящие от рода газа; u – средняя кинетическая энергия электронов на участке от x_0 до x, которая вычисляется по формуле

$$u = \frac{1}{\Delta t} \int_{0}^{\Delta t} \frac{m(v_0 + at)^2}{2} dt = \frac{m(v_0^2 + vv_0 + v^2)}{6}.$$
 (10)

Из основного уравнения молекулярно-кинетической теории находится концентрация атомов газа *n* :

$$n = \frac{P}{kT},\tag{11}$$

где Р и Т – давление и температура газа соответственно.

Зная сечение ионизации σ_i и концентрацию атомов газа n, находится средняя длина свободного пробега λ :

$$\lambda = \frac{1}{\sigma_i n}.$$
 (12)

Таким образом, можно найти число актов ионизаций N_i:

$$N_i = \frac{\Delta x}{\lambda} \Delta N . \tag{13}$$

В середину участка Δx после перемещения ионизирующих электронов добавляются новые группы ионов и электронов количеством, равным числу актов ионизаций. При этом у ионизирующих электронов отнимается энергия, равная потенциалу ионизации.

Так как после инициирования разряда происходит распространение плазмы катодного факела к аноду, а эмиссия электронов осуществляется именно из этой плазмы, катод в данной модели перемещается к аноду со скоростью $v_f = 2 \cdot 10^4 \text{ м/c} [9].$

Результаты расчета. Ниже представлены результаты расчета, произведенные при следующих начальных условиях: расстояние между электродами l = 1 см; ток эмиссии $I_{\Im M} = 10$ А; диаметр катода d = 6 мм; электродная температура $T_K = 3000$ К; напряжение, приложенное между электродами, $U_0 = 1000$ В; давление газа P = 10 Па; температура газа T = 300 К; балластное сопротивление R = 100 Ом.

На рис. 1, *а* представлены распределения потенциала в различные моменты времени. Фрагменты распределений потенциала вблизи катода представлены отдельно на рис. 1, δ (при этом координата отсчитывается от эмиссионной поверхности катодного факела).



Рис. 1. Распределения потенциала φ в различные моменты времени t: *a* – на протяжении всего промежутка; δ – вблизи эмиссионной границы; 1 - 0 нс, 2 - 2 нс, 3 - 10 нс, 4 - 27 нс, 5 - 190 нс

Зависимость тока разряда I от времени t представлена на рис. 2.



На основании представленных результатов можно обратить внимание на следующие обстоятельства:

– Через некоторое время после подачи напряжения вблизи анода образуется анодная плазма и наблюдается ее дальнейшее распространение в сторону катода.

– При приближении границы анодной плазмы к катоду происходит уменьшение величины потенциального барьера у поверхности катода, что приводит к увеличению разрядного тока уже при малых временах.

 После перекрытия газового промежутка катодным факелом почти все напряжение приложено к балластному сопротивлению, разрядный ток становится близким к току эмиссии.

Полученное время формирования разряда в разы превосходит времена в [10]. Однако начиная с некоторого малого времени, ток разряда существенно превышает ток вакуумного диода, описываемого законом «степени 3/2» (I = 0.021 A).

Заключение. Была разработана физическая модель начальной стадии развития дугового разряда в форвакуумном диапазоне давлений, основанная на представлении о поведении заряженных частиц в разрядном промежутке. На основе данной модели с помощью численных методов были получены зависимость тока разряда от времени и распределения потенциала в различные моменты времени.

Литература

1. Райзер Ю.П. Физика газового разряда. М.: Наука, 1987. 592 с.

2. Грановский В.Л. Электрический ток в газе. М.: Гостехиздат, 1952. 432 с.

3. Финкельбург В., Меккер Г. Электрические дуги и термическая плазма. М.: ИЛ, 1961. 370 с.

4. Грановский В.Л. Электрический ток в газе (установившийся ток). М.: Наука, 1971. 543 с.

5. Капцов Н.А. Электроника. М.: ГИТТЛ, 1954. 470 с.

6. Коткин Г.Л. Черкасский В.С. Компьютерное моделирование физических процессов с использованием MATLAB: учеб. пособие. Новосибирск: Новосиб. ун-т, 2001. 173 с.

7. Поршнев С.В. Компьютерное моделирование физических процессов в пакете MATLAB. М.: Горячая линия – Телеком, 2003. 592 с.

8. Окс Е.М. Основы физики низкотемпературной плазмы. Томск: ТУСУР, 1997. 87 с.

9. Месяц Г.А., Проскуровский Д.И. Импульсный электрический разряд в вакууме. Новосибирск: Наука, 1984. 256 с.

10. Козырев А.В., Королев Ю.Д., Шемякин И.А. Процессы в катодной области дугового разряда низкого давления // Изв. вузов. Физика. 1994. Т. 37, вып. 3. С. 5–23.

УДК 523.525

МОДЕЛИРОВАНИЕ ТЕПЛОВОГО ПОЛЯ В КЕРАМИЧЕСКОМ МАТЕРИАЛЕ ПРИ ОБЛУЧЕНИИ ЭЛЕКТРОННЫМ ПУЧКОМ *А.С. Климов, В.В. Каранский, Ю.Г. Юшков*

Представлены результаты расчета распределения температурного поля и плотности керамических компактов при их облучении электронным пучком в форвакуумном диапазоне давлений. В основе расчета лежит одномерное уравнение теплопроводности с переменными коэффициентами. Теплофизические параметры керамики в первом приближении приняты изменяющимися по линейному закону. Результаты расчетов показывают существование значительного градиента температур и плотности по толщине облучаемого компакта, зависящих от параметров электронно-лучевого воздействия. Разработанная методика расчета позволяет подобрать оптимальные для облучения параметры электронно-лучевого воздействия.

Ключевые слова: плазменный источник электронов, форвакуумный диапазон давлений, спекание, распределение температурного поля, уравнение теплопроводности, численное моделирование процессов теплообмена.

Изделия из технической керамики благодаря высоким эксплуатационным параметрам (повышенной твердости, термостойкости, химической инертности), а также доступности находят широкое применение во многих отраслях техники. При этом потребность в улучшении эксплуатационных характеристик керамических материалов постоянно растет.

Традиционная технология создания керамических материалов заключается в изготовлении порошков, прессовки (компактирования) заготовок и термического спекания. Улучшение параметров керамических материалов возможно при использовании новых технологий спекания (ВЧ- и СВЧ-полях, метод электроим-пульсного спекания (Spark Plasma Sintering, SPS), лазерное спекание и др.) [1, 2], к которым относится электронно-лучевое облучение керамического материала в диапазоне давлений остаточного газа 10–50 Па. Использование форвакуумного плазменного электронного источника позволяет напрямую воздействовать на поверхность керамики, поскольку плазма [3], образующаяся в области транспортировки электронного пучка, а также плазма тлеющего разряда между мишенью и заземленными стенками вакуумной камеры обусловливают практически полную нейтрализацию заряда диэлектрика. Отмеченная особенность обеспечивает возможность непосредственной электронно-лучевой обработки непроводящих материалов, в том числе плавки, сварки и спекания керамических материалов.

Успешность электронно-лучевого метода показана ранее в работах [4, 5], где представлено спекание оксидных керамик на основе ZnO₂ и Al₂O₃. Моделирование процессов теплообмена при спекании компактов из керамических материалов является актуальным в связи с необходимостью получения достоверного прогноза физических свойств (в частности, плотности) спеченного материала в зависимости от параметров электронно-лучевого воздействия.



Постановка задачи и метод решения. Процесс распространения тепла возможен с помощью теплопроводности, конвекции и излучения. Поскольку электронно-лучевое спекание керамических материалов, рассматриваемое в данной работе, осуществляется в вакууме, где процесс конвективной теплопередачи очень слаб, то основными механизмами передачи тепла, учтенными при расчетах, были приняты теплопроводность и излучение.

В исследуемом способе спекания керамики электронно-лучевому воздействию подвергались две противоположные стороны спекаемого образца, представляющего собой диск диаметром 10 мм и толщиной 3–4 мм. Поскольку диаметр пучка превышал диаметр спекаемого образца, то температура в радиальном направлении считалась постоянной. Нестационарный перенос тепла теплопроводностью описывался одномерным уравнением теплопроводности, записанным в декартовой системе координат:

$$\frac{\partial T(x,t)}{\partial t} = \lambda \frac{\partial^2}{\partial x^2} \left(\frac{T(x,t)}{c_v(T)\rho_m(T)} \right) + \frac{E_s(x,t)}{c_v(T)\rho_m(T)},$$
(1)

где ρ – плотность; c – удельная теплоемкость; λ – коэффициент теплопроводности; E_s – энергия источника тепла.

Энергия $E_s(x, t)$ источника тепла представляется в виде

$$E_s(x,t) = E_b(x,t) - E(x,t),$$
 (2)

где $E_b(x, t)$ – энергия, приносимая пучком; E(x, t) – энергия, затрачиваемая на излучение с поверхности.

Поскольку пространственный масштаб задачи в этом случае существенно превышает глубину проникновения электронов в образец, то источник тепла, в качестве которого выступала энергия внедренных электронов, принимался пло-



ским, т.е. полагалось полное выделение энергии в некотором тонком приповерхностном слое. Рисунок 1 иллюстрирует основные положения модели.

Рис. 1. Теплопередача через бесконечную пластину, облучаемую электронным пучком

Начальная температура всего образца – комнатная. В качестве граничных условий принималось отсутствие теплообмена с окружающей средой, однако учитывалась потеря тепла с границ образца за счет теплового излучения.

Теплофизические параметры спекаемого образца, представленные в таблице, по экспериментальным данным [4] меняются с увеличением температуры компакта, что было учтено при составлении модели.

	ie iennon unostookenghon kepusinki		
Теплофизический параметр	Керамика на основе Al ₂ O ₃		
ρ ₀ , кг/м ³	3970		
λ ₀ , Bt/(м·K)	5		
со Лж/(кг·К)	850		

Т	еплофизические	параметры н	е спеченной	алюмооксилной	керамики
	сплофизи ческие	парамстры п	с спеченной	алюмооксидной	порамные

Плотность и теплоемкость в первом приближении предполагались линейно зависящими от текущей температуры и изменялись по законам, графики которых представлены на рис. 2.

Теплопроводность считалась постоянной во всем диапазоне температур.

Решение полученного уравнения осуществлялось численно методом конечных разностей с использованием среды программирования Pascal.



Рис. 2. Зависимости плотности (*a*) и удельной теплоемкости (*б*) керамического материала от температуры (*T*_{сп} – температура спекания керамики)

Результаты исследований и обсуждение. Численные исследования проведены для алюмооксидной керамики. Рассматривался спрессованный в виде таблетки образец диаметром 10 мм, толщиной 3 мм. Мощность электронного пучка варьировалась в диапазоне 100–1000 Вт. Температура спекания T_{cn} для данного типа керамики составляет 1450 °C. Начальные значения плотности, теплоемкости и теплопроводности брались из таблицы.

Результатом расчета построенной модели является распределение температуры и плотности керамики, зависящее от глубины. На рис. 3 представлены распределения температурного поля и плотности по глубине образца в фиксированные моменты.



Время облучения 600 с

Полученные распределения говорят о существенном изменении температуры по глубине облучаемого образца керамического компакта. Температурный градиент сказывается на равномерности спекания, что подтверждает зависимость плотности от глубины *x*. На практике такое электронно-лучевое воздействие на керамические компакты приводит к их неравномерной усадке, с формированием вогнутой границы внутри компакта со стороны, подвергаемой облучению (рис. 4).


Рис. 4. Фотография скола облученного образца

Подбором параметров электроннолучевого воздействия возможно добиться получения керамического материала с равномерным распределение плотности по толщине (см. рис. 3, кривая 3), однако полученные расчетные значения мощности и плотности электронного пучка, а также времени воздействия приводящие к такому результату, требуют экспериментальной проверки.

Заключение. Результаты расчетов свидетельствуют о существенном перепаде температуры по глубине образца, зависящего от параметров электронно-

лучевого воздействия, в частности, мощности электронного пучка. Полученные оценки распределения температурного поля можно использовать для выбора режимов облучения, позволяющих получить керамические материалы с равномерно распределенными свойствами по объему.

Литература

1. Chen-Nan Sun. Electron Beam Sintering of Zirconium Diboride / Chen-Nan Sun, C.Gupta Mool, M.B. Karen // Journal of the American Ceramic Society. 2010. Vol. 93, Iss. 9. P. 2484–2486.

2. Шишковский И.В. Лазерный синтез огнеупорной керамики из порошков Al и ZrO₂ / И.В. Шишковский, В.И. Щербаков, А.Л. Петров // Физика и химия обработки материалов. 2001. № 3. С. 45–48.

3. Электронно-лучевая обработка керамики / А.В. Медовник, В.А. Бурдовицин, А.С. Климов, Е.М. Окс // Физика и химия обработки материалов. 2010. №3. С. 39–44.

4. Хасанов О.Л. Методы компактирования и консолидации наноструктурных материалов и изделий / О.Л. Хасанов, Э.С. Двилис, З.Г. Бикбаева. Томск: Изд-во Том. политех. ун-та, 2008. 212 с.

УДК 537.533

ИССЛЕДОВАНИЕ ПАРАМЕТРОВ ПУЧКОВОЙ ПЛАЗМЫ В ФОРВАКУУМНОМ ДИАПАЗОНЕ ДАВЛЕНИЙ А.С. Климов, А.А. Зенин, А.В. Меньшов, М.В. Медведев, Ю.Г. Юшков

Представлены результаты зондовых измерений концентрации плазмы, создаваемой при ионизации газа электронным пучком в диапазоне давлений 10–50 Па. Показано, что максимум концентрации плазмы достигается на оси пучка вблизи ускоряющего электрода плазменного электронного источника. При удалении от оси пучка, а также от электронного источника концентрация плазмы уменьшается. Приближение к оси пучка приводит к более резкой зависимости концентрации от расстояния от электронного источника. Ключевые слова: разряд с полым катодом, форвакуум, электронный пучок, электронный источник, концентрация плазмы, одиночный зонд.

Ряд технологических задач, например плазмохимическое травление, плазмохимическое осаждение покрытий, требует создания однородной плазмы с задан-

ными параметрами. Одним из наиболее перспективных способов формирования плазменного образования является ионизация газа электронным пучком в диапазоне давлений 1–100 Па. Очевидна сложность использования термокатодных пушек для генерации электронных пучков в указанном диапазоне давлений. Альтернативное решение состоит в применении электронного источника, основанного на эмиссии электронов из плазмы газового разряда [1]. Плазменный источник электронов, разработанный на кафедре физики ТУСУРа, позволяет генерировать пучок вплоть до давлений газа в 100 Па [2], при этом плазма создается непосредственно в области транспортировки электронного пучка, что расширяет возможности варьирования конфигурацией пучка, а, следовательно, и формой плазменного образования. Исследование параметров пучковой плазмы, необходимой для технологических применений, обусловливает актуальность представленной работы.

Техника и методика эксперимента. Схематично экспериментальная установка представлена на рис. 1. Установка состояла из плазменного источника электронов *1*, установленного на вакуумную камеру *2*, откачиваемую до давления 1–100 Па с помощью форвакуумного насоса *7*. Формируемый плазменным источником электронный пучок после прохождения в атмосфере вакуумной камеры улавливался заземленным коллектором *6*. Для измерения концентрации пучковой плазмы использовался одиночный Ленгмюровский зонд *4*, защищенный заземленным металлическим экраном *3* от попадания электронов пучка *5*. Зонд изготавливался из вольфрамовой проволоки диаметром 0,3 мм, помещенной в керамическую трубку так, что длина выступающей части составляла 2 мм.



Рис. 1. Схема экспериментальной установки

Зонд располагался на двухкоординатном устройстве перемещения, позволявшем перемещать его вдоль радиальной r и осевой z координат (рис. 1).

Начало отсчета осей *r* и *z* совпадало с центром ускоряющего электрода источника электронов. Измерения концентрации проводились в среде остаточной атмосферы вакуумной камеры и гелия.

Результаты экспериментов и их анализ. Для создания плазмы в эксперименте использовался электронный пучок со следующими параметрами: ток пучка 50 мА, ускоряющее напряжение 5–9 кВ. Плотность плазмы определялась по току насыщения I_{in} на ионной ветви зондовой характеристики по известной методике [3, 4].

Зависимости концентрации плазмы от положения зонда по координате *r* и *z* представлены на рис. 2 и 3, соответственно.

Как показали эксперименты, концентрация плазмы уменьшается как при удалении от оси пучка, так и при удалении от электронного источника. Причем вдоль пучка величина изменения концентрации плазмы зависит от радиальной координаты. Концентрация на оси пучка остается практически постоянной на всем протяжении участка транспортировки (рис. 3, кривые 2–3), однако при удалении на несколько сантиметров от оси наблюдается ее спад. Вид представленных зависимостей объясняется увеличением диаметра электронного пучка за счет рассеяния при прохождении внутри атмосферы вакуумной камеры [5].



Рис. 2. Концентрация плазмы в зависимости от радиальной координаты при различных расстояниях от электронного источника: *1* – 28 см; *2* – 34 см; *3* – 46 см;

рабочий газ – остаточная атмосфера вакуумной камеры (а) и гелий (б), давление 10 Па



Рис. 3. Концентрация плазмы в зависимости от координаты *z* при различных расстояниях от оси пучка: *1* – 0 см; *2* – 3 см; *3* – 7,5 см; рабочий газ – остаточная атмосфера вакуумной камеры (*a*) и гелий (*б*), давление 10 Па

Заключение. Результаты зондовых измерений показывают, что максимальное значение концентрации плазмы достигается на оси пучка вблизи ускоряющего электрода плазменного электронного источника. При удалении от оси пучка, а также от электронного источника концентрация плазмы уменьшается. Приближение к оси пучка приводит к более резкой зависимости концентрации от расстояния от электронного источника, что связано с рассеянием электронного пучка при его прохождении в атмосфере вакуумной камеры. Указанное уширение электронного пучка и увеличение области существования пучковой плазмы могут быть использованы для получения развитой плазменной поверхности.

Литература

1. Крейндель Ю.Е. Плазменные источники электронов. М.: Энергоатомиздат, 1977. 143 с.

2. Генерация стационарных электронных пучков форвакуумным плазменным источником в области давлений 100 Ра / А.А. Зенин, А.С. Климов, В.А. Бурдовицин, Е.М. Окс // Письма в ЖТФ. 2013. Т. 39, № 10. С. 9–14.

3. Диагностика плазмы. Под ред. Р. Хаддлстоуна и С. Леонарда. М.: Мир. 1967. 250 с.

4. Методы исследования плазмы (спектроскопия, лазеры, зонды) / Под ред. В. Лохте-Хольтгревена. М.: Мир, 1971. 552 с.

5. Золотухин Д.Б. Исследование распространения электронного пучка в газе форвакуумного диапазона давлений / АА. Зенин, А.С. Климов // Перспективы развития фундаментальных наук [Электронный ресурс]. Режим доступа: http://science-persp.tpu.ru/Previous%20Materials/Konf_2013.pdf свободный.

УДК 537.525

ОСОБЕННОСТИ РАЗРЯДА С ПОЛЫМ КАТОДОМ В ОБЛАСТИ НИЗКИХ ДАВЛЕНИЙ *Д.Б. Золотухин*

Изучены особенности горения тлеющего разряда с полым катодом в форвакуумном плазменном источнике электронов в области нижнего предела рабочих давлений. Показано, что нижний предел рабочего давления обратно пропорционален отношению площади отверстия в катоде S_a к площади катодной полости S_h . Обнаружено, что нижний предел рабочего давления зависит как от размера отверстия в полом катоде, так и от абсолютных размеров катодной полости и отверстия в катоде. Эти зависимости накладывают ограничение на минимальную величину геометрических размеров полого катода как функционального элемента форвакуумного плазменного источника электронов.

Ключевые слова: тлеющий разряд с полым катодом, геометрия разрядной полости, форвакуумный плазменный источник электронов.

В настоящее время тлеющий разряд с полым катодом широко применяется для генерации эмиссионной плазмы в форвакуумных электронных источниках [1, 2] благодаря таким замечательным свойствам, как высокая плотность разрядного тока и слабая зависимость разрядных характеристик от давления в области рабочих давлений источника. В литературе имеются работы, посвященные поиску оптимального диапазона рабочих давлений и его расширению в область более низких давлений, среди которых особенно следует отметить работы [3, 4]. Авторы указанных работ проводили исследования на установках, в которых геометрические размеры полых катодов достигали нескольких сотен миллиметров, поэтому полученные ими закономерности могут отличаться для полых катодов, имеющих размеры порядка десятков миллиметров и являющихся структурными элементами форвакуумных плазменных источников электронов. В связи с этим значительный интерес представляет изучение особенностей тлеющего разряда с полым катодом в форвакуумном плазменном источнике электронов в области нижнего предела рабочих давлений (1-2 Па) в зависимости от геометрических размеров разрядной полости.

1. Техника и методика эксперимента. Эксперимент проводился с плазменным источником электронов, схема которого приведена на рис. 1. Полый катод (1) источника имел постоянные длину 67 мм и диаметр 28,5 мм, внутри полого катода устанавливались сменные тонкие диафрагмы (3), внутри которых имелись одиночные отверстия диаметром от 5 до 11 мм.

Плазменный источник устанавливался на фланце вакуумной камеры, в которую через натекатель поступал рабочий газ – воздух, давление измерялось термопарным вакуумметром ВИТ-2. Тлеющий разряд с полым катодом зажигался



при подаче разрядного напряжения U_d величиной 400–900 В на промежуток полый катод – анод (4) путем кратковременного повышения давления. Источником питания разряда служил источник регулируемого постоянного напряжения (9) с параметрами: напряжение 0–1500 В, ток до 1,5 А. Ток разряда поддерживался постоянным и равным 100–400 мА. После зажигания тлеющего разряда с полым катодом камера откачивалась до предельных давлений 1–2 Па безмасляным механическим насосом ISP-1000, в процессе откачки изучались зависимости характеристик разряда от давления. Между анодом (4) и заземленным экстрактором (5) подавалось ускоряющее напряжение от высоковольтного источника (10) с параметрами: напряжение 0–20 кВ до 1 А.



2. Результаты экспериментов и их обсуждение. В ходе экспериментов были получены зависимости разрядного напряжения U_d от давления в полости p для



На зависимости $U_d = f(p)$ рис. 2 можно выделить два участка: первый наблюдается при высоких давлениях (5–18 Па) и характеризуется слабой зависимостью от диаметра отверстия в диафрагме и медленным спаданием разрядного напряжения до некоторого минимального значения U_{\min} при некотором давлении p_{\min} , после которого начинается второй участок быстрого роста разрядного напряжения с понижением давления вплоть до некоторого предельного значения p_{\lim} , ниже которого разряд гаснет. Примечательно, что на этом участке предельное давление оказывается сильно зависящим от диаметра отверстия в диафрагме,

причем предельное давление, при котором разряд еще не гаснет, оказывается тем ниже, чем больше диаметр отверстия в диафрагме. Сказанное иллюстрируется рис. 3, a, на котором изменение геометрических размеров полого катода представлено в виде отношения изменяемой в процессе эксперимента площади отверстия в катоде (апертуры) S_a к постоянной внутренней площади полости S_h полого катода.



катода, для токов разряда – a: l - 200 мА, 2 - 400 мА. Разрядное напряжение как функция отношения S_a/S_h , для токов разряда – $\delta: l - 200$ мА, 2 - 400 мА

Как показали эксперименты, при предельном давлении напряжение разряда оказывается прямо пропорциональным величине отверстия в диафрагме (рис. 3, δ).

Давление p_{min} , соответствующее минимальному напряжению горения, оказалось практически не зависящим от соотношения S_a/S_h (рис. 4), что значительно отличается от вывода, сформулированного в работе [3], в которой утверждается, что минимальное давление, ниже которого начинается рост разрядного напряжения, прямо пропорционально отношению площади апертуры S_a к площади полости полого катода S_h . Этот вывод автор работы объясняет потерей быстрых электронов через выходную апертуру катодной полости.

Наблюдаемые эффекты можно объяснить так. Для перехода разряда в режим полого катода необходимо, чтобы разрядная плазма проникла через апертуру в катодную полость, для чего требуется выполнение так называемого условия «разрыва катодных оболочек» [5], которое достигается, если удвоенная протяженность катодного l_{κ} слоя становится меньше размера апертуры полости. Величина l_{κ} , как известно [1], определяется не только приложенным напряжением, но и концентрацией разрядной плазмы, а следовательно, током разряда, и для форвакуума имеет величину порядка единиц миллиметров, то есть сравнима с характерными размерами полости и апертуры. При понижении давления концентрация плазмы падает, а значит, слой растет, но до тех пор, пока не перекроет апертуру – после этого разряд гаснет. Соответственно, чем больше апертура или выше разрядный ток, тем выше концентрация плазмы и короче слой, и перекрытие апертуры слоем происходит при более низких давлениях. Вместе с тем независимость давления, соответствующего минимуму напряжения горения, от отношения S_a/S_h требует дальнейшего изучения.





Рис. 4. Давление, соответствующее минимуму напряжения горения как функция отношения *S_a/S_h* для токов разряда: *I* – 100 мА; *2* – 200 мА; *3* – 400 мА

Заключение. Полученные результаты отличаются от приведенных в литературе, что позволяет предполагать наличие определенного механизма поддержания тлеющего разряда с полым катодом в плазменном источнике электронов в области низких давлений, обусловленного не только относительным размером апертуры и площади полости, но и их абсолютными геометрическими размерами. Это в свою очередь накладывает ограничение на минимальную величину геометрических размеров полого катода как функционального элемента форвакуумного плазменного источника электронов.

Литература

1. Крейндель Ю.Е. Плазменные источники электронов. М.: Атомиздат, 1977. 144 с.

2. Окс Е.М. Источники электронов с плазменным катодом: физика, техника, применения. Томск: Изд-во НТЛ, 2005. 216 с.

3. Метель А.С. Расширение диапазона рабочих давлений тлеющего разряда с полым катодом // ЖТФ. 1984. Т. 54, № 2. С. 241–247.

4. Кириченко В.И. Влияние геометрических размеров, материала катода и рода газа на область оптимальных давлений тлеющего разряда с цилиндрическим полым катодом / В.И. Кириченко, В.М. Ткаченко, В.Б. Тютюнник // ЖТФ. 1976. Т. 46, № 9. С. 1857–1867.

