

ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ БЮДЖЕТНОЕ
ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ
«НОВОСИБИРСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ ТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ»



Новосибирск
2020

Всероссийская научная
конференция молодых ученых

НАУКА ТЕХНОЛОГИИ ИННОВАЦИИ

Сборник
научных трудов

Часть 6

г. Новосибирск, 30 ноября-04 декабря 2020 г.

МИНИСТЕРСТВО НАУКИ И ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ
РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ
ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ БЮДЖЕТНОЕ ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ
УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ
«НОВОСИБИРСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ ТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ»

НАУКА ТЕХНОЛОГИИ ИННОВАЦИИ

**Сборник
научных трудов**

**г. Новосибирск, 30 ноября-04 декабря 2020 г.
в 9-и частях**

Часть 6

НОВОСИБИРСК
2020

УДК 62(063)
ББК 72.5я431
Н34

Н34 НАУКА. ТЕХНОЛОГИИ. ИННОВАЦИИ //Сборник научных трудов в 9 ч. / под ред. Гадюкиной А.В. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2020.

ISBN 978-5-7782-4288-3

Часть 6: – 190 с.

ISBN 978-5-7782-4294-4

В сборнике публикуются материалы по научным направлениям:
«Электроника и биомедицинская техника»

ОРГАНИЗАЦИОННЫЙ КОМИТЕТ

Председатель Оргкомитета:

Батаев А.А., д.т.н., профессор, ректор НГТУ

Зам. председателя Оргкомитета:

Брованов С.В., д.т.н., доцент, проректор по научной работе НГТУ

Программный комитет:

Драгунов В.П., д.т.н., профессор, начальник ОПК ВК

Корель И.И., к.ф.-м.н., доцент, декан ФТФ

Осьмук Л.А., д.соц.н., профессор, директор ИСТР

Рева И.Л., к.т.н., доцент, декан АВТФ

Мелехина Е.А., к.п.н., доцент, декан ФГО

Саленко С.Д., д.т.н., профессор, декан ФЛА

Тимофеев В.С., д.т.н., доцент, декан ФПМИ

Аманжолова Б.А. д.э.н., профессор, декан ФБ

Хрусталева В.А., д.т.н., профессор, декан РЭФ

Вильбергер М.Е., к.т.н., доцент, декан ФМА

Тюрин А.Г., к.т.н. доцент, декан МТФ

Белоглазов А.В., к.т.н. доцент, декан ФЭН

УДК 62(063)
ББК 72.5я431

ISBN 978-5-7782-4294-4 (Ч.6)
ISBN 978-5-7782-4288-3

© Коллектив авторов, 2020
© Новосибирский государственный
технический университет, 2020

**НАУЧНОЕ НАПРАВЛЕНИЕ – ЭЛЕКТРОНИКА И
БИМЕДИЦИНСКАЯ ТЕХНИКА**

Секция ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНАЯ И СИЛОВАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

**СНИЖЕНИЕ ВЫХОДНОГО ИМПЕДАНСА АКТИВНОГО
ВЫПРЯМИТЕЛЯ НАПРЯЖЕНИЯ ПРИ РАБОТЕ
НА ИМПУЛЬСНУЮ НАГРУЗКУ**

И.В. Александров, О.В. Нос, И.А. Баховцев

**Новосибирский государственный технический университет,
г. Новосибирск, alexandrov.i2018@gmail.com**

В работе выполнен анализ различных способов снижения выходного импеданса трехфазного импульсного выпрямителя напряжения при его работе на нагрузку с импульсным токопотреблением. Рассмотрено два базовых подхода: управление по среднему значению тока выходного конденсатора и компенсация тока нагрузки. Приведено их сравнение на основе математического и имитационного моделирования.

Output impedance reduction methods of active front-end rectifier are discussed in this work. Two methods are discussed and compared: output capacitor average current control and load current compensation. Mathematical modelling and simulation were provided.

Импульсный активный выпрямитель напряжения (АВН) – силовой преобразователь, задачей которого является формирование шины электроснабжения постоянного тока с заданным уровнем амплитудного значения напряжения и его пульсаций. Работа такого преобразователя осложняется импульсным характером потребляемого нагрузкой тока [1-2], что особенно критично в случае автономных объектов, так как мощность нагрузки сопоставима с уровнем мощности первичных источников электроэнергии [1-2].

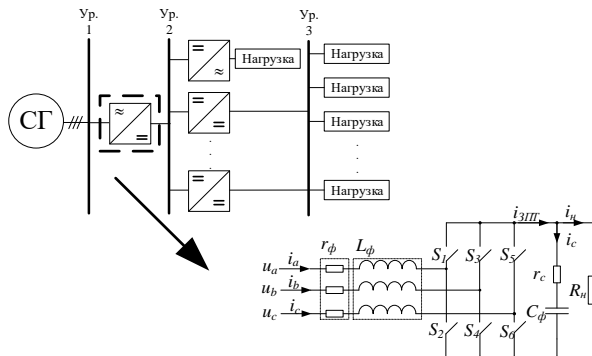


Рис. 1 – Схема системы электроснабжения

Основной динамической характеристикой преобразователя напряжения, отражающей влияние тока нагрузки на форму выходного напряжения импульсного преобразователя, является его выходной импеданс. В теории автоматического управления под выходным импедансом подразумевается отношение изображения по Лапласу выходного напряжения преобразователя к изображению по Лапласу тока нагрузки, взятое с обратным знаком, т. е. передаточная функция объекта по возмущающему воздействию в виде тока нагрузки к выходной координате (напряжению преобразователя) [3-5]

$$Z_{\text{вых}}(s) = -\frac{u_{\text{вых}}(s)}{i_n(s)}, \quad (1)$$

где $u_{\text{вых}}(s)$ – изображение по Лапласу выходного напряжения, $i_n(s)$ – изображение по Лапласу тока нагрузки. Выходной импеданс преобразователя зависит не только от конкретного вида силовой схемы и ее параметров, но и от параметров системы управления [4-5]. Таким образом становится очевидно, что снижение выходного импеданса с помощью алгоритмических методов позволяет уменьшить чувствительность системы к возмущающему воздействию и/или снизить требуемую емкость выходного конденсатора.

Структурные схемы контуров при замкнутом контуре регулирования тока дросселя L_ϕ представлены на рисунке 2, а именно на рисунке 2.а изображена структура с регулированием по среднему значению тока конденсатора, на рисунке 2.б структурная схема с компенсацией тока нагрузки.

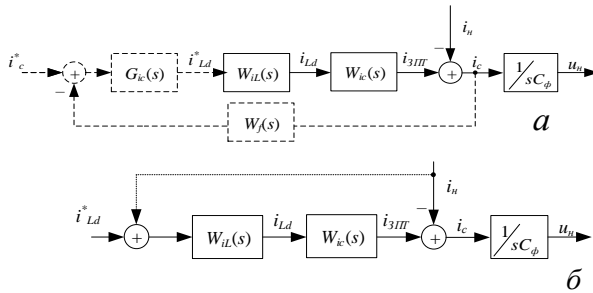


Рис. 2 – Структурные схемы систем управления

Как показано на рисунке 2 для реализации алгоритма управления по среднему значению вводится дополнительный контур регулирования тока выходного конденсатора, в котором есть фильтр низких частот (ФНЧ), представленный передаточной функцией $W_f(s)$, и регулятор $G_{ic}(s)$. Во втором случае вводится дополнительная положительная обратная связь по току нагрузки. Графики выходного импеданса преобразователя показаны на рисунке 3. Математические выражения описывающие выходной импеданс преобразователя для способа управления по среднему значению тока приведены в выражении (2), для принципа управления по возмущению с компенсацией тока нагрузки приведены в выражении (3)

$$Z_o^{ic}(s) = \frac{Z_o(s)}{1 + W_{ic}(s) \cdot W_{IL}(s) \cdot G_{ic}(s) \cdot W_f(s)}, \quad (2)$$

$$Z_o^{iu}(s) = Z_o \cdot (1 - W_{IL}(s) \cdot W_{ic}(s)), \quad (3)$$

где $W_{IL}(s)$ – передаточная функция замкнутого контура регулирования тока, $W_{ic}(s)$ – передаточная функция объекта управления от тока дросселя L_ϕ к току звена постоянного тока.

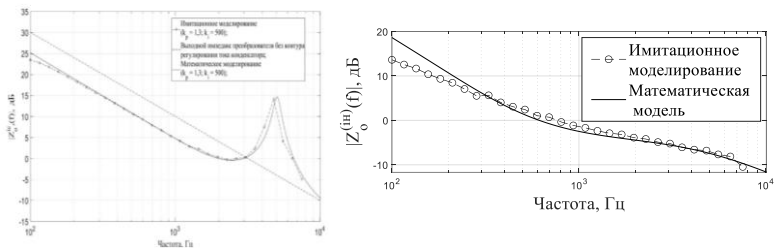


Рис. 3 – Результаты математического и компьютерного моделирования выходного импеданса преобразователя при исследуемых способах управления

Как следует из выражений (2) – (3) и графических зависимостей, оба метода позволяют обеспечить снижение выходного импеданса преобразователя в диапазоне частот не превышающей частоты среза контура регулирования тока дросселя L_{ϕ} . Однако, при компенсации тока нагрузки отсутствует явно выраженный пик частотной характеристики выходного импеданса, вследствие чего данный способ является приоритетным при проектировании системы регулирования АВН с повышенными требованиями к синтезу робастной системы, обеспечивающей малую чувствительность к импульсному характеру тока нагрузки.

Литература:

1. Резников С. Электроэнергетическая и электромагнитная совместимость вторичных источников импульсного питания с автономными системами электроснабжения. Часть 1. Критерии эффективности схемотехнических средств // Силовая Электроника. – 2009. – № 3. – С. 50-53.
2. Хватов О. С. Моделирование переходных процессов дизель-генераторной установки переменной частоты вращения на базе активного выпрямителя напряжения / Хватов О. С., Кобяков Д. С // Вестник Астраханского государственного технического университета. Серия: Морская техника и технология. – 2019. – № 3. С. 94–104. DOI: 10.24143/2073-1574-2019-3-94-104.
3. C. Basso. Eliminate the Guesswork in Selecting Crossover Frequency // Power Electronics Technology. – 2008. P. 24-29.
4. Ivan V. Aleksandrov, Nikita A. Sevostyanov, Roman L. Gorbunov. Step-by-step design of two-loop control system for Boost DC-DC converter // 19th International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies

and Electron Devices (EDM) 29-June-03-July 2018: Conference proceedings. – Erlagol, Russia.

5. Nikita A. Sevostyanov; Ivan V. Alexandrov; Roman L. Gorbunov; Denis V. Makarov. Step-by-Step Design of the Digital Closed Loop System of the Boost Voltage Converter // 19th International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices (EDM) 29-June-03-July 2018: Conference proceedings. – Erlagol, Russia.

РАЗРАБОТКА МАТЕМАТИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ ВЫСОКОЧАСТОТНОГО ИНВЕРТОРА НАПРЯЖЕНИЯ И ИССЛЕДОВАНИЕ РЕЖИМОВ РАБОТЫ

О.А. Вавилов, Д.В. Коробков
Новосибирский государственный технический университет,
г. Новосибирск, vavilov.oleg.rp462@gmail.com

В данной работе рассматривается решение задачи моделирования высокочастотного инвертора напряжения и определение области его рациональных параметров на основе результатов математического анализа.

This work considers the solution to the problem of modeling a high-frequency voltage inverter and the determination of the area of its rational parameters based on the results of mathematical analysis.

В настоящее время одной из тенденций развития систем генерирования электрической энергии (СГЭЭ) является улучшение их энергетических характеристик путем повышения рабочих частот преобразователей и внедрения новых конструктивных подходов на базе гибридной технологии. Под гибридной технологией в данной статье понимается размещение в одном корпусе кристаллов полупроводников, драйверов, реактивных элементов и элементов цифрового управления. Данные схемы особенно перспективны для применения в области авиационной электроники.

В представленной работе отражены начальные этапы разработки одной из основных частей такой системы - высокочастотного инвертора напряжения (ИН), которые заключаются в создании полной математической модели для расчета ИН.

В качестве исследуемой схемы выбран широко используемый трехфазный инвертор напряжения, состоящий из трех полумостовых схем, с соединением средней точки конденсаторов звена постоянного тока и нейтрали нагрузки [1]. Схема инвертора представлена на рисунке 1. В качестве силовых ключей в схеме используются вентили с полным

управлением, а именно – МОП-транзисторы с обратно включенным диодом.

Для формирования импульсов управления полупроводниковыми ключами используется широко распространённая в системах управления преобразователями трехфазная скалярная широтно-импульсная модуляция (ШИМ) [2]. Для повышения качества напряжения на выходе инвертора нами добавлен выходной фильтр для подавления высших гармоник

ческих составляющих, который в данной работе представлен как Г-образный LC-фильтр.

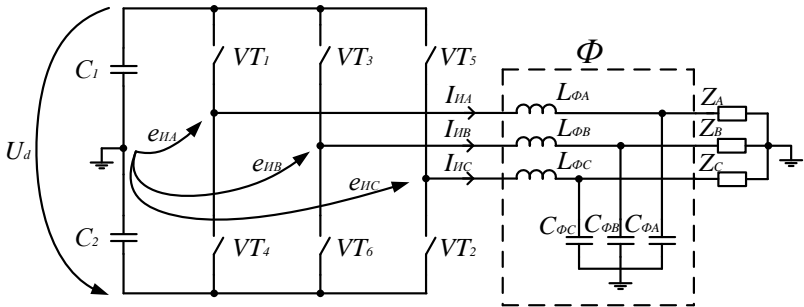


Рис. 1 – Исследуемая схема трехфазного инвертора напряжения

На рисунке VT_1 - VT_6 - идеализированные полностью управляемые ключи, пары которых образуют стойки фаз A , B и C инвертора; $e_{иА}$, $e_{иВ}$, $e_{иС}$ – внутренние ЭДС инвертора; Φ – Г-образный LC-фильтр, помогающий улучшить спектральный состав выходного напряжения; U_d – постоянное входное напряжение инвертора; C_1 , C_2 – конденсаторы, напряжение на каждом из которых равно $U_d/2$; Z_A , Z_B , Z_C – нагрузочные сопротивления.

При создании математической модели мы в первую очередь задались целью получить обобщенное выражение для внутренней ЭДС с помощью разложения в ряд Фурье [3]. Результат представлен формулой (1).

$$e_{и}(\theta) = \frac{1}{2} \cdot (E_{и1}(U_m + 1) + E_{и2}(1 - U_m)) + \frac{2(E_{и1} - E_{и2})}{\pi} \cdot \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\sin(k(U_m + 1) \cdot \pi / 2)}{k} \cos(k\theta) \cos(k\pi) \quad (1)$$

Здесь $E_{И1} = U_d/2$, $E_{И2} = -U_d/2$ – постоянные напряжения на входных конденсаторах; U_m – синусоидальный сигнал управления в скалярной ШИМ; k – номера гармоник; $\theta = \omega \cdot t = 2\pi \cdot f_{\text{вых}} \cdot t$ – величина равная произведению циклической частоты ω и времени t , введённая для упрощения расчетов.

Далее, рассчитав комплексное сопротивление на выходе инвертора и используя полученное выше выражение для внутренней ЭДС, были получены формула для внутренней ЭДС инвертора (2) и связь между входным напряжением U_d и выходным напряжением U_H (3).

$$\dot{E}_{И} = \dot{I}_{И} \cdot \dot{Z}_{\text{вых}} = \frac{\dot{U}_{И}(\dot{Z}_C + \dot{Z}_H)}{\dot{Z}_C \cdot \dot{Z}_H} \cdot (\dot{Z}_L + \frac{\dot{Z}_C \cdot \dot{Z}_H}{\dot{Z}_C + \dot{Z}_H}) \quad (2)$$

$$U_d = \frac{2}{M} U_H \cdot \frac{(Z_C + Z_H)}{Z_C \cdot Z_H} \cdot (Z_L + \frac{Z_C \cdot Z_H}{Z_C + Z_H}) \quad (3)$$

Здесь M - амплитуда сигнал управления; Z_C – полное сопротивление конденсатора фильтра; Z_L – полное сопротивление дросселя фильтра; Z_H – полное нагрузочное сопротивление.

В дальнейшем, используя выражение (2) и (3), регулируя M в необходимых пределах, и зная требуемую величину и частоту выходного напряжения U_H и нагрузки на частоте выходного напряжения, можно подбирать входное напряжение U_d и параметры LC-фильтра, с учетом требований к коэффициенту гармоник и спектральному составу напряжения U_H в соответствии с [4].

Далее на основе полученных формул были рассчитаны и подобраны необходимые параметры инвертора, проведено пробное имитационное моделирование с помощью ПО Mathcad/Simulink для преобразователя с частотой коммутации ключей $f_k = 100$ кГц, действующим значением первой гармоники выходного напряжения $U_H = 115$ В на частоте $f_{\text{вых}} = 400$ Гц и мощности нагрузки $S_H = 1000$ Вт. При проведении моделирования также учитывалось мертвое время t_d – временная задержка между импульсами управления четными и нечетными ключами для исключения токов короткого замыкания в стойке инвертора. t_d для пробного моделирования было принято равным 300 нс.

Полученные в результате осциллограмма и спектральный состав выходного напряжения при активно-индуктивной нагрузке ($\cos(\varphi)=0,8$) представлены на рисунках 2 и 3.

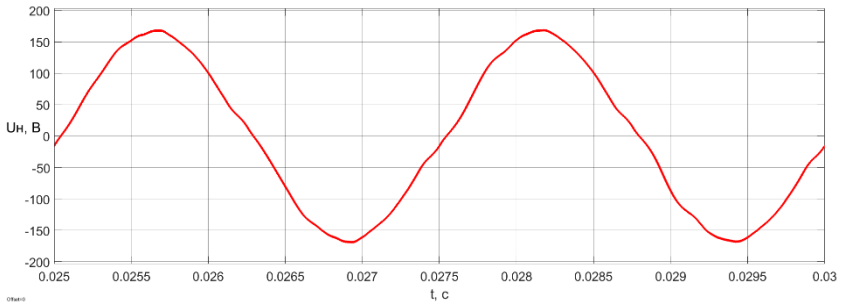


Рис. 2 – Осциллограмма выходного напряжения инвертора

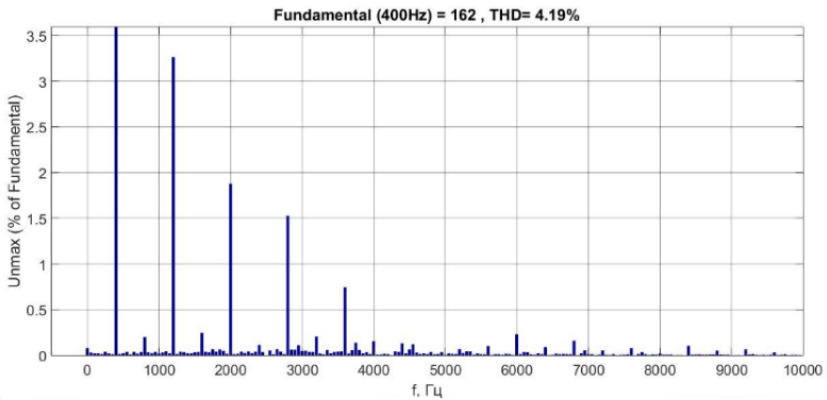


Рис. 3 – Спектральный состав выходного напряжения инвертора

Из представленных графиков видно, что амплитуда основной гармонике соответствует требуемому действующему значению напряжения, рассчитанному по формуле (3), отклонение составляет менее 1%. Из рисунка 3 для спектрального состава видно, что коэффициент нелинейных искажений также составляет всего около 4%, что соответствует стандартным предъявленным к СГЭЭ требованиям [4].

$$U_{H(rms)} = \frac{U_{H(A)}}{\sqrt{2}} = \frac{162}{\sqrt{2}} = 114,55 \text{ В} \quad (3)$$

Таким образом, в данной работе была решена задача по созданию математической модели высокочастотного инвертора, получены ключевые для создания моделей аналитические выражения,

связывающие входные и выходные параметры инвертора, и обобщенное выражение для внутренней ЭДС инвертора. В дальнейшем, используя результаты данной работы, можно проводить более обширный и полный математический анализ представленного инвертора с помощью внедрения функций Бесселя, вводить векторные принципы управления и изучать влияние различных типов нагрузки.

Литература:

1. Коробков Д.В. Методика анализа внутренней ЭДС инвертора напряжения методом переключающих функций / Коробков Д.В., Харитонов С.А. // Научный вестник НГТУ – 2010. – № 38. – С. 129-144.
2. Зиновьев Г. С. Силовая электроника: учеб. пособие для бакалавров / Г.С. Зиновьев. – 5-е изд., испр. и доп. – М.: Издательство Юрайт, 2012. – 667 с.
3. Чаплыгин Е.Е. Спектральное моделирование преобразователей с широтно-импульсной модуляцией: учеб. пособие по курсу «Моделирование электронных устройств и систем» для студентов специальности «Промышленная электроника» / Е. Е. Чаплыгин. – М.: Издательство МЭИ, 2009. – 56 с.
4. ГОСТ 32144-2013. Электрическая энергия. Совместимость технических средств электромагнитная. Нормы качества электрической энергии в системах электроснабжения общего назначения. – Введ. 2014-07-01. – М.: Стандартинформ, 2014 – 16 с.

АНАЛИЗ СТАТИЧЕСКОГО РЕЖИМА РАБОТЫ ВЫСОКОЧАСТОТНОГО АС-DC ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ПЕРЕМЕННОГО НАПРЯЖЕНИЯ В ПОСТОЯННОЕ СО ЗВЕНОМ ГАЛЬВАНИЧЕСКОЙ РАЗВЯЗКИ

Н. В. Дмитриева, А. В. Гейст

**Новосибирский государственный технический университет,
г. Новосибирск, spectroscopia7@gmail.com**

Статья посвящена анализу статического режима работы высокочастотного АС-DC преобразователя со звеном гальванической развязки, предназначенного для обеспечения бесперебойного питания вторичных систем электроснабжения летательных аппаратов. Актуальность представленного схемотехнического решения основывается на эффективном распределении и преобразовании электрической энергии. Рассмотрены достоинства и недостатки преобразователя, прилагаются результаты моделирования при различной мощности нагрузки.