5. Завьялов М.А., Крейндель Ю.Е., Новиков А.А., Шантурин Л.П. Плазменные процессы в технологических электронных пушках. М.: Энергоатомиздат, 1989. 256 с.

Секция 9

БИОМЕДИЦИНСКАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

Председатель секции – **Мещеряков Р.В.**, д.т.н., доцент, профессор каф. КИБЭВС, зам. начальника научного управления

УДК 615.8-7

РАЗРАБОТКА ВЫСОКОЧАСТОТНОГО ГЕНЕРАТОРА Для абляции биологической ткани *Е.А. Батеев, Н.М. Федотов*

Предложена схема высокочастотного генератора для абляции биологической ткани, приведен расчет номиналов некоторых радиоэлементов, проведен сравнительный анализ предложенного генератора и его аналогов. Ключевые слова: высокочастотный генератор, радиочастотная абляция.

Актуальность разработки. В медицине для лечения мерцательной аритмии сердца широко используется метод радиочастотной абляции сердца (РЧА). Одна из известных схемотехнических реализаций генератора описана в статье [1]. В ходе испытаний опытного образца были выявлены проблемы, связанные с появлением низкочастотных и высокочастотных электромагнитных помех. Во время проведения РЧА наблюдался сбой работы электрокардиографа (ЭКГ), что абсолютно недопустимо при подобного рода операциях.

Предложенный генератор можно также использовать для абляции других биологических тканей и органов.

Постановка задачи. Вышеупомянутая низкочастотная составляющая помехи является следствием низкой добротности генератора и накладывается на сигнал, регистрируемый аппаратом ЭКГ (частоты менее 1 кГц). Влияние высокочастотной составляющей (от 4 до 13 МГц) обусловлено наличием высших гармоник генерируемого высокочастотного сигнала, что негативно сказывается на функционировании аппаратуры, работающей в ультразвуковом диапазоне [2].

В целях уменьшения значений токов, протекающих в цепи генератора, и как следствие уменьшения нагрева радиоэлементов, было принято решение использовать специализированный источник питания напряжением 48 В и регулируемой мощностью до 250 Вт.

Разработка высокочастотного генератора с низким коэффициентом гармоник, обеспечивающего выходную мощность до 200 Вт, является предметом рассмотрения в настоящей работе.

Структурная схема генератора. Генератор состоит из двух блоков: блок *1* является повышающим DC-DC преобразователем (48–100 В); блок 2 – высокодобротным фильтром, преобразующим постоянный ток в переменный с частотой



Рис. 1. Структурная схема генератора

440 кГц (рис. 1). Управляющим сигналом U_{ynp} можно регулировать выходное напряжение DC-DC преобразователя. В качестве сопротивления нагрузки $R_{\rm H}$ принимается сопротивление биологической ткани человека.

Разработка повышающего DC-DC преобразователя. Требования, предъявляемые к преобразователю (рис. 2):

стабилизированное выходное напряжение, регулируемое управляющим сигналом U_{упр};

 на входе генератора должен находиться фильтр нижних частот для пропускания только постоянной составляющей тока.



Рис. 2. Функциональная электрическая схема преобразователя

Покажем последовательность действий для расчета трансформаторов напряжения *TV*1 и *TV*2.

Расчет энергии, передаваемой за один такт одному из трансформаторов *TV*1 и *TV*2, осуществляется по формуле

$$E = \frac{P}{2f},\tag{1}$$

где P – мощность преобразователя; f – частота преобразования (f = 25 кГц). Отсюда E = 0,4 мДж.

Индуктивность обмоток трансформаторов TV1 и TV2 рассчитывается по формуле

$$L = \frac{U^2 t^2}{2E},\tag{2}$$

где U – напряжение питания цепи; t – полупериод такта преобразователя. Отсюда L = 115,2 мкГн.

Максимальный ток в цепи преобразователя рассчитывается по формуле

$$I_{\max} = \frac{Ut}{L}.$$
(3)

Отсюда $I_{\text{max}} = 8,3$ А.

Рассчитаем средний ток цепи, используя формулу

$$I_{\rm cp} = \frac{1}{T} \int_0^T I(t) dt = \frac{t_{\rm H}}{T} \cdot \frac{1}{2} \cdot I_{\rm max}, \qquad (4)$$

где $t_{\rm u}$ – время нарастания тока ($t_{\rm u}$ = T/2); T – период одного преобразования. Отсюда $I_{\rm cp}$ = 2,08 А.

В качестве провода использовался провод медный эмалированный марки ПЭВ-2 [3]. При расчете диаметра провода учитывалось, что плотность тока цепи *j* не должна превышать 4 А/мм². Отсюда диаметр провода *d* равен 0,85 мм.

Расчет числа витков первичной обмотки ведется по формуле

$$w = \sqrt{\frac{L \cdot l_m}{\mu \mu_0 S_m}},\tag{5}$$

где l_m – длина средней линии магнитопровода; μ – магнитная проницаемость материала магнитопровода (для используемого прессперма МП-140 μ =140; S_m – площадь поперечного сечения магнитопровода. Для имеющегося образца магнитопровода l_m равно 58 мм, S_m равно 38,5 мм². Отсюда число витков первичной обмотки равно 31. Для коэффициента трансформации 1 число витков вторичной обмотки трансформатора будет больше числа витков первичной обмотки на расчетное значение КПД трансформатора, т.е. составит 33 витка.

Выходной фильтр генератора. Выходной фильтр генератора, состоящий из последовательно соединенных катушки индуктивности L1 и конденсаторов C1 и C2, подключен к вышеописанному преобразователю *1*. Разделительный трансформатор T1 предназначен для создания гальванической изоляции между паци-



ентом и устройством с целью защиты от поражения электрическим током. К точке 3 трансформатора T1 подключен конденсатор C3. Нагрузка $R_{\rm H}$ подключается к контактам выход1 и выход2 генератора (рис. 3).

Рис. 3. Функциональная электрическая схема выходного фильтра

Принцип работы фильтра следующий. Колебательный контур L1-C1-C2 возбуждается импульсами преобразователя, преобразуя их в сигнал синусоидальной формы. Высокочастотный сигнал синусоидальной формы передается через разделительный трансформатор в нагрузку. Конденсатор C3, включенный последовательно с нагрузкой, служит для блокирования постоянных токов в цепи пациента.

Частота резонанса *f*_p колебаний последовательного контура L1-C1-C2 определяется по формуле Томсона:

$$f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{L1 \cdot \frac{C1 \cdot C2}{C1 + C2}}},\tag{6}$$

где L1 – индуктивность катушки, Гн; C1 – емкость первого конденсатора, Φ ; C2 – емкость второго конденсатора, Φ . Таким образом, подбором значений номиналов элементов L1, C1 и C2 можно получить требуемую резонансную частоту 440 кГц.

Сравнительный анализ генератора и его аналогов. В ходе поиска аналогов не было найдено ни одного генератора, предназначенного для радиочастотной абляции, однако широко представлены выходные фильтры генераторов. Один из таких фильтров выполнен в виде последовательно-параллельного резонансного контура [2]. В схеме содержатся переключатели, выполненные на структуре металл–оксид–полупроводник (МОП-транзисторы), через которые на фильтр подаются импульсы прямоугольной формы. Первичная обмотка трансформатора, включенного между генератором и нагрузкой, используется в качестве индуктивности параллельного резонансного контура. Добротность Q последовательной RLC-схемы определяется по формуле (7), из чего можно сделать вывод, что данный фильтр имеет существенный недостаток: на резонансной частоте f_{De3} параллельный контур имеет высокое сопротивление и, включенный после-

довательно в цепь последовательного резонансного контура, снижает добротность последовательного контура, что в свою очередь делает неэффективным фильтрацию гармоник и способствует усилению эмиссии электромагнитных помех.

$$Q = \frac{\omega_0 L}{R},\tag{7}$$

где ω_0 – резонансная частота, рад/с; L – индуктивность катушки, Гн; R – сопротивление резистора, Ом.

Также можно выделить еще одно решение, схемотехнически близкое к разработанному генератору [4]. Фильтрация прямоугольных импульсов инвертора генератора осуществляется последовательным колебательным LC-контуром. Устройство содержит разделительный трансформатор, первичная обмотка которого включена последовательно в цепь последовательного колебательного контура. Вторичная обмотка подключена к нагрузке через разделительный конденсатор, блокирующий прохождение постоянных токов в цепи пациента. Амплитуда выходного сигнала равна 100 В, мощность достигает 100 Вт. Недостатком данного решения также является высокий уровень эмиссии электромагнитных помех вследствие низкой добротности колебательного контура, в который нагрузка включена последовательно.

Моделирование работы генераторов с вышеописанными фильтрами показало, что форма сигнала далека от синусоидальной (рис. 4), коэффициент гармоник порядка 22 процентов, в то время как разработанный генератор имеет выходной сигнал с коэффициентом гармоник всего 2,5 процента (рис. 5).



Рис. 4. Осциллограмма выходного сигнала генераторов-аналогов



Рис. 5. Осциллограмма выходного сигнала разработанного генератора

Литература

1. Шкарупо С.П., Коблош А.С. Разработка генератора высокой частоты для катетерных абляций на сердце // Доклады ТУСУРа. 2011. №2. С. 116–118.

2. Пат. US20110069518, МПК H 02 M 7/02. Resonant inverter of radio frequency generator for radiofrequency ablation / Kyong-Min Shin (KR). № 2 011 006 9518; заявл. 24.03.10; опубл. 24.03.11. 6 с.

3. ГОСТ 7262–78. Провода медные, изолированные лаком ВЛ-931. Технические условия. Введ. 1978-07-28. М.: Издательство стандартов, 1978. 18 с.

4. Пат. US20080281322, MПК A61B 18/14. RF energy delivery system and method / Marshall L. Sherman (US), Randell L. Werneth (US), J. Christopher Flaherty (US). №12/117,596; заявл. 08.05.2008; опубл. 13.11.2008. 42 с.

УДК 615.47:617-089

ПРИМЕНЕНИЕ АППАРАТНО-ПРОГРАММНОГО КОМПЛЕКСА ПРИ ДИСТРАКЦИИ И КОМПРЕССИИ КОСТНОЙ ТКАНИ Ф.Ю. Блынский

Обоснована актуальность разработки аппаратно-программного комплекса для увеличения эффективности процедуры дистракции-компрессии костной ткани. Показан пример макета АПК и описан принцип его функционирования. Представлен пример интерфейса пользователя, отображающего текущее значение усилия, приложенного к костной ткани, и динамику его изменения в течение всего дистракционного процесса.

Ключевые слова: ортопедия, дистракция костной ткани, удлинение конечностей.

Стремительное развитие медико-технических средств привело к необходимости совершенствования методик диагностики и лечения ортопедических заболеваний. Одним из направлений развития ортопедии является внедрение аппаратно-программных комплексов (АПК), позволяющих увеличить эффективность современных методов терапии.

Согласно статистике [1], значительную часть заболеваний костно-мышечной системы составляют патологии, связанные с укорочением конечности человека или с деформацией ее формы. Применение АПК при дистракции-компрессии костной ткани человека позволит:

- определять момент консолидации костных фрагментов;
- контролировать траекторию роста конечности;
- отслеживать образование костного регенерата;
- визуализировать управляющие воздействия, приложенные к конечности;
- вести статистику состояния костной ткани больного.

В целом аппаратно-программный комплекс для сопровождения процесса дистракции костной ткани человека представляет собой комплексную систему, состоящую из микропроцессорного блока управления, модуля сбора и обработки данных, интерфейса ввода-вывода. Структурная схема макета АПК приведена на рис. 1.

Основным измерительным элементом АПК является упругая пластина с закрепленным на ней тензорезистором. Деформация пластины вызывает аналогичную деформацию датчика, причем сопротивление датчика меняется пропорцио-

нально величине его деформации. Для измерения малого изменения сопротивления используется мостовая схема включения тензорезисторов. Малейшее изменение сопротивления одного из резисторов вызовет дисбаланс моста, и на его выходе появится напряжение, эквивалентное изменению усилия, приложенного к конечности. На полезный сигнал на выходе датчика будет накладываться сетевая помеха. Поэтому необходимо предусмотреть фильтрацию выходного напряжения.



Рис. 1. Структурная макета схема АПК

Особенностью разработанного модуля является наличие калибровочного моста. Его основной функцией является исследование изменения сопротивления тензорезистора, включенного в измерительный мост. Калибровочный мост состоит из подстроечных резисторов, номинальное сопротивление которых равно номинальному сопротивлению тензорезистора. При равных выходных напряжениях изменение сопротивления тензорезистора будет равно изменению сопротивления подстроечного резистора. Таким образом, при помощи калибровочного моста можно оценить точность измерения тензодатчика, так как показания измерительной системы должны соответствовать расчетному значению, соответствующему этому изменению сопротивления.

Амплитуда выходного напряжения тензодатчика составляет единицыдесятки мВ. Поэтому необходимо усиление этой величины для возможности программной обработки показаний датчика. Усиленный сигнал поступает на микроконтроллер, в котором происходит математический расчет величины натяжения костной ткани. Затем происходит отображение значения усилия, приложенного к конечности. В зависимости от показаний тензодатчика задается усилие, создаваемое электрическим двигателем. Таким образом, осуществляется обратная связь в биотехнической системе аппарат–организм.

На основе описанной выше структурной схемы был сконструирован макет АПК (рис. 2). При помощи данного макета появляется возможность исследования методик определения и обработки величины усилия, приложенного к удлиняемой конечности.



Рис. 2. Макет АПК

Для увеличения информативности дистракционного процесса и снижения необходимости применения рентгенографических методов исследования необходимо создать инструментарий, способный регистрировать усилия на костных фрагментах, нагружаемых автоматизированным аппаратом чрескостного дистракционного остеосинтеза. Причем датчики усилий должны находиться в активном состоянии в течение всего периода лечения, т.е. как во время сеансов приложения усилия, так и во время периода фиксации костных фрагментов.

Кроме того, должны отображаться текущее значение усилия, приложенного к конечности, и динамика его изменения в течение всего дистракционного процесса. В соответствии с этими данными врач сможет определить состояние кост-



ной ткани в данный момент дистракционного процесса и спрогнозировать динамику изменения приложенных сил на ближайший период лечения. В случае возникновения экстренной ситуации должна сработать сигнализация, показывающая медицинскому персоналу необходимость принятия оперативных мер вмешательства. Таким образом, возникает актуальность разработки пользовательского интерфейса, отображающего основные параметры дистракционного процесса в удобном и понятном для врача виде.

При помощи кросс-платформенного инструментария для проектирования ПО Qt 4.8.4 было разработано приложение BTV v1.0.1, позволяющее визуализировать приложенное к конечности усилие (рис. 2). В главном окне приложения содержится информация о текущем значении усилия, приложенного к конечности. Кроме того, осуществляется построение графической зависимости натяжения костной ткани от времени дистракционного процесса. При превышении значения усилия включается цветовая сигнализация (рис. 3), указывающая на необходимость принятия оперативных мер вмешательства.



Рис. 3. Пример цветовой сигнализации при превышении требуемого уровня усилия в процессе дистракции костной ткани

С развитием информационно-технических средств появляется возможность создания эффективной системы управления процесса дистракции костной ткани, которая позволит практически полностью автоматизировать процедуру удлинения и коррекции формы конечности. Это предоставит травматологам-ортопедам возможность надлежащего контроля состояния большего количества больных. Спроектированный в данной работе макет АПК позволяет реализовать методики автономного и, самое главное, удаленного контроля процесса удлинения костной ткани человека. Для уменьшения погрешности измерения необходимо дальнейшее развитие комплекса, применяя при этом новые инженерно-конструкторские решения.

Литература

1. Шевцов В.И., Попков А.В. Оперативное удлинение нижних конечностей. М.: Медицина, 1998. 130 с.

ПРИМЕНЕНИЕ КЛЕТОЧНЫХ АВТОМАТОВ ДЛЯ МОДЕЛИРОВАНИЯ ФИБРИЛЛЯЦИИ ПРЕДСЕРДИЙ НА ТРИАНГУЛИРОВАННОЙ СФЕРЕ *Н.М. Федотов, С.В. Жарый, Г.С. Маликова*

Разработана модель фибрилляции предсердий в виде клеточного автомата на триангулированной сфере, представляющей собой неориентированный взвешенный граф. Представлены результаты моделирования фибрилляции предсердий по изучению механизмов образования и устойчивости распространения волн возбуждения роторного типа с учетом гетерогенности скорости распространения возбуждения и рефрактерности миокарда.

Ключевые слова: фибрилляция предсердий, клеточный автомат, моделирование, роторы.

Введение. Ткани сердца представляют собой активную среду, в которой могут распространяться автоволны. Автоволновые явления различной природы обычно описываются параболическими дифференциальными уравнениями в частных производных с нелинейным свободным членом. Такой подход можно видеть в работе по моделированию сложных фракционированных электрограмм [1]. Сложные фракционированные сигналы регистрируются в некоторых областях миокарда предсердий у пациентов с фибрилляцией предсердий (ФП) во время электрофизиологических исследований сердца [2].

Н. Винер и А. Розенблют 1946 г. [3] для описания процесса распространения волны возбуждения в тканях сердца предложили модель, в которой кардиомиоцит, элемент модели, описывался набором дискретных состояний, которые по заданным правилам сменяли друг друга через дискретные промежутки времени. Данное направление получило развитие в работах ряда исследователей [4, 5], использующих для моделирования распространения возбуждения в миокарде клеточные автоматы (КА).

В настоящее время предполагается, что участки миокарда с патологическими изменениями провоцируют образование роторов и обеспечивают их стабильность [6]. При этом наиболее перспективным методом лечения фибрилляции предсердий считается селективная катетерная абляция, использующая в качестве мишеней хирургического воздействия области роторной активности миокарда.

Цель. Моделирование ФП для изучения механизмов образования и устойчивости распространения волн возбуждения роторного типа на основе КА на триангулированной поверхности сферы с учетом гетерогенности скорости распространения возбуждения и рефрактерности миокарда.

Материалы и методы. Для поставленной задачи нет смысла имитировать форму сигнала электрограммы. В данном случае не представляют интереса электрофизиологические процессы в миокарде. Областью интереса являются относительные характеристики функционирования миокарда предсердий, такие как скорость проведения фронта волны возбуждения, длительность рефрактерного состояния и геометрические размеры патологически измененных и здоровых тканей миокарда.

Модель ФП реализована в виде КА на триангулированной сфере. Использование сферы упрощает алгоритм, так как исключает проблему замыкания решения по границам. Для аппроксимации сферы выбран икосаэдр, который лучше всего из всех правильных многогранников подходит для триангуляции сферы



методом рекурсивного разбиения с минимальными искажениями получающихся треугольников. Триангулированная сфера включает до 40962 узлов и представляет для алгоритма визуализации двумерную структуру и делает визуализацию фронтов возбуждения более наглядной. КА модели ФП представляет собой простой неориентированный плоский взвешенный граф $\mathbf{G} = (\mathbf{V}, \mathbf{E}, \mathbf{W})$, где $\mathbf{V} = \{v_i\}$ – множество узлов, $\mathbf{E} = \{e_j\}$ – множество ребер, $\mathbf{W} = \{w_j\}$ – множество весов ребер графа \mathbf{G} .

Множество $W = \{w_j\}$ содержит весовую функцию ребра, которая представляет значение *n* и определяет количество шагов дискретизации, необходимое для передачи возбуждения между узлами. Значение *n* определяется в зависимости от заданной начальными условиями скорости распространения фронта возбуждения в соответствующей области модели v_j и расстоянием между узлами S_j : $n = S_i/(dt v_i)$, где dt – фиксированный шаг по времени дискретизации.

Узлы КА могут находиться в одном из состояний, которые меняются циклически: $p_i(t) = \{0, 1, 2 \dots k-1, k\}.$

В разработанном алгоритме предусмотрены следующие состояния КА: состояние покоя, активности, состояние рефрактерности. Начальные условия задают для каждого узла любое из перечисленных состояний, а также дополнительное состояние «выключен». Состояние «выключен» используется для имитации клапанных структур и полностью невозбудимых участков (рубцов), на узел с таким состоянием не действуют правила перехода, и он все время находится в состоянии покоя. Активное состояние узла КА удерживается до тех пор, пока все смежные узлы не будут активированы. При этом переход из активного состояния в состояние рефрактерности осуществляется тогда, когда все смежные узлы находятся в активном состоянии или состоянии рефрактерности. Условия перехода определяются состоянием смежных узлов с учетом веса ребра между ними. Количество шагов дискретизации, определяющих длительность рефрактерного периода в узле R (периода, соответствующего состоянию возбуждения миокарда) равно m = R/dt, т.е. каждому узлу из множества $\mathbf{V} = \{v_i\}$ присваивается значение *m*, задающее рефрактерный период. Переключения состояния КА осуществляются синхронно. Правило перехода в общем виде $p_i(t+1) = \phi(p_i(t) | p_i(t) \in \mathbf{P})$, где \mathbf{P} – множество смежных узлов, составляющих окрестность КА.

Разработана программа имитационного моделирования и программа 3Dвизуализации результатов моделирования процессов активации миокарда предсердий (рис. 1).



Рис. 1. Окно программы имитационного моделирования

Программа визуализации реализована на основе программы, используемой в навигационной системе «Биоток» [7]. Входные параметры: диаметр сферы, число узлов, количество патологических зон, положение и размер зон задаются указателем мыши, параметры основного и измененного миокарда (скорость фронта и рефрактерность).

Результаты. Выполнено имитационное моделирование на сфере диаметром 50 мм. Основная область имеет параметры «здорового» миокарда: скорость 1 м/с, рефрактерность 0,2 с [8]. При таких параметрах нет условий для существования более одной волны возбуждения до частот порядка 300 сокращений в минуту. При патологических (или частично адаптационных) изменениях скорости проведения до 0,1–0,5 м/с и рефрактерности до 0,1 с возникают условия для одновременного существования нескольких волн возбуждения миокарда предсердий. Источниками возбуждения таких волн в реальном миокарде могут быть мышечные ткани легочных вен, локальные области патологических изменений, обладающие собственным автоматизмом, и спиральные автоволны (роторы), образующиеся на разрывах фронтов волн возбуждения из-за неоднородности миокарда, вызванной дисперсией скорости распространения волн возбуждения и рефрактерности.

На рис. 2 показан пример процесса моделирования фронта возбуждения, состоящий из последовательности кадров программы. В центре задана зона с патологическими параметрами: скорость 0,1 м/с, рефрактерность 0,1 с. В центре зоны ротор. Когда миокард, окружающий зоны, выходит из рефрактерности, возбуждение от ротора выходит за границы зоны, так как скоростные показатели фронта за пределами зоны намного выше, фронт возбуждения обхватывает зону и быстро продвигается дальше, активируя остальную часть «здорового» миокарда и переводя его в состояние рефрактерности. Ротор же продолжает оставаться в зоне, в которой есть условия его поддержания. Состояние рефрактерности окружающей ткани на данном этапе ограничивает его зону влияния и не дает смещаться из патологической зоны. Стабильный ротор был получен при минимальном размере зоны всего 14 мм² (диаметр 4,3 мм) с параметрами миокарда: скорость 0,1 м/с, рефрактерность 0,1 с. Глубина фронта возбуждения при таких параметрах составляет 10 мм, и если предположить, что такая волна возбуждения охватывает кольцевую невозбудимую структуру, ее диаметр составит примерно 3,2 мм. Ротор, который был смоделирован, вращается внутри возбудимой структуры, поэтому ему требуется немного больше площади. К тому же элемент КА имеет конечные размеры.

Представленную модель можно рассматривать как аналог пароксизмальной формы ФП.

Ротор устойчив, в активной среде миокарда может существовать неограниченное время, но если его разрушить, то для образования нового ротора необходимы определенные начальные условия. При малом размере зоны обычными ЭФИ системами невозможно отличить источник фокусного возбуждения от ротора, т.е. ротор выглядит как эктопический очаг возбуждения, но в котором миоциты не обладают собственным автоматизмом. Возможна локализация роторов по доминантным частотам, что собственно показано в работе [9]. Но, как показало моделирование, точность локализации будет низкая; при отсутствии резких границ в характеристиках миокарда здоровой и патологической областях доминантная частота в них будет одинакова. Предлагается строить стратегию поиска роторов в нахождении участков с замедлением проведения и укороченным пе-

риодом рефрактерности или, что практически реализовать проще, с использованием параллельного фазового анализа электрограмм многополюсных эндокардиальных электродных систем. Фазовый анализ при этом может проводиться по выделенным доминантным частотам.



Рис. 2. Имитационное моделирование фронта возбуждения с устойчивым ротором в патологической области. Пояснения в тексте

Заключение. Разработана модель ФП в виде клеточного автомата на триангулированной сфере, представляющей собой неориентированный взвешенный граф. Представлены результаты моделирования ФП по изучению механизмов образования и устойчивости распространения волн возбуждения роторного типа с учетом гетерогенности скорости распространения возбуждения и рефрактерности миокарда для зон разного размера.

Для существования устойчивой вихревой структуры возбуждения в миокарде достаточно площади 14 мм² при рефрактерности 100 мс и скорости проведения возбуждения 0,1 м/с, за пределы этого участка в здоровом миокарде возбуждение от ротора распространяется так же, как от фокусного источника.

Литература

1. The Role of Fibroblasts in Complex Fractionated Electrograms During Persistent/Permanent Atrial Fibrillation / T.Ashihara, R.Haraguchi, K.Nakazawa et al. // Circulation Research. 012. Vol. 110. P. 275–284.

2. Validation of a novel algorithm for quantification of the percentage of signal fractionation in atrial fibrillation / C.L. Haley, L.J. Gula, R. Miranda et al. // Europace. 2013. Vol. 15 (3). P. 447–452.

3. Wiener N., Rosenblueth A. The mathematical formulation of the problem of conduction of impulses in a network of connected excitable elements, specifically in cardiac muscle // Arch. Inst. Cardiologia de Mexico. 1946. Vol. 16. P. 205–265.

4. Moe G.K., Rheinboldt W.C. and Abildskov J.A. A computer model of atrial fibrillation // Am Heart J. 1964. Vol. 67, №2. P. 200–220.