The article analyzes the static mode of operation of a high-frequency AC-DC Converter with a galvanic isolation link, designed to provide uninterrupted power supply to secondary power supply systems of aircraft. The relevance of the presented circuit design solution is based on efficient distribution and conversion of electrical energy. The advantages and disadvantages of the Converter are considered, and the results of modeling at different load capacities are attached.

Достижения многих отраслей промышленности, в частности электронной, использовались при разработке новых поколений аппаратуры, входящей в состав различных систем авиационного электротехнического оборудования. В большинстве своем построение систем электроснабжения летательных аппаратов представляет собой установку генераторов на вал двигателя, а стабилизация частоты осуществляется высокочастотными преобразователями. К последним можно отнести:

- DC/DC преобразователь, который питается от бортовой сети постоянного тока и на выходе которого вырабатывается стабильное постоянное напряжение величиной 28,5 В;
- AC/DC преобразователь, питающийся от бортовой сети переменного тока (115 В, 400 Гц), формирующий постоянное выходное напряжение 28,5 В.

Одна из возможных структурных схем реализации преобразователя из переменного в постоянное напряжение представлена на Рис.1 и рассматривается в этой статье. В состав схемы входят неуправляемые трехфазный и однофазные выпрямители, полумостовые инверторы, высокочастотные трансформаторы с двумя вторичными обмотками и фильтрующие конденсаторы.

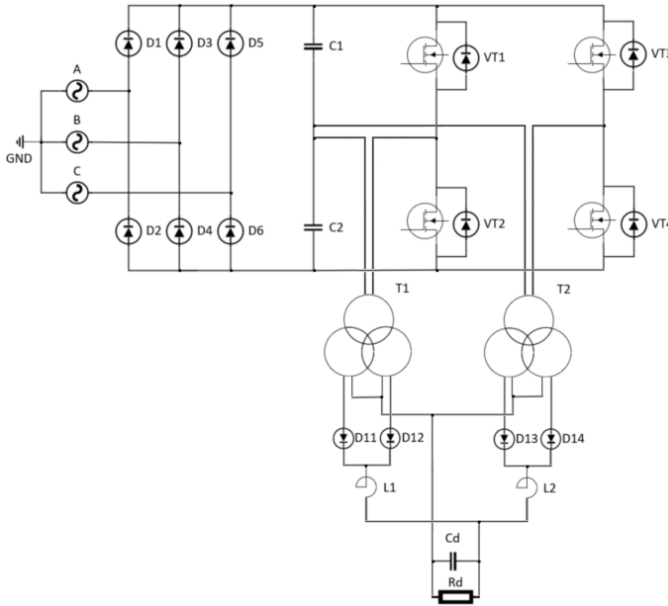


Рис. 1 – Принципиальная схема AC–DC преобразователя со звеном гальванической развязки

Трехфазный выпрямитель был выбран исходя из:

- малого коэффициента пульсаций выпрямленного напряжения ($K_p=0,057$);
- структурной реализации на диодах, что делает выпрямитель неуправляемым – в этом случае не требуется система управления для формирования импульсов управления и нет необходимости синхронизации с сетью.

Использование полумостовых инверторов:

- дает возможность трансформаторам не уходить в режим насыщения;
- позволяет применить выходной фильтр неуправляемого выпрямителя в качестве плеча полумостового инвертора.

Нагрузкой инверторов являются высокочастотные понижающие трансформаторы, выполняющие роль гальванической развязки.

Основное достоинство данной схемы состоит в том, что путем фазового сдвига опорных напряжений в системе управления инверторами и разделения канала преобразования постоянного напряжения в постоянное на выходе схемы эквивалентная выходная частота будет в 4 раза выше, чем частота коммутации транзисторных

ключей. Токовая нагрузка транзисторов в каждом из инверторов уменьшается, благодаря разделению мощности между трансформаторами и инверторами. Стоит отметить наличие простой системы управления – входной и выходные выпрямители неуправляемые, управление осуществляется по отношению к полумостовым инверторам; величина выходного конденсатора достаточно мала (мкФ) за счет высокой частоты пульсаций выходного напряжения.

Недостатками топологии являются наличие сложной конструкции трансформатора, содержащего одну первичную и две вторичные обмотки, невозможность регулирования выпрямленного напряжения входного выпрямителя, ток в ключах полумостового инвертора выше, чем в ключах мостового инвертора.

Расчет преобразователя проведен в соответствии с техническим заданием, исходные данные приведены в таблице 1. На рис. 2-5 приведены результаты моделирования при разной мощности нагрузки.

Таблица 1 – Исходные данные

E, В	U _H , В	ΔU _H , В	F _{ВХ} , Гц	F _К , Гц	P _H , Вт
98...132	28,5	1	400	50000	3000

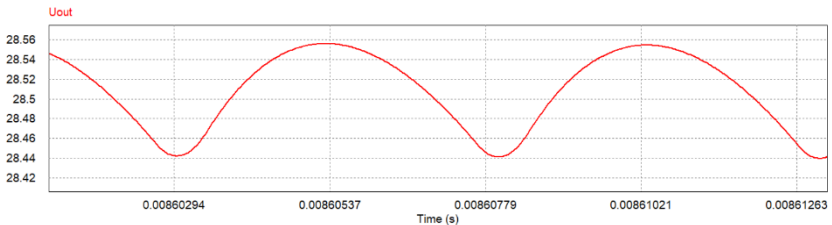


Рис. 2 – Осциллограмма выходного напряжения при режиме работы на номинальную мощность 3 кВт, входном напряжении E=98 В и глубине модуляции M = 0,654

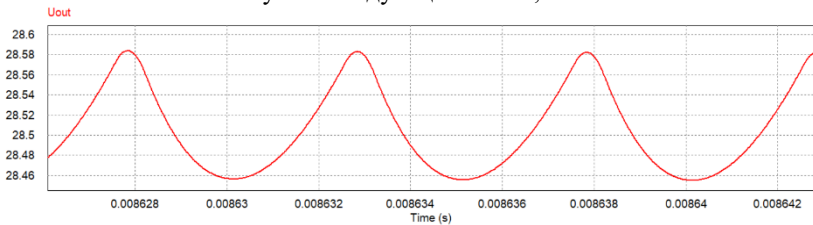


Рис. 3 – Осциллограмма выходного напряжения при режиме работы на номинальную мощность 3 кВт, E=132 В, M = 0,742

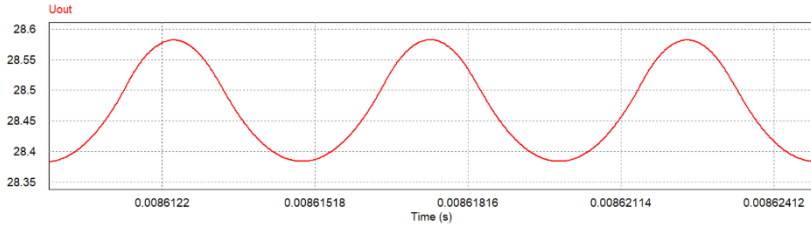


Рис. 4 – Осциллограмма выходного напряжения при режиме работы, близком к холостому ходу $P = 100$ Вт, $E=98$ В, $M = 0,846$

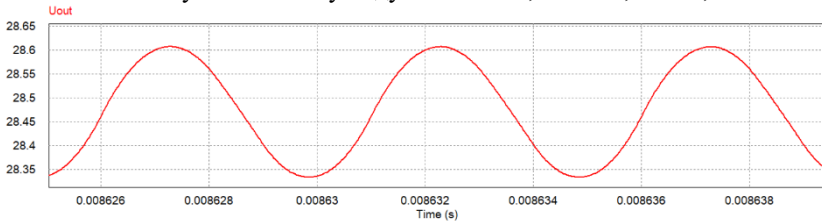


Рис. 5 – Осциллограмма выходного напряжения при режиме работы, близком к холостому ходу $P = 100$ Вт, $E=132$ В, $M = 0,897$

Опираясь на представленные выше эпюры выходного напряжения, можно сделать вывод, что схема обеспечивает требуемое выходное напряжение во всем заданном диапазоне выходной мощности. В дальнейшем планируется создать микропроцессорную систему управления, которая представляет собой замкнутую двухконтурную систему подчиненного регулирования. Поставлены следующие задачи:

- достигнуть уменьшения времени протекания переходных процессов в соответствии с критериями ГОСТа 54073-2017;
- получить корректный режим работы во всех случаях без всплесков выходного напряжения, которые могут возникать при коммутации нагрузки.

Литература:

1. Зиновьев Г. С. Основы силовой электроники: Учебник. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 1999. Ч.1. – 199 с.
2. R.W. Erickson, D. Maksimovic. Fundamentals of Power Electronics. – USA, New York: Springer, 1997. – 883 p.

ОБЗОР ГРАВИТАЦИОННЫХ НАКОПИТЕЛЕЙ ЭНЕРГИИ

В.А. Еланакова, О.В. Нос

**Новосибирский государственный технический университет,
г. Новосибирск, veraelanakova@gmail.com**

В работе представлен обзор возможных способов аккумуляции энергии с использованием гравитационной энергии. Отмечены достоинства, недостатки и отличительные особенности каждой из технологий. Представлены главные требования и ограничения в области применения гравитационных накопителей энергии.

The paper presents an overview of possible ways of storing energy based on gravitational energy. The advantages, disadvantages and distinctive features of each of the technologies are highlighted. The main requirements and limitations in the application range of gravity energy storages are presented.

Одной из современных тенденций развития отечественной и мировой энергетики является увеличение доли производства электрической энергии за счет использования возобновляемых источников, к числу которых относят солнечное излучение, энергию ветра, морские приливы и т. д., характеризующиеся непостоянством и случайным характером периодов генерации мощности, зависящих, например, от времени года. При этом суточный график нагрузки, как правило, также описывается классом сложных нелинейных стохастических функций, что приводит к необходимости применения специальных устройств аккумуляции электрической энергии, позволяющих согласовать значительные неравномерности производства и потребления электрической энергии в различные периоды времени. Таким образом, накопитель энергии, являясь одним из необходимых составляющих в цепи производства электроэнергии, обеспечивает выравнивание графиков нагрузок в сети, а также бесперебойное снабжение особо важных объектов и сглаживает колебания мощности [1].

Гравитационный накопитель энергии представляет собой техническое устройство, базовые принципы работы которой основываются на первоначальном преобразовании электрической энергии, потребляемой извне, в потенциальную энергию за счёт вертикального подъёма массивных грузов, и ее последующую отдачу при спуске в моменты пиковой нагрузки на энергосистему. Среди возможных концепций построения систем аккумуляции энергии с использованием гравитационной энергии, можно выделить гравитационные твердотельные накопители энергии и гравитационные жидкостные накопители энергии [1].

Гравитационный твёрдотельный накопитель энергии представляет собой новое техническое устройство в области систем «зеленой» генерации. Энергию, запасённую при поднятии твёрдых и массивных тел, можно высвободить за очень короткое время, при этом время хранения однажды запасённой энергии практически неограниченно. Ограничение на получаемую мощность таких устройств накладывает только ускорение свободного падения, определяющее максимальный темп нарастания скорости падающего груза.

Данная технология, по сравнению с наиболее часто применяемыми на практике гидроаккумулирующими станциями, обладает рядом конкурентоспособных преимуществ, к числу которых относятся более низкие первоначальные инвестиционные и дальнейшие эксплуатационные затраты; возможность строительства на любой равнинной местности или встраивание в отработанные шахтные стволы; КПД стандартного цикла составляет не менее 80 %; безопасная и экологическая чистота в процессе работы; устойчивость конструкции к сейсмическим и ветровым нагрузкам. Недостатком же таких систем является необходимость обеспечения длинного пути подъёма груза, который должен быть свободным и достаточно прямым, а также необходимо исключить возможность случайного попадания в эту область посторонних предметов [3].

За последние годы было предложено несколько технических концепций, основанных на использовании гравитационного твердотельного накопителя. Швейцарская технологическая компания “Energy Vault” разрабатывает прототип системы с гравитационным накопителем, в котором используется шестилучевой кран для подъёма бетонных блоков в вертикальном направлении на высоту 33-этажного здания. Существует также технология практической реализации гравитационного накопителя энергии в виде железнодорожного накопителя, предложенного американской компанией “ARES”. Такой подход позволяет использовать отработанные системы железнодорожного электрического транспорта, но для размещения такого аккумулятора энергии необходима обширная территория, рельеф которой характеризуется перепадом высот. В гравитационной системе накопления энергии, разрабатываемой шотландской компанией “Gravitricity”, избыточная электрическая энергия возобновляемых источников преобразуется в потенциальную за счёт вертикального подъёма объемных масс в стволе шахты. Однако, следует отметить, что к настоящему времени, ни один из этих концептов не был реализован ни в промышленных масштабах, ни в виде единичных экземпляров.

Конструкция гравитационных жидкостных накопителей позволяет отказаться от создания прямых шахт большого сечения на всю высоту подъёма, поскольку жидкость способна перемещаться и по изогнутым трубам, сечение которых должно быть лишь достаточным для прохождения по ним максимального расчётного потока. Поэтому верхний и нижний резервуары необязательно должны размещаться друг под другом, а могут быть разнесены на достаточно большое расстояние [2].

Срок хранения энергии в жидкостных гравитационных накопителях гораздо меньше, чем в твердотельных и составляет от нескольких дней до нескольких лет, это обусловлено испарением рабочей жидкости из резервуаров. Кроме того, такие системы требуют больших затрат на поддержание их в надлежащем техническом состоянии, прежде всего это касается герметичности резервуаров и трубопроводов, исправности запорного и перекачивающего оборудования.

Технологии использования гравитационных жидкостных накопителей в системах аккумулирования энергии посвящены разработки энергетических компаний. Например, немецкая компания Gravity Energy AG намерена построить хранилище электроэнергии мощностью 1 МВт, для аккумуляции электроэнергии в шахте глубиной около 100 метров, будет подниматься поршень весом около 6000 тонн. Поршень будет приводиться в движение насосами, электроэнергию для которых вырабатывают солнечные и ветряные электростанции, а рабочей средой для системы будет служить обычная вода. В будущем, с помощью таких гравитационных аккумулирующих систем, компания рассчитывает покрыть большие потребности в накоплении энергии, которые появляются в следствие перехода на возобновляемые источники энергии и отключения электростанций, работающих на ископаемых видах топлива. Это позволит обеспечить стабильную и непрерывную работу «зеленых» мощностей и надежность местных электросетей.

Таким образом, гравитационные накопители энергии представляют собой перспективное направление в области систем аккумулирования энергии. В связи с этим особую актуальность имеет разработка принципов построения и организации специализированных мехатронных модулей для данного типа устройств, а также алгоритмов управления ими, что позволит использовать гравитационный накопитель энергии в качестве эффективного и экономически целесообразного технического средства для компенсации суточных или сезонных колебаний потребляемой мощности.

Литература:

1. A. Berrada, K. Loudiyi. Gravity Energy Storage– Elsevier, 2019. – 186 p.
2. Cava F., Kelly J. Storing Energy with Special Reference to Renewable Energy Sources– Elsevier, 2016. – 590 p.
3. Botha C.D., M.J.Kamper. Capability Study of Dry Gravity Energy Storage// Journal of Energy Storage. – 2019. – N. 23. – P. 159-174.

ИССЛЕДОВАНИЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СВОЙСТВ ПЛЕНОК ИТО, ОСАЖДЕННЫХ МАГНЕТРОННЫМ РАСПЫЛЕНИЕМ

Ю.С. Жидик, А.А. Чистоедова, П.Е. Троян

Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники г. Томск, zhidikur@mail.ru

Приведены исследования электрических свойств пленок ИТО, полученных магнетронным распылением. Установлен прыжковый и металлический тип электропроводности ИТО и рассчитаны концентрация и подвижность основных носителей.

The article presents research of electrical conductivity of semiconductor films ITO, deposited by reactive magnetron sputtering. Metallic and hopping conductivity are found and charge-carrier concentration and mobility are counted.

Оксиды индия и олова ИТО (indium tin oxide) находят применение в электронике и энергетике в качестве прозрачных электродов для светодиодов и оптоэлектронных приборов, а также в качестве просветляющих покрытий в солнечных батареях [1,2].

Исследование механизмов электропроводности ИТО, температурных зависимостей характеристик и фазовых превращений является актуальным и может в значительной мере расширить область применения таких покрытий.

Целью данной работы является исследование электрических свойств пленок ИТО, полученных магнетронным распылением.

Объектами исследований являлись образцы пленок ИТО толщиной приблизительно 100 нм, напыленных методом магнетронного распыления из компактной оксидной мишени (кислород – 5 %) на постоянном токе на подложки ситалла и покровного стекла в среде аргона. После напыления образцы ИТО на подложках ситалла отжигались в атмосфере азота при различных температурах: образец № 1 – 450 °С (25 минут), образец № 2 – 750°С (15 минут). Одна группа пленок на

покрывном стекле не отжигалась, а другая отжигалась при температуре 560°C в течение 7 минут.

В данных исследованиях использовались четырехконтактный и двухконтактный методы для исследования электрических свойств (эффект Холла, температурная зависимость проводимости), а также рентгенофазовый анализ для определения структуры пленок.

Для определения фазового состава был проведен рентгенофазовый анализ образцов ИТО до и после отжига. На рисунке 1 представлена рентгенограмма для образцов до и после отжига. Вид рентгенограммы до отжига характерен для аморфных материалов.

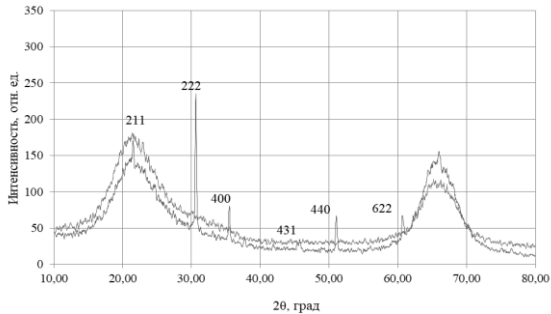


Рис. 1 – Рентгенограмма ИТО до и после отжига

Из рисунка 1 следует, что в процессе отжига происходит частичное образование кристаллической структуры в объеме пленки, однако большую часть пленки составляет аморфная фаза. Судя по дифракционным отражениям, представленным на рисунке 1, ориентация плоскостей отражения (222) преобладает и соответствует плотноупакованной плоскости [111]. Таким образом, наибольший рост кристаллов наблюдается в направлении [111] [3].

Исследование электрических свойств проводилось с целью определить механизм и основные параметры электропроводности пленок ИТО. На рисунке 2 представлена температурная зависимость сопротивления образцов №1 и №2 в диапазоне температур от -190°C до 150°C в относительных единицах.

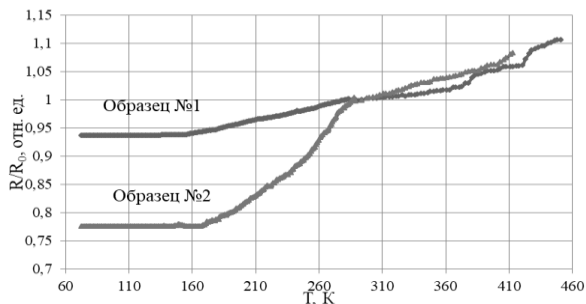


Рис. 2 – Температурная зависимость сопротивления

Из рисунка видно, что с увеличением температуры сопротивление увеличивается для всех образцов. Резкий скачок сопротивления для образца №2 может быть связан с частичным образованием кристаллической структуры. Общая тенденция роста сопротивления объясняется сначала рассеянием на атомах примеси при малых температурах, а затем рассеянием на акустических фононах.

Наличие прыжкового механизма электропроводности было подтверждено с помощью исследования температурной зависимости проводимости для образца №2 на постоянном токе и при частотах 1кГц и 500 кГц (рисунок 3).

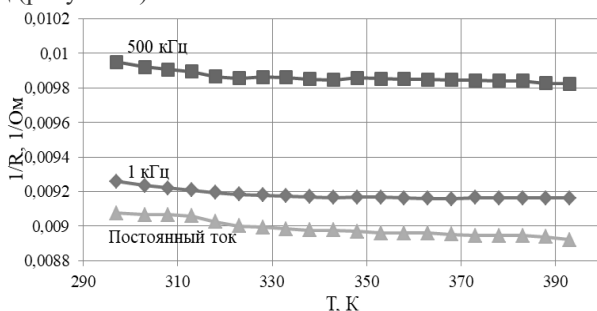


Рис.3 – Температурная зависимость проводимости при разных частотах для образца №2

С ростом частоты переменного тока проводимость увеличивается. Частотная зависимость проводимости для образца № 2 представлена на рисунке 4.

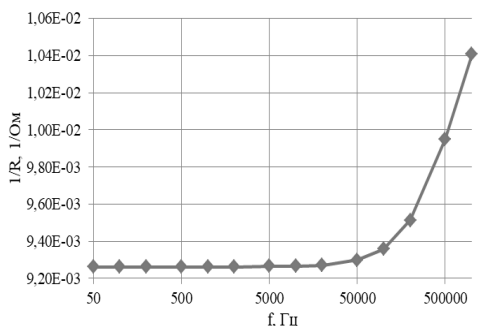


Рис.4 – Частотная зависимость сопротивления для образца №2

Из рисунка 4 следует, что проводимость нелинейно увеличивается с ростом частоты переменного тока. Это характерная зависимость для прыжкового механизма электропроводности по локализованным состояниям, расположенным в зоне проводимости. Прыжковый механизм может быть обусловлен наличием кислородных вакансий, которые, притягивая к себе квазисвободные электроны, образуют дополнительные донорные уровни.

Концентрацию основных носителей заряда можно определить из эксперимента по выявлению эффекта Холла [4].

Усредненные значения концентраций основных носителей заряда и их подвижностей для образца № 1 составили: $n_{cp}=2,13 \cdot 10^{19} \text{ м}^{-3}$, $\mu_{cp}=0,003 \text{ м}^2/(\text{В} \cdot \text{с})$.

Те же расчеты концентрации и подвижности носителей были проведены для образца № 2: $n_{cp}=4,27 \cdot 10^{19} \text{ м}^{-3}$, $\mu_{cp}=0,0015 \text{ м}^2/(\text{В} \cdot \text{с})$.