5. Андреев С.Ю., Кочегуров В.А. Интраоперационное моделирование возбуждения миокарда предсердий // Сибирский журнал индустриальной математики. 2005. Т. 8, № 2 (22). С. 3–11.

6. Treatment of Atrial Fibrillation by the Ablation of Localized Sources CONFIRM (Conventional Ablation for Atrial Fibrillation With or Without Focal Impulse and Rotor odulation) Trial / S.M. Narayan, D.E. Krummen, K. Shivkumar, et al. // Journal of the American College of Cardiology. 2012. Vol. 60, №7. P. 628–636.

7. Система электромагнитной навигации Биоток [Электронный ресурс]. Режим доступа: http://biotok.ru/RU/products#arhythmology-navigation, свободный (дата обращения: 30.10.2013).

8. Ардашев А.В. Клиническая аритмология. М.: Медпрактика, 2009.

9. Халифе Ж., Беренфелд О. «Частотное» картирование при фибрилляции предсердий: трансформация знаний от фундаментальных исследований к клинической практике // Вестник аритмологии. 2006. № 45. С. 75–85.

УДК 681.5.08; 519.652

ПОИСК И ВИЗУАЛИЗАЦИЯ МИШЕНЕЙ ДЛЯ ЭЛЕКТРОИМПУЛЬСНОГО И ХИРУРГИЧЕСКОГО ВОЗДЕЙСТВИЯ НА МИОКАРД ПРИ ЛЕЧЕНИИ ФИБРИЛЛЯЦИИ ПРЕДСЕРДИЙ Н.М. Федотов, А.И. Оферкин, А.А. Шелупанов, С.В. Жарый

Разработана хирургическая биотехническая система для лечения фибрилляции предсердий, реализующая метод поиска и визуализации мишеней для электроимпульсного или абляционного воздействия на миокард с использованием фазового анализа сигналов, полученных путем параллельной регистрации с многополюсных электродных систем, находящихся в полном контакте с миокардом.

Ключевые слова: фибрилляция предсердий, фазовый анализ электрограмм, абляция.

Хирургическое лечение пациентов с $\Phi\Pi$ на основе малотравматичных катетерных технологий в настоящий момент ограничивается тем, что эффективность процедуры остается крайне низкой – менее 50% [1, 2]. Это связано с тем, что локализовать зоны, ответственные за провокацию $\Phi\Pi$, сложно: визуально и на рентгене их не видно, по электрограммам также невозможно различить. Поэтому в настоящее время врачи вынуждены выключать обширные участки сократительного миокарда, чтобы таким образом избавить пациента от $\Phi\Pi$ [3, 4]. Даже в случае успеха диффузные процессы могут продолжаться, неоднородности появляются на новых участках, и через несколько меяцев $\Phi\Pi$ возникает снова.

Анализ рассматриваемой проблемы показывает, что эффективное лечение может быть выполнено путем селективного выключения участков миокарда, ответственных за активацию и стабилизацию роторов, что в целом снизит и травматичность операции. Но для этого необходимо решить проблему повышения точности идентификации областей фокальной и роторной активности миокарда



во время ФП, а также создать специализированный инструмент многоканальной регистрации и параллельного анализа электрограмм, зарегистрированных с помощью мультиэлектродных систем. Кроме того, необходимо разработать алгоритмы идентификации аритмогенных областей миокарда роторного типа, основанные на анализе фазовых характеристик сигналов электрограмм в окрестности доминантной частоты (ДЧ).

Постановка задачи. Цель: разработать хирургическую биотехническую систему (ХБТС) для лечения аритмий сердца, реализующую метод поиска мишеней для электроимпульсного или абляционного воздействия на миокард при лечении ФП на основе фазового анализа электрограмм, полученных с помощью параллельной регистрации с многополюсных эндокардиальных или эпикардиальных электродных систем, непосредственно контактирующих с миокардом.

При выполнении поставленной задачи приняты во внимание результаты математического моделирования ФП, выполненного в работе [5], в которой показано, что для существования устойчивой вихревой структуры возбуждения в миокарде было достаточно патологической области с площадью 14 мм² (диаметр 4,3 мм) при рефрактерности 100 мс и скорости проведения возбуждения 0,1 м/с и что за пределы этого участка в здоровом миокарде (соответственно рефрактерность 200 мс и скорость 1 м/с) возбуждение от ротора распространяется так же, как от фокусного источника.

Также использованы разработанные ранее алгоритмы интерполяции параметров электрограмм с мультиполюсных электродов [6], программа 3D-визуализации электрической активности миокарда и хирургического инструмента [7].

Обработка сигналов основана на методах цифровой фильтрации и спектрального анализа методом быстрого преобразования Фурье. Цифровые рекурсивные и адаптивные фильтры получены путем настройки специализированного пакета программ, разработанных ранее.

Для первичного тестирования метода поиска роторной активности миокарда использована модифицированная программа комплекса многоканальной регистрации электрограмм эпикардиальных электродов [6]. При первичном тестировании системы использованы сигналы 50 клинических исследований с параллельной записью электрограмм.

В алгоритме топической диагностики и визуализации очагов аритмии, основанном на фазовом анализе электрограмм многополюсных электродных систем, предложено использовать следующую последовательность операций:

1. Прием с 16-разрядного АЦП с частотой дискретизации 2 кГц оцифрованных электрограмм с многополюсных электродов, контактирующих с миокардом.

2. Создание 3D-модели камер сердца по точкам системы навигации или данным томосинтеза.

3. Привязка электрограмм электродов к поверхности 3D-модели камеры (для 3D-моделей системы навигации привязка выполняется автоматически).

4. Цифровая обработка электрограмм:

a) задается размер скользящего окна по данным всех каналов длительностью 1–30 с;

б) выполняется свертка окна с функцией Хэмминга;

в) выполняется анализ Фурье в скользящем окне;

г) определяется средняя ДЧ для локальных областей (в диапазоне 6–12 Гц);

д) определяется текущая фаза для ДЧ локальных областей с длительностью окна анализа, кратной периоду ДЧ.

5. Интерполяция фазы по поверхности 3D-модели для каждого шага смещения скользящего окна данных (каждого шага дискретизации).

6. Визуализация фазы на поверхности 3D-модели.

7. Определение позиций зоны ротора на поверхности 3D-модели предсердий, которые находятся в центрах семейства линий кольцевого типа.

Результаты. Разработана ХБТС, структура которой представлена на рис. 1.



Рис. 2. Структура хирургической биотехнической системы для лечения ΦΠ: Обозначения: G – генератор сигналов навигации; fx, fy, fz – частоты сигналов навигации; fz – частота синхронизации работы АЦП; *1* – биологический объект (БО); *2* – электроды на поверхности БО; *3* – многополюсный электрод типа «Constellation® Full Contact Mapping Catheter»; *4* – электрод для абляции; *5* – роботизированный манипулятор электрода; *6* – кабель ЭКГ; *7* – коммутатор с многоканальным усилителем; *8* – генератор сигналов навигации для трех координатных осей, *9* – электрокардиостимулятор; *10* – генератор абляции; *11* – система локации электродов и визуализации операционного поля; *12* – многоканальная система регистрации внутрисердечных сигналов; *13* – операционный персонал

Система предназначена для многоканального электрофизиологического картирования и радиочастотной абляции сердца. Данная система имеет возможность построения трехмерных карт активации миокарда. Особенностью ХБТС является интеграция систем многоканальной регистрации и многоканального слежения за положением электродов во внутреннем пространстве камер сердца. Такой подход позволяет ускорить процесс исследования миокарда. Функциональные возможности системы:

• регистрация до 172 монополярных (86 биполярных) электрограмм и пространственная визуализация положения эндокардиальных электродов в реальном времени;

• сохранение всех данных регистрации ЭКГ и внутрисердечных электрограмм (ЭГ) с координатами эндокардиальных электродов во время операции; имеется возможность синхронного просмотра сохраненных данных;

• быстрое построение камер сердца с помощью многополюсных электродов;

• возможность совмещения полученных трехмерных изображений камер сердца с данными компьютерной томографии (КТ);



• имеется возможность автоматического измерения интервалов активации;

• динамическая визуализация изохронных, спектральных и фазовых карт активации на трехмерных моделях желудочков и предсердий;

• определение расчетной глубины повреждения в точке абляции.

Обсуждение результатов. Выполнено тестирование системы с использованием сигналов клинических исследований с параллельной записью. Получены результаты, демонстрирующие перспективность предлагаемых подходов. Метод позволяет определять положение роторов с большой активной площадью и роторов, имеющих малые размеры зоны активации.

Среди известных попыток решения указанной проблемы можно отметить систему по визуализации потенциалов возбуждения в модели миокарда, восстановленных из многоканальной поверхностной ЭКГ методом решения обратной задачи для потенциала электрического поля [8]. Недостатком системы в ее реализации на данный момент является невозможность применения во время операции из-за отсутствия реального времени и низкая точность. Приемлемое по точности локализации решение обратной задачи достигнуто только для эктопических источников возбуждения, расположенных в желудочках.

Из хирургических систем можно отметить систему параллельного активационного картирования сердца с помощью контактной регистрации с многополюсных эндокардиальных электродных систем типа «Constellation® Full Contact Mapping Catheter» с визуализаций времени активации на плоскости [9]. Контактная регистрация электрограмм является достоверным методом, но требует решения задачи интерполяции параметров сигнала на межэлектродную область. Способ успешного решения задачи интерполяции параметров сигнала на межэлектродную область показан в нашей работе [6] на примере хирургической системы многоканального эпикардиального картирования.

Результаты работы с оценкой клинической эффективности системы будут опубликованы в изданиях медицинского профиля. С помощью разработанной ХБТС запланировано проведение исследований для безболевой эндокардиальной кардиоверсии, где система обеспечит поиск областей для селективного воздействия последовательностями электрических импульсов.

Заключение. Новизна полученных результатов заключается в разработке алгоритма идентификации аритмогенных областей миокарда с волнами возбуждения роторного типа на основе параллельного анализа фазовых характеристик сигналов электрограмм мультиэлектродных систем в окрестности доминантной частоты ФП (используемый для анализа диапазон 6–12 Гц).

Практическое преимущество предлагаемой системы заключается в высокой достоверности определения областей **локализованной** патологической активности благодаря наличию контрольных точек, связанных с позициями электродов и высокой скоростью вычислений, что позволяет представлять результаты исследования в реальном времени.

Система изготовлена путем модернизации клинической системы многоканальной регистрации и навигации. Система готова к клиническому применению.

Работа выполнена при поддержке грантов РФФИ 13-08-01343 и 13-08-98130.

Литература

1. A randomised comparison of Cartomerge vs. NavX fusion in the catheter ablation of atrial fibrillation: the CAVERN Trial / Finlay M.C., Hunter R.J. et al. // J Interv Card Electrophysiol. 2012. №33(2). P. 161–169.

2. Бокерия Л.А., Филатов А.Г., Ковалев А.С. Сравнительный анализ эффективности расширенной радиочастотной аблации зон функционального субстрата при различных формах фибрилляции предсердий // Анналы аритмологии. 2013. Т. 10, № 2. С. 111–120.

3. Сравнительный анализ процедуры С. Рарропе и анатомической аблации ганглионарных сплетений у пациентов с фибрилляцией предсердий / Е.А. Покушалов, А.Н. Туров и др. // Вестник аритмологии. 2011. № 64. С. 16–22.

4. Расширенная антральная изоляция легочных вен – новый способ лечения фибрилляции предсердий / С.Е. Мамчур, А.И. Оферкин, Е.А. Хоменко и др. // Вестник аритмологии. 2011. № 65. С. 33–38.

5. Федотов Н.М., Жарый С.В., Маликова Г.С. Применение клеточных автоматов для моделирования фибрилляции предсердий на триангулированной сфере // Электронные средства и системы управления: матер. докладов IX Междунар. науч.-практ. конф. (30–31 октября 2013 г.). Томск.

6. Хирургический комплекс для поиска аритмогенных источников методом многоканального эпикардиального картирования / Н.М. Федотов, Д.Ю. Ларионов, С.В. Жарый и др. // Доклады ТУСУРа. 2012. № 2 (22), ч. 2. С. 227–230.

7. Имитационное моделирование и визуализация электрической активности миокарда / Н.М. Федотов, С.В. Жарый, А.А. Шелупанов и др. // Изв. Том. политех. ун-та. 2009. Т. 315, № 5. С. 98–104.

8. Использование диагностического комплекса Амикард для устранения предсердной экстрасистолии из правой верхней легочной вены / А.Ш. Ревишвили, Е.А. Артюхина, А.Л. Лабазанова и др. // Вестник аритмологии. 2011. № 66. С. 59–61.

9. Treatment of Atrial Fibrillation by the Ablation of Localized Sources CONFIRM (Conventional Ablation for Atrial Fibrillation With or Without Focal Impulse and Rotor odulation) Trial / S.M. Narayan, D.E. Krummen, K. Shivkumar et al. // Journal of the American College of Cardiology. 2012. Vol. 60, №7. P. 628–636.

УДК 615.8

ОТБОР ИНФОРМАТИВНЫХ ПРИЗНАКОВ ДЛЯ НАЗНАЧЕНИЯ КОМПЛЕКСА ТЕРАПЕВТИЧЕСКОГО ЛЕЧЕНИЯ И.В. Горбунов

Представлен сравнительный анализ эффективности наиболее часто применяемых алгоритмов для отбора информативных признаков. Дано краткое описание алгоритма дерева решений С4.5 и набирающего популярность итеративного алгоритма поиска информативных признаков (Simba). Оба алгоритма опробованы на данных Томского НИИ курортологии и физиотерапии. В заключение показаны сильные и слабые стороны алгоритмов, а также результаты их применения для существующей системы рекомендаций по назначению лечебного терапевтического комплекса.

Ключевые слова: информативные признаки, классификация, деревья решений, методы, основанные на прибыли.

Задача отбора информативных признаков для терапевтического лечения. В современных курортологических организациях, как правило, существует несколько комплексов лечебной терапии. Выбор комплекса обычно производится по результатам анализов врачом. Кроме общих правил, врач полагается на опыт, наличие противопоказаний на некоторые компоненты и процедуры, используемые в терапевтических комплексах. В зрелых организациях сохраняются

ретроспективные данные и определена методика оценки улучшения состояния пациента после прохождения им назначенного комплекса. При наличии ранее названных факторов в целях повышения качества лечения создают рекомендательную систему, позволяющую спрогнозировать результат лечения для нового пациента по результатам его анализов. Одним из важных этапов при построении такой системы является отбор информативных признаков из ретроспективных данных, максимально влияющий на изменения интегрального индекса здоровья.

Постановка задачи. Эмпирической базой для работы над проектом являются клинические данные о пациентах, прошедших реабилитацию в ФГУ Томского НИИ курортологии и физиотерапии ФМБА России.

В данном НИИ изучалось функциональное состояние организма участников вооруженных конфликтов на основе более чем 50 показателей различных систем организма. Исследовались индивидуально-психологические особенности личности и выраженность симптомов постстрессовых нарушений.

Состояние вегетативной нервной системы оценивали методом кардиоинтервалографии по Баевскому. Изучалась динамика показателей: кортизола и инсулина – основных гормонов, обеспечивающих процессы стресса и адаптации, тестостерона, пролактина, ТТГ, ТЗ, Т4. Кроме этого, проводились исследования иммунного статуса, липидного обмена с расчетом индекса атерогенности и систем перекисного окисления липидов и антиоксидантной защиты. На основании совокупности данных вычисляется индекс функционального напряжения организма FNO. При этом увеличение величины индекса FNO в динамике наблюдения свидетельствует об усилении степени функционального напряжения организма, а уменьшение – о нормализации нарушенных функций. Соответственно выходным интегральным индексом здоровья может служить FNO_koef = FNO(до)/ FNO(после). Величина данного индекса свидетельствует об эффективности лечения для конкретного пациента [1].

Если FNO_koef > 1, то это значит, что у пациента наступили заметные улучшения после прохождения назначенного ему курса лечения, в противном случае – заметных улучшений не наблюдается.

В зависимости от значения FNO_koef пациенты были отнесены к одному из двух классов:

• класс 1 – сколько-нибудь значимого изменения состояния не произошло;

• класс 2 – произошло улучшение состояния пациента.

Задача отобрать из имеющихся входных ретроспективных данных наиболее информативные. Для этого были применены алгоритмы поиска информативных признаков для задачи классификации: алгоритм построения дерева решений С4.5 [2] и итеративный поисковый алгоритм на основе прибыли (Simba) [3]. Их описание представлено ниже.

Алгоритм построения дерева решения C4.5. Наиболее понятно и кратко алгоритм построения дерева решений C4.5 можно представить в виде блоксхемы ппоказанной на рис. 1, где множества $T_1, T_2, ..., T_n$ получены при разбиении исходного множества T по проверке X.

Наиболее полезное свойство, позволяющее использовать данный алгоритм построения дерева решений, заключается в том, что верхние вершины содержат наиболее информативные признаки, значит, нижние ветви могут быть отсечены и заменены на листья, исключая, таким образом, наиболее несущественные признаки [4].



Рис. 1. Блок-схема алгоритма С4.5

Итеративный алгоритм поиска информативных признаков на основе прибыли. Наиболее полно данный алгоритм (Simba) представлен в статье [3], поэтому остановимся только на ключевых моментах. За основу взята идея построения функции прибыли за включение каждого отдельного наблюдения во всю таблицу наблюдения, во взвешенном пространстве по каждому признаку:

$$\theta_{\mathbf{P}}^{\mathbf{W}}(\mathbf{x}) = \frac{1}{2} (\|\mathbf{x} - \operatorname{nearmiss}(\mathbf{x}, \mathbf{w})\|_{\mathbf{W}} - \|\mathbf{x} - \operatorname{nearhit}(\mathbf{x}, \mathbf{w})\|_{\mathbf{W}}),$$

где **Р** – таблица наблюдения; **w** – вектор весов для каждого признака $w_i \in [0; 1]$; **x** – наблюдение из таблицы наблюдений **x** \in **P**; nearmiss(**x**,**w**) – функция, находящая наиболее близкую точку, отличную от **x**, во взвешенном пространстве из таблицы наблюдения **P**, но с отличающимся выходным классом; nearhit(**x**, **w**) – функция, находящая наиболее близкую точку, отличную от **x**, во взвешенном пространстве из таблицы наблюдения **P**, с таким же выходным классом, как у наблюдения **x**; $||\mathbf{z}||_w$ – норма расстояния во взвешенном пространстве, рассчитывается следующим образом: $\|\mathbf{z}\|_w = \sqrt{\sum_i w_i^2 z_i^2}$.

Тогда критерием подбора значения весов каждому входному признаку служит максимизация прибыли от каждой точки таблицы наблюдения **P**:

$$\mathbf{e}(\mathbf{w}) = \sum_{\mathbf{x} \in \mathbf{P}} \theta_{\mathbf{P}}^{\mathbf{w}}(\mathbf{x}) \to \max .$$
 (1)

Для максимизации выражения (1) используется градиент, принимающий следующий вид:

$$\frac{\partial e(\mathbf{w})}{\partial w_i} = \sum_{\mathbf{x} \in \mathbf{P}} \left[\left(\frac{(\mathbf{x}_i - \text{nearmiss}(\mathbf{x}, \mathbf{w})_i)^2}{\|\mathbf{x} - \text{nearmiss}(\mathbf{x}, \mathbf{w})\|_{\mathbf{w}}} - \frac{(\mathbf{x}_i - \text{nearhit}(\mathbf{x}, \mathbf{w})_i)^2}{\|\mathbf{x} - \text{nearhit}(\mathbf{x}, \mathbf{w})\|_{\mathbf{w}}} \right] w_i \right].$$
(2)

Тогда можно представить итеративный алгоритм поиска информативных признаков на основе прибыли следующим псевдокодом [3]:

Шаг 1. Инициализировать вектор весов w: = {1, 1, ..., 1}.

Шаг 2. Пока z < Максимального Количества Итерации Делать.

Шаг 2.1. Выбрать случайно одну из точек таблицы наблюдения P, x:=Random(P).

Шаг 2.2. Найти для выбранной точки \mathbf{x} значение функций nearmiss(\mathbf{x} , \mathbf{w}) и nearhit(\mathbf{x} , \mathbf{w}).

Шаг 2.3. Рассчитать градиент функции (1) в точке **x**, по формуле (2) по ка-. , $\partial e(\mathbf{w})$

ждому входному признаку *i*,
$$d_i := \frac{\partial V(w)}{\partial w_i}$$

Шаг 2.4. Обновить вектор весов w, w:=w+d.

Шаг 3. Нормировать вектора весов **w** по каждому входному признаку $w_i := \frac{w_i}{w_i}$.

 $w_i = \frac{1}{\max(\mathbf{w})}$

Стоит учесть, что представленный алгоритм всего лишь ранжирует полезность входных признаков с точки зрения прибыли, а вот отбор производится устанавливанием нижней границы по значению вектора весов, признаки, у которых вес меньше указанной границы, отсеиваются.

Анализ результатов. Для начала приведем список информативных признаков по каждому алгоритму для каждого терапевтического комплекса (табл. 1), ранжировав их полезность сверху вниз.

Таблица 1

Комплекс	1	2	3	4	5
C4.5	TST, Ks, Fs, A1, FNO, S4, TTG, B	TST, S2, KZIS, B, TTG, F	Ls, IS, S6, A1, S3, S10, Di, KZ, L	S7, B, T3, S1, S10, T4, S6	S9, D, KZ, T3, S8, T4, Ls, TST, S7
Simba	TST, S6, Fs, C, S2, S10, Ks, Prl	TST, B, IS, TTG, A1, D	S9, S3, KZ, S4, KZIS, FS, Ls, s10, D	T3, T4, KZ, C, IS, Di, S7	Ag, D, KZ, A1, S7, IS, T4, FNO, KZIS

Информативные признаки для каждого терапевтического комплекса

Как видно из табл. 1, решения алгоритмов очень разнятся, совпадают лишь от 33 до 44%.

Поэтому без дополнительной проверки на эффективность работы не обойтись. Поэтому в табл. 2 будут представлены результаты классификации по данным признакам, в качестве классификатора будет использоваться дерево реше-

ний C4.5 по полученным деревом признакам, а также нечеткий классификатор (HK), подробное описание которого приведено в статье [5], который будет работать как с информативными признаками полученными C.5 и Simba. Эксперимент будет проводиться по схеме кросс-валидации [6] при соотношении обучающей и тестовой выборки 80:20% соответственно.

Комплекс Процент правильно классифицированных Выборка Классификатор 1 2 3 4 5 97.5 82.7 90.8 77.5 92.8 Обучающая С4.5 (признаки С4.5) Тестовая 66,66 50,77 62,87 62,85 64,38 78,28 88,08 81,49 81,69 66,11 Обучающая НК (признаки С4.5) Тестовая 68,75 67,26 64,67 65,36 66,11 Обучающая 81,49 81,44 75,88 77,79 86,58 НК (признаки Simba) 65,48 69,44 Тестовая 64,30 64,95 66,13

Результаты классификации по выбранным информативным признакам

Таблица 2

Заключение. На основе содержания статьи можно сделать следующие выводы:

1. От выбранного подхода и алгоритма отбора информативных признаков, получаемые входные признаки сильно разнятся, если количество образцов в выборке невелико при достаточно большом пространстве поиска. Для представленных алгоритмов информативные признаки совпали на 33–44% в зависимости от терапевтического комплекса.

2. Несмотря на убедительную победу алгоритма C4.5 при отборе признаков и классификации по всем лечебным комплексам кроме 4-го, эти результаты полностью нивелируются проигрышем по всем комплексам на тестовых выборках.

3. При равных количествах входных признаков для дерева C4,5 и алгоритма Simba и использовании нечеткого классификатора, их результаты по тестовой выборке почти не различимы.

4. Требуется дополнительное изучение и подбор значения нижней границы для алгоритма Simba.

Работа выполнена при финансовой поддержке РГНФ (проект 12-06-12008) и РФФИ (проект 12-07-00055).

Литература

1. Методы вычислительного интеллекта в прогнозировании эффективности немедикаментозного лечения / А.А. Зайцев, И.А. Ходашинский, П.А. Дудин и др. // Матер. V Междунар. науч. конф. (заочной) «Системный анализ в медицине». (САМ– 2011) 25–26 мая 2011 г. Благовещенск, 2011. С. 25–28.

2. Quinlan J. R. C4.5: Programs for Machine Learning. San Mateo: Morgan Kaufmann Publishers Inc., 1993. 302 p.

3. Ran G.B., Amir N., Naftali T. Margin based feature selection-theory and algorithms, in: Proceedings of the 21st International Conference on Machine Learning. Canada, 2004. P. 43–54.

4. Quinlan J.R. Improved Use of Continuous Attributes in C4.5 (англ.) // Journal of Artificial Intelligence Research. 1996. Vol. 4. Р. 77–90.

5. Горбунов И.В. Построение нечетких классификаторов на основе алгоритма пчелиной колонии / И.В. Горбунов, И.А. Ходашинский // Матер. Всерос. конф. с междунар. участием «Знания – Онтологии – Теории» (ЗОНТ–2011). Новосибирск, 3– 5 октября 2011 г. М.: Институт математики им. С.Л. Соболева, 2011. Т. 2. С. 117–126.



УДК 621.396.41

ПРОТОТИП ПОРТАТИВНОГО АУДИОМЕТРА М.В. Горбунов, П.К. Звеглянич, И.А. Лысенко, М.А. Михеев, Л.А. Патрашану Научный руководитель – Р.В. Мещеряков

Предложена разработка портативного аудиометра, основанного на воздушном и костном звукопроведении. Разработан алгоритм работы аудиометра, составлены функциональная и электрическая схемы исследуемого устройства. Ключевые слова: аудиометр, костная проводимость, воздушная проводимость, функциональная схема, электрическая схема.

Цель и актуальность проекта. Целью проекта является создание электроакустического прибора для измерения остроты слуха – аудиометра, основанного на воздушной и костной проводимости. Аудиометры предназначены для оценки функционального состояния слухового анализатора человека путем определения порогов слышимости по воздушному и костному звукопроведению путем сравнения слуха обследуемого с характеристиками, эквивалентными порогу слышимости нормального человека.

Актуальность проблемы обусловлена, прежде всего, необходимостью оказания специализированной помощи пациентам с ушной патологией. По данным статистики Всемирной организации здравоохранения, 7% населения страдают нарушением слуховой функции. По данным Минздрава России, нарушениями слуха в нашей стране страдают примерно 6% населения. В России насчитывается 12 млн больных с нарушением слуха, в том числе детей и подростков более 600 тыс. Чем раньше нарушение слуха диагностировано и начато адекватное лечение, тем более вероятен успех терапии и выздоровление пациента. Существующие в арсенале врача-оториноларинголога методы (исследование восприятия речи) и приборы (камертон) зачастую позволяют оценить слух только приблизительно.

Важно отметить, что существующие скрининговые аудиометры могут анализировать только воздушную проводимость и только в узком диапазоне частот. Однако это не позволяет нам провести дифференциальную диагностику сенсоневральной тугоухости и вовремя начать лечение. Применение портативного скринингового аудиометра позволит врачам-отоларингологам своевременно направлять пациентов на хирургическое лечение. Также портативный прибор легко перевозить, а значит, можно использовать на выезде, в телеметрической медицине. В перспективе портативный аудиометр может быть у каждого отоларинголога в кабинете. Таким образом, для практического здравоохранения крайне актуальным является вопрос создания недорогого портативного диагностического устройства, позволяющего провести полное исследование слуха у пациента, свое-

временно назначить лечение и предотвратить стойкую тугоухость и инвалидность больных. Организация производства в г. Томске позволит значительно снизить цену прибора и создать дополнительные рабочие места. Портативный аудиометр представлен на рис. 1.

Разработка портативного аудиометра. На данном этапе разработки аудиометра составлены функциональная и электрическая схемы.



Рис. 1. Портативный аудиометр

Функциональная схема предназначена для разъяснения процессов, происходящих в отдельных функциональных цепях изделия или изделии в целом. На схеме изображены функциональные части изделия (элементы, устройства, функциональные группы) и связи между ними. Функциональная схема представлена на рис. 2.



Рис. 2. Функциональная схема аудиометра: П – преобразователь напряжения питания; ИМС – интегральная микросхема ISD1416; У – усилительный каскад; И – излучатель вибрации; DMX – демультиплексор; ША – шина адреса

Опираясь на составленную функциональную схему исследуемого устройства, была разработана электрическая схема аудиометра, представленная на рис. 3.

Электрическая схема – это чертеж, на котором показано упрощенное и наглядное изображение связи между отдельными элементами электрической цепи, выполненной с применением условных графических обозначений и позволяющей понять принцип действия устройства.

Данные схемы соответствуют ГОСТ 27072-86 «Генераторы сигналов диагностические звуковые. Аудиометры. Общие технические требования и методы испытаний».

Алгоритм работы устройства будет заключаться в следующем:

1. Выбор вида проводимости с помощью переключателя – костной или воздушной.

2. Пользователь при помощи кнопок управления выбирает необходимую вид и интенсивность сигнала.

3. Выбор вида проводимости с помощью переключателя – костной или воздушной.

4. Микроконтроллер на встроенном ЦАП выдает сигнал с неоткалиброванным размахом напряжения.

5. На демультиплексоре сигнал направляется на калибровочные усилители (в зависимости от частоты). Демультиплексором управляет контроллер, задавая необходимый адрес.

6. На калибровочных усилителях реализуется необходимый размах напряжения.

7. Частота и уровень выбранного сигнала отображаются на индикационной панели, состоящей из 12 светодиодов.



Рис. 3. Электрическая схема разрабатываемого устройства: DA1,2,4 – стабилизатор напряжения; DA3 – демультиплексор; DA5,6 – микросхемы усилителей; BQ1 – кристалл, задающий «вибрации»; SB1,2 – кнопки «вверх» и «вниз»; XT1 – шлейф управления микросхемой (доп. питание, управление и программирование схемы)

Ядром проектируемого аудиометра будет являться микроконтроллер. Предполагается, что микроконтроллер будет отвечать за генерацию необходимых сигналов для костного и воздушного вибраторов: шести синусоид разной частоты, шума и голоса. Вид сигнала и частота выбираются с помощью переключателей. Светодиоды сигнализируют, какой именно сигнал мы выбрали. Использование светодиодов позволит нам сэкономить как на себестоимости прибора, так и на энергии.

Сигнал будет подаваться в ухо пациента либо через наушник (исследование воздушной проводимости), либо через костный вибратор (исследование костной проводимости). Пациенту будут предъявлены звуки различных частот с разной интенсивностью. Когда пациент услышит звук, он сообщит об этом, нажимая сигнальную кнопку. По результатам измерений будет построена аудиограмма, которая необходима для правильного выбора и настройки слуховых аппаратов.

На данном этапе проектирования устройства планируется определиться с элементами сборки, провести компоновку и трассировку элементов на плате.

Следующим этапом разработки предполагается сборка прибора и проведение испытаний. Также по возможности планируется уменьшить размеры прибора по сравнению с аналогами. Себестоимость продукта также обещает быть несколько ниже, чем у существующих приборов.

Литература

1. Альтман Я.А., Таварткиладзе Г.А. Руководство по аудиологии. М.: ДМК Пресс, 2003. 360 с.

2. Базаров В.Г., Лисовский В.А., Мороз Б.С., Токарев О.П. Основы аудиологии и слухопротезирования. М.: Медицина, 1984. 256 с.

УДК 616-72

УЛЬТРАЗВУКОВОЙ КОНТРОЛЬ АБЛЯЦИИ С ПРИМЕНЕНИЕМ ЭПИКАРДИАЛЬНОГО ЭЛЕКТРОДА *А.М. Машуков, Н.М. Федотов*

Получены иллюстрации повреждения миокарда. На основании полученных экспериментальным путем данных можно приступить к созданию опытного образца: предложена схема конструкции.

Ключевые слова: абляция, ультразвуковой контроль, аблятор.

Фибрилляция предсердий (ФП, синоним: мерцательная аритмия) – разновидность наджелудочковой тахиаритмии с хаотической электрической активностью предсердий с частотой импульсов 350–700 в мин, что исключает возможность их координированного сокращения [1]. Это одна из наиболее распространённых аритмий [2]. Для лечения фибрилляции предсердий во время хирургических операций на открытом сердце применяют комплекс для проведения абляции, в который входит аблятор, электрод, система охлаждения, систем трехмерной навигации электродов, а также блоки для управления воздействием на миокард. Лечение происходит путем создания повреждений миокарда для блокирования прохождения волн возбуждения. Существует проблема при операции на открытом сердце с использованием аблятора: отсутствие контроля повреждающего действия абляции.

Во время операции хирург может слишком долго продержать электрод на одном участке миокарда. В результате чего происходит перегрев зоны абляции и возникают нежелательные повреждения миокарда: возникает пузырь, который при дальнейшем нагреве взрывается. Зону, где произошел разрыв миокарда, необходимо зашивать, что отнимает время у хирурга и несет опасность для пациента.

Цель работы: создать систему по контролю глубины повреждения для эпикардиальной абляции.

Для начала исследования возможности реализации контроля абляции с использованием высокочастотных ультразвуковых датчиков были проведены серии экспериментов. Выбор ультразвуковых датчиков в качестве контроля повреждений обусловливается следующим: ультразвук малой интенсивности (до 1,5 Вт/см2) вызывает изменения физико-химических реакций организма, ускоряет обменные процессы, осуществляет слабое нагревание ткани и не приводит к морфологическим нарушениям внутри клеток, т.е. применение ультразвука малой интенсивности позволит контролировать повреждения в процессе абляции, не внося существенных изменений на клетки миокарда.

Эксперименты проводились на сердце животного, схожего по структуре с сердцем человека. Было использовано следующее оборудование: аблятор, система охлаждения электрода, аппарат для ультразвукового исследования (УЗИ). Сняты картинки с аппарата УЗИ, которые иллюстрируют наличие повреждения при проведении абляции (рис. 1).



Рис. 1. Визуализация повреждений при проведении воздействия на миокард

Ультразвук при соприкосновении с участками, подвергшимися воздействию радиочастотной абляции, частично проходит на глубину, а частично отражается. Коэффициент поглощения участков после абляции и коэффициент поглощения участков до абляции отличаются. Принцип метода получения разной картинки основан на свойстве ультразвука: чем больше разность ультразвукового сопротивления на границе сред, тем сильнее степень отражения, которая зависит также от угла падения луча на поверхность раздела сред [3].

Так как в процессе абляции происходит изменение структуры миокарда, то меняется величина акустического сопротивления. При падении ультразвуковой

волны в акустическую границу (граница между двумя материалами с разным импедансом) часть ультразвуковой энергии отражается, а часть продолжает свое перемещение в материале. Из изложенных фактов следует: при изменении структуры миокарда будет меняться параметр материала – акустическое сопротивление; следовательно, будет меняться параметр ультразвуковой волны – величина отраженной энергии. Если направить ультразвуковой датчик на ткань сердца, принимать непрерывно эхо-сигналы от ткани сердца и производить абляции, то можно будет наблюдать изменении в эхо-сигнале – изменение амплитуды эхосигнала. По этому параметру можно выполнить оценку повреждения – глубины, определение критической отметки, после которой произойдет разрыв миокарда.

Звуковое поле датчика разделяется на две зоны: поля в дальней и ближней зоне (рис. 2). Поле в ближней зоне – это участок, расположенный непосредственно перед датчиком, где амплитуда эхо-сигнала проходит несколько серий максимумов и минимумов и заканчивается в последнем минимуме на расстоянии N от датчика. Положение последнего минимума определяет протяженность ближнего поля (N или Y_0^+) и является естественным фокусом датчика. Дальнее поле – площадь за N, где давление звукового поля ослабевает и стремится к нулю.



Рис. 2. Звуковое поле

При выборе датчика, подходящего для проведения определенного исследования, помимо ближнего поля, необходимо также знать длину волны и фокусную зону (рис. 3).



Рис. 3. Фокусная зона ультразвукового датчика (Z_B – начало фокусной зоны; F_Z – фокусная зона; Z_E – конец фокусной зоны; D – диаметр пьезоэлемента)

Ультразвуковой датчик ACCUSCAN-S A310S-SM/VIDOSCAN V310-SM с размером пьезоэлемента 6 мм, частотой 5 МГц, точечным фокусом от 1,1 мм до 2,5 м и протяженностью ближнего поля 33 мм. Данный датчик позволит произвести необходимый контроль уровня повреждения при проведении эпикардиальной абляции.

Структурная схема абляционного оборудования для эпикардиальной абляции, дополненная ультразвуковым датчиком на рис. 4.



Рис. 4. Структурная схема, необходимая для эпикардиальной абляции

Заключение. В результате экспериментов получены предпосылки к созданию опытного образца и проведению детальных исследований. Разработка ультразвукового контроля абляции имеет большое значение в медицине: позволит врачу иметь больше контроля в ходе проведения операции, позволит исключить случаи возникновения разрывов миокарда при проведении абляции.

Ультразвуковой контроль абляции является уже давно исследуемой темой: зарубежные ученые создали эндокардиальный электрод с встроенным ультразвуковым датчиком.

На данный момент нет рабочего инструмента с ультразвуковым контролем.

Литература

1. Струтынский А.В. Электрокардиограмма. Анализ и интерпретация. М.: МЕДпресс-информ, 2009. 224 с.

2. Wyndham CRC (2000). Atrial Fibrillation: The Most Common Arrhythmia // Texas Heart Institute Journal. №27 (3). P. 257–67.

3. Медицинская справочная [Электронный ресурс]. Режим доступа: http://medarticle.moslek.ru/articles/48355.htm, свободный (дата обращения: 15.10.2013).

4. Болотина И.О., Солдатов А.И., Цехановский С.А. Применение ультразвука в медицине. Томск: Изд-во Том. политех. ун-та, 2008. 202 с.

УДК 616-72; 534.08 **РАЗРАБОТКА ХИРУРГИЧЕСКОГО ИНСТРУМЕНТА** ДЛЯ ЭПИКАРДИАЛЬНОЙ АБЛЯЦИИ МИОКАРДА С УЛЬТРАЗВУКОВЫМ КОНТРОЛЕМ ГЛУБИНЫ ПОВРЕЖДЕНИЯ *А.М. Машуков, Н.М. Федотов*

Показана возможность эффективного применения ультразвука для контроля глубины и степени повреждения миокарда при выполнении эпикардиальной радиочастотной абляции при лечении фибрилляции предсердий, что позволит предотвратить разрушение целостности структуры миокарда и повысит безопасность выполнения процедуры. Определены требования к элементам конструкции и ультразвуковому датчику хирургического инструмента. Ключевые слова: фибрилляция предсердий, радиочастотная абляция, ультразвук, глубина повреждения.

В ходе открытых кардиохирургических операций с целью предупреждения развития фибрилляции предсердий или ее прекращения выполняют процедуру Cox-Maze (или ее модификации) для повреждения аритмогенной области сердца [1]. Для данной процедуры используют, в частности, радиочастотный хирургический инструмент в виде стержня, на рабочий наконечник которого подается высокочастотный ток, нагревающий ткани сердца и вызывающий тепловое повреждение белковых структур миокарда [2]. Инструмент удобен для использования, но при работе с ним сложно контролировать степень и глубину повреждения ткани. Если глубины повреждения недостаточно, полной изоляции не будет, лечебный эффект также достигнут не будет. Если воздействие чрезмерно, может произойти разрушение целостности стенки предсердия из-за перегрева и взрывного начала кипения внутри миокарда. Зону, где произошел разрыв миокарда, необходимо зашивать, что увеличивает время операции и несет дополнительный риск осложнений для пациента.

Для контроля размера хирургического повреждения миокарда можно использовать ультразвук. Уже проводятся исследования на животных по тестированию эндокардиальных катетеров-электродов с ультразвуковым контролем глубины повреждения [3].

Цель работы: разработка радиочастотного хирургического инструмента, обеспечивающего повышение безопасности эпикардиальной абляции миокарда с помощью ультразвукового контроля степени и глубины повреждения.

Применение ультразвука должно позволить контролировать повреждения в процессе абляции. Для исследования возможности реализации контроля абляции с использованием высокочастотных ультразвуковых датчиков было проведено несколько экспериментов. Эксперименты проводились на сердце животного. Было использовано следующее оборудование: радиочастотный аблятор, система охлаждения наконечника электрода, аппарат для ультразвукового исследования с секторным датчиком (УЗИ). Запись изображения с аппарата УЗИ, на котором наблюдаются повреждения при проведении абляции, показана на рис. 1.

Принцип работы разрабатываемого устройства основан на свойстве отражения ультразвука на границе двух сред с разной акустической плотностью или ультразвуковым сопротивлением [4]. Степень отражения находится в пропорциональной зависимости от разности ультразвукового сопротивления на границе сред. Максимальная глубина повреждения при радиочастотной абляции 6–7 мм.


Размер области контроля не превышает 10–15 мм. Разрешающая способность устройства зависит от частоты ультразвука. Для получения разрешающей способности в 0,5 мм частота ультразвука должна быть не менее 5 МГц. В мягких тканях человека скорость ультразвука в среднем равна 1,5 км/с.



Рис. 1. Визуализация повреждений при проведении воздействия на миокард

Так как в процессе абляции происходит изменение структуры миокарда, то меняется величина акустического сопротивления. При падении ультразвуковой волны в акустическую границу (граница между двумя материалами с разным импедансом) часть ультразвуковой энергии отражается, а часть продолжает свое перемещение в материале. Из изложенных фактов следует: при изменении структуры миокарда будет меняться характеристика материала – акустическое сопротивление; следовательно, будет меняться параметр ультразвуковой волны – величина отраженной энергии. Если направить ультразвуковой датчик на ткань сердца, принимать непрерывно эхо-сигналы от ткани сердца и производить абляцию, то можно будет наблюдать изменения в эхо-сигнале – изменение амплитуды эхо-сигнала. По этому параметру можно выполнить оценку глубины повреждения. Степень повреждения будет определяться по характеру отражений из коагулированной части миокарда, где будет необходимо определить критическое уровни отраженного сигнала, после превышения которых произойдет разрыв миокарда.

Звуковое поле ультразвукового датчика разделяется на две зоны: поля в дальней и ближней зоне (рис. 2) [4]. Поле в ближней зоне – это участок, расположенный непосредственно перед датчиком, где амплитуда эхо-сигнала проходит несколько серий максимумов и минимумов и заканчивается в последнем минимуме на расстоянии N от датчика. Положение последнего минимума определяет протяженность ближнего поля и является естественным фокусом датчика. Дальнее поле – площадь за N, где давление звукового поля ослабевает и стремится к нулю.



При выборе датчика, подходящего для проведения определенного исследования, помимо ближнего поля, необходимо также знать длину волны и фокусную зону (рис. 3).



Рис. 3. Фокусная зона ультразвукового датчика (Z_B – начало фокусной зоны; F_Z – фокусная зона; Z_E – конец фокусной зоны; D – диаметр пьезоэлемента)

Для проведения исследований и изготовления рабочего макета устройства выбран ультразвуковой датчик ACCUSCAN-S A310S-SM/VIDOSCAN V310-SM с размером пьезоэлемента 6 мм, частотой 5 МГц, точечным фокусом от 1,1 мм до 2,5 м и протяженностью ближнего поля 33 мм. Характеристики датчика позволяют использовать его для решения поставленной задачи.

Схема выполнения радиочастотной эпикардиальной абляции с включением системы ультразвукового контроля представлена на рис. 4.



Рис. 4. Схема применения ультразвукового контроля размера повреждения во время радиочастотной эпикардиальной абляции

Заключение. Ультразвуковой контроль абляции является перспективным способом для повышения безопасности процедуры радиочастотной абляции как при использовании эндокардиальных систем, так и при использовании эпикардиальных систем. Разработка хирургического инструмента с ультразвукоым контролем абляции позволит врачу иметь больше информации в ходе проведения операции, позволит исключить случаи разрушения целостности миокарда.

В данной работе представлены результаты разработки, которые могут служить основанием для проведения детальных исследований по контролю повреждающего действия абляции, перегреву зоны абляции, контролю достижения трансмуральности повреждения на всю толщину стенки предсердий и созданию опытного образца хирургического инструмента.

Литература

1. Бокерия Л.А. Результаты хирургического лечения фибрилляции предсердий у пациентов с пороками сердца / Л.А. Бокерия, А.Ш. Ревишвили, А.В. Шмуль и др. // Анналы аритмологии. 2012. № 4. С. 14–22.

2. Cardioblate Surgical Ablation Pens [Электронный ресурс]. Режим доступа: http://www.medtronic.com/for-healthcare-professionals/products-therapies/cardiovascular/ ablation-products-surgical/cardioblate-surgical-ablation-pen/ свободный (дата обращения: 24.10.2013).

3. Real-time lesion assessment using a novel combined ultrasound and radiofrequency ablation catheter / Wright M., Harks E., Deladi S. et al. // Heart Rhythm. 2011. N_{28} (2). P. 304–312.

4. Болотина И.О., Солдатов А.И., Цехановский С.А. Применение ультразвука в медицине: учеб. пособие. Томск: Изд-во Том. политех. ун-та, 2008. 205 с.

УДК 616.31

О ПОДХОДЕ К МОДЕЛИРОВАНИЮ ЭЛЕМЕНТОВ РЕЧЕВОГО ТРАКТА *Р.Ф. Нигматуллин, Р.В. Мещеряков, В.П. Коцубинский*

Предложен новый подход к моделированию речевого тракта человека, включающий дополнение в стандартную речевую секцию, обусловленное кольцами мягких тканей, имеющихся в трахее.

Ключевые слова: речевая секция, сопротивление, проводимость, трахея.

Представление речевого тракта в виде эквивалентной электрической схемы основывается на понятии акустического импеданса [1], определяемого как отношение звукового давления к объемной скорости. Преимущество использования именно акустического импеданса определяется непрерывностью изменения как объемной скорости, так и звукового давления в пределах всей системы резонирующих полостей.

Первая попытка формализации процессов речеобразования была предпринята с использованием основного закона колебания воздуха в узких трубах. Одним из первых, кто воспользовался для описания процессов в речеобразующем тракте данным подходом, был Фант [1]. Он качественно описал процессы в речеобразующем тракте при условии, что сечения не зависят от времени (трубы с жесткими стенами), но в дальнейшем воспользовался соответствующим электрическим аналогом, широко используемым для описания акустических процессов [2].

Если рассматривать речеобразующий тракт как каскадное соединение четырехполюсников, то можно представлять его в виде большого числа последовательно соединённых электрических звеньев, каждое из которых является эквивалентом небольшого участка речевого тракта. Такой участок вполне можно рассматривать как короткий цилиндр с поперечным сечением, равным поперечному сечению речевого тракта на заданном расстоянии от гортани. В монографии Фанта [1] представлены один из таких цилиндров и его электрические аналоги для осевых колебаний. Каждый из электрических аналогов, имитирующих речевую секцию, можно представить в виде Т-звеньев (рис. 1).



Рис. 1. Электрический аналог секции трубы

Здесь R – сопротивление, отвечающее за потери на вязкость и температуру на границе секции, G – проводимость, обусловленная теплопроводностью стенок секции, C – податливость, способность к расширению и сжатию объема секции под давлением, L – инерционность, обусловленная массой воздуха.

В работе [3] предлагается для некоторых элементов речеобразующего тракта отойти от подхода моделирования трубами постоянного сечения, так как податливость мягких тканей, например в трахее, очень высока и такой подход себя не оправдает.

Так как трахея состоит из хрящей, соединенных друг с другом элементами мягких тканей, то моделирование процессов речеобразования в трахее целесообразнее всего проводить, используя последовательно соединенные Т-звенья, в которых попеременно добавлена ветвь сопротивления, инерционности и податливости мягких тканей (рис. 2).



Рис. 2. Электрический аналог секции трубы для межхрящевых отделов гортани

На рис. 2 $L_{\text{м.т.}}$, $R_{\text{м.т.}}$ и $C_{\text{м.т.}}$ – инерционность, сопротивление и податливость мягких тканей соответственно.

Таким образом, может быть использована модель одновременной маскировки в речевом сигнале [4] с возможностью адаптивной фильтрации на уровне голосового приемника формируемого речевого сигнала голосовым источником.



Литература

1. Фант Г. Акустическая теория речеобразования / пер. с англ. М.: Наука, 1964. 264 с.

2. Сорокин В.Н. Теория речеобразования. М.: Радио и связь, 1985. 312 с.

3. Harper P., Kraman S.S., Pasterkamp H., Wodicka G.R. An acoustic model of the respiratory tract // IEEE Transactions on biomedical engineering. 2001. Vol. 48, № 5.

4. Конев А.А., Коцубинский В.П., Мещеряков Р.В. Анализ структуры вокализованных звуков после одновременной маскировки // Акустика речи. Медицинская и биологическая акустика. Архитектурная и строительная акустика. Шумы и вибрации: сб. тр. науч. конф. «Сессия Научного совета РАН по акустике и XXIV сессия Российского акустического общества». Т. 3. М.: ГЕОС, 2011. С. 31–34.

УДК 621.389

К ВЛИЯНИЮ МОДУЛИРОВАННЫХ ИМПУЛЬСОВ СВЕТА НА ФУНКЦИОНАЛЬНОЕ СОСТОЯНИЕ ЧЕЛОВЕКА Д.А. Овчинников, В.А. Бойко, Е.В. Бугров, А.А. Бомбизов, М.Н. Романовский

Представлены результаты экспериментального исследования влияния визуальной стимуляции (ВС) на вариабельность сердечного ритма человека. Показана эффективность применения аппаратов ВС в режиме психоэмоциональной коррекции для нормализации активности регуляторных систем. Ключевые слова: визуальная стимуляция, функциональное состояние, вариабельность сердечного ритма.

Успешность деятельности человека, в том числе и при обучении, зависит от его функционального состояния (ФС) [1]. Одной из основных характеристик ФС (функциональных резервов, адаптационных возможностей) является степень напряжения регуляторных систем.

Коррекция ФС возможна путем ритмичного воздействия на организм импульсами слабого электрического тока, световыми импульсами (визуальная стимуляция – ВС), звуковыми, тактильными и другими стимулами [2]. На кафедре КУДР ТУСУРа с участием студентов разработано несколько модификаций аппаратов ВС [3–5], обеспечивающих поочередное воздействие на периферические поля зрения левого и правого глаза модулированных импульсов света определенной длины волны. Представляют интерес исследования эффективности и совершенствование методики применения указанных аппаратов.

Цель настоящей работы – экспериментальный анализ влияния аппаратов ВС в режиме психоэмоциональной коррекции на степень напряжения регуляторных систем.

Методика эксперимента. В работе участвовали студенты – 3 женщины и 12 мужчин в возрасте 20–22 года. Использовали аппарат ВС [5] с параметрами (рис. 1): длительность импульса света ($T_{\rm H}$) – 4 с; цвет излучения – зеленый, длина волны – 525 нм; мощность в максимуме импульса света – 7,5 мкВт; время переключения излучателей $a-\delta$ (T_3) – 1 с; длительность импульса модуляции ($T_{\rm M}$) – 0,2 мс; частота следования импульсов модуляции ($1/T_{\rm H}$) – 9,2 Гц; глубина модуляции – 100%. Длительность сеанса ВС – 5 мин.



Рис. 1. Сигналы управления правым (а) и левым (б) излучателями

Степень напряжения регуляторных систем участников оценивали по вариабельности сердечного ритма (ВСР) [6]. Кардиоинтервалограммы (КИГ) записывали в течение 5 мин в стандартных условиях после адаптации испытуемого в спокойном состоянии. Регистрацию и запись КИГ проводили непосредственно до и после сеанса ВС с помощью аппаратно-программного комплекса «Варикард». Электроды налагались на запястья рук и ног по стандартной схеме.

Проведено 5 аналогичных экспериментов с интервалом в 1 неделю. Для определения показателей ВСР использовали встроенные программы комплекса «Варикард». Статистическую обработку проводили с использованием программы Statistica 7. Для оценки однородности попарно связанных выборок показателей до и после сеанса ВС (*p* – уровень, *n* = 15) применяли непараметрический критерий Вилкоксона.

Результаты и обсуждение. В табл. 1 представлены медианы частоты пульса (HR), среднего квадратичного отклонения кардиоинтервалов (SD), показателя активности парасимпатического звена вегетативной регуляции (RMSSD), а также *p*-уровни по Вилкоксону для попарно связанных выборок соответствующих параметров до и после сеанса BC.