В заключение можно сделать следующие выводы:

1. Частотная зависимость сопротивления свидетельствует о механизме электропроводности через локализованные состояния, находящиеся в зоне проводимости.

2. Определены и рассчитаны концентрация и подвижность основных носителей заряда, значения которых совпадают с литературными данными.

3. Исследования электрических свойств подтверждают наличие металлической проводимости в диапазоне температур от -190°C до 150°C .

4. В процессе отжига образуется кристаллическая фаза, что позволяет стабилизировать параметры ИТО.

Исследование выполнено при финансовой поддержке РФФИ в рамках научного проекта № 18-29-11037. Исследуемые образцы подготовлены в

лаборатории ЛИОР ТУСУР с использованием оборудования ЦКП «Импульс» (регистрационный номер 200568).

Литература:

1. Троян П.Е., Сахаров Ю.В., Жидик Ю.С. Прозрачные проводящие покрытия с контролируемыми значениями коэффициента пропускания и поверхностного сопротивления // Доклады ТУСУРа. – 2014.- №1. – С.99-102.
2. Смирнов С.В., Чистоедова А.А. Температурная и временная стабильность светового потока полупроводниковых источников света с люминофорным покрытием // Нанотехнологии: разработка, применение – XXI век. – 2018. - Т. 10. № 2. – С. 20 – 24.
3. Закирова Р.М. Разработка метода модификации свойств ИТО пленок ионно-лучевой обработкой при реактивном ВЧ магнетронном напылении: дис. ... канд. физ.-мат. наук. - Ижевск, 2013. – 128 с.
4. Киреев П.С. Физика полупроводников. учеб. пособие для вузов. – М.: «Высшая школа», 1969. – С. 285 – 293.

ИССЛЕДОВАНИЕ СПОСОБОВ СНИЖЕНИЯ ТОКОВОЙ ЗАГРУЗКИ КОНДЕНСАТОРОВ DC-ЗВЕНА АЭРОДРОМНОГО ИСТОЧНИКА ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

М.С. Зурова, Р.Л. Горбунов, Н.А. Севостьянов, С.А. Харитонов
Новосибирский государственный технический университет,
г. Новосибирск, e-mail: zurovams@mail.ru

В данной работе изучено влияние фазовых сдвигов опорных сигналов транзисторных стоек 6-ти стоечного трехфазного инвертора напряжения аэродромного источника электропитания на токовую загрузку конденсаторов DC-звена. В результате имитационного моделирования в Matlab Simulink отмечено снижение действующего значения переменной составляющей суммарного входного тока инвертора в 1.4 раза. Поставлены задачи начатого магистерского исследования.

In this work, the influence of the phase shifts of the reference signals of the transistor racks of a 6-rack three-phase voltage inverter of an aerodrome power supply on the current load of the DC link capacitors is studied. As a result of simulation in Matlab Simulink, a decrease in the effective value of the variable component of the total input current of the inverter by a factor of 1.4 is noted. The tasks of the started master's study are set.

Наземный статический источник электропитания переменного тока предназначен для питания бортовой сети самолетов и вертолетов во время их предполетной подготовки и обслуживания. Основной функцией

таким устройством является преобразование трехфазного переменного напряжения 230/400 В стабильной частоты 50 Гц в трехфазное переменное напряжение 115/200 В стабильной частоты 400 Гц.

На современных аэродромах в основном используются источники большой мощности (60, 90 кВА и более). Такие устройства преимущественно строятся по схеме двухзвенного преобразователя частоты с 6-ти стоечным инвертором (рис. 1) [1]. Присущая данной схеме значительная модуляционная составляющая входного тока инвертора [2] является причиной переразмеривания конденсаторов DC-звена по установленной мощности, что приводит к существенному увеличению массогабаритных и стоимостных показателей устройства.

В качестве одного из возможных способов решения обозначенной проблемы в данной работе рассмотрен способ UPWM-управления инвертором [3] с введением сдвига опорного сигнала широтно-импульсного модулятора каждой фазы трехфазного инвертора на угол $2\pi/3$ относительно модуляторов других фаз. Цель работы – оценить степень снижения токовой загрузки конденсаторов DC-звена при таком способе управления фазами инвертора по сравнению со способом UPWM-управлением без сдвига опорных сигналов модуляторов.

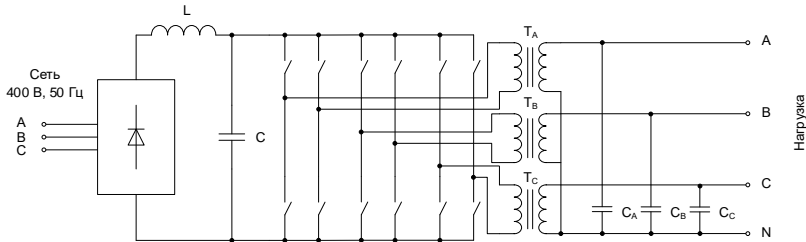


Рис. 1 – Силовая схема исследуемого аэродромного преобразователя

Разработана Simulink-модель силовой схемы трехфазного 6-ти стоечного инвертора. Моделированием установлено, что при питании трехфазной симметричной нагрузки мощностью 90 кВА ($\cos\phi=0,8$) сдвиг фаз опорного сигнала широтно-импульсного модулятора в двух электрических фазах трехфазного инвертора на угол $2\pi/3$ приводит к уменьшению действующего значения переменной составляющей входного тока трехфазного инвертора в 1.4 раза. Полученный результат свидетельствует о высокой эффективности рассмотренного способа управления в задаче снижения токовой загрузки конденсаторов DC-звена. Способ принят к дальнейшей разработке в рамках магистерского исследования. Запланирована разработка математической модели для анализа гармонических искажений входного тока инвертора, оценка

влияния несимметрии и коэффициента мощности нагрузки на степень искажений этого тока, разработка пошаговой методики выбора конденсаторов DC-звена под серию устройств разной мощности.

Литература:

1. Manual AXA 2400 Compact 400 Hz Ground Power Unit [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://support.mcpgse.com/Manuals/578110AB.pdf>, свободный – (10.10.2020).

2. Зиновьев Г.С. Основы силовой электроники: учеб. пособие / Г.С. Зиновьев. – 2-е изд., исп. и доп. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2003. – 664 с. – (Серия «Учебники НГТУ»).

3. Ray-Shyang Lai and D.T. Khai, “A PWM Method for Reduction of Switching Loss in a Full-Bridge Inverter,” IEEE Transactions on power electronics, vol. 10, no 3, pp. 326-332, May 1995.

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ СИСТЕМЫ РЕКУПЕРАЦИИ ЭНЕРГИИ НА ОБЩЕСТВЕННОМ И ЛИЧНОМ ТРАНСПОРТЕ

Д.М. Ивлев, О.В. Нос

**Новосибирский государственный технический университет
Г. Новосибирск, makiff1999@gmail.com**

В докладе рассмотрено решение прикладной задачи снижения величины выбросов выхлопных газов за счет использования системы рекуперации энергии на примере разработки ERS для болидов Формулы I и ее отдельных подсистем MGU-K и MGU-H.

The report considers the solution to the applied problem of reducing the amount of exhaust gases through the use of an energy recovery system on the example of the development of ERS for Formula I cars. The paper considers the issues of describing and operating the MGU-K and MGU-H subsystems that are part of the ERS.

В настоящее время все большее влияние на парниковый эффект оказывает выброс углекислого газа в атмосферу из-за негативного действия двигателей внутреннего сгорания, в связи с чем одним из эффективных путей снижения их количества является использование систем рекуперации энергии торможения автомобиля, как основного источника загрязнения. Так, например, в болидах Формула I по данному принципу реализован узел ERS (Energy Recovery Systems), на сравнительном анализе и принципе функционирования которого остановимся более подробно. ERS состоит из 2 взаимосвязанных

подсистем MGU-K (мотор-генератор кинетической энергии) и MGU-H (мотор-генератор тепловой энергии). В свою очередь MGU-K подразделяется на последовательный тип, что иллюстрирует рис. 1, на котором используются следующие обозначения: ДВС – двигатель внутреннего сгорания; НВВ – высоковольтная батарея; ТР – приводной вал трансмиссии; MG1 – мотор-генератор, который связан с ДВС и преобразует механическую энергию в электрическую; MG2 – мотор-генератор, который предназначен для создания крутящего момента на ведущих колесах и рекуперации энергии торможения.

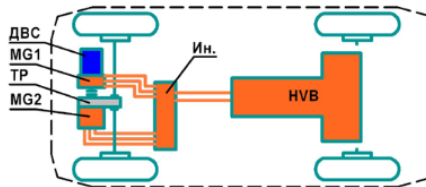


Рис. 1 – Последовательный тип MGU-K

В случае параллельный компоновки данного узла, изображенной на рис. 2, в состав MGU-K также входят следующие элементы: MG – мотор-генератор, который установлен между ТР и ДВС и играет роль маховика; Ин – инвертор.

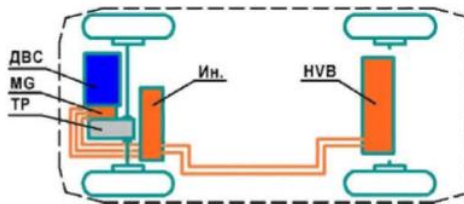


Рис. 2 – Параллельный тип MGU-K

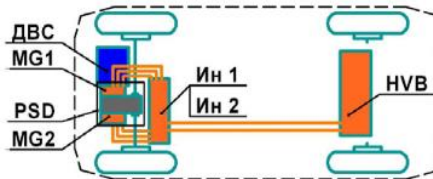


Рис. 3 – Смешанный тип MGU-K

В свою очередь смешанный способ построения MGU-K, показанный на рис. 3, объединяет в себя все вышеперечисленные элементы и составляющие, а именно: ДВС – двигатель внутреннего сгорания; HVB – высоковольтная батарея; PSD – устройство распределения мощности; MG1 и MG2 объединены устройством распределения мощности – мотор-генераторы; Ин1 и Ин2 – инверторы.

Последовательная структура реализуется на основе только бензинового ДВС, параллельная компоновка применяет совместно с традиционным ДВС и добавочным электромотором, а смешанный тип объединяет в себе два вышеперечисленных типа, т. е. кинематическая схема может работать как последовательная, при малых скоростях движения, так и как параллельная при резких ускорениях.

В большинстве гибридных автомобилей в качестве мотор-генераторов используются трехфазные синхронные электрические машины переменного тока с возбуждением от постоянных магнитов, коэффициент полезного действия которых достигает величины 92%, что значительно выше других аналогов. Далее рассмотрим более подробно смешанный тип подсистемы MGU-K, которая включает в себя два мотор-генератора MG1 и MG2, причем вал MG1 соединен с коленчатым валом ДВС через демпферный диск и устройство распределения мощности. В свою очередь MG2 конструктивно также располагается в устройстве распределения мощности и через кинематическую связь соединено с ведущей осью автомобиля через планетарную передачу и набор зубчатых колес. MG1 используется в генераторном режиме для зарядки высоковольтной батареи HVB, а в двигательном режиме применяется для запуска ДВС. MG2 используется как основной источник механического движения на начальном этапе перемещения для достижения требуемого ускорения и может функционировать либо автономно, либо совместно с ДВС. В режиме генератора, по аналогии с мотор-генератором MG1, электрическая машина выполняет заряд HVB.

Таблица 1

Основные технические характеристики мотор-генераторов

Модель		ZVW30	NHW20
MG1	Тип	Синхронный с возбуждением от постоянных магнитов	
	Макс. напряжение	AC 650 В	AC 500 В
MG2	Тип	Синхронный с возбуждением от постоянных магнитов	

Модель		ZVW30	NHW20
	Макс. мощность	60 кВт(80 л.с.)	50 кВт (67 л.с.)
	Макс. момент	207 Н×м	400 Н×м
		546 Н×м	
Макс. напряжение	АС 650 В	АС 500 В	
Система охлаждения	MG1	Жидкостное охлаждения	
	MG2		

Так же для работы системы рекуперации кинетической энергии торможения используются полупроводниковые инверторы Ин, предназначенные для преобразования электрической энергии постоянного тока в энергию трехфазного переменного тока для управления скоростью и крутящим моментом мотор-генераторов. В качестве регулируемых параметров Ин выступают амплитуда, частота и скважность выходного напряжения. При этом высоковольтная аккумуляторная батарея НВВ выступает в качестве буферного накопителя преобразуемой энергии.

По аналогии с рассмотрением особенностей реализации комплекса MGU-K, который широко применяется в современных гибридных автомобилях, далее проанализируем структуру MGU-H.

В настоящее время автомобили реализуются на основе малообъемных двигателей на 2 или менее литров, что приводит к необходимости использования турбо нагнетателей, состоящих из турбины и компрессора, которые предназначены для повышения отдаваемой от источника механического движения мощности. Данный подход существенно сокращает не только выбросы отработанного газа в атмосферу, но и увеличивает срок службы всего тягового оборудования.

Принцип работы данной системы базируется на следующем. Двигатель внутреннего возгорания производит выхлопные газы, которые поступают в турбо нагнетатель и далее, с помощью компрессора, осуществляют вращение турбины с одновременным увеличением давления нагнетания во впускном коллекторе двигателя, в результате чего подсистема MGU-H, расположенная в турбо нагнетателе, будет приводиться в движение и, тем самым, начиная заряд батареи. Далее, по его окончанию, происходит обратный эффект, т. е. MGU-H начинает вращаться за счет накопленной энергии, нагнетая газы в двигатель и увеличивая его мощность.

Таким образом, использование системы рекуперации в ДВС даст значительный прирост мощности автомобиля, а также значительно снизить выброс выхлопных газов в атмосферу, что особенно актуально с

точки зрения экологической чистоты, т. к. порядка 40–60% загрязнений атмосферы вызвано автомобилями. В среднем, одно автотранспортное средство производит кг/год: окиси углерода 135, окислов азота 25, углеводов 20, двуокиси серы 4, твердых частиц 1,2, бензпирена 7-10, а если учитывать весь автотранспортный парк, то это будут тонны вредных веществ.

Литература:

1. А.А. Капустин, В.А. Раков, Гибридные автомобили: учебное пособие. – М-во образ. и науки РФ, Вологод. гос. ун-т.–Вологда: ВоГУ, 2016. –96 с.

ФИЛЬТРАЦИЯ ПУЛЬСАЦИЙ МОМЕНТ ВРАЩЕНИЯ СИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ С ПОСТОЯННЫМИ МАГНИТАМИ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ПРОПОРЦИОНАЛЬНО-ИНТЕГРАЛЬНО РЕЗОНАНСНОГО РЕГУЛЯТОРА С УЛУЧШЕННОЙ СТАБИЛЬНОСТЬЮ

Е.А. Игнатъев, О.В. Нос.

**Новосибирский государственный технический университет,
г. Новосибирск, egor4671@mail.ru**

В работе рассмотрен метод фильтрации пульсаций электромагнитного момента синхронного двигателя с постоянными магнитами с использованием пропорционально-интегрально-резонансного регулятора с улучшенной устойчивостью. Представлено математическое описание указанной структуры, получаемое из выражения для классического ПИ-регулятора. Эффективность используемого метода подтверждается результатами моделирования. Также приведен сравнительный анализ используемой системы управления с обычным пропорционально-интегрально резонансным регулятором.

In the paper, the control method for permanent magnet synchronous motor torque ripple reduction with using proportional-integral resonant controller with improved stability is presented. The mathematical description of proposed control structure is presented which developed from conventional PI-controller. The effectiveness of described control technique is confirmed with digital modeling results. Also the comparison between used control method and common proportional-integral resonant controller is described.

В настоящее время в отечественной промышленности все более широкое распространение получают синхронные двигатели с постоянными магнитами (СДПМ), которые используются в различных технических приложениях, например, источниках механического

движения компрессоров или ленточных конвейеров, системы высокоточного позиционирования для робототехники, устройства наземной локации для динамического слежения за летящими объектами в космической отрасли и т.д. [1]. Основной особенностью конструкции СДПМ для данного класса практических применений является индуктор, состоящий из постоянных магнитов с высокой коэрцитивной силой. К числу достоинств данного класса электрических машин можно отнести высокую удельную мощность, возможность функционирования с $\cos\varphi=1$, независимость частоты вращения ротора от механической нагрузки на валу, более высокое значение КПД по сравнению с другими типами электромеханических преобразователей энергии переменного тока [2].

Однако помимо вышеописанных положительных эффектов, СДПМ также характеризуется рядом недостатков, таких, как, например, невозможность прямого пуска с нулевых начальных условий, большим расходом активных и редкоземельных материалов в конструкции, а также относительной сложностью при производстве и изготовлении. Самым критичным при низкоскоростной работе в высокоточных системах позиционирования и слежения является наличие пульсаций электромагнитного момента, которые влекут за собой периодические колебания угловой скорости ротора, сопровождаемые повышенной вибрацией и шумом [3].

Результирующий момент СДПМ состоит из двух компонент, а именно постоянной и пульсационной, причем последняя также включает в себя две составляющие. Первая обусловлена несинусоидальным распределением плотности магнитного потока по периферии воздушного зазора, появляющимся вследствие несовершенства технологического процесса при производстве электрической машины. Пульсации, вносимые гармониками потока, могут достигать от 2-5% от номинальной величины момента. Вторая вызвана неравномерностью распределения магнитной проницаемости статора и называется зубцовым моментом, пульсации от действия которого достигают до 4% от номинальной величины и при этом не зависят от текущего значения тока статора [3-7].

Методы снижения данных источников колебаний механических координат ротора подразделяют на две категории: конструктивные и алгоритмические. Первая базируется на поэтапной оптимизации конструкции СДПМ с помощью, например, скоса пазов статора и магнитов на роторе, смещения положения магнитов, вариациях размеров зазоров и магнитов [4]. Другая группа использует усовершенствованные алгоритмы управления или модифицирует уже имеющиеся структуры управляющего устройства. К числу таких методов можно отнести способ

управление фазными токами статора по мгновенным значениям с применением различных типов регуляторов [5], итерационных таблиц поиска [6], скользящих режимов [7], прогнозирующего управления [8] и т.д.

Как известно, классический ПИ-регулятор с передаточной функцией:

$$W_{PI}(s) = k_P + \frac{k_I}{s},$$

где k_P – коэффициент передачи пропорциональной составляющей; k_I – коэффициент передачи интегральной составляющей; s – оператор Лапласа, не может обеспечивать нулевую ошибку регулирования для переменных во времени сигналов.

Обеспечив сдвиг на величину $\pm n\omega_0$ на всем частотном диапазоне, можно получить передаточную функцию пропорционально-интегрально-резонансного (ПИР) регулятора, которая представлена в следующем виде [9]:

$$W_{PIR}(s) = 2k_P + 2k_I \left(\frac{1}{s - in\omega_0} + \frac{1}{s + in\omega_0} \right) = 2k_P + 2k_I \frac{s}{s^2 + n^2\omega_0^2}, \quad (1)$$

где $i = \sqrt{-1}$ – мнимая единица; ω_0 – резонансная частота; n – порядковый номер гармоники. Данное корректирующее устройство обеспечивает бесконечный коэффициент передачи на частоте ω_0 , при этом, не создавая фазового сдвига и усиления на других гармониках.

Учитывая, что рассмотренная выше структура ПИР-регулятора, как правило, реализуется в цифровом виде на базе DSP, появляется необходимость учета процедуры дискретизации формирования управляющих воздействий, ухудшающей статические и динамические характеристики электропривода. По причине наличия периода квантования по времени, ПИР-регулятор (1) не обеспечивает бесконечный коэффициент усиления на заданной частоте ω_0 , что может привести к появлению конечной ошибки слежения по положению ротора СДПМ в установившемся режиме.

С целью улучшения показателей качества переходных процессов во временной и частотной областях по управляемой переменной, на практике также применяют модифицированную структуру ПИР-регулятора вида (1), которая получается путем сдвига на угол φ управляющего сигнала, достигаемая путем умножением передаточной функции Р-составляющей на $e^{\pm i\varphi}$:

$$W_{PR}(s) = 2k_P + 2k_I \left(\frac{e^{i\varphi}}{s - in\omega_0} + \frac{e^{-i\varphi}}{s + in\omega_0} \right) = 2k_P + 2k_I \frac{s \cos \varphi - n\omega_0 \sin \varphi}{s^2 + n^2 \omega_0^2}, \quad (2)$$

где φ – опережающий угловой сдвиг, повышающий запас устойчивости по фазе.

Выполнив параллельное соединение (2) с обычной И-компонентой и учитывая мультигармоническую природу периодических возмущений получим следующее выражение

$$W_{PIR}(s) = 2k_P + \frac{2k_I}{s} + 2k_I \sum_{n=1}^k \frac{s \cos \varphi - n\omega_0 \sin \varphi}{s^2 + n^2 \omega_0^2}, \quad (3)$$

где k, n – целые числа.

Ниже, на рисунке 1, на котором используются следующие обозначения: PIR1 – обычный ПИР-регулятор, PIR2 – ПИР-регулятор с улучшенной устойчивостью, изображены частотные зависимости, построенные с помощью модели вида (3) с опережающим угловым сдвигом $\varphi = 30^\circ$.

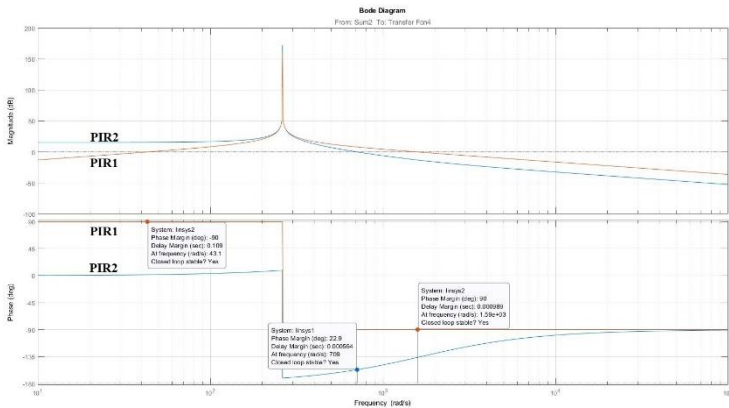


Рис. 1 – Частотные зависимости обычного ПИР-регулятора и ПИР-регулятора с повышенной устойчивостью

Исходя из полученных результатов, можно сделать вывод, что практическое применение ПИР-регулятора с передаточной функцией (3) позволяет увеличить его запас устойчивости по фазе с минимальным

влиянием на АЧХ и, как следствие, улучшить динамический свойства всей электромеханической системы. Также было установлено, что представленная структура ПИР-регулятора способна эффективно подавлять периодические пульсации, которые при моделировании были представлены в виде внешнего гармонического возмущения с частотой 500ω , где ω – максимальная рабочая угловая скорость ротора СДПМ.