Таблица 1

N₂	HR, уд	HR, уд./мин.		SD,	мс	D	RMSSD, мс		D
эксп.	До ВС	После	$P_{\rm HR}$	До ВС	После	I SD	До ВС	После	P _{RMSSD}
1	78	67	0,002	55	69	0,0039	33	42	0,014
2	77	69	0,0006	52	68	0,0049	36	44	0,005
3	80	70	0,008	60	64	0,0550	27	43	0,004
4	82	69	0,001	54	65	0,0017	31	41	0,007
5	80	70	0,001	58	70	0,0320	33	43	0,040

Медианы временных показателей ВСР до и после ВС

Частота пульса характеризует средний уровень системы кровообращения. Статистически достоверный рост SD после BC свидетельствует об усилении автономной регуляции, рост RMSSD – о повышении активности парасимпатического звена.

В табл. 2 представлены медианы относительных мощностей высокочастотной (дыхательные волны – HF) и «очень» низкочастотной (медленные волны 2-го порядка – VLF) составляющих спектра, а также индекса вагосимпатического взаимодействия (VLF/HF).

медианы частотных показателей DC1 до и после DC									
N⁰	HF, %		D	VLF	,%	D	VLF/HF		
эксп.	До	После	I HF	До	После	I VLF	До	После	
1	21	17	0,038	25	22	0,018	1,19	0,76	
2	21	17	0,006	26	20	0,015	1,26	1,23	
3	19	15	0,033	24	21	0,030	1,18	1,41	
4	22	16	0,002	26	23	0,0009	1,16	1,20	
5	19	17	0,016	26	20	0,004	1,28	1,23	

Таблица 2 Мелианы частотных показателей ВСР до и после ВС

Показатель HF характеризует относительный уровень активности парасимпатического звена регуляции, а VLF – симпатического звена. Основной составляющей HF считается вагусная активность. Существенное снижение индекса вагосимпатического взаимодействия после сеанса BC отмечено только в первом эксперименте, во всех последующих – изменения VLF/HF разнонаправлены и относительно невелики. Согласно [7], спектральные показатели BCP очень изменчивы и не подходят для функциональных проб.

В табл. 3 представлены медианы индекса напряжения регуляторных систем (SI), отношения длины корреляционной спектрограммы (скатерограммы) к ширине (L/W) и комплексного показателя активности регуляторных систем (ПАРС).

N₂	SI, yc	л. ед.	D	L/W, yo	/W, усл. ед.		ПАРС, усл. ед.		D	
эксп.	До ВС	После	Γ _{SI}	До ВС	После	I L/W	До ВС	После	¹ HAPC	
1	135	91	0,0006	134	70	0,0009	6	3	0,0009	
2	125	84	0,0009	120	87	0,023	5	2	0,0006	
3	119	85	0,0006	129	112	0,06	4	3	0,0058	
4	117	81	0,0006	116	108	0,13	4	2	0,0037	
5	122	84	0,0006	142	92	0.008	4	2	0,0079	

Результаты комплексной оценки ВСР до и после ВС

Индекс напряжения регуляторных систем (стресс-индекс) вычисляется по вариационной пульсограмме и характеризует степень преобладания активности центральных механизмов регуляции над автономными. Физиологический смысл параметра L/W близок к SI, он характеризует степень централизации управления ритмом сердца, активность симпатического отдела вегетативной нервной системы.

Алгоритм вычисления ПАРС учитывает значения всех основных показателей ВСР. На основании значений ПАРС могут быть диагностированы следующие функциональные состояния [6]: 1) ПАРС = $(1\div 2)$ – оптимальное напряжение регуляторных систем (норма); 2) ПАРС = $(3\div 4)$ – умеренное напряжение регуляторных систем (адаптация к трудовой деятельности, эмоциональный стресс, воздействие неблагоприятных экологических факторов); 3) ПАРС = $(4\div 6)$ – выраженное напряжение регуляторных систем (активная мобилизация защитных механизмов); 4) ПАРС = $(6\div 8)$ – перенапряжение регуляторных систем (защитные механизмы неспособны обеспечить адекватную реакцию организма на воздействие факторов окружающей среды); 5) ПАРС = $(8\div 10)$ – истощение регуляторных систем (активность управляющих механизмов снижается).

151

Таблица 3

Во всех пяти экспериментах после BC обнаружено статистически достоверное снижение SI (p < 0,0009) – в пределах нормы – и ПАРС (p < 0,008) – до значений, отвечающих оптимальному (ПАРС = 2) или умеренному (ПАРС = 3) напряжению регуляторных систем.

Заключение. Применение аппаратов ВС в режиме психоэмоциональной коррекции способствует нормализации активности регуляторных систем.

Для функциональных проб предпочтительнее использовать временные показатели ВСР; частотные показатели (в частности, индекс вагосимпатического взаимодействия VLF/HF) более изменчивы, что согласуется с результатами работы [7].

Литература

1. Данилова Н.Н. Психофизиологическая диагностика функциональных состояний. М.: Изд-во МГУ, 1992. 192 с.

2. Безносюк Е.В. Современные технические аппаратные и компьютерные средства, используемые в психотерапии / Е.В. Безносюк, А.И. Кучинов // Методы современной психотерапии. М.: Изд-во Класс, 2001. С. 437–462.

3. Бовадулин П.В. Аппарат резонансной светотерапии / П.В. Бовадулин, Д.В. Романенко, В.Н. Татарников // Групповое проектное обучение. Т. 2. Томск: ТУСУР, 2007. С. 141–145.

4. Бомбизов А.А. Автономный аппарат психоэмоциональной коррекции / А.А. Бомбизов, Е.В. Бугров // Научная сессия ТУСУР–2007. 2007, № 1. С. 129–131.

5. Бугров Е.В. Аппарат визуальной светотерапии / Е.В. Бугров, А.А. Бомбизов, М.Н. Романовский // Доклады ТУСУРа, 2012. № 1(25), ч. 2. С. 270–272.

6. Анализ вариабельности сердечного ритма при использовании различных электрокардиографических систем (методические рекомендации) / Р.М. Баевский, Г.Г. Иванов, Л.В. Чирейкин и др. // Вестник аритмологии. 2001. № 24. С. 65–87.

7. К вопросу устойчивости и изменчивости показателей вариабельности сердечного ритма / Н.К. Быстрова, Е.И. Маевский, Е.В. Парамонова, В.С. Быстров [Электронный ресурс]. Режим доступа: http://www.medline.ru/public/pdf/10_009.pdf, свободный (дата обращения: 25.10.2013).

УДК 616-71

РАЗРАБОТКА ЭЛЕКТРОИМПУЛЬСНОГО ГЕНЕРАТОРА ДЛЯ НИЗКОЭНЕРГЕТИЧЕСКОЙ КАРДИОВЕРСИИ Н.М. Федотов, Я.Н. Подскарбий, А.С. Семенов, Д.Р. Уразаев

Разработан электроимпульсный генератор с коммутатором для проведения клинико-экспериментальных исследований по селективной низкоэнергетической эндокардиальной кардиоверсии последовательностями электрических импульсов с энергиями ниже болевого порога.

Ключевые слова: кардиоверсия, болевой порог, генератор импульсов.

Электроимпульсное лечение фибрилляции предсердий сопровождается значительным болевым воздействием на пациента разряда электрического тока, который без применения наркоза пациент не переносит. Болевой порог кардиоверсии обычно определяется по энергии импульса [1]. Считают, что воздействие разрядов мощностью 0,01–0,5 Дж все больные переносят вполне удовлетворительно, а мощностью свыше 2,2 Дж практически никто из больных не переносит



[2]. Экспериментальные исследования по снижению энергий до значений ниже болевого порога показывают на возможность ее выполнения [3]. Широкому проведению исследований препятствует отсутствие специализированных генераторов, разрешенных к применению в клинической практике и пригодных для формирования импульсов с требуемыми характеристиками, а также специальных электродных систем.

Цель. Разработать электроимпульсный генератор для проведения клиникоэкспериментальных исследований по низкоэнергетической эндокардиальной кардиоверсии последовательностями электрических импульсов с энергиями ниже болевого порога.

Материалы и методы. Анализ публикаций по кардиоверсии и дефибрилляции с целью определения минимальных эффективных уровней энергий, используемых в клинической практике показал, что для наружной кардиоверсии и дефибрилляции используют энергии до 360 Дж (в среднем около 200 Дж – это значение использовано в дальнейших расчетах), для эндокардиальной – в среднем 7 Дж [4], для имплантируемых устройств – до 35 Дж, в том числе для подкожных имплантируемых устройств до – 70 Дж. Рекомендуемая начальная мощность первого разряда при наружной кардиверсии составляет 200 Дж. Эта стратегия позволяет достигнуть высокой частоты успеха [2].

Наиболее часто используют монополярные и биполярные формы импульсов длительностью в пределах 6–10 мс (10 мс – для вычислений).

Определяем расчетно-аналитическим методом необходимые параметры плотности тока и порогового градиента электрического поля и длительности действия этого поля в геометрической области сердца при выполнении эффективной наружной кардиоверсии и дефибрилляции. Для вычислений использован адаптированный к данной задаче антропоморфный фантом с гетерогенными характеристиками электрической проводимости из работы [5], построенный по данным томографического исследования (среднее значение проводимости $\sigma = 0,8$ См/м). Электроды *I* и *2* площадью по 80 см² размещались в позициях, указанных на рис. 1. Для электрического импульса длительностью 10 мс получены пороговые значения плотности тока порядка 400 A/M^2 и напряженности электрического поля порядка 500 В/м в миокарде. Данные значения необходимо обеспечить для выполнения эффективной кардиоверсии и дефибрилляции. При таких параметрах импульсов из энергии, равной 200 Дж, в геометрической области предсердий, представляющих сферу диаметром 50 мм, выделяется всего 0,096 Дж, что меньше болевого порога.

Формулируем требования к устройству (генератору): импульс биполярный, суммарная длительность 10 мс, энергия в нагрузке не менее 0,2 Дж.





То есть чтобы эффективно воздействовать на миокард при кардиоверсии, необходимо получить однородное электрическое поле или селективно воздействовать на области, провоцирующие фибрилляцию предсердий [6]. Воздействие можно проводить через существующие многополюсные диагностические типа

«Basket» и абляционные электродные системы типа «Lasso». Суммарное сопротивление многополюсной электродной системы на границе электрод–биоткань может снизиться до 10 Ом. Кроме того, необходимо устройство коммутации, которое позволит распределить энергию импульса оптимальным образом, например в локализованную заранее область патологической активности.

Результаты. Структура предлагаемой биотехнической системы для проведения кардиоверсии (область воздействия обозначена Б.О. – биологический объект) представлена на рис. 2.



Принцип работы системы заключается в селективном воздействии на зоны аритмии. Импульсы с необходимой энергией подаются на определенные электроды, расположенные в предсердии. Для оптимального выбора электродов, на которые будут подаваться энергетические импульсы, а также для правильного выбора интервала времени подачи импульса в систему включен электрокардиограф, позволяющий контролировать фазы сердечного цикла (систолу, диастолу желудочков). Также при помощи информации, получаемой с электродов, определяются очаги фибрилляции.

Основным элементом, позволяющим выбирать зоны воздействия и тем самым воздействовать селективно на патогенные зоны, является коммутатор. Коммутатор представляет собой совокупность управляемых ключей, соединяющих генератор импульсов с электродной системой. Благодаря коммутатору оператор системы через устройство управления задает последовательность подключения



электродов и подачу импульсов, а также контролирует величину разряда для каждого электрода в определённый момент времени. Схема коммутации генератора и электродов представлена на рис. 3.

Рис. 3. Схема коммутации генератора и электродов

Для создания генератора использован электрокардиостимулятор ЭКСД-01Д («Биоток», Томск, рис. 4). ЭКСД-01Д разрешен к клиническому применению. Модификации подверглась выходная часть генератора импульсов, путем расширения диапазона сопротивлений нагрузки от 10 до 1000 Ом. Введен дополнительный режим для задания параметров последовательности импульсов и характеристик импульсов. В устройстве имеется встроенный кардиограф с блоком



анализа, позволяющий реализовать процесс синхронизации первого импульса в серии с QRSкомплексом ЭКГ.

Рис. 4. Кардиовертер «Биоток» [7]

Заключение. Определены параметры порогового градиента электрического поля, длительности действия этого поля в геометрической области сердца, необходимые для выполнения безболевой кардиоверсии и дефибрилляции. Значение параметров определенно путем анализа публикаций клинических результатов по эффективной кардиоверсии или дефибрилляции и вычислением потенциала электрического поля в теле антропоморфного фантома с параметрами, как при выполнении кардиоверсии. Для электрического импульса длительностью 10 мс получены пороговые значения плотности тока порядка 400 А/м² и напряженности электрического поля порядка 500 В/м в миокарде.

Разработан электроимпульсный генератор с коммутатором для проведения клинико-экспериментальных исследований по селективной низкоэнергетической эндокардиальной кардиоверсии последовательностями электрических импульсов с энергиями ниже болевого порога.

Литература

1. Dosdall D.J., Ideker R.E. Intracardiac atrial defibrillation // Heart Rhythm. 2007. Vol. 4 (3 Suppl). P. 51–56.

2. Pain Threshold for Low Energy Intracardiac Cardioversion of Atrial Fibrillation with Low or No Sedation / Richard Ammer, Eckhard Alt, Gregory Ayers et al. // Pacing and Clinical Electrophysiology. 1997. Vol. 20, Issue 1. P. 230–236.

3. Low-energy multistage atrial defibrillation therapy terminates atrial fibrillation with less energy than a single shock / Li W., Janardhan, A.H., Fedorov V.V. et al // Circ Arrhythm Electrophysiol. 2011. Vol. 4(6). P. 917–925.

4. Бокерия Л.А. Электрическая кардиоверсия при фибрилляции предсердий: показания и выбор оптимального метода / Л.А. Бокерия, В.А. Базаев, А.Х. Меликулов и др. // Анналы аритмологии, № 3, 2005. С. 18–25.

5. Шелупанов А.А., Федотов Н.М., Жарый С.В. Моделирование режимов функционирования генерирующих электродов системы внутрисердечной навигации разных размеров при изменении сопротивления контактной поверхности// Известия высших учебных заведений. Физика. 2012. №3(55). С. 67–71.

6. Халифе Ж., Беренфелд О. «Частотное» картирование при фибрилляции предсердий: трансформация знаний от фундаментальных исследований к клинической практике // Вестник аритмологии. 2006. № 45. С. 75–85.

7. Кардиовертер Биоток [Электронный ресурс]. Режим доступа: http://biotok.ru/RU/products#diagnostics-cardioverter, свободный (дата обращения: 30.10.2013).

УДК 004.052 СИСТЕМА ОЦЕНКИ СОСТОЯНИЯ ЗДОРОВЬЯ ПАЦИЕНТА *А.Г. Сизов, Е.В. Прокопенко*

Рассматривается структурная схема автоматизированной системы оценки состояния здоровья пациентов, которая ориентирована на пожилых лиц и лиц с ограниченными возможностями. Показана взаимосвязь между акторами, производящими действия, – пациентом, врачом, семьёй, социальным работником.

Ключевые слова: здоровье, система, оценка, пожилые люди.

В медицине давно стоит вопрос о сопоставлении оценки качества жизни человека его действительным человеческим параметрам. Наиболее удобным способом решения данного вопроса является использование методов диагностики, которые можно автоматизировать или работающих в автоматическом режиме.

Анализ существующих информационных систем выявил следующие недостатки:

 Использовались только отдельные тестирования и опросники. Таким образом, не существовало метода для комплексной оценки уровня здоровья человека.

 Диагностики признаков здоровья (зрение, голос и т.д.) были слишком узкими. Для определения состояния здоровья пациенту все равно нужна была консультация у врача.

 Система не выдавала результат пациенту. Анализ и результаты тестирований получал непосредственно лечащий врач. Пациент не мог посмотреть своих результатов, а также сравнить их с предыдущими.

Таким образом, для совершенствования управления и механизмов принятия решений в медицинской и социальной системах с целью повышения эффективности их функционирования предлагается использовать информационную систему по оценке уровня здоровья и качества социальной жизни человека. Система должна обладать интуитивно понятным интерфейсом для удобного использования пациентами, быть доступной и полезной любым слоям населения.

В настоящее время ведется работа по созданию информационной системы, в частности, часть элементов уже апробирована [1–3]. На рис. 1 представлена структурная схема использования информационной системы, где объектом управления является пациент.

Работа системы может быть представлена описанием взаимосвязей между элементами системы.

×			

Рис. 1. Структура программной системы

|--|

		Взаимосвязи между элементами системы							
Направление		Значение							
СВЯЗИ									
1 2		3							
2 1		Пациент вносит в систему данные о себе, проходит регистрацию, а							
		также выполняет тестирование							
1	2	После анализа пройденного тестирования И.С. выдает пациенту ин-							
		формацию о его здоровье, а также предполагаемые варианты развития							
		болезни. Также пациент может посмотреть результаты ранее прой- денных тестов							
1	3	Врач получает данные о своих пациентах. Если результаты тестирова-							
		ния указывают на низкое состояние здоровья или на его ухудшение,							
		врачу приходит сообщение с пометкой «важно»							
1	4	Социальный работник получает данные о психологическом состоянии							
		пациента, а также может посмотреть ответы на вопросы, связанные с							
		социальной жизнью пациента							
1	5	Результаты всех тестирований, а также изменения, внесенные врачом							
		или социальным работником, заносятся в архив							
1	6	Результаты тестирования пациента отправляются на обработку и							
		сравнение с предыдущими результатами							
7	1	И.С. может отправить сообщение близким людям или друзьям паци-							
		ента сообщение о душевном состоянии пациента. Например, в случае,							
		если пациент чувствует себя одиноким							
1	7	По желанию пациента его результаты могут быть отправлены близким							
		родственникам на указанные пациентом e-mail							
3	2	Доктор связывается с больным после результатов тестирования, или в							
		случае, когда пациент был поставлен на учет. Врачом предлагается							
		схема лечения или профилактики							
3	5	Врач может вносить пометки о ходе лечения, комментарии к резуль-							
		татам, а также записывать рекомендуемые препараты для лечения							

157

1	2	3
4	2	В случае если социальный работник видит ухудшение эмоционально-
		го состояния больного, он может связаться с пациентом и предложить
		ему различные варианты по улучшению состояния
4	5	Социальный работник записывает эмоциональное и психологическое
		состояние больного, вносит в архив предлагаемые им варианты улуч-
		шения эмоционального фона пациента
5	3	Врач может просматривать данные о своих пациентах в любое время.
		Для этого достаточно обратиться в архив системы. Это существенно
		упрощает диагностику заболевания
5	4	Соц. работник так же может брать данные из архива. Этими данными
		могут быть результаты пройденных тестов на определение качества
		социальной жизни
6	2	Пациент может получить анализ пройденных им тестирований для
		самостоятельной оценки развития болезни
6	5	Весь анализ данных помещается в архив, для удобного использования
		данных врачом, пациентом или соц. работником
7	2	Родственники, знакомые или соседи после получения сообщения от И.С.
		могут навестить пациента для оказания ему психологической поддержки

В настоящее время информационная система проходит апробацию в фонетическом отделении поликлиники №10 г. Томска и в ЛОР-отделении 3-й городской больницы г. Томска.

Основные преимущества системы:

 Очень важным фактором является возможность получения результатов тестирования сразу же после его прохождения.

– Информационная система полностью автоматизирована. Пациенту не нужно ждать решения врача, чтобы увидеть результаты тестов. Теперь он сам может обратиться к архиву программы для самостоятельного сравнения новых и предыдущих данных.

 Программа быстро реагирует на плохие результаты или их ухудшение по сравнению с предыдущими. Врач и социальный работник сразу же получают сообщения о прохождения тестов с пометкой «важно».

– Близкие, родственники и друзья больного теперь принимают активное участие в жизни пациента. Программа может в любой момент отправить им сообщение о том, что пожилой человек или человек с ограниченными возможностями нуждается в общении или их поддержке.

Заключение. Таким образом, в результате представленной работы показана обобщенная модель взаимодействия всех элементов системы, направленная на повышение уровня здоровья и качества социальной жизни пожилых лиц с ограниченными возможностями.

Литература

1. Сизов А.Г., Мещеряков Р.В. Автоматизированная система обработки данных о состоянии слухового анализатора человека // Научный вестник НГТУ. 2012. №2 (47). С. 63–68.

2. Сизов А.Г., Костюченко Е.Ю., Люкшин Б.А. Автоматизированная система оценки параметров кардиограммы // Научный вестник НГТУ. 2012. №2 (47).

3. Сизов А.Г., Мещеряков Р.В., Тиунов С.Д. Оценка качества голоса лиц, страдающих дисфонией // Труды СПИИРАН. 2012. Вып. 1(20).

УДК 004.052 УПРАВЛЕНИЕ ДОСТУПОМ К СЧЕТАМ ЖКХ ЛИЦ С ЗАБОЛЕВАНИЯМИ РУК *Д.А. Суранова*

Предлагается использование речевого многомодального интерфейса для доступа к счетам жилищно-коммунального хозяйства посредством билллинговой системы. Предлагается архитектура системы, основывается использование неручного доступа к ресурсам баз данных.

Ключевые слова: биллинг, ЖКХ, счет, автоматизированная система, речевой интерфейс.

В настоящее время адаптация необходима во всех системах и особенно там, где предполагается непосредственное взаимодействие с потребителями. Значительное внимание должно быть уделено лицам, страдающим какими-либо заболеваниями. Пути достижения эффективного общения определяются способом взаимодействия. Например, управлять телевизором удобнее жестами, в то время как с электронным органайзером будет удобнее общаться посредством голосовых сообщений. Более всего адаптация имеет смысл в тех областях и в том роде деятельности, где человек проводит большую часть своего времени.

Практически все рабочие места так или иначе автоматизируются. Но при этом недостаточно внимания уделяется интерфейсу, в частности тем его частям, которые можно улучшить, используя современные решения для адаптации.

Практически большинству людей так или иначе приходится использовать услуги доступа к сведениям о платежах за жилишно-коммунальные услуги. Пользователями (операторами) системы являются бухгалтеры, осуществляющие ведение информации о жильцах, поставщики, получающие сводные отчеты по предоставляемым населению услугам, а также специалисты вычислительного центра, имеющие больше возможностей в сравнении с первыми двумя группами. Специалисты осуществляют настройку системы для новых пользователей, ведение глобальных справочников, выполняют операции по импорту и экспорту данных, а также вносят поправки, касающиеся изменений в городских тарифах, методах расчета и правил предоставления услуг на основе документов. Схема взаимодействия операторов с вычислительным центром (ВЦ) приведена на рис. 1.



Рис. 1. Схема взаимодействия операторов с ВЦ

Рассмотрим подробнее работу каждой группы пользователей. Работа бухгалтера по квартплате строится следующим образом. В течение всего месяца жильцы подают сведения об изменениях, связанных с начислением платы за комму-

нальные услуги. Как правило, это информация о количестве проживающих человек, установке или снятии приборов учета, реже – изменения в площади жилого помещения или смена формы собственности. Эту и другую информацию бухгалтер может заносить в систему оперативно – по мере поступления заявок либо раз в месяц – массово по всем измененным лицевым счетам. В третьей декаде месяца (обычно 23-27-е число месяца) бухгалтер массово заносит показания по приборам учета и добавляет новые услуги или закрывает старые, если это необходимо. Далее ВЦ производит расчет потреблений и платы за услуги и выставляет счета в виде квитанций. По этим документам жильцы оплачивают начисления (как правило, начиная с 29-го числа текущего месяца и до 10-го числа следующего), после чего можно формировать отчеты и производить работу в следующем периоде. Исходя из описанного выше, можно сделать вывод, что для бухгалтеров работа чаще всего заключается в ежемесячных операциях ввода информации по абонентам в разрезе лицевого счета, дома, подъезда, компании. Поэтому для бухгалтера будет наиболее актуальна адаптация формы редактирования лицевого счета и форм массового ввода данных в различных разрезах.

Поставщики услуг ведут информацию только по тем абонентам, с которыми взаимодействуют напрямую, минуя УК и ТСЖ. Но гораздо чаще требуется информация по начислениям и платежам абонентов в различных разрезах в виде готовых отчетных форм. В течение месяца поставщики формируют оперативные отчеты (по данным текущего периода) по итогам месяца, квартала или года – отчеты по данным прошлых периодов, и в редких случаях требуется информация за последние нескольких лет. Обычно интерес представляют данные, выбранные по определенным условиям и в нужном разрезе. Как правило, существует определенный набор заранее согласованных форматов отчетных форм, но также есть случаи, когда требования могут меняться динамически, и для этого может понадобиться «конструктор» отчета. Исходя из вышесказанного, основным инструментом для поставщиков услуг являются отчеты.

В течение месяца специалистам ВЦ приходят различного рода документы: заявки на перевод домов из одной управляющей компании в другую, о смене поставщика/получателя денежных средств по услуге, об изменениях в городских тарифах, о приходе новых клиентов, различные пожелания от бухгалтеров по квартплате и др. Также специалисты следят за изменениями в законодательстве и выполняют операции по соблюдению закона. По мере поступления данной информации специалисты выполняют определенный набор действий по изменению данных в системе.

В конце месяца, после того как бухгалтеры по квартплате ввели все данные о жильцах домов и их услугах, специалисты ВЦ производят проверку данных, расчеты, формирование квитанций и их печать. После того как квитанции напечатаны и отданы клиентам, месяц закрывается и специалисты формируют итоговые отчеты. Деятельность специалистов ВЦ является разносторонней, работа производится в разных режимах и с использованием различных форм, отчетов, мастеров. Для специалистов адаптация может быть проведена в виде выбора режима работы при помощи общепринятой в данной области команды и ее параметров.

При использовании сложных механизмов взаимодействия и адаптации необходимо предусмотреть возможность выбора режима ввода: только голос, только клавиатура или комбинирование режимов голосового ввода и ввода с клавиатуры. При этом нужно определить некоторую конечную цепочку шагов для достижения результата. Таким образом, должна быть обеспечена однозначность ис-



полнения команд в любом из режимов. В случае использования только клавиатуры последовательность действий сводится к графическому взаимодействию. При использовании голосового ввода схема взаимодействия представлена на рис. 2.