Литература:

1. S. Brock and J. Deskur, “A practical approach to compensation of torque ripple in high-precision permanent magnet motor drives,” In Int. Conf. on Electric Drives and Power Electron., Sept. 2005.

2. Nos O.V., Shtein D.A., Leus G.S., Nos N.I., Abramushkina E.E., Ignatev E.A. The Simplified Control Technique for PMSM Torque Ripple Reduction // Conference: 2020 21st International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices (EDM). June 2020, - P. 475-481.

3. S.K. Panda, X. Jian-Xin, and Q. Weizhe, “Review of torque ripple minimization in PM synchronous motor drives,” In Proc. IEEE Power and Energy Soc. General Meeting, vol. 1, pp 1–6, July 2008.

4. C. Xia, B. Ji, and Y. Yan, “Smooth speed control for low speed high torque permanent magnet synchronous motor using proportional integral resonant controller,” IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 62, no. 4, pp. 2123–2134, Apr. 2015.

5. B. Gracar, P. Cafuta, G. Stumberger, and A. M. Stankovic, “Control-based reduction of pulsating torque for PMAC machines,” IEEE Trans. Energy Conversion, vol. 17, no. 2, pp. 169–175, June 2002.

6. F. Aghili, M. Buehler, and J. M. Hollerbach, “Torque ripple minimization in direct-drive systems,” in Proc. IEEE/RSJ Int. Conf. Intell. Syst. Robots, pp. 794–799, Oct. 1998.

7. X. Xia, B. Zhang, X. Li, “High Precision Low-Speed Control for Permanent Magnet Synchronous Motor”, Sensors 2020, 20, 1526. Published: 10 March 2020.

8. Y. Cho, K. Lee, J. Song, and Y.I. Lee, “Torque-ripple minimization and fast dynamic scheme for torque predictive control of permanent-magnet synchronous motors,” IEEE Trans. Power Electron., vol. 30, no. 4, pp. 2182–2190, Apr. 2015.

9. A. Yepes. Digital Resonant Current Controllers For Voltage Source Converters. The thesis for PhD degree/ Department of Electronics Technology of the university of Vigo. – Vigo, 14 December 2011. – 215 p.

ПЕРСПЕКТИВЫ ПРИМЕНЕНИЯ МЕМРИСТОРНЫХ ЯЧЕЕК ДЛЯ СОЗДАНИЯ СВЕРТОЧНЫХ НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ

И.С. Кенчадзе, В.П. Жалнин, А.Ю. Масляев, Ф.И. Некрасов
Московский Государственный Технический Университет им. Н.Э.
Баумана, г. Москва, zhalnin@mail.ru, fnekrasow@gmail.com,
kenchadzebmstu@gmail.com, maslyaevalexandr@gmail.com

В работе рассмотрена возможность реализации нейронных сетей на базе мемристорных ячеек. Рассмотрено понятие мемристора, понятие сверточной нейронной сети, а также достоинства использования мемристорных ячеек по сравнению с программной реализацией на стандартной элементной базе.

The paper considers the possibility of implementing neural networks based on memristor cells. The concept of a memristor, the concept of a convolutional neural network, as well as the advantages of using memristor cells in comparison with software implementation on a standard element base are considered.

Мемристор – один из новейших и перспективных элементов в микроэлектронике. Его основное свойство – изменять свое сопротивление в зависимости от величины заряда, который через него до этого проходил. То есть мы имеем так называемую ячейку памяти способную длительно сохранять значение сопротивления без наличия на ней электрического заряда [1]. Именно поэтому данная технология представляет такой большой интерес для современной науки и техники.

Сверточная нейронная сеть – это структура, чаще всего применяемая в системах искусственного зрения, состоящая из нескольких слоев нейронов, отвечающих за разные задачи и каждый из нейронов должен иметь память [1]. Первый из них – это «нейроны рецепторы» каждый из которых отвечает за свой пиксель на изображении, так называемый рецепторный слой. Следующий слой ассоциативный – он отвечает за обработку информации, ассоциирование и сравнение со значениями в памяти нейронной сети. Последний слой – это нейроны, отвечающие за принятие решений. Решения принимаются на основе максимального суммарного веса ассоциативных нейронов, то есть все работает, как в человеческом мозге, приоритетным является наиболее мощный синапс или нейронная связь [1].

В настоящее время большинство нейронных сетей реализуются программно с использованием стандартной элементной базы, но все чаще предпринимаются попытки производства нейрочипов, собранных из мемристорных ячеек. Такие нейрочипы позволяют аппаратно реализовать сверточную нейросеть в любом портативном устройстве, что

является намного более энергоэффективным вариантом по сравнению с классическим вариантом использования мощностей облачных сервисов, предоставляющих алгоритмы распознавания изображений.

Не менее важным достоинством является сравнительно малый размер мемристорных нейрочипов, а также их высокое быстродействие, что в значительной степени упрощает их компоновку, встраивание в готовые устройства и уменьшает время реакции.

Реализация свёрточных нейросетей на базе мемристорных ячеек строится следующим образом: сопротивление мемристора соответствует весу нейрона, а напряжение – сигналу.

Одним из первых образцов реализации нейросетей на базе мемристоров была свёрточная нейросеть, состоящая из 144 мемристоров Al_2O_3/TiO_2 [1].

Данная структура позволила ученым получить нейросеть, способную классифицировать черно-белые изображения размеров 3 на 3 пикселя. На обучение потребовалось всего лишь 23 цикла.

Упомянутый выше программный способ реализации нейросетей на базе стандартных элементов построен по принципу традиционного алгоритма обучения. Нейросети в данном случае обучаются, руководствуясь глобальными правилами изменения весов, использующих информацию об ошибках на каждом выходном нейроне в единицу времени. Главным отличием применения мемристоров в нейросетях является биоподобность процесса обучения [2]. Структура мемристоров, способная моментально сохранять сопротивление элемента открывает принципиально новый метод обучения нейросетей [2]. Так называемый локальный метод, в котором не требуются глобальные правила. Конечное состояние сети зависит только от конкретной последовательности импульсов, а не от начального состояния. Для свёрточных нейросетей, на которых реализуются процессы распознавания изображений, использование локальных правил приведет к ускорению и автоматизации процесса обучения и дальнейшего функционирования нейросетей [3].

Безусловно, упомянутый выше пример не является конечным вариантом, однако его достаточно, чтобы сказать, что новая архитектура функционирует и ее следует развивать.

Подводя итог, можно утверждать, что построение свёрточных нейронных сетей на основе мемристорных ячеек имеет ряд преимуществ, по сравнению с нейронными сетями, которые реализуются программно. Физические нейросети будут иметь ряд достоинств по сравнению с нейросетями, реализованными с помощью алгоритмов: высокая энергоэффективность, компактность, внедрение в портативные

устройства, отсутствие взаимодействия с глобальной сетью в процессе использования.

Отдельные результаты исследований получены в рамках Гранта РФФИ №19-07-00463.

Литература:

1. M. Prezioso, F. Merrih-Bayat, B. D. Hoskins, G. C. Adam, K. K.Likharev, D. B. Strukov

TRAINING AND OPERATION OF AN INTEGRATED NEUROMORPHIC NETWORK BASED ON METAL-OXIDE MEMRISTORS // Nature. 2015

2. A.V.Emelyanova K.E.Nikiruya V.A.Deminab V.V.Rylkova A.I. Belov D.S.Korolev E.G.Gryaznov D.A.Pavlov O.N.Gorshkov A.N.Mikhaylov P.Dimitrakis Yttria-stabilized zirconia cross-point memristive devices for neuromorphic applications // Microelectronic Engineering Volume 215, 15 July 2019, 110988

3. Bob Yirka Researchers create first neural-network chip built just with memristors // Tech Xplore

МИКРОПРОЦЕССОРНОЕ УСТРОЙСТВО УПРАВЛЕНИЯ НАТЯЖЕНИЕМ ПЛЁНКИ НА УЧАСТКЕ ПОТОЧНОЙ ЛИНИИ

М.С. Колосова, Л.Г. Копылова

Ивановский государственный энергетический университет

им. В.И. Ленина,

г. Иваново, masha50898@mail.ru

Целью данной работы является разработка микропроцессорного устройства управления, обеспечивающей необходимые параметры (скорость, ток, натяжение) полимерного материала при его транспортировке на поточной линии. Таким образом, были разработаны силовой блок, регулятор для системы управления, цифровая часть системы. В ходе исследований были использованы методы синтеза регуляторов, метод Тастина для разработки цифровой формы регуляторов, а также программные комплексы Matlab и Mathcad результаты этого проекта имеют практическую реализацию и ценность и могут быть использованы для проектирования системы натяжения пленки и ее совершенствования в будущем.

The aim of this paper is to design a digital control system for transporting polymer material along the production line with the appropriate parameters (speed, current, tension). Thus, the power block, the controller for the control system and digital control system were developed. During the research, the methods for synthesizing regulators,

the Tustin method for creating a digital form, as well as the Matlab and Mathcad software packages were used. The results of this project have practical implementation and value and may be used to design a film tension system and improve it in future.

В данной работе рассматриваются вопросы разработки микропроцессорной системы натяжения полимерного материала (например, защитная пленка, пищевая упаковка, промышленная упаковка). Регулируемым параметром транспортировки пленки на поточной линии является натяжение материала между валиками поточной линии. Натяжение определяется как растягивающее усилие, приложенное к полотну в машинном направлении. Натяжение обеспечивает управляемую проводку полотна, без него движение ленты становится неконтролируемым и непредсказуемым. Влияние изменения угловых скоростей на натяжение пленки рассмотрим на примере двух валиков 1 и 2, взаимосвязанных через пленку 3 (рисунок 1).

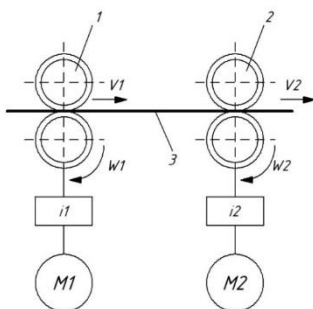


Рис. 1 – Схема связи машин через пленки: 1, 2 – рабочие катки (валики), 3 – пленка

В данной схеме валики 1 приводятся в движение асинхронным двигателем М1, валики 2 – двигателем М2. Передаточное отношение между двигателями и валиками для каждого двигателя соответственно равны i_1 и i_2 , линейные скорости пленки на выходе из валиков 1 и 2 соответственно v_1 и v_2 .

Изменение линейных скоростей v_1 и v_2 соответствующих валиков приводит к морщению или появлению натяжения пленки, независимо от причины рассогласования. Если линейная скорость на выходе второго валика будет меньше линейной скорости на выходе первого валика, т.е. $v_1 > v_2$, то между ними начнет скапливаться пленка. Если же скорость валика 2 будет больше скорости валика 1, т.е. $v_1 < v_2$, то начнется процесс

удлинения пленки, разрыва пленки и временной остановке производства до устранения разрыва [1].

Разработка автоматизированной системы натяжения полимерных материалов на основе микроконтроллера из 3 этапов.

Во-первых, был разработан силовой блок. Был рассчитан управляемый трехфазный мостовой симметричный выпрямитель с системой импульсно-фазового управления (СИФУ) силовыми ключами (рисунок 2). В ходе работы были исследованы его характеристики (регулируемые, внешние), подобраны силовые ключи (Т142-50), проведены испытания тиристоров на аварийный ток [2]. Был сделан вывод, что преобразователь должен иметь предохранители. Был выполнен расчет рабочего и аварийного режимов трансформатора и рассчитаны необходимые средства защиты от возможных аварийных ситуаций – автоматы. Был реализован режим торможения двигателем.

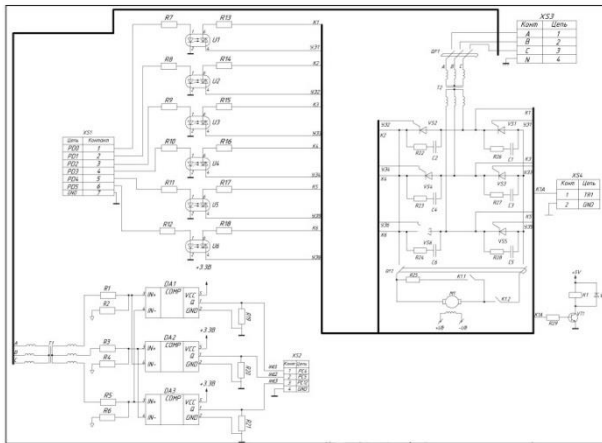


Рис. 2 – Модель и временные диаграммы работы управляемого выпрямителя

Во-вторых, была разработана автоматическая система управления, состоящая из полиномиального регулятора натяжения и регулятора состояния скорости. Система включает в себя один датчик натяжения, два датчика скорости, два датчика напряжения и два датчика тока. Они необходимы для визуального представления и контроля выходных данных системы. Для обеспечения линейного характера работы системы при пуске электродвигателя на максимальную скорость в схему был введен задатчик интенсивности. Отсечка тока была установлена для ограничения тока (84А), а отсечка напряжения была установлена для

ограничения напряжения ($220+20\%=264\text{В}$). Переходные характеристики модели показаны на рисунке 3. Также в системе учтен режим перегрузки ЭД, он моделировался путем подачи момента сопротивления $M_c=3 \cdot M_c$ в момент времени $t=1,5\text{с}$ для проверки работы системы на перегрузку.

Время переходного процесса для скорости и натяжения составило 55мс и 14мс , соответственно, а время восстановления для натяжения $0,15\text{мс}$. Этот регулятор был синтезирован в цифровом виде для реализации на микроконтроллере. Моделирование проводилось в программном комплексе Mathlab.

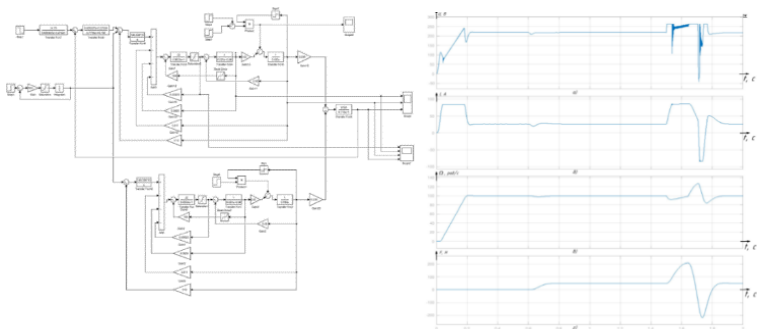


Рис. 3 – Структурная схема объекта управления с ПР для натяжения, с РС скорости, датчиком интенсивности, задержанной обратной связью по току и с ограничением по напряжению

В-третьих, была разработана цифровая система управления. В неё вошли: клавиатура (28 клавиш), АЦП (10 разрядов, 5 каналов) LPC1093 для приема информации от датчиков по 3 каналам, схема индикации на основе LCD-индиактора МТ-08S2А, схему управления ключами силового преобразователя, 2 источника внешних прерываний, подключенных для обеспечения безопасности и защиты установки от аварийных режимов, схему синхронизации с сетью, две схемы сопряжения с фотоимпульсными датчиками и драйвер для интерфейса RS - 232.

Была разработана электрическая принципиальная схема всего устройства, рассчитан потребляемый ток и разработан источник питания устройства. Также была реализована программа, реализующая управление RGB-светодиодом WS2812В по последовательному интерфейсу 24-битным кодом.

Литература:

1. Быстров А.М, Глазунов В.Ф. Многодвигательные автоматизированные электроприводы поточных линий текстильной промышленности. М.: Лег. Индустрия, 1977. - 200 с.
2. Руденко В. С., Сенько В. И., Чиженко И. М. Основы преобразовательной техники: Учеб. для вузов. – 2-е изд. перераб. и доп. – М.: Высш. шк., 1980. – 424 с.

ПОВЫШАЮЩИЙ РЕГУЛЯТОР ПЕРЕМЕННОГО НАПРЯЖЕНИЯ С КОМПЕНСАЦИЕЙ РЕАКТИВНОЙ МОЩНОСТИ

Е.А. Косых, А.В. Удовиченко

Новосибирский государственный технический университет,
г. Новосибирск, evkosykh97@gmail.com

Реактивная мощность увеличивает потери питающей сети за счёт формирования обратного сетевого тока индуктивной несимметричной нагрузкой. В данной работе представлен анализ компенсации реактивной мощности. Проведено исследование повышающего регулятора переменного напряжения (РПН) с компенсацией реактивной мощности посредством анализа электромагнитных процессов при моделировании в программном пакете MatLab/Simulink.

Reactive power increases the losses of the supply network due to the formation of a reverse power supply current by an inductive unbalanced load. This paper presents an analysis of reactive power compensation. The study of the boost AC voltage regulator with reactive power compensation by means of electromagnetic process analysis when modeling the software package MatLab/Simulink is carried out.

В настоящее время требования по регулированию напряжения и компенсации реактивной мощности существуют в различных областях промышленного и жилого сектора. В трёхфазных энергосистемах имеется большое количество индуктивных несимметричных нагрузок, генерирующих реактивную мощность и обратный сетевой ток, которые не только увеличивают потери в сети, но также вызывают сбои в работе устройств защиты от перегрузки, таким образом, угрожающие безопасной эксплуатации энергосистемы [1]. Исследования решений данной тематики представлены в [2].

Электрическая схема (рис. 1) структурно состоит из следующих блоков: сетевое трёхфазное синусоидальное напряжение (E), балластные реактивные элементы (L_1, C_1), демпфирующий конденсатор (C_2) и активно-индуктивная R-L нагрузка (R_{out}, L_{out}), позволяющие в

совокупности с системой импульсно-фазового управления задавать и реализовывать необходимый уровень действующего выходного напряжения и компенсировать реактивную мощность [3].

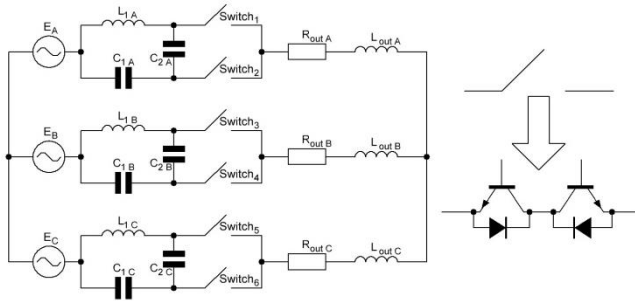


Рис.1 – Электрическая схема повышающего РПН с компенсацией реактивной мощности

На нагрузке в модели сняты осциллограммы напряжения и тока при отсутствии регулятора и с наличием (рис. 2).

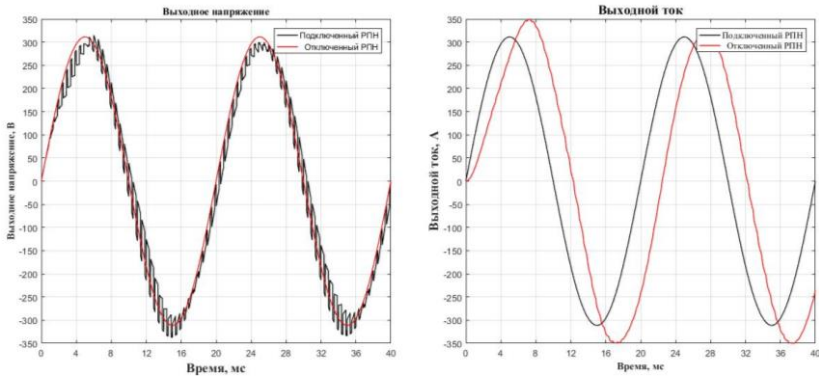


Рис. 2 – Осциллограммы напряжения и тока нагрузки без использования и с использованием РПН

Анализ качества выходного напряжения и тока производился по регулировочной характеристике и по зависимости коэффициента гармоник выходного тока от глубины модуляции (рис. 3).

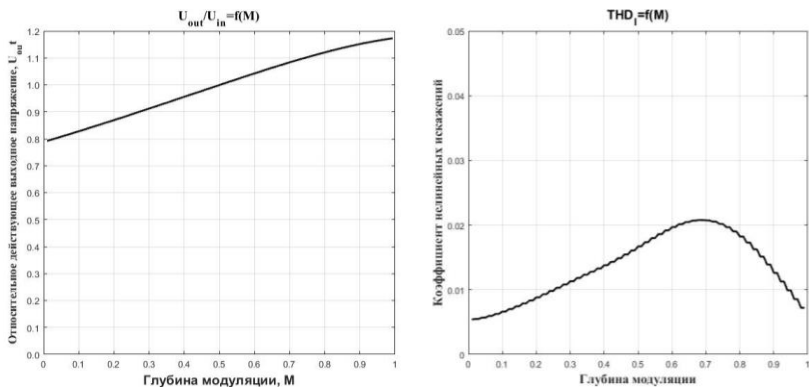


Рис. 3 – График регулировочной характеристики и зависимость коэффициента гармоник выходного тока от глубины модуляции

Рабочий диапазон регулирования относительного выходного напряжения лежит в рамках от 0.8 до 1.2. Улучшение качества формы выходного тока наблюдается на границах глубины модуляции. Объяснением пика в зависимости коэффициента гармоник от глубины модуляции может служить скважность импульсов управления, ведущая к наибольшим пульсациям и появлению более значительных субгармоник в спектре тока нагрузки.

Предложен новый повышающий бестрансформаторный РПН, обеспечивающий компенсацию сетевой реактивной мощности, позволяющий повысить относительный уровень выходного напряжения выше единицы и получить высокое качество тока нагрузки. При разомкнутом управлении контроль осуществляется с помощью ШИМ, при замкнутом управлении добавляется возможность стабилизации напряжения на нагрузке. Диапазон мощностей для предложенных реактивных элементов – единицы кВт.