Рис. 2. Схема взаимодействия пользователя с ПК в голосовом режиме

В случае комбинированного ввода данных схема сочетает режимы, описанные выше, с учетом дополнений. Необходимо предусмотреть способы переключения между данными видами взаимодействий в автоматическом и ручном режимах, так, например, произнеся команду «говорю» или «готово», можно вызвать или остановить работу голосового модуля. В автоматическом режиме можно предложить пользователю переключиться с голосового ввода на ввод с клавиатуры при определенном количестве ошибок либо после нескольких попыток ввести фразу.

Заключение. Таким образом, в результате представленной работы показана потенциальная возможность доступа к сведениям о личных счетах ЖКХ и управления доступа к базе данных. В настоящее время проводится апробация работы [1, 2].

Литература

1. Суранова Д.А. Структура стенда для исследования человеко-машинного интерфейса на естественном языке // Изв. Алтайского гос. ун-та. 2013. № 1–2 (77). С. 114–117.

2. Суранова Д.А. Моделирование процессов взаимодействия человека с компьютером на естественном языке // Сб. науч. тр. II Всерос. науч.-техн. конф. молодых ученых, аспирантов и студентов с международным участием «Высокие технологии в современной науке и технике». Т. 2. Томск, 2013. С. 442–444.

Секция 10 АВТОМАТИЗАЦИЯ И ОПТИМИЗАЦИЯ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ И ОБРАБОТКА ИНФОРМАЦИИ

Председатель секции – Кориков А.М., д.т.н., профессор, зав. каф. АСУ

УДК 007.52 ПОСТРОЕНИЕ КАРТЫ ЛАБИРИНТА, ПОИСК НАИКРАТЧАЙШЕГО ПУТИ И СОГЛАСОВАНИЕ РОБОТОВ

Е.С. Барисенок, Ю.О. Лобода, О.С. Марченко, О.В. Пехов, Д.А. Фаррахова

Решается классическая задача робототехники «нахождение выхода из лабиринта». Рассмотрены алгоритмы «одной руки» и Люка–Тремо для построения карты лабиринта, алгоритмы нахождения кратчайшего пути. Также рассмотрены технологии согласования роботов. Определена модель реализации. В качестве исполнителя используется модель LEGO Mindstorms NXT 2.0. Ключевые слова: алгоритм Люка–Тремо, волновой алгоритм, робот, лабиринт.

Постановка задач. Прохождение лабиринта является классической задачей робототехники. Часто возникают ситуации, когда доступ к объекту ограничен по различным причинам и его внутренняя структура неизвестна. Для решения данной проблемы используются роботы, способные осуществить поиск выхода из лабиринта. В роли лабиринта могут выступать завалы зданий, вентиляционные шахты, пещеры, газовые трубы. Возникает необходимость исследования данных объектов на наличие разрывов или препятствий.

Лабиринт для робота представляется в виде модели «черный ящик». У робота имеется некоторый набор данных, не всегда полный. Например, робот может знать, где расположены вход и выход, размер лабиринта, но не знает, как в нем расположены препятствия. Следовательно, задача, которую решает робот, заключается в необходимости представления лабиринта в виде «белого ящика», то есть получении полной структуры лабиринта – карты.

Другая не менее важная задача заключается в выборе одного из возможных путей передвижения по лабиринту, то есть нахождение кратчайшего пути от входа лабиринта к выходу. Задача такого рода нашла широкое применение как в научной сфере, например при разводке печатных плат, так и в повседневной жизни.

С развитием функциональных возможностей современных роботов появилась возможность согласования роботов. Согласование роботов представляет собой «обучение» и передачу «опыта» от одного робота к другому. Применение полученной информации сократит время и финансирование, требуемые для получения «собственного опыта».

Построение карты лабиринта. Проблема выхода из лабиринта интересовала человечество еще с древних времен. Лабиринт представляет собой сооружение, состоящее из залов, камер, дворов и переходов, образующих сложную структуру.

Согласно [1], лабиринты делятся на многосвязные (рис. 1, a) и односвязные (рис. 1, δ).



Односвязными принято считать лабиринты, в которых все стенки связаны друг с другом. Многосвязные лабиринты делятся на лабиринты с петлей, когда замкнутый маршрут проходит вокруг препятствия, и без петли [2].



Рис. 1. Вид односвязного и многосвязного лабиринтов

Для односвязных лабиринтов и многосвязных без петли можно применить алгоритмы «одной руки». Суть алгоритмов заключается в следующем: если двигаться вдоль одной из стен, то рано или поздно выход будет найден.

Однако для многосвязных лабиринтов применение алгоритмов «одной руки» невозможно. Причина заключается в том, что исполнитель будет перемещаться по петлевому маршруту. Для прохождения таких лабиринтов применяется алгоритм Тремо [2], описанный в книге французского математика Люка. В некоторых источниках данный алгоритм известен под названием алгоритм Люка–Тремо.

Согласно алгоритму Люка-Тремо, следует соблюдать правила:

1. Выйдя из любой точки лабиринта, необходимо сделать отметку и двигаться в произвольном направлении до тупика или перекрестка.

2. Если тупик, то следует вернуться назад и поставить вторую метку и идти в направлении, не пройденном ни разу.

3. Если перекресток, то нужно идти в произвольном направлении, отмечая каждый перекресток на входе и на выходе.

4. Если на перекрестке уже имеется одна отметка, то следует идти новым путем, если такого нет – то пройденным путем, отметив его второй раз.

Так как лабиринт представлен в виде модели «черный ящик», то невозможно заранее определить, является ли лабиринт односвязным или многосвязным. Поэтому наиболее оптимальный вариант решения поставленной задачи – применение алгоритма Люка–Тремо, позволяющего построить карту лабиринта. Карта представляется в виде двумерного массива фиксированного размера, в котором определенным образом закодированы развилки и препятствия (стенки лабиринта).

Поиск наикратчайшего пути. Задача прохождения лабиринта оптимизируется по времени, переходя в задачу поиска кратчайшего пути.

Согласно [3], на данный момент известны 4 основных алгоритма: метод проб, метод перебора с возвратом, поиск в ширину и поиск в глубину. Для решения поставленной задачи необходимо проанализировать все виды алгоритмов и выбрать наиболее подходящий.

Метод проб сводится к выполнению следующих правил:

1. Из каждой точки траектории просматриваются возможные направления движения в одной и той же последовательности; шаг производится в первую обнаруженную свободную соседнюю ячейку; клетка, в которую сделан шаг, отмечается определенным кодом.

2. Если из очередной клетки дальше пути нет, то происходит возврат на один шаг назад и просматриваются еще не пройденные направления движения из этой точки; покинутая клетка обычно отмечается кодом «пробел».

3. Если очередная клетка оказалась на краю лабиринта, то выводим найденный путь со всеми кодовыми обозначениями.

Метод перебора с возвратом выдает все возможные варианты пути. Если необходимо найти наикратчайший путь, то данный метод следует несколько модернизировать. Однако этот метод не является эффективным, так как предполагает большие временные затраты.

Поиск в ширину имеет и другое название – волновой алгоритм (рис. 2). Для его выполнения заводится дополнительная матрица такого же размера, что и лабиринт. Помечаем начало пути единицей (начало волны). Заполняются соседние ячейки числом на единицу большим, чем то, которое расположено в исходной клетке. При этом клетки, отмеченные как препятствия, не заполняются. Если последнее выложенное число достигло размерности, то выход не найден.

1	0	1	1	2	1	1	0	1
1	0	1	0	0	0	1	1	1
1	0	1	0	1	0	0	0	1
1	1	1	1	1	0	1	1	1
0	0	1	0	0	0	1	0	0
1	0	1	1	1	0	1	1	1
1	0	1	0	1	0	0	0	1
2	1	1	0	1	1	1	1	1

12		10	11	12	27	26		24
11		9				25	24	23
10		8		10				22
9	8	7	8	9		19	20	21
		6				18		
3		5	6	7		17	16	15
2		4		8				14
1	2	3		9	10	11	12	13

Рис. 2. Принцип волнового алгоритма: 0 – препятствие, 1– путь, 2 – начало и конец пути

Метод поиска в глубину очень похож на волновой алгоритм. Для каждой непройденной клетки необходимо найти соседние непройденные клетки и повторить поиск для каждой из них.

После анализа данных методов было принято решение – использовать волновой алгоритм для решения задачи исследования, так как на его исполнение затрачивается минимальное время.

Согласование роботов. Согласование роботов – это передача информации или команд между роботами по каналам связи. Наибольшую популярность в наше время приобрело согласование по беспроводным каналам. Как правило, это технологии: ZigBee, Wi-Fi, Bluetooth или с помощью встроенного инфракрасного порта (ИК-порта).

В промышленной робототехнике чаще всего используется стандарт ZigBee. Стандарт IEEE 802.15.4 (ZigBee) выработан для низкоскоростных сетей. 16-битная адресация допускает построение сети практически любой сложности с любым необходимым числом модулей. Максимальная скорость передачи, равная 250 Кбит/с, достигается в диапазоне 2,4 ГГц (16 каналов с полосой 5 МГц и возможностью одновременной работы на всех каналах) [4]. При этом дальность их расположения по любому из трех измерений редко превышает 25 м. Гибкость архитектуры построения беспроводных систем позволяет впоследствии легко и с небольшими затратами производить наращивание системы.



Технология Wi-Fi [5] применяется для управления движущимися объектами и в тех случаях, когда проводную сеть невозможно проложить. Приборы, работающие по данной технологии, не создают помех для узкополосных радиосигналов. Находит широкое применение на удаленном или опасном производстве. Главным недостатком технологии является ухудшение электромагнитной совместимости. Это объясняется тем, что множество устройств работают в частотном диапазоне Wi-Fi технологии.

Технология Bluetooth позволяет объектам обмениваться «сообщениями» на расстояние до 100 м, даже находясь в разных помещениях [6]. Протоколы этой технологии могут поддерживать соединение не только одного объекта с другим, но и с несколькими объектами одновременно. Однако для совместной работы необходимо, чтобы все объекты поддерживали общий профиль Bluetooth.

Наиболее устаревшая технология, но все еще пользующаяся популярностью, также нашла применение в производстве роботов, – технология на основе использования ИК-порта [7]. Протоколы ИК-порта позволяют организовывать синхронизацию данных различных устройств. Передача данных осуществляется с использованием инфракрасного диапазона световых волн в качестве среды передачи при наличии инфракрасных приемника и передатчика. Данная технология была вытеснена двумя вышеописанными. Имеет ряд существенных недостатков:

1. Усложнение сборки корпусов за счет вмонтированного инфракрасно-прозрачного окна.

2. Ограниченная дальность действия и требование прямой видимости пары приемник-передатчик.

3. Относительно низкая скорость передачи данных.

В связи с тем, что в исследовании применяется модель на базе робота LEGO Mindstorms NXT 2.0, было принято решение использовать Bluetooth-технологию, поддерживаемую интеллектуальным блоком NXT.

Заключение. По результатам анализа можно сделать следующие выводы:

1. Для построения «карты» лабиринта с неизвестным расположением препятствий был выбран алгоритм Люка–Тремо.

2. Для нахождения наикратчайшего пути выбран волновой алгоритм. Позволяет найти кратчайший путь, затратив минимальное количество времени, не загружая память микроконтроллера.

3. Для согласования роботов будет использоваться технология Bluetooth.

Рассмотренные решения могут быть применены как комплексно, так и по отдельности для решения широкого спектра задач.

Литература

1. Гарднер М. Математические головоломки и развлечения: 2-е изд., испр. и доп. / Пер. с англ. М.: Мир, 1999. 447 с.

2. Прохождение лабиринта: правила и алгоритмы [Электронный ресурс]. Режим доступа: http://myrobot.ru/articles/logo_mazesolving.php, свободный (дата обращения: 13.10.2013).

3. Абрайтис Л.Б. Автоматизация проектирования топологии цифровых интегральных микросхем. М.: Радио и связь, 1985. 200 с.

4. ZigBee Technology [Электронный ресурс]. Режим доступа: http://www.zigbee.org/About/AboutTechnology/ZigBeeTechnology.aspx, свободный (дата обращения: 20.10.2013).

5. Wi-Fi. Материал из Википедии – свободной энциклопедии [Электронный ресурс]. Режим доступа: http://ru.wikipedia.org/wiki/ Wi-Fi.html, свободный (дата обращения: 20.10.2013).

6. Bluetooth. Материал из Википедии – свободной энциклопедии [Электронный ресурс]. Режим доступа: http://ru.wikipedia.org/wiki/Bluetooth.html, свободный (дата обращения: 20.10.2013).

7. Инфракрасный порт. Материал из Википедии – свободной энциклопедии [Электронный ресурс]. Режим доступа: http://ru.wikipedia.org/wiki/Infrared_Data_Association.html, свободный (дата обращения: 20.10.2013).

УДК 664.8.034.001.33

АНАЛИТИЧЕСКИЙ АНАЛИЗ МЕТОДОВ КОНТРОЛЯ КАЧЕСТВА ПРОДУКТОВ ДЫМОГЕНЕРАЦИИ ПРИ ПРОИЗВОДСТВЕ КОПЧЕНОЙ ПРОДУКЦИИ *Е.М. Калмыков*

Выполнен анализ методов определения качества коптильного дыма и его растворов, даны рекомендации к применению этих методов для решения практических задач.

Ключевые слова: коптильный дым, спектр, спектроскопия, хроматография, радиоволновой анализ, органические соединения.

Качество продуктов дымогенерации (коптильного дыма и его растворов), используемых при производстве копченой пищевой продукции, является одним из ключевых факторов, определяющих их вкусовые показатели, пищевую ценность и безопасность. Состав коптильного дыма и содержание в нем вредных компонентов можно определить, используя один из следующих методов: колориметрический, инфракрасную спектроскопию (ИКС), спектроскопию ультрафиолетовой (УФС) и видимой части спектра, хроматографический метод. К числу перспективных методов моджно отнести радиоволновой (РВМ), разработанный учёными Мурманского государственного технического университета.

Колориметрический метод. Сущность колориметрического метода состоит в визуальном анализе цвета раствора, полученного в результате взаимодействия исследуемого химического соединения и реагента. После завершения реакции цвет полученного раствора сравнивают с цветом серии стандартных растворов с известными концентрациями того же соединения. Существуют колориметры визуальные и колориметры погружения [1]. В колориметрах погружения наблюдатель уравнивает окраски исследуемого и стандартного растворов, меняя толщину их слоев. В визуальных колориметрах для уравнивания окрасок растворителя и исследуемого раствора их рассматривают через светофильтр, оценка осуществляется путём подбора светофильтра идентичного цвету раствора. Колориметрический метод отличается простотой и быстротой проведения эксперимента. Нижние границы определяемых концентраций варьируют от 10⁻³ до 10⁻⁸ моль/л. К недостаткам метода можно отнести необходимость дополнительной обработки образца, которая связана с рядом трудностей при выделении отдельных компонентов дыма из смеси и приготовлении раствора с характерной окраской. Этот метод лучше всего подходит для детектирования и измерения концентрации отдельных составляющих растворов, когда необходимо выделить какой-либо один или несколько компонентов, не придавая внимания остальным.

Инфракрасная спектроскопия. Инфракрасная спектроскопия (ИКС), являясь разделом молекулярно-оптической спектроскопии, изучает спектры поглощения и отражения электромагнитного излучения в ИК-области (длина волны от



10⁻⁶ до 10⁻³ м) [2]. Спектры поглощения появляются в результате переходов между колебательными уровнями основного электронного состояния изучаемой системы. Спектральные характеристики (положения максимумов полос. их полуширина, интенсивность) индивидуальной молекулы зависят от масс составляющих ее атомов, геометрического строения, особенностей межатомных сил, распределения заряда и др. Поэтому ИК-спектры отличаются большой индивидуальностью, что и определяет их ценность при идентификации и изучении строения соединений Для регистрации спектров используют классические спектрофотометры и Фурье-спектрометры. Применение специальной микроскопической техники позволяет работать с объектами очень малых размеров. Широко применяют ИКС для анализа смесей и идентификации чистых веществ (обычно с помощью информационно-поисковых систем путем сравнения анализируемого спектра со спектрами, хранящимися в памяти ЭВМ). Характерные области поглощения ИК-излучения наиболее часто встречающихся функциональных групп химических соединений публикуются в справочной литературе. К достоинствам ИКС можно отнести высокую точность (погрешность составляет доли процента), большинство жидких и газообразных образцов не требуют предварительной обработки. Метод пригоден для широкого применения - как для первичного обнаружения органических соединений, так и для комплексного анализа. Основной недостаток составляют техническая и технологическая сложность, необходимость в дорогостоящем оборудовании.

Ультрафиолетовая спектроскопия. Ультрафиолетовая спектроскопия (УФС) является разделом оптической спектроскопии и включает получение, исследование и применение спектров испускания, поглощения и отражения в УФ-области (длина волны 10-400 нм). Техника измерения УФ-спектров в основном такая же, как спектров в видимой области [3]. Спектральные приборы для УФС отличаются тем, что вместо стеклянных оптических деталей применяют аналогичные кварцевые (реже флюоритовые или сапфировые), которые не поглощают УФизлучение. Для отражения УФ-излучения используют алюминиевые покрытия. Приемниками служат обычные или маложелатиновые фотоматериалы и фотоэлектрические приборы. Методика получения УФ-спектра такая же, как и для ИКС. Ключевым отличием является источник энергии для возбуждения молекул, в качестве которого используются пламя, дуга постоянного или переменного тока, низко- и высоковольтные искры, ВЧ- и СВЧ-разряд, плазмотроны, разряд в полом катоде, лазерное излучение и другие. Спектры УФ-поглощения и отражения получают в основном с использованием таких источников излучения, как дейтериевые, ртутные, ксеноновые и другие газоразрядные лампы, а также различные вольфрамовые лампы. При облучении УФ-излучением вещество не разрушается и не изменяется, что позволяет получать данные о его химическом составе и структуре. В УФ-области проявляются электронные спектры, т.е. положение полос и линий определяется разностью энергий различных электронных состояний атомов и молекул. Здесь лежат резонансные линии нейтральных, одно- и двукратно ионизованных атомов, а также спектральные линии, испускаемые многократно ионизованными атомами в возбужденном состоянии. В ближней УФ-области сосредоточены полосы поглощения большинства полупроводников, возникающие при прямых переходах электронов из валентной зоны в зону проводимости. УФ-спектры ароматических соединений зависят не только от характера, но и от взаимного расположения заместителей. Достоинства и недостатки метода УФС схожи с ИКС, но для реализации данного метода необходимы

более дорогостоящие и сложные устройства. Метод УФС позволяет более детально изучить строение вещества и процессы, проходящие в нём. Использовать метод УФС целесообразно в том случае, если возможностей метода ИКС недостаточно.

Хроматография. Это метод разделения, анализа и физико-химического исследования веществ. Методика проведения анализа основана на распределении исследуемого вещества между двумя его фазами – неподвижной (сорбент с развитой поверхностью) и подвижной (поток газа или жидкости). Поток подвижной фазы фильтруется через слой сорбента или перемещается вдоль слоя сорбента [4]. Для проведения хроматографического исследования используют хроматограф, основными узлами которого являются хроматографическая колонка, детектор и устройство для ввода пробы. Колонка, содержащая сорбент, разделяет анализируемую смесь на составные компоненты, детектор выполняет функцию количественного определения компонент. Величина сигнала детектора пропорциональна концентрации определяемого вещества. Хроматограмма отражает расположение хроматографических зон на слое сорбента или в потоке подвижной фазы во времени. Преимуществами хроматографического метода являются широкая область применения, возможность анализа жидких и газообразных соединений, высокая точность результата. К недостаткам относятся высокая стоимость и сложность оборудования, длительное время проведения комплексного анализа. Данный метод целесообразно применять, когда требуются высокая точность и достоверность измерений. Однако определение наличия кого-либо одного химического соединения в пробе экономически не выгодно.

Радиоволновой метод. Метод РВМ позволяет контролировать качество раствора коптильного дыма путем измерения его диэлектрической проницаемости и вычисления количества содержащихся в нем химических компонентов известного типа по формулам. Для этих целей в работе [5] предложена конструкция концентратомера, состоящего из генератора СВЧ-волн, измерительного блока, детектора мощности отраженной волны и показывающего прибора. Принцип работы концентратомера основан на анализе частично отраженной от объекта исследования СВЧ-электромагнитной волны (частотой более 1 ГГц). Мощность отраженной волны зависит от концентрации определяемого компонента в коптильном препарате. Точность измерений главным образом определяется постоянством соотношения между содержанием карбонильных соединений и кислот в получаемом коптильном препарате или экстракте, а также чувствительностью приемного устройства в приборе. Погрешность измерения при этом не превышает 7%. К достоинству метода РВМ относится высокая скорость получения результата измерения, причем для нескольких компонентов коптильного препарата одновременно. Основными недостатками являются недостаточно невысокая точность измерения и ограниченная область использования только для жидкостей. Метод целесообразно применять для первичного (экспресс) анализа состава растворов органических соединений. Также этот метод позволяет контролировать некоторые параметры жидких коптильных препаратов в ходе их производства.

Заключение. Проведенный сравнительный анализ позволяет выявить преимущества и недостатки основных методов контроля качества жидких и газообразных соединений и выбрать наиболее целесообразные варианты их использования. Основные характеристики приведены ниже в таблице.

Рациональным решением для контроля коптильного дыма, как представляется, является комбинирование традиционного хроматографического и нового радиоволнового методов.

	Дополлнительная	Время	Топпости	Стои-	Стоимость					
Название	обработка пробы	получения	колиц	мость	эксплуатации					
метода	до или в ходе	результатов	колич. оценки	оборудов.	и доп. расхо-					
	исследования	(мин)	оценки	тыс. руб	дов					
Колориметрии-	+	5–7	Средняя	46	Средняя					
ческий										
ИКС	По необходим.	10-15	Высокая	от 200	Низкая					
УФС	По необходим.	10-15	Высокая	от 250	Низкая					
Радиоволновой	—	около 20	Средняя	около 50	Низкая					
Хроматография	+	до 60	Высокая	от 320	Средняя					

Основные характеристики методов химического анализа коптильного дыма и коптильных препаратов

Такая комбинация позволит ускорить и удешевить исследование качества коптильного дыма за счет экспресс-анализа компонентов его раствора радиоволновым методом, а также проконтролировать процесс производства, и получить высококачественный оценочный результат на заключительной стадии с помощью хроматографического метода. Ускоренное проведение комплексного анализа коптильного дыма создает условия для своевременной корректировки технологических параметров в процессе дымообразования, что позволит эффективно повысить качество и вкусовые характеристик пищевой копченой продукции, а также лучше автоматизировать процесс.

Литература

1. Мовшович И.М., Пономарева Л.К. Методические разработки по колориметрическим методам анализа [Электронный ресурс]. Минск, 1970. Режим доступа: http://www.chemport.ru/data/chemipedia/article_1726.html

2. Колесник И.В., Саполетова Н.А. Инфракрасная спектроскопия. Методическая разработка / МГУ им. М. В. Ломоносова, М., 2011. С. 12–13.

3. Ультрафиолетовая спектроскопия [Электронный ресурс]. Режим доступа: http://www.xumuk.ru/encyklopedia/2/4657.html

4. Хроматографические методы анализа [Электронный ресурс]. Режим доступа: http://www.eurolab.ru/hromatograficheskie_metody_analiza

5. Ершов А.М., Маслов А.А., Совлуков А.С. и др. Радиоволновый резонаторный метод измерения физических свойств жидкостей с диэлектрическими потерями // Вестник МГТУ. 2008. Т. 11, №3. С. 498–501.

УДК 528.854

АЛГОРИТМ ВЫДЕЛЕНИЯ ФИГУРЫ ДВИЖУЩЕГОСЯ ЧЕЛОВЕКА ПО ВИДЕОДАННЫМ *М.Ю. Катаев, А.П. Коробко*

Приводится описание алгоритма выделения фигуры человека по видеоданным. Представлены результаты практического применения алгоритма. Ключевые слова: видеоданные, фигура человека, алгоритм обработки изображений.

Постановка задачи. Задача выделения фигуры человека на изображении решается многими исследователями по всему миру. Этот интерес связан, прежде

всего, с широким спектром возможных применений, включающих в себя системы безопасности, человеко-машинный интерфейс, обеспечение телеконференций, медицину, спорт и другие исследования, где важно знать положение человека на кадре и характер его движения. Известные подходы решения задачи выделения фигуры человека можно условно разделить на несколько групп: алгоритмы без использования модели человеческого тела; алгоритмы с использованием модели человеческого тела; преобразование видеоданных нескольких источников изображения (камер). Отметим, что рассматриваемые алгоритмы отличаются от детекторов движения, где объект не определен, а важен факт движения. Рассматриваемый нами алгоритм предназначен для поиска движущегося человека в наблюдаемом кадре видеоданных.

Выделять фигуру человека на изображении достаточно сложно, так как этому препятствует множество особенностей именно цифрового представления событий реального мира. На изображении присутствуют шумы измерительной камеры и тракта преобразования в цифровое изображение, изменяется освещенность от кадра к кадру, различный по сложности фон и др. В статье приводится алгоритм, который успешно позволяет бороться с указанными проблемами.

Алгоритм выделения фигуры движущегося человека на видео представлен несколькими этапами.

Вычитание кадров. На первом этапе происходит вычитание текущего кадра, в котором присутствует человек из пустого, фонового кадра, где человека еще не было (рис. 1). Как видно, при вычитании в кадре остается много лишней информации (шумы камеры, разница в освещении, тени и др.).





Фон + объект Яркостное изображение Рис. 1. Кадр с идущим человеком и его яркостное представление

Удаление «паразитных» областей. Далее идет этап предварительной обработки полученного изображения, необходимый для удаления областей, получившихся из-за разницы освещения и дрожания камеры. Для этого применяется к разностному изображению с человеком маске Собеля. После чего идет сравнение фонового изображения с разницы изображений, которое позволяет выделить именно область движения. Для этого воспользуемся сравнением моментов каждого изображения. Момент – это суммарная характеристика изображения для всех пикселей контура:

$$M(a,b) = \sum_{x,y}^{N,M} I(x,y) x^{a} y^{b} , \qquad (1)$$

где I(x, y) – изображение; a, b – порядок момента; N, M – число пикселей на изображении по x и y.

После нахождения одинаковых по величине моментов (в каких-то пределах) и удаления их из изображения, получаем результат, который представлен на рис. 2. При этом отдельные области частей изображения, где также может наблюдаться отличие моментов, не связанных друг с другом, удаляются простой фильтрацией. Таким образом, изображение получилось разделенным на две области: фон и двигающийся объект, в нашем случае – человек.