Настоящее исследование финансировалось за счет гранта Президента Российской Федерации по исследовательскому проекту № МК-2204.2020.8.

Литература:

1. D. I. Panfilov, M. I. Petrov and M. G. Astashev, "Analysis Of Voltage Regulators With Boost Voltage," 2019 IEEE International Conference on Environment and Electrical Engineering and 2019 IEEE Industrial and Commercial Power Systems Europe (EEEIC / I&CPS Europe), Genova, Italy, 2019, pp. 1-6.

2. E. A. Kosykh and A. V. Udovichenko, "Research of a Soft Starter of an Induction Motor Based on Multi-Zone Transistor AC Voltage Regulator," 2020 21st International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices (EDM), Chemal, Russia, 2020, pp. 358-362.

3. Пат. 2479102 "Регулятор переменного напряжения", Удовиченко А.В., Зиновьев Г.С., Российская Федерация, МПК Н 02 М 5/22, заявитель и патентообладатель Новосиб. гос. техн. ун-т. – № 2011146812/07 ; заявл. 17.11.11 ; опубл. 10.04.13, Бюл. № 10.

ТЕРМОФОТОЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ НА ОСНОВЕ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ГЕТЕРОСТРУКТУР

Э. Молдалиев, А.П. Коханенко, Ю.С. Жидик

Томский государственный университет,

**Томский государственный университет систем управления
и радиоэлектроники**

г. Томск moldaliev_1296@mail.ru

В статье приводится обзор работ по созданию термофотозлектрических преобразователей (ТФЭ) на основе полупроводниковых наногетероструктур. Рассматриваются наиболее важные технические аспекты ТФЭ, а также перспективы развития полупроводниковых структур для создания фотодетекторов с заданным диапазоном чувствительности.

The article provides an overview of works on the creation of thermo-photovoltaic converters (TPV) based on semiconductor nanoheterostructures. The most important technical aspects of TPV, as well as the prospects for the development of semiconductor structures for the creation of photodetectors with a given range of sensitivity are considered.

В современном индустриальном обществе большая часть энергии потребляется в секторах транспорта, строительства и промышленности, где основными источниками энергии являются традиционные виды топлива. Использование традиционных видов топлива привело к возникновению во всем мире проблем по поводу безопасности поставок, увеличения спроса на энергию, ограничения ресурсов и воздействия на местную и глобальную окружающую среду (например, кислотные дожди и изменение климата) [1,2]. Следствием этого является повышенный интерес к энергетическим ресурсам, не связанным с традиционным топливом.

В работе представлен обзор работ по созданию термофотоэлектрических преобразователей (ТФЭ) на основе полупроводниковых наногетероструктур. ТФЭ преобразует тепло непосредственно в электричество и, к настоящему времени, рассмотрены возможности использования ТФЭ во всех основных секторах энергетики, как для не традиционных топливных энергетических ресурсов (например, радиоактивного, солнечного тепла и биомассы), так и для эффективного использования традиционные топлива [3]. Потенциально системы ТФЭ могут преобразовывать тепло в электричество с эффективностью Карно, что сделает их привлекательной альтернативой существующим технологиям производства электроэнергии. На современном этапе исследований высокая эффективность не была продемонстрирована, и неясно, какой практической эффективности могут достичь системы ТФЭ. Однако, даже умеренная (частично) продемонстрированная эффективность делает преобразование ТФЭ уже привлекательным для эффективного использования традиционных видов топлива в таких областях применения, как комбинированная теплоэнергетика (ТЭЦ), портативная энергетика и рекуперация отработанного тепла. В настоящее время системы ТФЭ разрабатываются в основном для сжигания топлива на традиционном топливе, которые не являются благоприятными с точки зрения энергосбережения. Однако, топливная гибкость систем ТФЭ позволяет в будущем перейти от традиционного топлива к биотопливу, что может оказаться более трудным для других технологий [3].

Кроме технических аспектов [патенты] в работе рассматриваются перспективы развития полупроводниковой нанотехнологии и способы создания фотодетекторов с заданным диапазоном чувствительности основе наногетероструктур [4,5]. Использование низкоразмерных структур, таких как квантовые нити, квантовые точки, квантовые ямы и сверхрешетки, для управления транспортными свойствами носителей в ТФЭ системах, увеличения энергии, переносимой электронами, и уменьшения теплопроводности является весьма многообещающим подходом к реализации высокоэффективных ТФЭ устройств. Новым важным направлением повышения эффективности солнечных элементов теплофотогенераторов является применение наногетероструктур типа сверхрешеток из квантовых ям и систем с квантовыми точками на основе материальных систем Ge-Si и A^{III}B^V [6].

Таким образом, рост потребления электроэнергии подталкивает к поиску новых источников энергии, а забота о планете приводит к поиску альтернативных или комбинированных источников энергии. Термофотоэлектрический преобразователь (ТФЭ) позволяет прямо

преобразовывать тепло в электричество, используя комбинированные источники энергии. А разработка конструкций ТФЭ на основе наногетероструктур и последние достижения в нанотехнологии повысят эффективность преобразования энергии и решат некоторые рыночные и технологические проблемы.

Работа выполнена коллективом научной лаборатории интегральной оптики и радиофотоники при финансовой поддержке Министерства науки и высшего образования РФ в рамках соглашения №075-03-2020-237/1 от 05 марта 2020г. (внутренний номер проекта FEWM-2020-0040).

Литература

1. Статья из журнала Renewables 2018 Global Status Report [Электронный ресурс]
2. Юмаев, Н. Р. Экологические аспекты применения возобновляемых источников энергии / Современные тенденции технических наук: материалы VI Междунар. науч. конф. (г. Казань, май 2018 г.). — Казань: Молодой ученый, 2018. — С. 16-21.
3. Nelson R. TPV Systems and state-of-the-art development. In: Proceedings of the 5th conference on thermophotovoltaic generation of electricity, American Institute of Physics, Rome, pp 3–17, 16–19 Sep 2002
4. Термофотоэлектрические преобразователи теплового и концентрированного солнечного излучения/ В.П. Хвостиков, С.В. Сорокина, Н.С. Потапович, О.А. Хвостикова, А.В. Малевская, А.С. Власов, М.З. Шварц, Н.Х. Тимошина, В.М. Андреев//Физика и техника полупроводников. -2004. - том 38. - вып 8.
5. Патент 178900 U1 Российская Федерация. Полупроводниковая гетероструктура для фотопреобразователей/ Мизеров Михаил Николаевич (RU), Левин Роман Викторович (RU), Маричев Артем Евгеньевич (RU), Пушный Борис Васильевич (RU). Опубликовано: 23.04.2018 Бюл. № 12
6. Физико-химические и технические основы молекулярно-лучевой эпитаксии (МЛЭ) соединений CdX₂Hg_{1-X}Te (КРТ). – В кн.: Матричные фотоприемные устройства инфракрасного диапазона/ Сидоров Ю.Г., Дворецкий С.А., Варавин В.С., Михайлов Н.Н. // Отв. ред. С.П. Синеца, Новосибирск, Изд. “Наука” РАН, 2001, с. 119-178
7. Light and thermal energy cell based on carbon nanotube films / Kotipali V., Gong Z., Pathak P. et al. // Appl. Phys. Lett. – 2010. – V. 97. – P. 124102

8. Is thermoelectric conversion efficiency of a composite bounded by its constituents? / Yang Y., Ma F.Y., Lei C.H. et al.// Appl. Phys. Lett. – 2013. – V. 102. – P. 053905.

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ ПОВЫШАЮЩИХ DC–DC ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ С ЖЕСТКОЙ КОММУТАЦИЕЙ ДЛЯ СИСТЕМ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ КОСМИЧЕСКИХ АППАРАТОВ

А.С. Наприенко, Д.А. Штейн

**Новосибирский государственный технический университет,
г. Новосибирск, narn1998@gmail.com**

В данной работе представлен сравнительный анализ энергетических характеристик двухтактного повышающего DC–DC преобразователя и классического повышающего DC–DC преобразователя. Количественные показатели энергетической эффективности преобразователей получены с помощью аналитических расчетов и инженерного проектирования с учетом требуемых параметров реальной системы электропитания космических аппаратов.

This paper presents a comparative analysis of energy characteristics of push-pull step-up DC–DC converter and classic boost DC–DC converter. Quantitative indicators of converters energy efficiency were obtained using analytical calculations and engineering design, taking into account the required parameters of the real spacecraft power supply system.

Схема классического повышающего DC–DC преобразователя приведена на рисунке 1. Полный цикл работы схемы состоит из двух интервалов коммутации силового ключа VT_1 . На первом интервале транзистор VT_1 замкнут, цепь нагрузки отключается от цепи источника закрытым диодом. Таким образом происходит накопление энергии в дросселе L_1 , а питание нагрузки обеспечивается током разряда конденсатора C_2 . На втором интервале цикла работы транзистор VT_1 разомкнут, ток дросселя протекает через открытый диод в нагрузку и выходной конденсатор C_2 . Повышение напряжения на выходе преобразователя происходит за счет ЭДС самоиндукции дросселя L_1 [1].

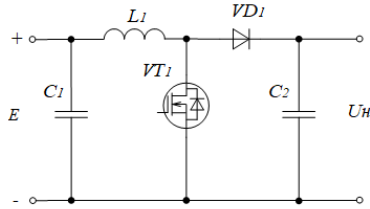


Рис. 1 – Принципиальная схема классического повышающего DC–DC преобразователя

Схема двухтактного повышающего DC–DC преобразователя приведена на рисунке 2. Полный цикл работы данного преобразователя состоит из четырех интервалов коммутации силовых ключей VT_1 и VT_2 . На первом интервале транзистор VT_1 замкнут, VT_2 разомкнут. При этом, в отличие от классического DC–DC преобразователя, цепь нагрузки не отключается от цепи источника, а ток нагрузки складывается из тока разряда выходного конденсатора C_2 и тока обмотки трансформатора W_1 . На втором интервале цикла работы оба транзистора VT_1 и VT_2 разомкнуты, ток входного дросселя L_1 протекает через диоды VD_1 и VD_2 в нагрузку и выходной конденсатор C_2 . На третьем интервале транзистор VT_2 замкнут, VT_1 разомкнут, происходит перемагничивание трансформатора, а ток нагрузки складывается из тока разряда конденсатора C_2 и тока обмотки трансформатора W_2 . Четвертый интервал работы преобразователя полностью идентичен второму интервалу [2]. Повышение выходного напряжения в двухтактном DC–DC преобразователе происходит за счет двухобмоточного трансформатора, а дроссель L_1 требуется только для сглаживания входного тока. Из-за особенности работы максимальный коэффициент преобразования напряжения схемы равен 2.

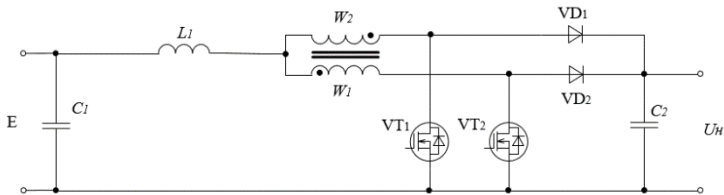


Рис. 2 – Принципиальная схема двухтактного повышающего DC–DC преобразователя

Аналитические расчеты и инженерное проектирование преобразователей осуществлены в соответствии с техническим заданием для системы электропитания спутника связи, его данные приведены в таблице 1.

Таблица 1 – Техническое задание

Входное напряжение $E, В$	Выходное напряжение $U_{H}, В$	Размах пульсаций выходного напряжения $\Delta U_{H}, В$	Выходная мощность $P_{H}, Вт$
55...95	100	0,5	940

На Рисунках 3–5 приведены характеристики зависимости параметров рассматриваемых преобразователей от величины напряжения источника питания, полученные с помощью аналитических расчетов. Представленные данные наглядно демонстрируют различие энергетической эффективности преобразователей. Кроме того, исходя из принципов работы схем видно, что полупроводниковые элементы в двухтактном повышающем DC-DC преобразователе имеют в 2 раза меньшую токовую нагрузку по сравнению с классическим повышающим DC-DC преобразователем.

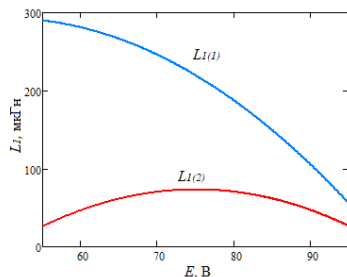


Рис. 3 – Зависимость величины входной индуктивности классического повышающего DC–DC преобразователя – $L_{1(1)}$ и двухтактного повышающего DC–DC преобразователя – $L_{1(2)}$ от величины напряжения источника питания

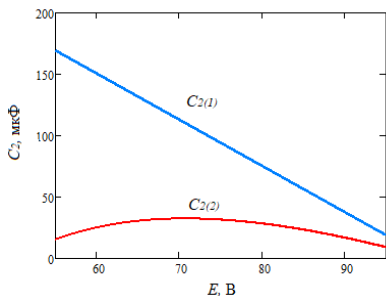


Рис. 4 – Зависимость величины выходной емкости классического повышающего DC–DC преобразователя – $C_{2(1)}$ и двухтактного повышающего DC-DC преобразователя – $C_{2(2)}$ от величины напряжения источника питания

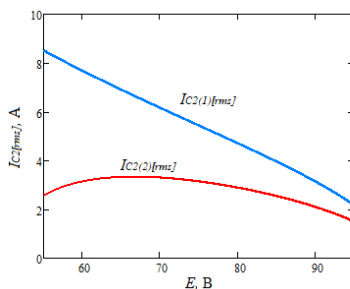


Рис. 5 – Зависимость величины действующего значения тока выходной емкости классического повышающего DC–DC преобразователя – $I_{C2(1)[rms]}$ и двухтактного повышающего DC-DC преобразователя – $I_{C2(2)[rms]}$ от величины напряжения источника питания

В соответствии с техническим заданием и аналитическим расчетом произведен выбор реальной элементной базы и расчет КПД преобразователей для режима работы с максимальной токовой нагрузкой (при минимальном входном напряжении). Полученные значения массы, удельной мощности и КПД спроектированных преобразователей приведены в таблице 2.

Таблица 2 – Характеристики преобразователей

Характеристика	Классический повышающий DC–DC преобразователь	Двухтактный повышающий DC–DC преобразователь
Масса, г	647,93	198,11
Удельная мощность, Вт/кг	1450	4744
КПД, %	96,46	97,08

Из проведенного сравнительного анализа видно, что двухтактный повышающий DC–DC преобразователь имеет лучшую энергетическую эффективность по сравнению с классическим повышающим DC–DC преобразователем, а именно:

1. Меньшую величину реактивных элементов при одинаковых требованиях к пульсациям входного тока и выходного напряжения: входная индуктивность L_1 меньше в 3,95 раз; входная емкость C_1 меньше в 3,6 раз; выходная емкость C_2 меньше в 5,24 раза.

2. Меньшую токовую загрузку выходного конденсатора C_2 – в 2,55 раз по действующему значению.

3. Меньшую токовую загрузку полупроводниковых элементов – в 2 раза по амплитудному значению.

4. Меньшую массу – в 3,27 раз.

Литература:

1. R.W. Erickson, D. Maksimovic. Fundamentals of Power Electronics. – USA, New York: Springer, 2001. – 883 p.

2. Control System Design of a Battery Discharge Unit for Space Applications / V.D. Yurkevich, D.V. Makarov, D.V. Korobkov, S.A. Kharitonov // IECON 2017 - 43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Beijing. – 2017. – pp. 177–184.

МОДЕЛИРОВАНИЕ ТРЕХКАСКАДНОГО СИНХРОННОГО ГЕНЕРАТОРА

А.А. Сальвассер, М.А. Жарков
НГТУ, г. Новосибирск, al.salvasser@gmail.com

В данной статье рассматривается создание и анализ модели трехкаскадного синхронного генератора, необходимого для исследования системы стабилизации напряжения авиационной бортовой сети. Модель выполнена в среде PSIM, получены внешние характеристики подвозбудителя и основного генератора, а также регулировочная характеристика для основного генератора.

This paper discusses the creation and analysis of a model of a three-stage synchronous generator required for the study of the voltage stabilization system of the aviation on-board network. The model is made in the PSIM environment, the external characteristics of the exciter and the main generator, as well as the control characteristic for the main generator, are obtained.

Трехкаскадный синхронный генератор применяется для обеспечения электроэнергией летательных аппаратов. Генератор приводится во вращение валом турбины аппарата. Нагрузка, потребляемая от генератора, не является постоянной, что влечет изменения значений тока и напряжения на выходе, поэтому необходимо стабилизировать

напряжение для получения качественной энергии. Для этого нужно создать систему стабилизации напряжения.

Существуют как аналоговые, так и цифровые системы стабилизации напряжения. В данном случае будет выполнена цифровая система стабилизации, потому как цифровое управление обладает большей гибкостью настройки и точностью, в то время как аналоговые системы требуют периодическую проверку и регулирование. Это связано с тем, что параметры резисторов и конденсаторов со временем изменяются.

Исследуемый генератор состоит из трех электрических машин: синхронной электрической машины с постоянными магнитами – подвозбудитель, синхронной электрической машины с обмоткой возбуждения – возбудитель и синхронной электрической машины с демпферной обмоткой – основной генератор.

Модель реализована в среде моделирования PSIM. В среде реализованы блоки синхронных машин, которые и будут использоваться при моделировании. Модель трехкаскадного синхронного генератора представлена на рисунке 1:

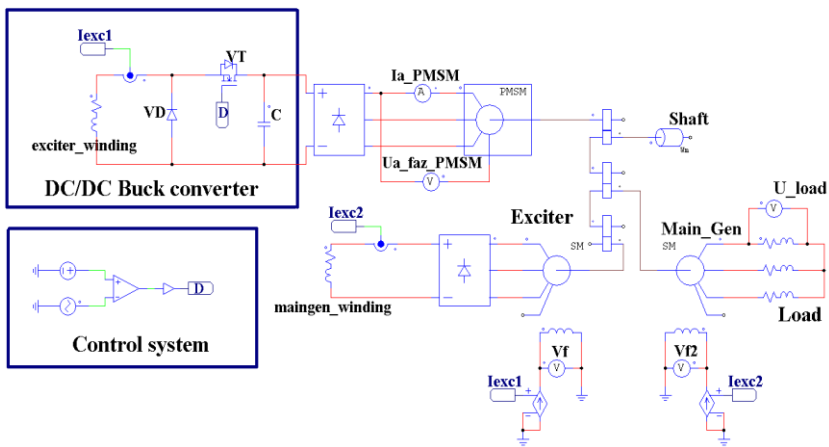


Рис. 1 – модель трехкаскадного синхронного генератора

Особенность данных блоков в том, что параметры ротора приводятся к параметрам статора. Данные параметры после приведения становятся значительно меньше, чем те, которые указывает пользователь. Данная особенность не позволяет подключать электрические машины напрямую, поэтому имитируется обмотка возбуждения с помощью последовательного RL соединения, с нее снимается ток и подается посредством источника тока на обмотку возбуждения машины.

Также в модели присутствует понижающий преобразователь постоянного напряжения и разомкнутая система управления данным преобразователем.

Внешняя характеристика подвозбудителя и основного генератора представлена на рисунке 2:

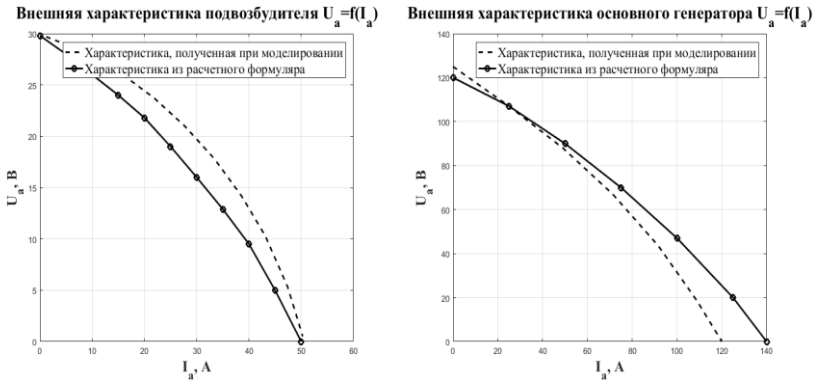


Рис. 2 – внешняя характеристика подвозбудителя и основного генератора

Внешняя характеристика подвозбудителя, полученная при моделировании, близка к характеристике, данной в расчётном формуляре, так как модель синхронной машины с постоянными магнитами не использует приведение роторной стороны к статорной. Внешняя характеристика основной машины расходится с формуляром, т.к. модель не учитывает эффект насыщения в стали, но для исследования системы стабилизации напряжения будет достаточно области вблизи рабочей точки.

Регулировочная характеристика основного генератора представлена на рисунке 3:

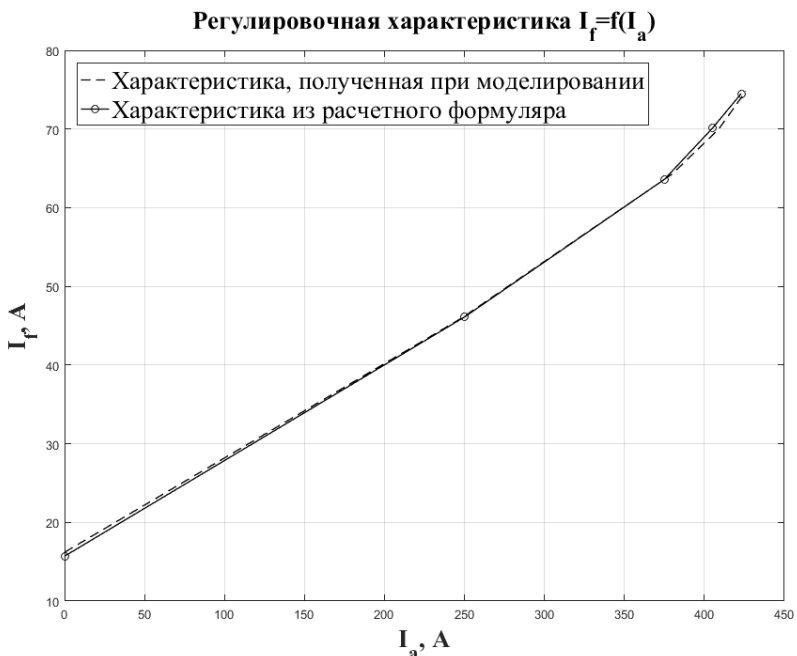


Рис. 3 – Регулировочная характеристика основного генератора

Регулировочная характеристика получена путем регулирования тока возбуждения возбудителя, с помощью полупроводникового преобразователя, при стабилизации действующего значения напряжения основного генератора на уровне 115В, в соответствии с ГОСТ Р 54073-2017. Характеристика, полученная при моделировании, совпадает с характеристикой из расчетного формуляра, что позволяет перейти к исследованию системы стабилизации выходного напряжения.