Восстановленная область изображения, где происходило движение

Рис. 2. Выделенная область движения на изображении и восстановленная область изображения, где происходило движение, по данным рис. 1

Выделение фигуры. Третий этап связан с выделением фигуры человека на изображении, для чего выделяем прямоугольную область изображения, где находится объект. Применяем к этой области маску Собеля для получения контуров (рис. 3).



по данным рис. 2



Результат выделения контура движущегося человека

Рис. 3. Результат выделения области движения по данным рис. 2 и выделение области движения

Далее происходит отсев тех точек контура, которые не принадлежат объекту. Для этого ставятся ключевые точки контура. Под ключевыми точками понимаются точки, которые имеют с двумя соседними угол, отличающийся от 180° на определенную величину (в нашем случае 20°, величина, полученная эмпирическим путем). Точки не имеющие с углом, близким к 180±20°, отсеиваются. Остается в итоге контур, который представляет собой описание фигуры движущегося человека.



Заключение. Отметим, что предлагаемый подход позволяет достаточно просто и быстро (в режиме реального времени) подойти к выделению области движения на кадре и произвести выделение фигуры человека.

Литература

1. Кузьмин С.А. Сравнительное исследование способов оценки фона в виде-опоследовательностях // Журн. радиоэлектроники. 2012. № 3. С. 15–21.

2. Алпатов Б.А., Бабаян П.В., Балашов О.Е., Степашкин А.И. Методы автоматического обнаружения и сопровождения объектов. Обработка изображений и управление. М., 2008. 176 с.

3. Никулин Е.А. Компьютерная геометрия и алгоритмы машинной графики. СПб.: БХВ-Петербург, 2003. 560 с.

УДК 550.83

ГЕОИНФОРМАЦИОННАЯ СИСТЕМА КОНТРОЛЯ ЭКОЛОГИЧЕСКОГО СОСТОЯНИЯ ТЕРРИТОРИИ ПО ДАННЫМ ПРИБОРА MODIS *М.Ю. Катаев, А.А. Бекеров*

Приводится описание геоинформационной системы для контроля экологического состояния территории по данным спутникового прибора MODIS. Показаны результаты обработки реальных спутниковых данных.

Ключевые слова: ГИС, спутниковые данные, вегетационные индексы, экология.

Данные дистанционного зондирования со спутников Земли находят свое применение в различных научных и практических приложениях с 70-х годов прошлого века. Одним из важных направлений применения космических снимков являются обнаружение и оценка последствий пожаров, контроль вырубок, выявление промышленных загрязнений и экологических задач и др. Эффективное использование космических данных невозможно без разработки соответствующих методов и алгоритмов их обработки и программного обеспечения.

Современные спутниковые системы позволяют получать данные с высоким временным и пространственным разрешением. Кроме того, наличие длительного периода спутниковых наблюдений, охвата территории всей поверхности Земли и как следствие обработка большого массива данных требуют минимизации времени для процесса их тематической обработки и последующего анализа результатов обработки.

Решение задач экологического мониторинга требует привлечения спутниковых систем дистанционного зондирования исходя из характеристик объектов наблюдения, а именно их пространственных размеров и структуры, особенностей временной динамики и спектрально-энергетических свойств. Нами для этих целей выбрана система дистанционного зондирования Terra/Aqua-MODIS. Доступность, свободное распространение, возможность ежедневно наблюдать одну и ту же территорию за счет широкой полосы обзора, большое количество спектральных каналов (36) и пространственное разрешение от 250 м до 1 км позволяют решать разнообразные по сложности прикладные и научные задачи.

В сложившихся технических условиях развития вычислительной техники и Интернет наиболее целесообразным становится применение современных мето-



дов обработки данных дистанционного зондирования в сочетании с ГИС-технологиями. Это позволяет выявлять динамику и особенности изменения поверхности Земли, например, зарастание лесом земель определенного назначения, влияние климатических или техногенных воздействий и др. Однако на сданный момент нет полного представления о конкретном влиянии различных факторов на процессы изменения состояния поверхности Земли и оценки текущего состояния (естественного или антропогенного).

Для решения экологических задач на основе обработки спутниковых данных нами были определены требования: оперативность (несколько раз в сутки), повторяемость (год и более), информативность (возможность чувствовать изменения на поверхности). В настоящее время существует единственный мониторинговый прибор MODIS, который позволяет получать такого типа данные. Данные спутникового прибора MODIS собираются в центрах приема NASA и проходят несколько уровней предварительной обработки, результатом которой является набор стандартных продуктов спутниковых изображений, которые нами и используются в данной работе.

По результатам анализа существующих методов оценки состояния поверхности Земли нами было решено использовать разнообразные индексы, рассчитываемые на основе спектральных каналов прибора MODIS: нормализованный разностный вегетационный индекс – NDVI, коротковолновый вегетационный индекс – SWVI, инфракрасный вегетационный индекс, разностный вегетационный индекс трансформированный вегетационный индекс и др., чувствительные к изменению в состоянии поверхности Земли и растительности:

$$NDVI = \frac{R_{0,85} - R_{0,65}}{R_{0,85} + R_{0,65}},$$
(1)

$$SWVI = \frac{R_{0,85} - R_{1,65}}{R_{0,85} + R_{1,65}},$$
(2)

$$IPVI = (NDVI + 1)/2, \qquad (3)$$

$$TVI = \sqrt{NDVI + 1/2} , \qquad (4)$$

где $R_{0,65}$, $R_{0,85}$ и $R_{1,65}$ – спектральные каналы композитного изображения MODIS, соответствующие 650, 850 и 1650 нм диапазонам спектра.

Физической предпосылкой для использования вегетационных индексов является наименьшее отражение света хлорофиллом здоровых растений в красной зоне спектра 0,65, максимальное отражение неповрежденной растительности в ближней ИК-части спектра 0,85, а также низкий уровень отражения солнечного излучения водой в среднем ИК-спектральном диапазоне 1,65 нм, реагирующем на изменение влагосодержания в подстилающей поверхности и в атмосфере.

На основе получаемой информации, наличия априорной информации, содержащейся в данных научных баз данных NCEP и др., нами построена структура программного обеспечения. Основные информационные потоки информации в ГИСсистемы контроля экологического состояния территории представлены на рис. 1.

На рис. 1 показаны основные информационные потоки информации, которые связаны с преобразованием спектральных каналов прибора MODIS, которые получены для некоторой территории размером ($M \times N$) пикселей, в набор вегетационных индексов (NDVI, NASH, SWVI, IPVI и др.). Далее набор вегетационных индексов подвергается математическим преобразованиям (статистика, корреляционный анализ, факторный анализ, кластеризация, wavelet и др.). Одним из эле-

ментов статистики, который нами используется в задаче, является оценка закона распределения и его основных параметров изменения того или иного индекса.



Рис. 1. Информационные потоки информации в ГИС системы контроля экологического состояния территории

Также нами используются наборы априорной информации для той же территории (температура воздуха и почвы, осадки, рельеф, освещенность солнцем, влажность и др.), которая нужна для выявления особенностей естественного хода изменения индексов. Выявленные факторы, которые определяют естественный ход индексов, позволяют идентифицировать любое изменение, придав ему характеристику: естественный или антропогенный.

На рис. 2, 3 приведены примеры расчета вегетационного индекса NDVI для территории Западной Сибири в летнее и зимнее время. Хорошо видно из рисунков, что вегетационные индексы весьма чувствительны к изменениям природы на определенной территории. Именно это обстоятельство и используется нами для выявления изменений (change detection), которые классифицируются по двум вышеуказанным состояниям.



Лето Зима Рис. 2. Пример расчета вегетационного индекса NDVI для территории Западной Сибири в летнее и зимнее время



Лето

Зима

Рис. 3. Пример расчета вегетационного индекса NASH для территории Западной Сибири в летнее и зимнее время

Литература

1. Кашкин В.Б., Сухинин А.И. Дистанционное зондирование Земли из космоса. Цифровая обработка изображений. М.: Логос, 2001. 322 с.

2. Гарбук С.В., Гершензон В.Е. Космические системы дистанционного зондирования Земли. М.: Изд-во А и Б, 1997.

3. Чандра А.М., Гош С.К. Дистанционное зондирование и географические информационные системы. М.: Техносфера, 2008. 312 с.

УДК 004.658

СОЗДАНИЕ ПРОГРАММНОГО КОМПЛЕКСА ПО АВТОМАТИЗАЦИИ ВВОДА, ВЫВОДА И ОБРАБОТКИ ИНФОРМАЦИИ НА ПРИМЕРЕ РАБОТЫ СЕКРЕТАРИАТА СОРЕВНОВАНИЙ *Р.В. Коновалов, Е.В. Воронко, Д.В. Кручинин*

Предложена реализация администрирования секретариата соревнований по гиревому спорту с возможностью хранения данных в большом объеме и на длительный срок. Также автоматизирован процесс по подсчету результата соревнований, установлению рекорда и получения очередного разряда. Ключевые слова: программный комплекс, автоматизация.

Задача построения. Организация спортивных соревнований является трудоемкой работой. Все данные (о предстоящем соревновании, о его участниках и итогах проведения соревнования) необходимо где-то хранить и обрабатывать и, что является немаловажным, поднимать данные о прошедшем соревновании. Чтобы выполнить такие задачи, необходим немалый рабочий персонал, что является неэкономичным и неэффективным. Но сейчас в современном мире, где господствуют высокопроизводительные вычислительные машины, они стали неотъемлемой частью нашей жизни. Поэтому разработка базы данных значительно упрощает как организацию, так обработку и хранение данных. Стоит заметить, что управление БД не требует большого персонала.

Создание программного комплекса по автоматизации ввода, вывода и обработки информации на примере работы секретариата соревнований производится поэтапно: реализация базы данных и разработка интерфейса.

Постановка задачи. Цель данной работы – разработка программного комплекса по автоматизации ввода, вывода и обработки информации на примере работы секретариата соревнований.

Первая этап – разработка базы данных – состоит из двух этапов: проектирования БД и создания БД. Проектирование включает в себя:

- системный анализ предметной области;
- анализ данных и построение модели данных.

Создание БД в памяти ЭВМ происходит в среде определенной СУБД и состоит из:

- создания структуры базы данных;
- заполнения базы данными.

Одним из этапов является разработка реляционной модели. Модель данных описывает некоторый набор родовых понятий и признаков, которыми должны обладать все конкретные СУБД и управляемые ими базы данных, если они основываются на этой модели. Наличие модели данных позволяет сравнивать конкретные реализации, используя один общий язык.

После выполнения двух этапов нормализации была получена реляционная модель.

Данная БД была реализована при помощи СУБД Microsoft SQL Server 2012.

На втором шаге рассматривается создание авторизации пользователя, простого графического интерфейса пользователя и добавление к нему несложной серверной функциональности (рис. 1) для более легкого учета соревнования, а также и возможность самим участникам просматривать данные о соревнованиях в сети при помощи авторизации.



Рис. 1. Авторизация пользователя

В самой программе реализован подсчет данных о проведении соревнований согласно регламенту соревнований. Также к самой базе данных применимы определенные бизнес-процессы (например, ограничение возраста, масса тела). Согласно установленным нормам по получению разряда программа автоматически сравнивает эти данные, и если участник достигает этого результата, ему присваивается очередной разряд.



Рис. 2. Главная страница программы

Заключение. На основе написанной программы данные, которые хранились в картотеках и имели большие объемы (как места хранения, так и объем информации), теперь хранятся в базе данных и практически не занимают места хранения. Также при помощи автоматизации данных, подсчет всех данных лежит на программном обеспечении, что освобождает судейскую коллегию от подсчетов и экономит время на выявления победителя.

Литература

1. Программирование баз данных Microsoft SQL Server 2005 для профессионалов. 2008. Роберт Вийера. 1066 с.

2. Антивирусная защита компьютера. Справочник [Электронный ресурс]. URL: http://www.msdn.microsoft.com (дата обращения: 10.07.2013).

3. Новгородова Н.А. Лабораторный практикум по базам данных в В VISUAL STUDIO.

УДК 621.396.41

РЕАЛИЗАЦИЯ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ДВИЖЕНИЕМ КОЛЁСНОЙ ПЛАТФОРМЫ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ МАШИННОГО ЗРЕНИЯ *А.Е. Косова, Р.А. Барышников, Д.С. Медведев, А.И. Попков*

Описывается процесс проектирования и испытания колёсной платформы (робота), имеющей 3 колеса, два из которых имеют по одному приводу, которые в целом позволяют двигаться роботу вперёд, назад, либо вращаться относительно одного из двух колёс с приводами, либо совершать плавный поворот влево или вправо. С помощью камеры робот способен следить за задаваемым маркером и двигаться в направлении этого маркера. Отдельно рассмотрено слежение и движение за «пятном» от лазерной указки. Описаны аппаратная и программная части полученной колёсной платформы, алгоритм выбора направления движения в зависимости от положения маркера относительно камеры в области её видимости. Показаны результаты работы алгоритмов захвата и слежения за объектом в кадрах видеопотока.

Ключевые слова: ODROID-X, колёсная платформа, C++, OpenCV, машинное зрение.

Задачи машинного зрения. Согласно [1], человек через зрение получает около 90% информации из окружающего мира. Глаз является универсальным прибором, который позволяет определять размеры вещей, цветовую гамму, гра-

ницы теней. Все эти параметры анализируются мозгом, и человек может сказать: «эта деталь на глаз неправильно выточена», «на этой плате не хватает чипа», «судя по цвету, этот резец перекален». Но глаз не просто воспринимает изображение. Человек устроен так, что угол зрения может изменяться в очень широких пределах. Это позволяет говорить нам о форме предмета. Причем точность при этом поразительная, и поэтому много операций сейчас выполняется вручную.

В настоящее время в промышленности стремятся сократить время рутинной человеческой работы. Но заменить человеческие глаза очень сложно. Раньше для этой цели использовали системы технического зрения. То есть считали, что если есть камера и плата ввода изображения, то этого вполне достаточно, чтобы заменить человеческий глаз. Но человек не просто смотрит на предметы, он изменяет угол зрения и получает полную информацию о предмете, которую мозг анализирует и делает выводы.

Новейшим этапом развития систем технического зрения являются системы машинного зрения. Это новый класс систем, в задачу которых входит получение изображения, его математический анализ и после этого получение выводов, на основе которых производится движение (рис. 1).

Технически такие системы состоят из камеры (снимающей изображение), платы ввода изображения (оцифровывающей изображение) и платы управления движением (позволяющей перемещать камеру в пространстве). Системы машинного зрения способны полностью заменить глаз человека в производственных операциях [2].



Рис. 1. Машинное зрение решает три задачи

В настоящее время стали доступны недорогие и мощные малогабаритные (одноплатные) компьютеры [3], появились открытые базовые библиотеки машинного зрения (OpenCV), пригодные для видеообработки в реальном времени. Всё это позволяет создавать различные платформы для мобильных роботов, использующих зрение в качестве управляющей системы для автономной ориентации (навигации) в пространстве и способных принимать решения в отсутствие управления со стороны человека, но при этом более надёжно и эффективно.

Цель и постановка задачи. Целью работы является создание управляющей системы, позволяющей применять машинное зрение для автономной ориентации (навигации) мобильных роботов в пространстве, которые могут быть применены для решения задач в различных сферах человеческой деятельности.

Данная работа посвящена реализации модели управления роботом с помощью машинного зрения. Необходимо выполнить проектирование и реализацию аппаратной и программной частей колёсной платформы так, чтобы это позволило ей передвигаться вслед за лазерным «пятном» или за каким-либо маркером.

Аппаратная часть. Колёсная платформа имеет 3 колеса, два из которых имеют по одному приводу, которые в целом позволяют двигаться роботу вперёд,



назад, либо вращаться относительно одного из двух колёс с приводами, выполнять разворот на месте, а также совершать плавный поворот влево или вправо.

На платформе установлено следующее оборудование (рис. 2):

1) одноплатный компьютер ODROID-Х – для вычислений, технические характеристики представлены в [3];

2) веб-камера Logitech C310 – для поиска, распознавания и слежения за маркерами. Разрешение – 1280х720, максимальная частота кадров – 30 к/с, под-ключение к одноплатному компьютеру через USB 2.0.

3) Middle layer – плата для преобразования напряжения с 1,7 до 5 В;

4) Buzzer – пьезоэлектрический звуковой излучатель (выдаёт сигналы при обнаружении или потере маркеров). Громкость больше или равна 85 дБ, частота 2048 Гц;

5) Motor-driver (L298P Motor Shield) – плата для управления приводами.



Рис. 2. Структурная схема колёсной платформы

Программная часть. Все вычисления производятся на одноплатном компьютере ODROID-X под управлением операционной системы Linux alarm 3.6.8-1-ARCH для процессора ARMV71.

По программной части реализовано:

1) драйверы для видеокамеры;

2) программное обеспечение для Motor-driver – для задания направления, скорости движения колёсной платформы в отдельных потоках;

3) программное обеспечение для buzzer;

4) алгоритмы и программное обеспечение для распознавания «пятна» и координат от лазерной указки, координат центра маркеров, за которыми выполняется слежение в потоке видео, поступающем с видеокамеры. Реализуются на языке программирования C++ с использованием библиотеки компьютерного зрения OpenCV[4];

5) алгоритм, выбирающий направление движения робота в зависимости от координат маркеров в кадрах.

Далее будут рассмотрены алгоритмы поиска и слежения за лазерной указкой и маркерами, выбора направления движения в зависимости от найденных маркеров в кадрах.

Поиск «пятна» лазерной указки в кадрах. Принцип работы алгоритма:

1. Используя функции, реализованные в библиотеке компьютерного зрения OpenCV, захватывается видео по кадру с камеры.

2. Для каждого кадра выполняется приведение изображения к цветовому пространству HSV [5], каждая компонента которого хранится в отдельном массиве.

3. В соответствии с подобранными (с помощью дополнительно написанного модуля) значениями минимума и максимума для каждой компоненты в изображении «пятна» от лазерной указки строятся бинарные изображения, удовлетворяющие промежутку между минимумом и максимумом.

4. Операциями логического «и» складываются полученные бинарные изображения.

5. В результате находятся пиксели, которые принадлежат свету лазерной указки.

6. Вычисляется среднее значение найденных пикселей по координате *X*, которое и будет искомой найденной координатой. Далее для удобства *X* приводится к значениям от [-1, 1], где 0 – это центр кадра.

Данный алгоритм будет работать некорректно при «разрыве» света или наличии двух и более «пятен» лазерных указок.

Пример работы алгоритма приведён на рис. 3.



Рис. 3. Пример поиска «пятна» лазерной указки в кадрах

Слежение за произвольно задаваемым маркером. Для того чтобы следить за каким-либо объектом (маркером), нужно сначала «показать» его камере. В данной работе это реализовано так: в центре кадра выбирается область (прямоугольник с размерами высотой 1/4 от высоты кадра и шириной 1/4 от ширины кадра, но возможны другие формы и размеры). Далее с помощью функций ОрепСV в прямоугольнике отмечаются области, которые имеют «хорошее» описание, например с наиболее сильными перепадами яркости и др. Находится среднее значение по координате X центров этих областей, что принимается за координату расположения маркера в кадре. Далее от кадра к кадру происходит слежение за средним найденных областей, основанное на вычислении оптического потока методом Лукаса-Канаде [6, 7]. Слежение выполняется до тех пор, пока не будет «потеряна» последняя область. Если не останется таких областей, колёсная платформа останавливается и выдаётся звуковой сигнал, после которого даётся некоторое время, в течение которого «предлагается» «показать» этот же или любой другой маркер так, чтобы в кадре он находился в центре. После этого снова от кадра к кадру выполняется слежение, а колёсная платформа выполняет движение в направлении маркера.

Пример работы алгоритма приведён на рис. 4.

Выбор направления движения. На рис. 5 представлена блок-схема алгоритма выбора движения в зависимости от значений координат по оси *X* маркера в кадре относительно центральной оси кадра (координаты приведены к значениям от [-1, 1], где 0 – это центр кадра).




Рис. 4. Пример слежения за маркером в кадрах



Рис. 5. Алгоритм выбора направления движения

Заключение. В данной работе выполнены проектирование и реализация аппаратной и программной частей колёсной платформы, позволяющие ей передвигаться вслед за лазерным «пятном» или за каким-либо маркером. Приведены некоторые алгоритмы и результаты их выполнения на собранной системе. В дальнейшем возможна модификация алгоритмов поиска и работа с применением найденного света лазерной указки для вывода и использования более разнообразной информации о подсвечиваемых объектах, как, например, вычисления расстояния до них, а также многого другого.

Литература

1. Википедия. Глаз [Электронный ресурс]. Режим доступа: http://ru.wikipedia.org/wiki/Глаз, свободный (дата обращения: 2.10.2013).

2. Мир компьютерной автоматизации. Новейшие тенденции и перспективы развития систем машинного зрения [Электронный ресурс]. Режим доступа: http://www.mka.ru/?p=40003, свободный (дата обращения: 2.10.2013).

3. Веб-сайт ODROID Platform Developer [Электронный ресурс]. Режим доступа: http://www.hardkernel.com/renewal_2011/products/prdt_info.php?g_code=G13399932893 1, свободный (дата обращения: 2.03.2013).

4. Gary Bradski, Adrian Kaehler «Learning OpenCV».

5. ОрепСV шаг за шагом. Поиск объекта по цвету. Цветовое пространство HSV [Электронный ресурс]. Режим доступа: http://robocraft.ru/blog/computervision/402.html, свободный (дата обращения: 2.03.2013).

6. Википедия. Алгоритм Лукаса–Канаде [Электронный ресурс]. Режим доступа: http://ru.wikipedia.org/wiki/Алгоритм_Лукаса_– Канаде, свободный (дата обращения: 2.03.2013).

7. Документация по OpenCV [Электронный ресурс]. Режим доступа: http://docs.opencv.org/modules/video/doc/motion_analysis_and_object_tracking.html, свободный (дата обращения: 2.03.2013).

УДК 681.5.017

СИСТЕМНЫЙ АНАЛИЗ ПРОЦЕССА РЕГУЛИРОВАНИЯ ТЕМПЕРАТУРЫ В «УМНОЙ ТЕПЛИЦЕ» ДЛЯ ПОСТРОЕНИЯ КОМПЬЮТЕРНОЙ МОДЕЛИ *В.С. Куринька*

Проведен системный анализ процесса регулирования температуры в «умной теплице» (УТ). Построена и последовательно уточнена структурно-функциональная блок-схема регулирования температуры в камере УТ. Сформированы требования к режимам функционирования элементов регулирования температуры и блока управления.Построены математические модели (ММ) элементов регулирования температуры в УТ.

Ключевые слова: математические модели, температурный датчик, источник света, система охлаждения.

Управление температурой в камере осуществляется исполнительными устройствами [1].

1. Источник света – лампа натриевая высокого давления типа ДНаТ, выступающая в виде нагревательного элемента.

2. Система охлаждения, реализованная в виде вентилятора [2] для поступления свежего воздуха и вентилятора вытяжки (рис. 1).



Рис. 1. Структурно-функциональная схема регулирования температуры в камере:

I – сила тока; *R* – сопротивление; *t* – температура воздуха в камере; *t*_{оп} – оптимальное значение температуры воздуха в камере; *Q* – количество теплоты при нагреве воздуха; –*Q* – при охлаждении воздуха



Они преобразуют информационные сигналы управления в пропорциональные им управляющие энергетические воздействия на атмосферу в камере. Температурный датчик [3] выполняет мониторинг температуры среды камеры и отправляет полученные данные на блок управления.



Для построения адекватной модели температурного датчика проведем анализ графика зависимости сопротивления от температуры (рис. 3). Данный график имеет вид параболы [5], соответственно для построения модели будем использовать апериодическое звено второго порядка:

$$y = ax^2 + bx + c.$$

Возьмем три точки x соответствующих T равной 25, 50 и 100 °C (рис. 4), получим систему уравнений:

$$625a + 25b + c = 1000,$$

$$2500a + 50b + c = 1200,$$

$$10000a + 100b + c = 1700.$$

$$\mathbf{r}(t) := 0.027 \cdot t^2 + 6 \cdot t + 832$$

$$t:=(-50), (-49)..200$$



Решая систему уравнений методом Гаусса, получаем:

$$A = 0.027, b = 6, c = 833.$$

При помощи системы «Макрокалькулятор» [6] построим и решим уравнение r(t), получим модель температурного датчика (см. рис. 4).

Рис. 4. Модель температурного датчика



Рис. 6. Модель системы охлаждения

Источник света предназначен для создания светового потока для роста и развития растительного мира в камере, а также является источником тепла, который влияет на изменение температуры в камере.

Так как источнику света необходимо время для разгорания и нагрева лампы, то его модель [2] будет описываться апериодическим звеном первого порядка (рис. 5):

$$(T_p + 1)Q = kI,$$

$$W(p) = k/(T_p + 1),$$

где k – коэффициент усиления; T – постоянная времени; *I* – сила тока; *Q* – количество теплоты при нагреве воздуха.

Источник света рассматривается в виде нагревательного элемента с апериодическим звеном (AZ) и постоянной времени T.

Система охлаждения предназначена для создания притока свежего воздуха и является элементом стабилизации температуры в камере.

Так как системе охлаждения необходимо время для развития скорости вращения вентиляторов, то ее модель будет описываться апериодическим звеном первого порядка с постоянной времени Т:

$$(T_p + 1)(-Q) = kI, W(p) = k/(T_p + 1), Q = c*m*(t_1 - t_2)$$

где Q - количество теплоты при охлаждении воздуха; с - удельная теплоемкость вещества; *m* – масса; *t*₁ – начальная температура; *t*₂ – конечная температура; *k* – коэффициент усиления; Т – постоянная времени; І – сила тока.

На блок управления температуры в камере приходят данные с температурного датчика R_{вх}, где они обрабатываются и сравниваются с оптимальным значением температуры t_{on} , которое задается оператором и преобразуется в R согласно графику зависимости температуры от сопротивления (рис. 3). Исходя из полученных результатов, отправляется сигнал управления [7] на то или иное исполнительное устройство (рис. 7).