Литература:

1. Иванов-Смоленский А.В. Электрические машины: учебник для вузов в двух томах. Том 2/ А.В. Иванов-Смоленский. – 3-е изд. – М.: Издательский дом МЭИ, 2006. – 532[4] с.
2. ГОСТ Р 54073-17. Системы электроснабжения самолетов и вертолетов. – Москва: Стандартинформ, 2018. – 18 с.
3. Пиотровский Л.М. Электрические машины/ Л.М. Пиотровский; Д.А. Завалишин; М.С. Михайлов-Микулинский – Москва: Госэнергоиздат, 1950. – 528 с.

4. Семенов Б.Ю. Силовая электроника для любителей и профессионалов/ Б.Ю. Семенов; С. Иванов; И. Шелестов; С. Тарасов – Москва: Солон-Р, 2001. – 327 с.

АЛГОРИТМ УПРАВЛЕНИЯ ЭНЕРГОСИСТЕМОЙ ПОСТОЯННОГО ТОКА С УНИФИЦИРОВАНИЕМ ИМПЕДАНСОВ ЭЛЕКТРОННЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

Н.А. Севостьянов, Р.Л. Горбунов

**Новосибирский государственный технический университет,
г. Новосибирск, eltemelectronics@gmail.com**

В данной работе представлен новый подход к синтезу систем управления преобразователями постоянного напряжения в составе распределённых систем электроснабжения, обеспечивающий плоскую амплитудно-частотную характеристику выходного импеданса, что позволяет избавиться от перерегулирования в выходном напряжении при изменении нагрузки. Адекватность подхода подтверждена физическими экспериментами.

In this paper, a novel control system design approach for droop-controlled dc power converters in dc microgrids is developed, which provides a flat output impedance frequency response with no overshoot in the voltage transients at various operating points. The superior performance of the developed design approach is demonstrated by the experiments.

Интеграция распределённых систем генерации и хранения электроэнергии в умные системы электроснабжения (Smart Grids) играет всё более значимую роль в глобальном рынке электроэнергетики в наши дни. В 2019 году общая глобальная установленная мощность распределённых энергоресурсов увеличилась на 10%, а инвестиции в данной сфере достигли 53,14 миллиарда долларов [1], при этом особое внимание уделялось системам постоянного тока.

Как правило, из-за различия в уровнях напряжения, номинальных мощностях и режимах работы, распределённые системы генерации и накопления электроэнергии соединяются между собой и потребителями на общей шине питания через промежуточные силовые преобразователи электроэнергии, обеспечивающие равномерное распределение потребляемой мощности среди источников энергии, необходимое качество поставляемой электроэнергии и устойчивость всей распределённой системы в целом. С этой точки зрения, достаточно удобным инструментом анализа является выходной импеданс преобразователей.

Поскольку для распределённых систем характерна пространственная отдалённость друг от друга источников энергии и, как следствие, силовых преобразователей, создание быстродействующих каналов связи между ними для реализации алгоритмов активного распределения потребляемой мощности не представляется возможным. Это приводит к тому, что в таких системах традиционно применяются алгоритмы пассивного распределения мощностей [2-3].

Типичный выходной импеданс преобразователей с замкнутой системой стабилизации напряжения соответствует динамической колебательной системе второго порядка [4] (рис. 1, график (2)), даже в случае применения пассивных алгоритмов распределения мощности (рис. 1, график (3)).

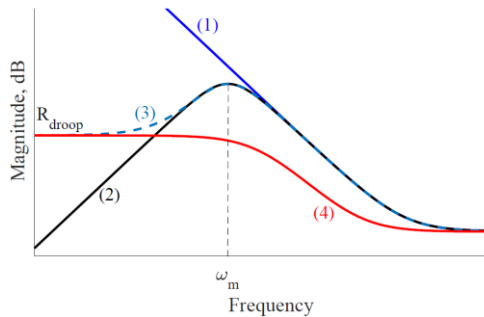


Рис. 1 – Модуль частотной характеристики выходного импеданса преобразователя: (1) с разомкнутой системой управления, (2) с замкнутой системой управления, (3) с алгоритмом пассивного распределения мощности, (4) с плоским выходным импедансом

Колебательный характер выходного импеданса приводит к перегулированию в выходном напряжении при изменении тока нагрузки, что в свою очередь вынуждает жертвовать качеством распределения мощности ради удовлетворения требований к качеству формируемого напряжения (рис. 2).

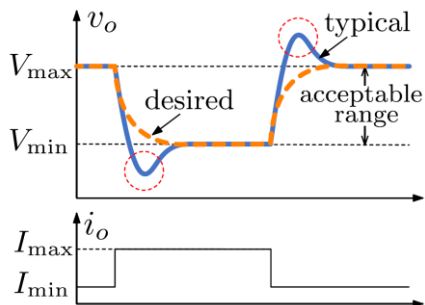


Рис. 2 – Переходные процессы в выходном напряжении при резком изменении тока нагрузки

Данная работа ставит своей целью синтез системы управления преобразователями постоянного напряжения в составе распределённых систем электроснабжения с плоским выходным импедансом без характерных пиков (рис. 1, график (4)), приводящих к перерегулированию. Результатом синтеза является введение дополнительных компенсирующих связей по току нагрузки, обеспечивающих в первом приближении выходной импеданс в виде апериодической системы первого порядка:

$$Z_{\text{вых}}(s) \approx \frac{R_{\text{droop}}}{1 + \frac{s}{\omega_m}}$$

Исследование выполнено при финансовой поддержке гранта Президента Российской Федерации для государственной поддержки молодых ученых – кандидатов наук, проект МК-1676.2020.8.

Литература:

1. Growth Opportunities in Distributed Energy, Forecast to 2030 (2020) // Портал Research and Markets, U.S. (<https://www.researchandmarkets.com/reports/5027921/growth-opportunities-in-distributed-energy>). Просмотрено: 03.11.2020.
2. Luo S. A Classification and Evaluation of Paralleling Methods for Power Supply Modules / S. Luo, Z. Ye, R. Lin, F. Lee // 30th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. – 1999. – № 2. – С. 901-908.
3. Anand S. Distributed Control to Ensure Proportional Load Sharing and Improve Voltage Regulation in Low-Voltage DC Microgrids / S. Anand, B.G. Fernandes, J. Guerrero // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2013. – №4. – С. 1900-1913.

4. Севостьянов Н.А. Импедансный подход к синтезу системы стабилизации для преобразователей постоянного напряжения в составе энергопреобразующей аппаратуры космических аппаратов / Севостьянов Н.А., Горбунов Р.Л. // Научно-технический журнал Электропитание. – 2019. – №3. – С. 15-27.

РАЗРАБОТКА ПРОГРАММНОГО-АППАРАТНОГО КОМПЛЕКСА: ПУЛЬТ ДИСТАНЦИОННОГО УПРАВЛЕНИЯ КОММУТАЦИОННЫМ ОБОРУДОВАНИЕМ

С.В. Пономарев, С.А. Харитонов
Новосибирский государственный технический университет,
г. Новосибирск, s.ponomarev.2016@stud.nstu.ru

Одно из современных направлений развития энергетического комплекса во всем мире – разработка «цифровых подстанций», особо важной частью которых являются современные технологические решения для работы с высоковольтным коммутационным оборудованием.

В данном докладе представлена разработка программно-аппаратного комплекса, предназначенного для беспроводного дистанционного управления, настройки параметров и диагностики состояния блока управления вакуумным выключателем.

One of the modern trends in the development of the energy complex all over the world is the development of "digital substations", a particularly important part of which are modern technological solutions for working with high-voltage switching equipment.

This article presents the development of a software and hardware complex designed for wireless remote control, parameter setting and diagnostics of the state of the vacuum circuit breaker control unit.

Необходимость и актуальность пульта дистанционного управления объясняется преимуществами по сравнению с традиционными средствами управления [1] блоком управления вакуумным выключателем, а также функциональными возможностями его использования.

Основным преимуществом беспроводного способа управления является безопасность выполнения пусконаладочных работ на электроэнергетических подстанциях, которая обеспечивается путем исключения нахождения специалистов по монтажу с высоковольтными соединениями в непосредственной близости с оборудованием в процессе его первичного пуска. Помимо этого, при аварийных ситуациях во время эксплуатации существенным достоинством является возможность

дистанционного отключения коммутационного оборудования на безопасном для человека расстоянии.

При нормальной эксплуатации объектов подстанции, использование пульта дистанционного управления позволит специалистам наладочных организаций и оперативному персоналу получать информацию о состоянии блоков управления вакуумными выключателями.

Основные используемые комплектующие для создания пульта дистанционного управления:

- 32-битный микроконтроллер (выбран микроконтроллер ультра энергоэффективной серии STM32L152CBT6, так как эта серия специально создана для использования в устройствах, работающих от элементов питания);
- жидкокристаллический монохромный дисплей (выбран трансфлективный EA DOGS 102W-6, который может работать как с подсветкой, так и без нее);
- беспроводной передатчик (выбран TI CC1121 с частотой передачи данных 868 МГц [2]).

В данной разработке использовались следующие возможности микроконтроллера:

- АЦП для определения уровня заряда элементов питания;
- таймер для считывания продолжительности нажатия джойстика (опрашивает состояние джойстика каждую миллисекунду);
- таймер для отправки команд по радиоканалу на блок управления (срабатывает каждые 50 мс);
- интерфейс SPI в режиме Transmit Only Master для управления дисплеем EA-DOGS 102-6;
- интерфейс SPI в режиме Full-Duplex Master для обмена данными с радиочастотным передатчиком CC1121;
- порты ввода/вывода в режиме Input для считывания состояния этих портов, два из которых вызывают системные прерывания (обработка нажатия джойстика и приход сообщения с CC1121);
- порты ввода/вывода в режиме Output для управления периферийными устройствами.



Рис. 1 – упрощенная графическая схема структуры прошивки

На Рис. 1 представлена упрощенная схема структуры прошивки микроконтроллера. Сегменты кода (модули), отвечающие за выполнение операций на микроконтроллере, представляют собой две отдельные части. Первая из них – функция main, являющаяся основной функцией программы. При запуске системы в ней однократно происходит несколько действий:

- инициализация всех портов ввода-вывода, интерфейсов связи, таймеров и аналого-цифрового преобразователя;
- проверка корректного соответствия битов защиты данных микроконтроллера;
- инициализация периферийного оборудования (ЖК-дисплей, радиомодуль CC1121).

После выполнения вышеприведенного кода программа заходит в основной цикл while(1), отвечающий за работу устройства. В этом цикле расположены следующие действия:

- вызов функции обработки нажатия джойстика (при наличии флага о нажатии джойстика);
- вызов модуля, отвечающего за отрисовку графического пользовательского интерфейса;
- вызов функции обработки пришедшего сообщения (при наличии флага о пришедшем сообщении);
- проверка о наличии соединения с блоком управления.

Упомянутые флаги о наличии пришедших сообщений и нажатий джойстика выставляются в обработчиках прерываний по GPIO. Первое событие происходит при поступлении сигнала с радиомодуля CC1121, заранее сконфигурированного на отправку логической единицы при получении сообщения по радиоканалу. Второе событие вызывается любым нажатием джойстика, которое выставляет на один порт ввода-

вывода уровень логической единицы. Для вызова прерываний по этим событиям при конфигурации микроконтроллера, эти порты были настроены на срабатывание прерываний по переходу из уровня логического нуля в уровень логической единицы.

Обработчик таймерных прерываний взаимодействует с основным циклом программы в двух направлениях. Так, в случае срабатывания таймера на отправку сообщения по радиоканалу, данные о необходимой к отправке команде формируются в основном цикле и используются в обработчике, но в то же время при срабатывании таймера об отсутствии нажатия джойстика в течение определенного времени, флаг о необходимости выключения выставляется именно в обработчике таймерного прерывания, а затем используется в основном цикле для реализации отключения пульта дистанционного управления.

Модуль отрисовки графического пользовательского интерфейса – отдельно выделенная часть программного кода, так как ее функции определяют все взаимодействие пользователя с устройством. Ее задачи сводятся к выводу изображения на дисплей в соответствии с выполняемыми пользователем движениями джойстика. Основные действия этого модуля:

- определение текущего экрана графического интерфейса и его отрисовка;
- определение элемента графического интерфейса с наличием фокуса (текущий элемент, принимающий ввод от джойстика);
- выполнение операции в соответствии с типом нажатия джойстика, изменение параметров интерфейса в соответствии с выполненным действием.

Итогом разработки пульта дистанционного управления стал выпуск опытной партии в размере 50 штук с помощью специального оборудования для SMD-монтажа печатных плат на базе АВТФ НГТУ. Пример готовой платы (вид с двух сторон) приведен на Рис. 2 а). Вид готового изделия после сборки платы в корпус представлен на Рис. 2 б).

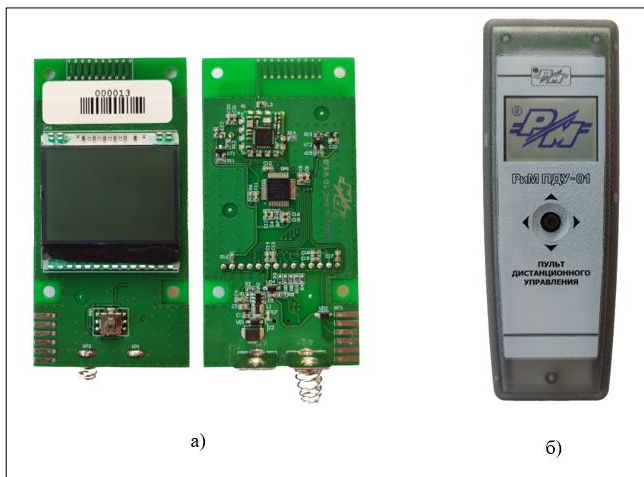


Рис. 2 – а) внешний вид печатной платы устройства; б) внешний вид устройства, собранного в корпус

Литература:

1. С.В. Горелов, О.Л. Князева, В.Ф. Тонышев, Л.Н. Тотьянченко, Дипломное проектирование на электротехнических специальностях вузов. - М.-Берлин: ДиректМедиа, 2016. – 199 с.
2. О. Пушкарев, Использование диапазонов 433 и 868 МГц в системах промышленной телеметрии // Беспроводные технологии. - 2012.

**КВАДРАТУРНЫЙ МОСТ ЛАНГЕ НА МИКРОПОЛОСКОВОЙ
ЛИНИИ С ЦЕНТРАЛЬНЫМ ПРОВОДНИКОМ КРУГЛОГО
СЕЧЕНИЯ**

С.Ф. Аткишкин

**Самарский национальный исследовательский университет имени
академика С.П. Королева,
г. Самара, p4r4n014c@yandex.ru**

В статье представлены результаты экспериментального исследования квадратурного ответвителя Ланге, выполненного на основе микрополосковой линии с центральным изолированным проводником круглого сечения. Показано, что применение круглого изолированного проводника позволяет увеличить коэффициент связи между прямым и ответвленным портом ответвителя в диапазоне частот 1-6 ГГц, облегчая производственные допуски.

The article deals with experimental investigation of Lange coupler based on the isolated wire microstrip line. Proposed coupler construction has increased coupling coefficient between direct and coupled ports in 1-6 GHz frequency band that greatly reduces manufacturing tolerances.

Квадратурные мосты Ланге [1] находят широкое применение в усилителях мощности СВЧ, балансных усилителях, СВЧ смесителях [2], интерференционных приемниках оперативного измерения частоты и других устройствах СВЧ. Известно, что получение коэффициента ответвления на уровне 3 дБ в ответвителях Ланге в диапазоне частот 1-6 ГГц требует сильной связи между проводниками ответвителя, что приводит к снижению зазора между ними вплоть до десятков микрометров. Это приводит к ужесточению производственных допусков, и, следовательно, к удорожанию ответвителя.

Для решения указанных выше проблем параллельные печатные проводники ответвителя Ланге были заменены на изолированные проводники круглого сечения (лакированный медный провод). Это позволило снизить зазор между проводниками вплоть до единиц мкм, ограничиваемый упругостью проводников и толщиной диэлектрического (лакового) покрытия. Конструктивно проводники круглого сечения натянуты между подводящими микрополосковыми линиями. Диэлектрическое основание для моста Ланге было выполнено из нескольких слоев полипропиленовой пленки толщиной 0.15 мм с

относительной диэлектрической проницаемостью 2-2.2. На рис. 1 приведена фотография изготовленного ответвителя.

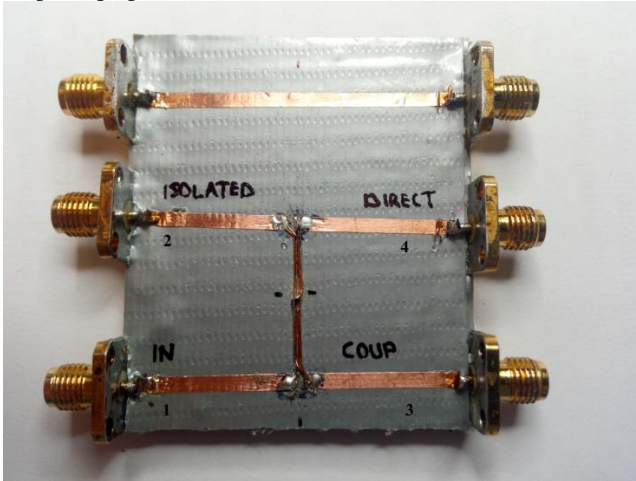


Рис. 1 – Изготовленный ответвитель

На рис 2. и рис. 3 приведены графики коэффициентов отражения и прямых коэффициентов передачи соответственно. Из графиков на рис. 3 видно, что порты 1 и 3 в диапазоне частот 2-4 ГГц имеют слишком большую связь, что вызывает дисбаланс амплитуд между коэффициентами передачи S_{31} и S_{41} . На рис. 4 приведены ФЧХ коэффициентов передачи S_{31} и S_{41} .

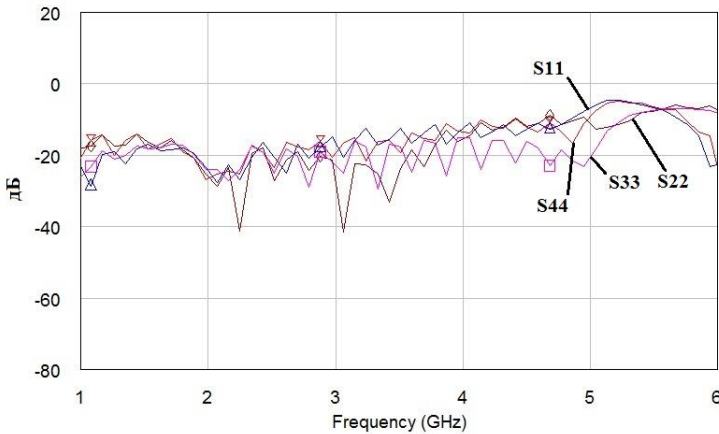


Рис. 2 – Графики коэффициентов отражения S_{11} , S_{22} , S_{33} , S_{44}

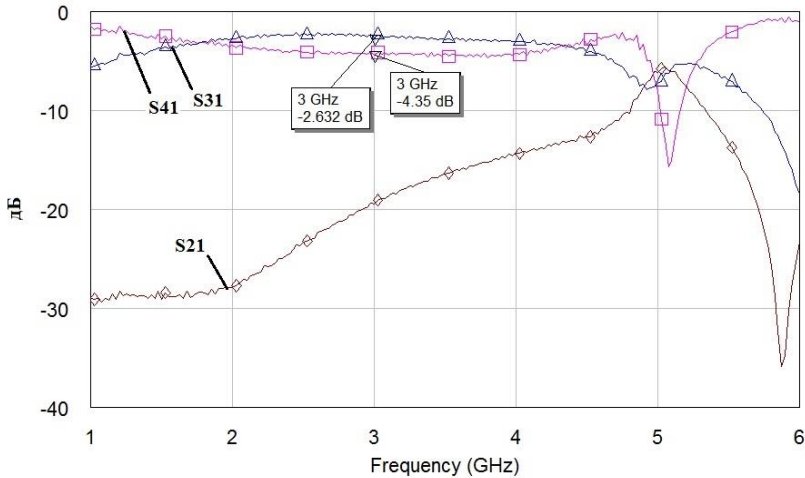


Рис. 3 – Графики коэффициентов передачи S_{21} , S_{31} , S_{41}

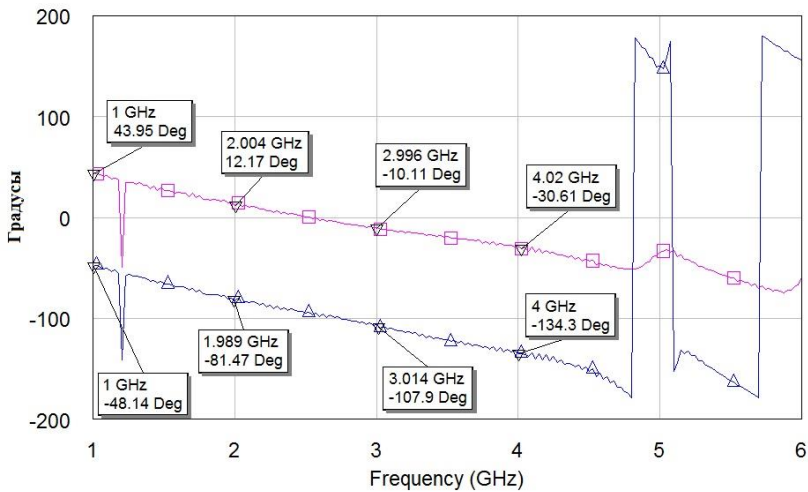


Рис. 4 – Графики ФЧХ коэффициентов передачи S_{31} , S_{41}

Из графиков ФЧХ коэффициентов передачи на рис. 4 видно, что изготовленный мост Ланге обладает растущим с частотой фазовым дисбалансом между коэффициентами S_{31} и S_{41} , что вероятно связано с разностью в длинах подводящих микрополосковых линий, а также производственными допусками. Вклад в фазовый дисбаланс также

может вносить разность в длине параллельных проводников круглого сечения, а также положение замыкающей перемычки.

Выводы

Изготовленный квадратурный ответвитель Ланге имеет амплитудный дисбаланс на центральной частоте (3 ГГц) равный 0.7-1 дБ и растущий с частотой фазовый дисбаланс, достигающий 14° на частоте 4 ГГц. Высокое значение амплитудного дисбаланса вызвано слишком высокой степенью электромагнитной связи между портами 3 и 4. Для снижения степени связи между плечами 3 и 4 ответвителя следует увеличить зазор между проводниками ответвителя. Однако выполнение и поддержание стабильного зазора осложняется геометрией проводников и конструкцией ответвителя. Возможным решением проблемы может быть увеличение толщины диэлектрического покрытия проводников круглого сечения или установка между параллельными проводниками диэлектрических пластин известной толщины с низким значением диэлектрической постоянной. Такие пластины могут быть изготовлены из полиимида или других полимерных материалов. Высокий фазовый дисбаланс вызван производственными допусками и (возможно) разностью длин подводящих микрополосковых линий. Дальнейшие исследования могут быть направлены на разработку методики проектирования и технологии изготовления указанного ответвителя.

Литература:

1. Lange J., Interdigitated strip-line quadrature coupler// G-MTT International Microwave Symposium. – 1969. – pp. 10-13
2. Wang L., Xiong Y.-Z., Zhang B., Hu S.-M., Lim T.-G., Yuan X.-J. 0.7-dB Insertion-Loss D-Band Lange Coupler Design and Characterization in 0.13 μm SiGe BiCMOS Technology//Journal of Infrared, Millimeter and Terahertz Waves. – 2011. - №31. – pp. 1136-1145

ИССЛЕДОВАНИЕ ЗАВИСИМОСТИ ТОЧНОСТИ ПОЗИЦИОНИРОВАНИЯ ОТ ЧАСТОТЫ ПРИЕМА СИГНАЛА GPS МОДУЛЕМ УСТРОЙСТВА

Р.И Воробьев, И.И Резван

**Сибирский государственный университет телекоммуникаций и
информатики, г. Новосибирск, roman@sibgti.ru**

В статье рассматривается оценка точностных показателей автономной системы позиционирования перемещающегося объекта.

The article considers the estimation of accuracy indicators of an Autonomous positioning system for a moving object.

Развитие современного государства, различных сфер его экономики, международный авторитет страны и обороноспособность не в последнюю очередь зависят от уровня развития координатно-временных и навигационных технологий. Любая практическая сфера деятельности человека становится неразрывно связана с навигационными технологиями. В настоящее время активно ведутся различные разработки сервисов на основе определения местоположения объектов. Точность местоопределения – это степень соответствия местоположения потребителя, определенного в данный момент с помощью навигационной системы, его истинному положению. Точность местоопределения характеризуется величиной отклонения измеренных координат от истинных. Количественной мерой точности могут являться абсолютное значение разности между определенными и истинными значениями координат, а также среднеквадратическая погрешность [3]. Требования к точности местоопределения объектов зависят от характера задач, решаемых потребителями. Численные значения точности местоопределения изменяются в широких пределах – от долей метра до нескольких километров. В настоящее время существует несколько систем мобильного позиционирования. Теоретически системы определения местоположения (ОМП) позволяют определить координаты абонента с точностью до нескольких десятков метров и являются реальной альтернативой системам глобального (спутникового) позиционирования, но лишь на территории обслуживания сотовых сетей [2].

Подавляющее большинство систем слежения за подвижными объектами для определения координат движущегося объекта использует американскую спутниковую группировку Navstar, более известную как GPS (Global Positioning System), а данные передаются на терминал пользователя по сотовой сети стандарта GSM [1]. Подобные системы,

использующие беспроводную передачу данных, включают в себя диспетчерский центр, канал связи, датчики, исполнительные механизмы и беспроводной терминал, основой которого является GPS/GSM модуль, непосредственно отвечающего за прием/передачу информации по каналу связи [2]. Найти применение этой функции можно во многих областях деятельности человека, тем более что передаются не только текущие координаты, но и пройденные маршруты со всеми опорными точками. Существует множество различных видов систем идентификации и позиционирования. Речь пойдет о системах позиционирования с использованием индивидуальных меток – будь то метка, GPS навигатор, Wi-Fi устройство или сотовый телефон.

Натурные испытания проведены с использованием разработанного автономного навигационного комплекса для приема навигационных сигналов от спутников сети GPS с последующей передачей NMEA-последовательностей по каналу сети GPRS. Программное обеспечение приемного модуля сигналов спутниковой навигации предусматривает установку различных временных интервалов между фиксацией позиционных точек широты и долготы по времени, поэтому на первом этапе измерений представилось целесообразным задать интервалы в 5, 15, 30 секунд при перемещении объекта со скоростью пешехода. В этом случае трек его перемещений выглядел достаточно плавно, с ограниченными колебаниями его реального перемещения по тротуару.

Был проведен целый ряд измерений местоположения перемещающегося объекта с привязкой к карте местности, которые проводились в разное время суток и с различными интервалами фиксации позиционных точек. Результаты измерений фиксировались программными средствами в файлах персонального компьютера для последующих вычислений оценок точностных показателей.

На рисунке 1, 2 приведены треки для частоты отсчета 15 и 5 секунд соответственно, скорость передвижения при этом оставалась постоянной.



Рис. 1- Частота отсчета 15 секунд Рис. 2 - Частота отсчета 5 секунд

Поместив GPS-трекер в автомобиль и установив частоту отсчета равную 30 секундам, также были проведены измерения в течение всего маршрута.

Поскольку последовательность позиционных точек фиксации местоположения перемещающегося объекта представляет собой случайный процесс (из-за воздействия большого количества отдельных факторов, влияющих на местоположение), для оценки точностных показателей необходимо использование числовых характеристик, известных из теории вероятностей: математическое ожидание, дисперсия и среднеквадратическое отклонение.

Поскольку объемы информации слишком велики, то для расчета среднего значения, дисперсии и СКО были использованы соответствующие опции математической программы MATCAD.

Оценив дисперсию для случая с частотой отсчета 15 секунд, получаем значение равное: $D_1 \approx 1,714 \cdot 10^{-8}$. Отразив данную выборку на графике 3 видим, что разброс получился в пределах 5-7 метров.

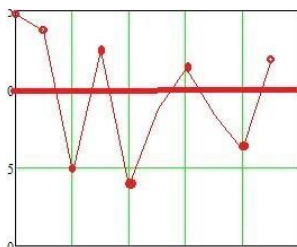


Рис. 3-График зависимости дисперсии от частоты отсчета.

Оценив дисперсию для случая с частотой отсчета равной 5 секунд, получаем значение равное: $D_2 = 4,487 \cdot 10^{-9}$. Отразив данную выборку на графике 4 видим, что разброс получается в пределах 3-5 метров.

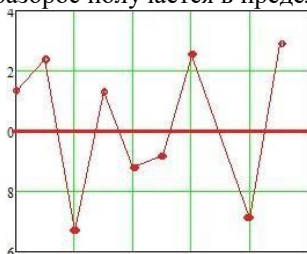


Рис. 4 - График зависимости дисперсии от частоты трека

Таким образом, по результатам проведенных исследований можно

отметить, что вполне удовлетворительная точность позиционирования по критерию цена/качество достигается при 5 – секундном интервале между фиксацией отдельных точек измерений координат.

Заключение. В процессе выполнения работы был разработан автономный навигационный комплекс для приема навигационных сигналов от спутников сети GPS с последующей передачей NMEA-последовательностей по каналу сети GSM на персональный компьютер с электронными картографическими программами для наложения позиционных меток на карту местности. Сформированы управляющие программы для обеспечения взаимодействия принимающего GSM-модуля и COM-порта персонального компьютера в форматах стандартов NMEA и WGS-84. Проведены натурные испытания, показавшие полную работоспособность программно-аппаратного комплекса при отслеживании местоположения реального движущегося объекта. Реализованы измерительные процедуры и получены оценки математического ожидания и возможного среднеквадратического отклонения местоположения объекта на треке в зависимости от интервала фиксации, с привязкой к карте местности.

Литература:

1. *Громаков Ю. А., Северин А.В., Шевцов В.А.* Технологии а. определения местоположения в GSM и UMTS: учеб. пособие. – М.: б. Эко-Трэнд, 2005. – 144с.
2. Обзор современных систем позиционирования мобильных а. телефонов, С. Рыжиков, А. Рыжиков, Специальная б. техника №6, 2001.
3. *Карлащук В. И., Каральщук С. В.* Спутниковая навигация. Методы а. и средства. – М.: СОЛОН-Пресс, 2006. – 176с.
4. *Клюшин Е. Б., Киселев М. И.* Инженерная геодезия/ под ред. Д. С. а. Михеева. – М.: Высшая школа, 2000. – 464с.

РАЗРАБОТКА ПРОГРАММЫ РИСОВАНИЯ ТОПОЛОГИИ ПЛАНАРНОЙ ПРЯМОУГОЛЬНОЙ СПИРАЛЬНОЙ КАТУШКИ ИНДУКТИВНОСТИ

Е.Д. Гончарова, А.С. Сальников

Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, лаборатория «50ohm Lab»
г. Томск

В статье рассматриваются планарные катушки индуктивности, выполненные в виде спирали с использованием воздушных мостов. Разработана программа рисования топологии спиральной катушки индуктивности. Программа может использоваться при разработке топологии интегральных схем.

The article presents planar spiral inductors using air bridges. A program for drawing the layout of a spiral inductor has been developed. The program can be used in the design of integrated circuits.

В интегральных схемах и печатных платах широко используются планарные спиральные пленочные катушки индуктивности. Пленочная индуктивность может быть реализована либо в виде одного витка, либо в виде спирали. Индуктивности, выполненные в виде спирали, нашли свое применение в СВЧ монолитной интегральной схеме (МИС). Постоянно растущие требования к объемам передаваемой информации с одновременным снижением массогабаритных параметров устройств обеспечивают непрерывное динамичное развитие как конструкции СВЧ МИС, так и технологии производства отдельных элементов [1]. Основная проблема при разработке интегральной катушки индуктивности заключается в расчете ее электрических характеристик по известной топологии. При этом возможно добиться минимально возможных геометрических размеров с соблюдением заданных электрических характеристик [2].

Однако рисование топологии катушки индуктивности также представляет определенную сложность. У спиральной катушки индуктивности имеются два вывода: внешний и внутренний, которые используются для соединения катушки с другими элементами микросхемы [3]. Внутренний вывод должен пройти через витки спирали, однако электрический контакт должен быть только с центром спирали, но не с витками. Для электрической развязки используются воздушные мосты или диэлектрическая пленка. На рис. 1 показан трехмерный вид спиральной катушки индуктивности, в котором используются воздушные мосты.

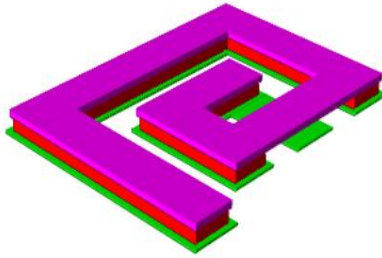
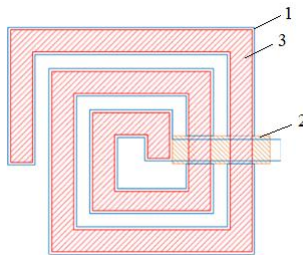


Рис. 1 – Внешний вид спиральной катушки индуктивности

Для выбора номинала катушки индуктивности разработчик меняет ее геометрические размеры, в первую очередь, число витков. При этом топология катушки индуктивности сложна для рисования вручную. Исходя из этого, была поставлена задача разработать алгоритм рисования топологии прямоугольной спиральной катушки индуктивности с воздушным мостом для дальнейшей успешной адаптации и использования в САПР KLayout.

На рис. 2 представлена топология двухслойной катушки индуктивности.



- 1) – спираль в первом слое; 2) – контактная линия;
3) – спираль во втором слое

Рис. 2 – Внешний вид двухслойной катушки индуктивности

Спиральная катушка индуктивности обычной изготавливается из двух металлических слоев. Первый слой — тонкий металл, используется для лучшей адгезии и вывода к внутреннему витку спирали. Второй слой — толстый металл (гальваника) является основным и позволяет уменьшить потери в спирали. Воздушные мосты также изготавливаются во втором слое.

Топология спирали была разбита на три элемента. Спираль в первом слое (элемент 1) прерывается в точках пересечения с контактной линией. В этих участках изготавливаются воздушные мосты.

Контактная линия (элемент 2) выполнена в виде прямоугольника. Правая сторона данного прямоугольника лежит на середине выступающей части внутреннего вывода. Верхняя и нижняя сторона прямоугольника закрывают зазоры и совпадают с положением продолжения спирали. Спираль во втором слое (элемент 3) изготавливается во втором уровне металлизации (с высокой проводимостью). Спираль элемента 3 размещена внутри спирали элемента 2 и отличаются небольшим, заранее заданным отступом.

Параметры, которые вводит пользователь в программе для рисования данной спирали:

1. *Lin* – длина внутреннего витка;
2. *Win* – ширина внутреннего витка;
3. *S* – шаг;
4. *b* – толщина спирали;
5. *T* – количество витков.

Для удобства рисования количество витков всегда будет округляться до значения с остатком «0,5», чтобы внешний и внутренний вывод были на противоположных сторонах спирали. Для рисования спирали элементов 1 и 3 используется одна и та же функция, для ее настройки она принимает два дополнительных параметра: *has_gap* - имеет ли спираль зазор и *offset* – смещение всех координат спирали внутрь для организации отступа между слоями. На рис. 3 представлена UML диаграмма классов программы. Класс *spPoint* представляет собой координаты точек многоугольника. Класс *spPolygon* хранит множество многоугольников. По введенным пользователем параметрам функция рисования генерирует набор многоугольников для каждого из описанных выше элементов, которые затем передаются для рисования.

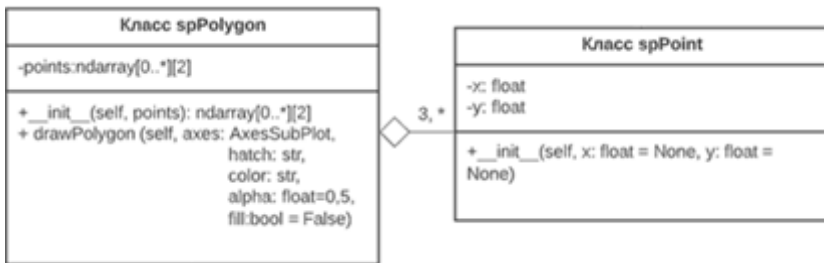


Рис. 3 – Диаграмма классов

Таким образом, данная катушка рисуется по параметрам, которые вводит пользователь, учитывая два параметра, которые автоматически рассчитываются исходя из введенных значений: *offset* и *has_gap*. Если

пользователь вводит некорректные данные, то рисуется спираль по стандартным значениям, так называемым по умолчанию. Пользователь предупреждается об ошибке. Главная особенность рисования состоит в том, что в данной программе может быть несколько слоев, каждый из которых имеет свой отступ и закрас, отличный от основного слоя. Программная архитектура построена так, что можно легко добавлять новые слои.

В данной работе представлена программа рисования топологии прямоугольной спиральной катушки индуктивности, которая позволяет рисовать двухслойную топологию по введенным пользователем параметрам. Программа реализована на основе подхода объектно-ориентированного программирования на языке python. Классы разработаны так, чтобы в будущей работе легко перенести программный код в САПР KLayout. Использование программ рисования элементов топологии (программных ячеек) облегчает процесс конструирования интегральных схем, уменьшая объем ручного труда, что уменьшает сроки завершения проектов в целом, сокращает стоимость разработки, уменьшаются количество возможных ошибок в топологии изделия [4].

Литература:

1. Александров Р. Монолитные интегральные схемы СВЧ: взгляд изнутри // Компоненты и технологии. – 2005. – №9. – С. 5.
2. Eroglu A. Planar inductor design for high power applications // Progress In Electromagnetics Research. – 2011. – Т. 35. – С. 53-67.
3. Bahl, I. J. Lumped element for RF and microwave circuits. – 2003 – Artech House, IL: Boston. – 488 с.
4. KLayout Layout Viewer And Editor [Электронный ресурс]. – URL: <https://klayout.de/> (дата обращения 13.11.2020).

БИТОВАЯ СИНОХРОНИЗАЦИЯ В GPS-ПРИЁМНИКАХ

М.М. Кануж, А.В. Клоков

Национальный исследовательский Томский государственный университет, Томск, motayamkanouj84@stud.tsu.ru

В работе представлен алгоритм Витерби для выполнения битовой синхронизации и оценки границы бита данных в GPS-приёмнике. Для оценивания параметров принятого GPS-сигнала предлагается традиционная схема слежения ФАП/ССЗ. Амплитуда сигнала оценивается методом максимального правдоподобия. Моделирование проводится для верификации

производительности предложенного алгоритма при различных уровнях мощности сигнала.

This paper presents a Viterbi algorithm to perform bit synchronization and detect of data navigation bit edge in a GPS receiver. To evaluate the parameters of the received GPS signal, a traditional PLL/DLL tracking loop is proposed. The signal amplitude is estimated by the maximum likelihood method. A simulation is performed to verify the performance of the proposed algorithm at different signal power levels.

В рамках исследований и разработок GPS-приемников битовая синхронизация (БС) играет важную роль в повышении чувствительности слежения за сигналом, особенно когда возникает необходимость увеличения времени когерентного накопления в условиях слабого сигнала. В обычном GPS-приемнике слежение за сигналом осуществляется цепью фазовой автоподстройки (ФАП) и системой слежения за задержкой (ССЗ). Целью БС является определение положения границы бита данных (БД), полученного в результате слежения. В [1] предложен гистограммный метод БС. В [2] реализован алгоритм Витерби с помощью фильтра Калмана (ФК). В нашей работе предлагается реализация алгоритм Витерби с помощью цепей ФАП и ССЗ для выполнения БС. Кроме того, амплитуда сигнала оценивается методом максимального правдоподобия (МП).

Для выполнения слежения за GPS-сигналом принимаемый цифровой сигнал коррелируется с локальными сгенерированными копиями сигнала. Синфазная и квадратурная компоненты сигнала на выходе коррелятора могут быть представлены в виде [3]:

$$I_p(k) = A \times D(k) \times R(\tau - \hat{\tau})_k \times \frac{\sin(\pi \delta f_d(k) T)}{\pi \delta f_d(k) T} \times \cos(\overline{\delta \varphi_k}) + \omega_I(k)$$

$$Q_p(k) = A \times D(k) \times R(\tau - \hat{\tau})_k \times \frac{\sin(\pi \delta f_d(k) T)}{\pi \delta f_d(k) T} \times \sin(\overline{\delta \varphi_k}) + \omega_Q(k)$$

где k – временной индекс, A – амплитуда сигнала, $D(k)$ – бит данных, $R(\tau - \hat{\tau})_k$ – корреляционная функция С/А кода, $\hat{\tau}$ – задержка, $\delta f_d(k)$ – смещение Доплера, T – время когерентного накопления, $\overline{\delta \varphi_k}$ – средняя ошибка несущей фазы за интервал накопления, $\omega_I(k)$ и $\omega_Q(k)$ – представляют собой белый гауссовский шум.

Для оценки положения границы БД алгоритм Витерби реализуется на основе метода МП, в предположении, что статистические свойства сигнала являются гауссовыми [4]. Суть алгоритма Витерби заключается

в том, что накапливаются N результатов корреляции подряд по 20 мс, поскольку длительность БД равна 20 мс, а время когерентного накопления равно 1 мс. При этом используется 20 разных последовательных гипотез о положении начала бита данных δ . Среднее значение 20 результатов корреляции формируется следующим образом:

$$s_{i,\delta} \{1 \leq i \leq N; 1 \leq \delta \leq 20\} = \frac{1}{20} \sum_{k=20(i-1)+\delta}^{20i+\delta-1} I_p(k) .$$

В соответствии с методом МП, наиболее вероятное положение границы БД будет соответствовать максимуму функции правдоподобия, ($\max_{\{d_i\}_1^N, \delta} f(s | \{d_i\}_1^N, s_{i,\delta})$), которая описывается формулой:

$$f(s | \{d_i\}_1^N, s_{i,\delta}) = \frac{1}{(2\pi\sigma^2)^{N/2}} \exp\left(-\frac{1}{2\sigma^2} \sum_{i=1}^N |s_{i,\delta} - Ad_i|^2\right),$$

где A – амплитуда сигнала, d_i – бит данных (-1 или +1). Максимизация функции правдоподобия эквивалентна минимизации следующего выражения:

$$\Gamma_N = \sum_{i=1}^N |s_{i,\delta} - Ad_i|^2 .$$

Таким образом, рекуррентные уравнения для выполнения алгоритма Витерби являются следующими:

$$\begin{aligned} \Gamma_i &= \Gamma_{i-1} + p_i, i = 2, 3, \dots, N \\ p_i &= |s_{i,\delta} - Ad_i|^2 \end{aligned} .$$

В результате рекуррентной процедуры формируются 20 траекторий. Минимальная траектория (Γ) соответствует правильной границе δ и последовательности битов данных от d_1 до d_N .

Для реализации битовой синхронизации алгоритмом Витерби необходимо оценивать параметры сигнала. Для этого предлагаются

обычные цепи ФАП и ССЗ [5], с помощью которых оцениваются следующие параметры сигнала: $\hat{\tau}$, $\overline{\delta\varphi_k}$ и $\delta f_d(k)$.