Рис. 7. Модель системы управления температурой в камере

Разница между заданным оператором оптимальным значением *R* и полученным с температурного датчика данными R_{вх} должна стремиться к 0: $(R_{\rm B})$

$$(R_{\rm ax} - R)^2 => 0.$$

Если полученные данные $R_{\rm BX}$ с температурного датчика больше заданного значения R, то тогда блок управления посылает сигнал I2 на исполнительное устройство - систему охлаждения, если меньше, то тогда блок управления посы-

лает сигнал *I*₁ на исполнительное устройство – источник света до стабилизации ситуации:

$$R_{\rm BX} > R => I_2, R_{\rm BX} < R => I_1.$$

 $R_{\rm BX}$ – данные с температурного датчика; $t_{\rm on}$ – оптимальное значение температуры в камере; R – сопротивление, соответствующее оптимальному значению температуры; I_1 – ток для питания источника света; I_2 – ток для питания системы охлаждения.

Литература

1. Автоматизация теплиц, полив, освещение и т.д. [Электронный ресурс]. Режим доступа: http://www.promgidroponica.ru/vsjo-o-gidroponike, свободный (дата обращения: 24.10.2013).

2. В помощь начинающему радиолюбителю-конструктору [Электронный ресурс]. Режим доступа: http://radiocon-net.narod.ru/page30.htm, свободный (дата обращения: 20.10.2013).

3. Эрастов В.Е., Сидоров Ю.К., Отчалко В.Е. Измерительная техника и датчики: учеб. пособие. Томск: Том. межвуз. центр дистанционного образования, 1999. 178 с.

4. Кремниевые датчики температуры Philips Semiconductors [Электронный ресурс]. Режим доступа: http://www.chipinfo.ru/literature/chipnews/200310/6.html, свободный (дата обращения: 30.10.2013).

5. Морозов А.Д., Драгунов Т.Н. Визуализация и анализ инвариантных множеств динамических систем. Ижевск: НИЦ РХД, Институт компьютерных исследований, Науч.-изд. центр «Регулярная и хаотическая динамика», ЛКИ. 2003. 304 с.

6. Дмитриев В.М. Библиотека моделей компонентов среды моделирования МАРС для анализа и синтеза характеристик газопромысловых объектов / В.М. Дмитриев, Т.В. Ганджа, И.Я. Клепак // Компьютерные учебные программы и инновации. 2008. № 9. С. 138–139.

7. Востриков А.С. Теория автоматического регулирования: учеб. пособие для вузов / А.С. Востриков, Г.А. Французова. М.: Высш. шк., 2004. 365 с.

УДК 681.325

РАЗРАБОТКА ИНФОРМАЦИОННОГО ТАБЛО И УПРАВЛЯЮЩЕГО МОДУЛЯ ДЛЯ ВВОДА И ОБРАБОТКИ ИНФОРМАЦИИ НА ПРИМЕРЕ РАБОТЫ СЕКРЕТАРИАТА СОРЕВНОВАНИЙ *Е.В. Воронко, Р.В. Коновалов, Д.В. Кручинин*

Предложены методы сборки многофункционального малого табло, благодаря которому уменьшается стоимость аналогов, эффективное использование светодиодов (определенное расположение светодиодных сборок). Использование микроконтроллеров с большой flash-памятью позволяет создавать программы большого объема, а значит, можно добавлять различные функции для того или иного вида спорта. Разработка беспроводного управляющего модуля упрощает ввод информации и уменьшает количество проводов. Доработано ПО, которое является вспомогательной функцией в эксплуатации табло.

Ключевые слова: информационное табло, управляющий модуль.

Постановка задачи. В современном мире донесение актуальной информации с места событий до широкой аудитории зрителей является неотъемлемой частью проведения соревнования любого вида спорта. Однако, как показал ана-

лиз рынка подобных устройств, они достаточно дороги и ассортимент их не велик. Именно поэтому создание информационного табло, отображающего всю необходимую информацию о данном состязании, является актуальной задачей.

Поэтапная реализация. Система функционирует в автономном режиме, используя базу данных, включающую информацию об участниках, результатах соревнований и другую информацию. Смена информации происходит синхронно на всех табло, расположенных в помещении. Внесение корректировок в какойлибо информации, а также вывод оперативной информации на дополнительные носители осуществляется оператором по мере необходимости.



Разработка автоматизированного комплекса, который представляет собой сложную систему передачи, приема, хранения, обработки и отображения информации, производится поэтапно (рис. 1).



Первая операция, которую выполняет автоматизированный комплекс, – это прием информации с пульта дистанционного управления (информации о спортивных соревнованиях). С пульта поступает такая информация как время и колво выполненных упражнений спортсменом. Все это отображается на семисигметном индикаторе малого информационного табло. После того как спортсмен закончил выполнять упражнение, данные с малого табло передаются в базу данных в ЭВМ с последующим хранением и обработкой. Вся информация передается через беспроводную сеть (в роли приемник-передатчика выступает радиостанция, которая является главным связующим звеном всего аппаратного комплекса). После обработки данных в СУБД вся необходимая информация выводится на большое индикаторное табло. Также при построении информационной системы могут предусматриваться программные и аппаратные средства звукового сопровождения.



Рис. 2. Малое табло

Цель данной работы – разработка информационного табло для ввода и обработки информации на примере работы секретариата соревнований.

Первым этапом в рамках данной работы было разработано малое электронное табло. Информационное табло представляет собой двухстороннее табло, размеры которого 600×600 мм, толщиной не более 50 мм (рис. 2). Проектирование конструкции табло выполнено в САПР Inventor. Конструкция состоит из основного каркаса, который имеет все необходимые отверстия для встраивания



различных разъемов. К каркасу крепится подложка, на которую устанавливаются модуль управления и световой модуль. Закрывается вся конструкция органическим стеклом. Органическое стекло является легким и прочным материалом, что снизит риск поломки каркаса (рис. 3).



Рис. 3. Конструкция малого табло

Основой частью малого электронного табло является однокристальный микроконтроллер Atmega 16L и сверхъяркий светодиод SMD5050, в результате чего стоимость малого табло является низкой по сравнению с его аналогами (электронная схема изображена на рис. 4). Светодиод содержит три кристалла и каждый управляется отдельно. Такая конструкция позволяет не только сэкономить, но и внести дополнительную функцию регулировки подсветки в зависимости от количества света в помещении, где расположено информационное табло.

Помимо самого табло, была реализована приемная (рис. 5, б) и передающая (рис. 5, а) части. Передающая часть (пульт ДУ) состоит из передатчика MAX1479 + шифратор команд ATMEGA8L, а приемная часть, которая состоит из MAX1473, является супергетеродинной и может работать на частоте 315–433 МГц (подключается напрямую к основной схеме табло).







Рис. 5. Схема передатчика (а) и приемника (б)

Заключение. Практическая часть была описана выше, и на основе проведенных работ можно сделать следующие выводы. В отличие от аналогов, информационное табло имеет:

1. низкую стоимость табло;

2. беспроводное управление (исключает возможность большого количества проводов);

3. гибкую систему управления, позволяющую настраивать табло на различные функции.

Литература

1. Мортон Д. Микроконтроллеры AVR. Вводный курс. М.: Додэка XXI, 2006. 272 с.

2. Денисов Н.П., Шарапов А.В., Шибаев А.А. Электроника и схемотехника: учеб. пособие. Томск, 2003. 270 с.

3. Шустов М.А. Практическая схемотехника: кн. 1. М.: Альтекс-А, 2003. 256 с.

СОДЕРЖАНИЕ

Секция 2 РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ И ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ Председатель секции – Шарыгин Г.С., д.т.н., профессор, зав. каф. РТС	
<i>А.М. Алешечкин, А.Д. Куроптев</i> РАЗРЕШЕНИЕ НЕОДНОЗНАЧНОСТИ ФАЗОВЫХ ИЗМЕРЕНИЙ В МОРСКОЙ РАДИОНАВИГАЦИОННОЙ СИСТЕМЕ	3
<i>А.Н. Буданов</i> МОДЕЛИ ЦИФРОВЫХ ИНТЕРФЕЙСОВ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ ДЛЯ ОБОРУДОВАНИЯ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СЕТЕЙ	8
<i>М.Ю. Катаев, А.С. Крупский</i> ИССЛЕДОВАНИЕ ПРОПУСКНОЙ ВОЗМОЖНОСТИ СТАТИЧЕСКОЙ СЕТИ	12
<i>М.И. Почуев</i> УМЕНЬШЕНИЕ ПЕРЕКРЁСТНЫХ НАВОДОК В ТРАССАХ СОСЕДНИХ СЛОЁВ ПЕЧАТНОЙ ПЛАТЫ АППАРАТУРЫ РАДИОНАВИГАЦИИ КОСМИЧЕСКОГО АППАРАТА	15
<i>Е.В. Рогожников</i> МЕТОД ПОВЫШЕНИЯ ТОЧНОСТИ ОЦЕНКИ ДОПЛЕРОВСКОГО СДВИГА ЧАСТОТЫ	
В ПАССИВНОИ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ СИСТЕМЕ, РАБОТАЮЩЕЙ ПО СИГНАЛАМ СТОРОННИХ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ ИСТОЧНИКОВ	18
Секция 3 НАНОЭЛЕКТРОНИКА СВЧ Председатель секции – Бабак Л.И., д.т.н., профессор каф. КСУП	
<i>К.А. Алексеев, Е.В. Сапожников</i> РАЗРАБОТКА GAAS МОНОЛИТНОЙ ИНТЕГРАЛЬНОЙ СХЕМЫ БУФЕРНОГО УСИЛИТЕЛЯ S-ДИАПАЗОНА	22
<i>К.А. Алексеев, Е.В. Сапожников</i> РАЗРАБОТКА GAAS МОНОЛИТНОЙ ИНТЕГРАЛЬНОЙ СХЕМЫ ДВУХПОЗИЦИОННОГО СВЧ-КОММУТАТОРА	24
<i>Р.Ю. Мусенов, Ф.И. Шеерман</i> РАЗРАБОТКА МАЛОШУМЯЩЕГО УСИЛИТЕЛЯ ДИАПАЗОНА 1,2–1,6 ГГц ДЛЯ ПРИЕМНИКА ГЛОБАЛЬНЫХ НАВИГАЦИОННЫХ СПУТНИКОВЫХ СИСТЕМ НА БАЗЕ 0,25 МКМ SIGE ТЕХНОЛОГИИ	28
Секция 4 НАНОТЕХНОЛОГИИ В ЭЛЕКТРОНИКЕ Председатель секции – Троян П.Е. , д.т.н., профессор, зав. каф. ФЭ	
<i>А.В. Белоножко, Р.А. Соколова, Н.В. Скотников</i> ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ЛЮМИНОФОРНОГО СЛОЯ НА ДЕГРАДАЦИЮ БЕЛОГО СВЕТОДИОДА	33
О.А. Доценко, Д.В. Вагнер, О.А. Кочеткова, Е.В. Журавлева, Д.А. Черноброва ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ СВОЙСТВА КОМПОЗИЦИОННОГО РАЛИОМАТЕРИАЛА НА ОСНОВЕ УГЛЕРОЛНЫХ НАНОТРУБОК	36

<i>Т.И. Данили</i>	на, И.А. Чистоедова, А.П. Молева технологии созлания микрорельета
В ПРОСВЕТЛЯ	ПОЩЕМ ПОКРЫТИИ SiO2 ДЛЯ СВЕТОДИОДОВ
Н.В. Скотни	ков, Т.И. Данилина, А.В. Белоножко
МОДЕЛИРОВА	АНИЕ СИНЕГО СВЕТОДИОДА С ОДНОЙ
КВАНТОВОЙ	ЯМОЙ 4
В.В. Скубо	
СВЕРХВЫСОК	«ПЕРАТУРЫ НА ПАРАМЕТРЫ АРСЕНИД-ГАЛЛИЕВЫХ СОЧАСТОТНЫХ ГЕТЕРОСТРУКТУРНЫХ ТРАНЗИСТОРОВ 4
Секция 5	
	АНТЕННЫ И МИКРОВОЛНОВЫЕ УСТРОЙСТВА
Сопредсед	датели секции – Гошин Г.Г. , д.фм.н., профессор каф. СВЧиКР;
	Сычев А.Н., д.т.н., профессор каф. КСУП
ГГ Гошин	А И Краеценко
ШИРОКОПОЛ	ОСНЫЙ ЭЛЕМЕНТ АНТЕННОЙ РЕШЁТКИ ДЛЯ ГЛОНАСС 5
А.В. Кантыи	
ΗΑ ΚΡΥΓΠΟΜ	АЯ РЕАЛИЗАЦИЯ ПОЛЯРИЗАТОРА ВОЛНОВОЛЕ
С ПАЗОМ	5
Е.Н. Коровки	ин, К.Ф. Ноздреватых
РАЗРАБОТКА	ПОЛОСНО-ПРОПУСКАЮЩЕГО ФИЛЬТРА Х-ДИАПАЗОНА 5
О.Д. Москало	ец, А.С. Семёнов
ПОЛЫИ МИКЕ	РОВОЛНОВЫИ ВОЛНОВОД КАК ПОЖАРОУСТОИЧИВАЯ
ЛИНИЯ СВЯЗИ	1 0
А.Б. Мухин Исспелован	ИЕ ВЛИЯНИЯ ПЕРЕЛАЮЩЕГО ТРАКТА. НА ПРИЕМНЫЙ
ТРАКТ. ОЦЕН	КА ВЕЛИЧИНЫ ПАССИВНОЙ ИНТЕРМОЛУЛЯЦИОННОЙ
СОСТАВЛЯЮ	ЩЕЙ
В ПРИЕМНОМ	і ТРАКТЕ 6
А.В. Убайчин	1
РАЗРАБОТКА	АППЛИКАЦИОННОИ АНТЕННЫ ДЛЯ МИКРОВОЛНОВОГО
РАДИОМЕТРА	۰ ۵
	и А Я СПОСОБНОСТЬ МИКРОВОЛНОВОЙ АППЛИКАЦИОННОЙ
АНТЕННЫ ЛЛ	Я ИЗМЕРЕНИЯ СОБСТВЕННОГО ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО
ИЗЛУЧЕНИЯ В	БИООБЪЕКТОВ
Секиия б	
,	

НЕЛИНЕЙНАЯ ОПТИКА Председатель секции – Шандаров С.М., зав. каф. ЭП, д.ф.-м.н., профессор

В.Г. Дю, А.С. Акрестина, М.Г. Кистенева, С.М. Шандаров,	
Е.С. Худякова, Ю.Ф. Каргин	
ДИНАМИКА ФОТОИНДУЦИРОВАННОГО ПОГЛОЩЕНИЯ	
В КРИСТАЛЛЕ Вi ₁₂ TiO ₂₀ :Al	. 76

К.М. Мамбетова, Л.Н. Орликов, С.И. Арестов, Л.Я. Серебренников,	
М.В. Бородин, С.М. Шандаров, В.В. Щербина	
ФОРМИРОВАНИЕ ОПТИЧЕСКИХ ВОЛНОВОДОВ НА КРИСТАЛЛАХ	
С НЕЛИНЕЙНЫМИ ОПТИЧЕСКИМИ СВОЙСТВАМИ ИМПЛАНТАЦИЕЙ	
ИОНОВ ЦИНКА В НИОБАТ ЛИТИЯ	80
А.Г. Мирочник, И.Г. Нагорный	
НЕЛИНЕЙНО-ОПТИЧЕСКИЕ СВОЙСТВА КРИСТАЛЛОВ	
ДИБЕНЗОИЛМЕТАНАТА ДИФЛОРИДА БОРА	83
И.О. Яшкузин, Р.В. Ромашко, С. Кришнасвами, Т.А. Ефимов, М.А. Асалханов	3a
МЕТОДЫ ВОЗБУЖДЕНИЯ КОЛЕБАНИЙ КАНТИЛЕВЕРА В ЛАЗЕРНОЙ	
СИСТЕМЕ ДЕТЕКТИРОВАНИЯ СВЕРХМАЛЫХ МАСС	86

Секция 7

ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНАЯ СИЛОВАЯ ЭЛЕКТРОНИКА И ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА

Председатель секции – Шиняков Ю.А., директор НИИ КТ, д.т.н.

<i>Д.С. Чертихина</i> ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЙ КОММУТАТОР ДЛЯ НАКАЧКИ CUBR-ЛАЗЕРА	90
<i>Д.С. Чертихина</i> ГЕНЕРАТОР НАНОСЕКУНДНЫХ ИМПУЛЬСОВ ДЛЯ ВЫСОКОЧАСТОТНОГО CUBR-ЛАЗЕРА	94
<i>С.П. Шкарупо</i> ИСТОЧНИК БЕСПЕРЕБОЙНОГО ПИТАНИЯ С ВЫХОДНЫМ НАПРЯЖЕНИЕМ 12 В	97
С.П. Шкарупо, П.Г. Попенко УСТРОЙСТВО ЗАРЯДА АККУМУЛЯТОРНОЙ БАТАРЕИ	99

Секция 8

ПЛАЗМЕННАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

Председатель секции – Окс Е.М., д.т.н., профессор, зав. каф. физики

<i>И.Ю. Бакеев, А.В. Медовник</i> МОДЕЛИРОВАНИЕ НАЧАЛЬНОЙ СТАДИИ РАЗВИТИЯ ДУГОВОГО РАЗРЯДА В ФОРВАКУУМНОМ ДИАПАЗОНЕ ДАВЛЕНИЙ	102
<i>А.С. Климов, В.В. Каранский, Ю.Г. Юшков</i> МОДЕЛИРОВАНИЕ ТЕПЛОВОГО ПОЛЯ В КЕРАМИЧЕСКОМ МАТЕРИАЛЕ ПРИ ОБЛУЧЕНИИ ЭЛЕКТРОННЫМ ПУЧКОМ	106
<i>А.С. Климов, А.А. Зенин, А.В. Меньшов, М.В. Медведев, Ю.Г. Юшков</i> ИССЛЕДОВАНИЕ ПАРАМЕТРОВ ПУЧКОВОЙ ПЛАЗМЫ В ФОРВАКУУМНОМ ДИАПАЗОНЕ ДАВЛЕНИЙ	109
<i>Д.Б. Золотухин</i> ОСОБЕННОСТИ РАЗРЯДА С ПОЛЫМ КАТОДОМ В ОБЛАСТИ НИЗКИХ ДАВЛЕНИЙ	112

Секция 9

БИОМЕДИЦИНСКАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

Председатель секции – Мещеряков Р.В. , д.	т.н., доцент,	профессор каф.	КИБЭВС,
зам. начальника нау	чного управле	гния	

Е.А. Батеев, Н.М. Федотов	
РАЗРАБОТКА ВЫСОКОЧАСТОТНОГО ГЕНЕРАТОРА ДЛЯ АБЛЯЦИИ БИОЛОГИЧЕСКОЙ ТКАНИ	116
	110
ФЛО. БЛЫНСКИИ ПРИМЕНЕНИЕ АППАРАТНО-ПРОГРАММНОГО КОМПЛЕКСА	
ПРИ ДИСТРАКЦИИ И КОМПРЕССИИ КОСТНОЙ ТКАНИ	120
Н.М. Федотов, С.В. Жарый, Г.С. Маликова	
ПРИМЕНЕНИЕ КЛЕТОЧНЫХ АВТОМАТОВ ДЛЯ МОДЕЛИРОВАНИЯ	
ФИБРИЛЛЯЦИИ ПРЕДСЕРДИЙ НА ТРИАНГУЛИРОВАННОЙ СФЕРЕ	124
Н.М. Федотов, А.И. Оферкин, А.А. Шелупанов, С.В. Жарый	
ПОИСК И ВИЗУАЛИЗАЦИЯ МИШЕНЕИ ДЛЯ ЭЛЕКТРОИМПУЛЬСНОГО	
И ХИРУРІ ИЧЕСКОЇ О ВОЗДЕИСТВИЯ НА МИОКАРД ПРИ ЛЕЧЕНИИ Фибриппации препсерций	128
ФИЛЛИРИЛИНИ ПЕДСЕГДИИ	120
И.Б. ГОРОУНОВ ОТБОР ИНФОРМАТИВНЫХ ПРИЗНАКОВ ЛЛЯ НАЗНАЧЕНИЯ	
КОМПЛЕКСА ТЕРАПЕВТИЧЕСКОГО ЛЕЧЕНИЯ	132
М.В. Горбунов, П.К. Звеглянич, И.А. Лысенко, М.А. Михеев, Л.А. Патрашан	v
Научный руководитель – Р.В. Мещеряков	~
ПРОТОТИП ПОРТАТИВНОГО АУДИОМЕТРА	137
А.М. Машуков, Н.М. Федотов	
УЛЬТРАЗВУКОВОИ КОНТРОЛЬ АБЛЯЦИИ С ПРИМЕНЕНИЕМ	1.40
ЭПИКАРДИАЛЬНОГО ЭЛЕКТРОДА	140
Α.Μ. Μαψικοβ, Η.Μ. Φεοοποβ αλαδάτεια γιαρύσταμε σκάτο αμοτρυμέτα	
ЛЛЯ ЭПИКАРЛИАЛЬНОЙ АБЛЯНИИ МИОКАРЛА	
С УЛЬТРАЗВУКОВЫМ КОНТРОЛЕМ ГЛУБИНЫ ПОВРЕЖЛЕНИЯ	144
Р.Ф. Нигматуллин, Р.В. Мешеряков, В.П. Коиубинский	
О ПОДХОДЕ К МОДЕЛИРОВАНИЮ ЭЛЕМЕНТОВ РЕЧЕВОГО ТРАКТА	147
Д.А. Овчинников, В.А. Бойко, Е.В. Бугров, А.А. Бомбизов, М. Н. Романовски	й
К ВЛИЯНИЮ МОДУЛИРОВАННЫХ ИМПУЛЬСОВ СВЕТА	
НА ФУНКЦИОНАЛЬНОЕ СОСТОЯНИЕ ЧЕЛОВЕКА	149
Н.М. Федотов, Я.Н. Подскарбий, А.С. Семенов, Д.Р. Уразаев	
РАЗРАБОТКА ЭЛЕКТРОИМПУЛЬСНОГО ГЕНЕРАТОРА	1.50
ДЛЯ НИЗКОЭНЕРГЕГИЧЕСКОЙ КАРДИОВЕРСИИ	152
А.Г. СИЗОВ, Е.В. ПРОКОПЕНКО СИСТЕМА ОПЕНКИ СОСТОЯНИЯ ЗЛОРОВЬЯ ПАНИЕНТА	156
Л А Супанова	150
УПРАВЛЕНИЕ ДОСТУПОМ К СЧЕТАМ ЖКХ ЛИН	
С ЗАБОЛЕВАНИЯМИ РУК	159

Секция 10 АВТОМАТИЗАЦИЯ И ОПТИМИЗАЦИЯ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ И ОБРАБОТКА ИНФОРМАЦИИ Председатель секции – Кориков А.М., д.т.н., профессор, зав. каф. АСУ

Е.С. Барисенок, Ю.О. Лобода, О.С. Марченко, О.В. Пехов, Д.А. Фаррахова ПОСТРОЕНИЕ КАРТЫ ДАБИРИНТА, ПОИСК НАИКРАТЧАЙШЕГО
ПУТИ И СОГЛАСОВАНИЕ РОБОТОВ
Е.М. Калмыков
АНАЛИТИЧЕСКИЙ АНАЛИЗ МЕТОДОВ КОНТРОЛЯ КАЧЕСТВА
ПРОДУКТОВ ДЫМОГЕНЕРАЦИИ ПРИ ПРОИЗВОДСТВЕ
КОПЧЕНОЙ ПРОДУКЦИИ
АЛГОРИТМ ВЫЛЕЛЕНИЯ ФИГУРЫ ЛВИЖУШЕГОСЯ ЧЕЛОВЕКА
ПО ВИДЕОДАННЫМ
М.Ю. Катаев, А.А. Бекеров
ГЕОИНФОРМАЦИОННАЯ СИСТЕМА КОНТРОЛЯ ЭКОЛОГИЧЕСКОГО
СОСТОЯНИЯ ТЕРРИТОРИИ ПО ДАННЫМ ПРИБОРА MODIS
Р.В. Коновалов, Е.В. Воронко, Д.В. Кручинин
СОЗДАНИЕ ПРОГРАММНОГО КОМПЛЕКСА ПО АВТОМАТИЗАЦИИ
ВОДА, ВЫВОДА И ОБРАБОТКИ ИНФОРМАЦИИ НА ПРИМЕРЕ РАБОТЫ СЕКРЕТАРИАТА СОРЕРНОВАНИЙ 175
$\frac{1}{5}$
РЕАЛИЗАНИЯ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ЛВИЖЕНИЕМ КОЛЁСНОЙ
ПЛАТФОРМЫ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ МАШИННОГО ЗРЕНИЯ
В.С. Куринька
СИСТЕМНЫЙ АНАЛИЗ ПРОЦЕССА РЕГУЛИРОВАНИЯ ТЕМПЕРАТУРЫ
В «УМНОЙ ТЕПЛИЦЕ» ДЛЯ ПОСТРОЕНИЯ КОМПЬЮТЕРНОЙ МОДЕЛИ 182
Е.В. Воронко, Р.В. Коновалов, Д.В. Кручинин
РАЗРАБОТКА ИНФОРМАЦИОННОГО ТАБЛО И УПРАВЛЯЮЩЕГО
МОДУЛЯ ДЛЯ ВВОДА И ОБРАБОТКИ ИНФОРМАЦИИ НА Примере работы секретариата сорернований 185
THA TH YIVIELE LADOLDI CENTELALYIATA COLEDHODAHYIYI

Научное издание

ЭЛЕКТРОННЫЕ СРЕДСТВА И СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ

IX Международная научно-практическая конференция

30-31 октября 2013 г.

Материалы докладов

В двух частях Часть 1

Ответственный редактор – Н.Д. Малютин

Корректор – В.Г. Лихачева Верстка В.М. Бочкаревой

Издательство «В-Спектр» Подписано к печати 25.11.2013. Формат 60×84¹/₁₆. Печать трафаретная. Печ. л. 12,1. Усл. печ. 16,9. Тираж 100 экз. Заказ 93.

Тираж отпечатан в издательстве «В-Спектр» ИНН/КПП 7017129340/701701001, ОГРН 1057002637768 634055, г. Томск, пр. Академический, 13/24, тел. 49-09-91. E-mail: bvm@sibmail.com