Для оценки A предлагается метод МП. Кратко рассмотрим суть этого метода. Совместная функция плотности вероятности N последовательных результатов корреляции имеет вид [4]:

$$p(V_N | A) = \frac{1}{(2\pi\sigma^2)^N} \exp\left(-\frac{1}{2\sigma^2} (V_N - \hat{V}_N)(V_N - \hat{V}_N)^T\right),$$

где $V_N = [r(0), r(1), \dots, r(N-1)]$ – результаты N когерентных накоплений, $r(k) = I_p(k) + jQ_p(k)$, и \hat{V}_N – оценка V_N при отсутствии шума. Логарифмическая функция для $p(V_N | A)$ имеет вид:

$$\Lambda(V_N | A) = -\frac{1}{2\sigma^2} (|V_N - \hat{V}_N|^2) - N \ln(2\pi\sigma^2) \quad (1)$$

Оценка A получается путём максимизации (1). Для максимизации $\Lambda(V_N | A)$, её частная производная по A должна быть равна нулю. Таким образом, оценённая амплитуда равна:

$$A = \frac{1}{N} \frac{\sum_{n=0}^{N-1} \left[\left(I_p(n) \cos(\delta\varphi(n)) + Q_p(n) \sin(\delta\varphi(n)) \right) R(n) \operatorname{sinc}(\delta f_d(n)T) \right]}{\sum_{n=0}^{N-1} R^2(n) (\operatorname{sinc}(\delta f_d(n)T))^2}$$

Был реализован алгоритм Витерби в программно-определяемом GPS-приемнике, реализованном в среде MATLAB. Генерация, передача и приём GPS-сигналов были осуществлены двумя устройствами программно-определяемой радиосистемы: ADULT-PLUTO и MSi.SDR. Были сформированы минимальные оптимальные траектории. На рисунке 1 показаны эти траектории при разной мощности сигнала, т.е. при разных значениях C/N_0 , где C/N_0 – отношение мощности сигнала к спектральной мощности шума в полосе 1 Гц и имеет размерность дБ-Гц.

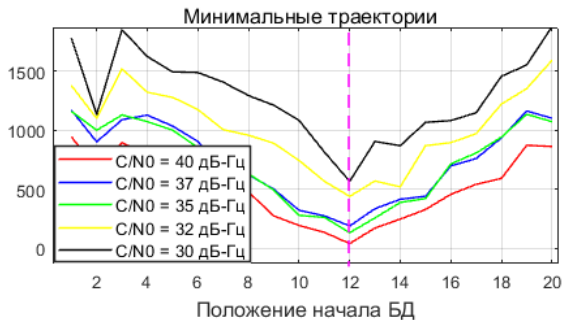


Рис. 1 – Минимальные оптимальные траектории с C/N0

Из рисунка 1 видно, что начало бита данных приходится на положение 12, т.е. когда $\delta = 12$. Кроме того, был проведен еще один тест с сигналом малой мощности. На рисунке 2 показаны минимальные траектории в маломощном сигнале.

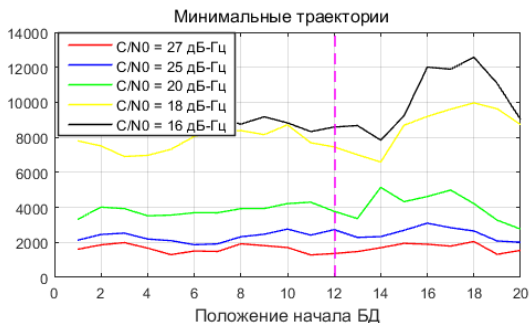


Рис. 2 – Минимальные траектории в маломощном сигнале

Результаты на рисунке 2 показывают, что при C/N0 ниже 27 дБ-Гц битовая синхронизация сигнала не выполняется. Однако все оценённые положения отличаются от истинного положения начала бита, равного 12. На рисунке 3 представлена гистограмма распределения I_p . Из рисунка 3 а отметим, что при C/N0 = 38 дБ-Гц I_p распределено по гауссу около двух значений, соответствующих двум БД, +1 и -1. В отличие от этого, на рисунке 3 б очевидно, что при C/N0 = 25 дБ-Гц сигнал теряет особенность гауссовского распределения. Это приводит к утрате БС.

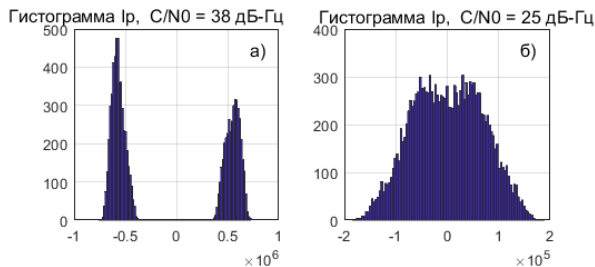


Рис. 3 – Распределение I_p : а – $C/N_0 = 38$ дБ-Гц; б – $C/N_0 = 25$ дБ-Гц

Таким образом, в работе в краткой форме освящен метод Витерби для выполнения битовой синхронизации в GPS-приёмнике. Отмечено влияние мощности сигнала на битовую синхронизацию. Применяя данный алгоритм, битовая синхронизация позволяет увеличить время когерентного накопления.

Литература:

1. *Parkinson B. and Spilker J.* Global Positioning System: Theory and applications. . – Washington: AIAA, 1996. – 592 p.
2. *Ziedan N. I, Garrison J.* Bit Synchronization and Doppler Frequency Removal at Very Low Carrier To Noise Ratio Using a Combination of the Viterbi Algorithm with an Extended Kalman Filter. // ION GPS/GNSS Portland, OR. – 2003. – P. 616–527.
3. *NIU, X.; Li, B.; Ziedan, N.; Guo, W.; Liu, J.* Analytical and simulation-based comparison between traditional and Kalman filter-based phase-locked loops. // GPS Solut. – 2017, N 21. – P. 123–135.
4. *Harry.L.V.T, Kristine L.B, Zhi.T.* Detection, Estimation, and Modulation Theory. Part I. Detection Estimation and Modulation Theory, Detection, Estimation, and Filtering Theory. Second edition. . – New Jersey: John Wiley & Sons, 2013. – 1175 p.
5. *Kaplan E.D., Hegarty C.G.* Understanding GPS: Principles and Applications 2nd ed. – London: Artech House, 2006. – 703 p.

ПОВЫШЕНИЕ РАЗРЕШАЮЩЕЙ СПОСОБНОСТИ ПРИ ОПРЕДЕЛЕНИИ АЗИМУТА И/ИЛИ УГЛА МЕСТА ЦЕЛИ

И.Н. Козлов, А.Г. Вострецов, А.В. Кривецкий
Новосибирский государственный технический университет,
г. Новосибирск, ikozlov92.06@gmail.com, ag_vost@mail.ru,
jcu@mail.ru

Предлагается алгоритм повышения точности определения координат целей азимута и/или угла места цели. Повышение точности обеспечивается за счет высокого темпа обзора. При этом диаграмма направленности “электронным” управлением многократно сдвигается на малый угол и производится сканирование цели в узком секторе азимутальных углов.

An algorithm is proposed to improve the accuracy of determining the coordinates of targets, azimuth and / or elevation of the target. Improving accuracy is achieved through a high rate of view. In this case, the radiation pattern "electronic" control repeatedly shifted by a small angle, and are scanned targets in a narrow sector of azimuth angles.

Определение координат целей и их параметров (азимут, угол места) является наиболее приоритетными задачами в радиолокации. Радиолокационная система путем излучения сигналов регистрирует отражённые от цели сигналы. Измеряя параметры обнаруженных сигналов, происходит определение азимута и угла места с одновременным определением местоположения цели в пространстве. Для решения задачи определения местоположения одиночной цели предлагается алгоритм, использующий высокий темп обзора, при котором диаграмма направленности “электронным” управлением сдвигается на малый угол и производится сканирование цели в узком секторе азимутальных углов. Для значительного снижения времени отведенного на ожидание отраженного сигнала предлагается использовать набор ортогональных сигналов, исключающих и снижающих неопределенность моментов приема отраженных сигналов, накладывающихся друг на друга во времени. При выборе формата зондирующего сигнала необходимо учитывать неопределенность начальной фазы и доплеровский сдвиг несущей частоты отраженного сигнала. Однако неопределенность начальной фазы делают практически невозможным применение когерентных методов приема. Поэтому синхронизация должна осуществляться на основе некогерентной обработки зондирующего сигнала.

Наиболее привлекательными с точки зрения помехоустойчивости и точности фиксации временного положения являются сигналы с малым

уровнем боковых лепестков (УБЛ). Такими являются, в частности, псевдослучайные фазоманипулированные сигналы – М-последовательности (последовательности максимальной длины, у которых УБЛ = $1/\sqrt{N}$) и сигналы Баркера (УБЛ = $1/N$), где N – количество импульсов в последовательности **Ошибка! Источник ссылки не найден.** Отметим, что сигналы Баркера имеют предельно малый уровень боковых лепестков.

Для зондирования выбран сигнал в виде М-последовательности. Для ограничения уровня внеполосного излучения каждый элемент псевдослучайной последовательности имеет форму окна Ханна и задается выражением [2]:

$$s_{\vartheta}(t) = \begin{cases} \cos\left(\pi \frac{t - \frac{1}{2}\tau_{\vartheta}}{\tau_{\vartheta}}\right), & \text{при } 0 \leq t \leq \tau_{\vartheta}; \\ 0, & \text{в противном случае.} \end{cases} \quad (2)$$

Здесь τ_{ϑ} – длительность элемента М-последовательности.

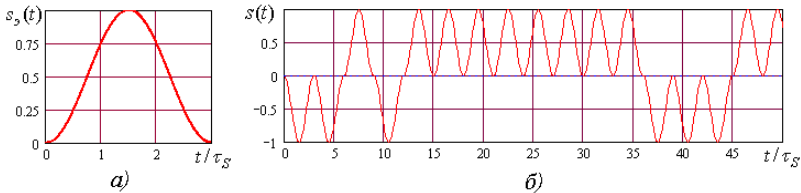


Рис. 1. Форма зондирующего сигнала.

На рис. 1, на а) и б), показаны форма одного импульса $s_{\vartheta}(t)$ и фрагмента импульсной последовательности $s(t)$.

В ходе имитационного моделирования алгоритма определения азимута одиночной цели использовалось выражение нахождения центра тяжести:

$$\Xi = \Delta\theta \frac{\sum_{i=0}^{M-1} i S_i^2}{\sum_{i=0}^{M-1} S_i^2}, \quad (3)$$

где $\Delta\theta$ - шаг сканирования по азимуту; $i = 0 \dots M - 1$ - номер отсчета статистики S , полученной на каждом скане с шагом $\Delta\theta$ в азимутальной плоскости в секторе шириной $\Theta = \Delta\theta \cdot M$ согласно (4):

$$\varphi(S) = \begin{cases} \max(\varphi(S)), & \text{если } \max(\varphi(S)) \geq C(\alpha), \\ 0, & \text{в противном случае.} \end{cases}, \quad (4)$$

где S – вектор, сформированный из отсчетов принимаемого сигнала $S(t)$, $C(\alpha)$ - пороговая константа, определяющая вероятность ложной тревоги при обнаружении цели; статистика $v(S)$ формируется на каждом скане в виде нормированного вектора модуля выхода согласованного фильтра согласно(5):

$$v(S) = \frac{\overline{S(t)}}{\|S(t)\|}, \quad (5)$$

где $\|S(t)\|$ - норма вектора отсчетов $S(t)$ на выходе обратного преобразования Фурье реализации согласованного фильтра [3]. Статистика $v(S) = F^{-1}(\overline{S(t)} \times \overline{S(t)^*})$, $S(t)$ - вектор отсчетов комплексного спектра исходной выборки на выходе функции преобразования Фурье; $S(t)^*$ - вектор отсчетов комплексно сопряженного спектра огибающей зондирующего сигнала. В среде LabView в заданной ширине диаграммы направленности с шириной $\Theta = 3^\circ$, приращениях азимута со значением шага $\Delta\theta = 0.1^\circ$, в секторе шириной Θ , заданном азимуте точечной цели (0.81° от условного начала сектора шириной Θ) определялась среднеквадратической ошибка определения азимута цели по 1000 экспериментов с независимыми отсчетами шума, со случайным смещением времени начала принимаемого сигнала относительно начала интервала сбора и случайной фазой несущей принимаемого сигнала при заданном значении отношения сигнал/шум.

Распределение статистики превысивших пороговые значения показаны на рисунке 2.

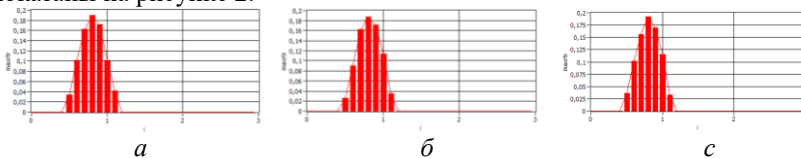


Рис. 2. $\Delta\theta = 0.1^\circ$; цель 0.81° ; $\Theta = 3^\circ$ градуса, $C(\alpha) = 0.025$ (a), $C(\alpha) = 0.02$ (б), $C(\alpha) = 0.015$ (c), сигнал/шум 4дБ.

Нормированная погрешность определения азимута показана на рисунке 3.

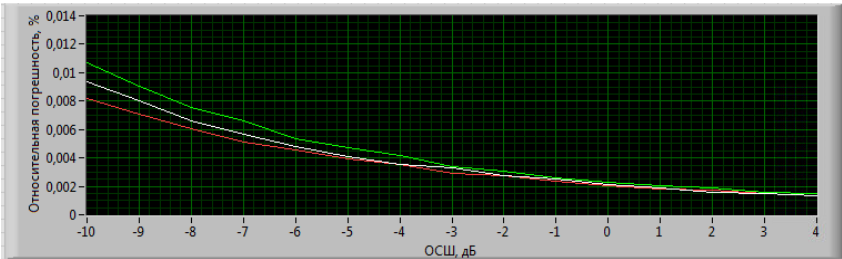


Рис. 3. Нормированная относительная погрешность для шага $\Delta\theta = 0.1^\circ$; цель 0.81° ; ширины ДН диапазоном от 0° до 3° .

В работе предложен алгоритм повышения разрешающей способности при определении азимута и/или угла места цели. Учитывая, достижимую ширину диаграммы направленности в азимутальной плоскости на расстоянии заданном расстоянии ширина области, на которой мощность отраженного от цели сигнала превысит порог, определяемый уровнем шума, будет рассчитываться по формуле (6):

$$\Delta L = 2R_{MAX} \operatorname{tg}\left(\frac{\theta}{2}\right), \quad (6)$$

где R_{MAX} - расстояние до цели. Предложенный метод позволяет повысить точность определения азимута и/или угла места цели за счет увеличения темпа обзора.

Литература:

1. Баскаков С.И. Радиотехнические цепи и сигналы: учебник для вузов / С. И. Баскаков. - 4-е изд., перераб. и доп. - М.: Высшая школа, 2003. – 462 с.
2. Основы цифровой обработки сигналов: учеб. пособие / В. Г. Коберниченко; М-во науки и высш. образования Рос. Федерации, Урал. федер. ун-т. — Екатеринбург: Изд-во Урал. ун-та, 2018. — 150 с.
3. Игнатов В.А. Теория информации и передачи сигналов. Учебник для ВУЗов, Изд-во Советское радио, 1979. - 280 с.
4. Радиолокационные системы: учеб. / В. П. Бердышев, Е. Н. Гарин, А. Н. Фомин [и др.]; под общ. ред. В. П. Бердышева. – Красноярск: Сиб. федер. ун-т. – 2011. – 400 с.

5. Основы теории радиолокационных систем и комплексов: учеб. / М. И. Ботов, В. А. Вяхирев; под общ. ред. М. И. Ботова. – Красноярск: Сиб. федер. ун-т, 2013. – 530 с.
6. A S. Dhabale, Direction Of Arrival (DOA) Estimation Using Array Signal Processing, March 2018. URL: <https://escholarship.org/uc/item/1w13p71p>.
7. Gamba J. (2020) Direction of Arrival (DOA) Estimation. In: Radar Signal Processing for Autonomous Driving. Signals and Communication Technology. Springer, Singapore. https://doi.org/10.1007/978-981-13-9193-4_6

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ВОЗДЕЙСТВИЯ РАДИАЦИОННОГО ИЗЛУЧЕНИЯ НА 14-РАЗРЯДНЫЙ ЦАП

Д.Б. Колосков, А.В. Глухов

Новосибирский государственный технический университет,
dimakoloskov2009@gmail.com

В работе рассмотрены результаты экспериментального исследования интегральной схемы 14-разрядного цифро-аналогового преобразователя (ЦАП) с ТТЛ-совместимыми входами. Измерения зависимости выходного напряжения ЦАП от дозы гамма-излучения для четырёх приборов проведены в диапазоне 0...150 кРад за 45 минут при температуре +25°С. По результатам измерений построен график, анализ которого показывает полное соответствие требованиям у двух приборов из четырёх.

The paper discusses the results of an experimental study of the 14-bit digital-to-analog converter (DAC) integrated circuit with TTL-compatible inputs. The dependence of the DAC output voltage on the dose of gamma radiation for four devices was measured in the range of 0 ... 150 kRad for 45 minutes at a temperature of +25 °C. Based on the measurement results, a graph was constructed, the analysis of which shows full compliance with the requirements for two devices out of four.

Цифро-аналоговые преобразователи (ЦАП) находят обширное применение в военной сфере, где им необходима гарантия исправной работы при воздействии специальных факторов, в том числе и повышенного радиационного фона.

Предложенные в предыдущих работах изменения принципиальной схемы 14-разрядного ЦАП, выпускаемого на предприятии «Новосибирский завод полупроводниковых приборов», были направлены на улучшение динамических характеристик преобразователя уровней в составе устройства, а также более корректную стабилизацию опорного напряжения. С помощью

теоретического обоснования и PSPICE-моделирования в среде OrCad 9.2 было показано, что эти изменения принципиальной схемы устройства не повлияют на требуемые параметры устойчивости к воздействию специальных факторов, в частности, повышенного радиационного фона. В данной работе приводится экспериментальное подтверждение обозначенных выводов.

Радиационное излучение оказывает существенное влияние на характеристики МОП-транзисторов: ионизация приводит к образованию поверхностных состояний на границе диэлектрик-полупроводник и накоплению зарядов в диэлектрике, что изменяет пороговое напряжение транзистора и снижает крутизну выходных ВАХ [2]. Применительно к ЦАП, ионизирующее излучение может не только снизить быстродействие, но и нарушить логику работы устройства как элемента схемы вследствие изменения уровней напряжения на выходе ЦАП.

Проведение эксперимента осуществлялось на территории АО «НИИПП», г. Томск, с помощью установки «Исследователь». Схема включения ЦАП в униполярном режиме представлена на рис. 1.

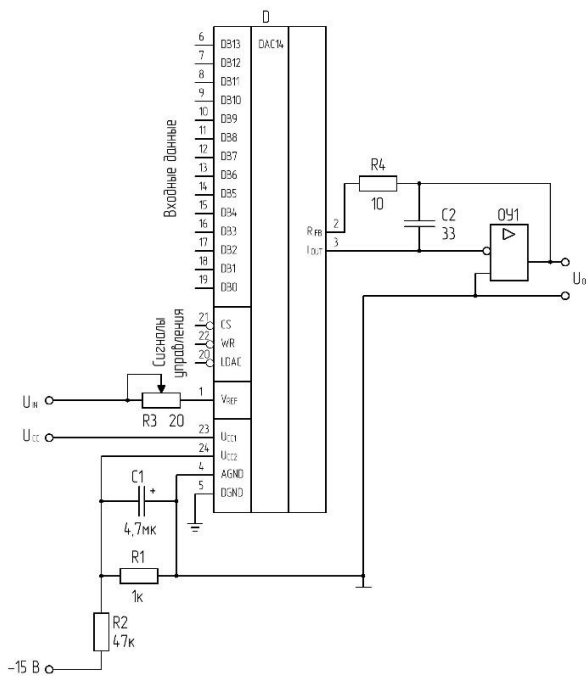


Рис. 1 – Схема включения исследуемого ЦАП

Измерения зависимости выходного напряжения ЦАП от накопленной дозы гамма-излучения проводились для четырёх приборов при входном цифровом коде «11...1» и температуре +25°С. За 45 минут испытаний доза излучения нарастала линейно от 0 до 150 кРад, т.е. со скоростью 55,5 Рад/с, сигнал выходного напряжения с мостовой схемы снимался каждые 1,5 минуты. Результаты эксперимента представлены на графике (рис. 2).

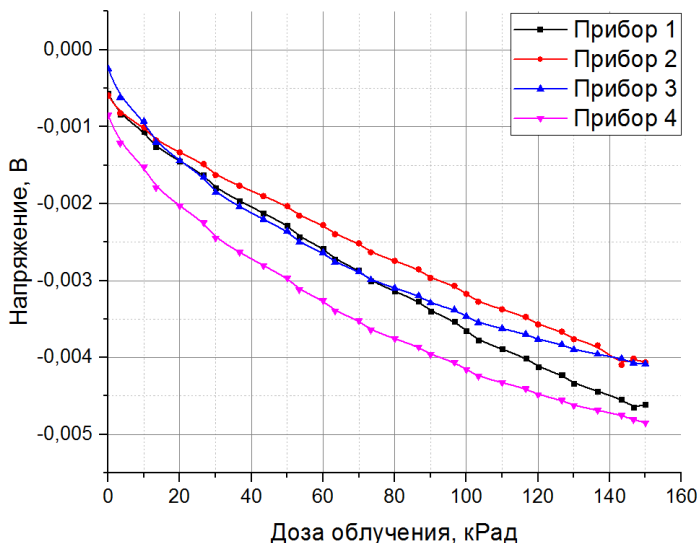


Рис. 2 – График зависимости отклонения выходного напряжения ЦАП от дозы облучения

Из полученного графика следует, что: кривая, соответствующая прибору 4, лежит ниже остальных и выходит за требуемый диапазон отклонений; на участке от 0 до 100 кРад в требуемый диапазон отклонений укладываются три прибора из четырёх; в диапазоне от 100 до 150 кРад в норму укладываются два прибора из четырёх.

Можно предположить, что выход характеристик за допустимые границы у двух приборов произошёл вследствие технологического разброса параметров МОПТ, попадающих в допустимый диапазон при отсутствии ионизирующего излучения, но выходящих за него при высоких дозах радиации. Для предотвращения подобного следует в первую очередь сузить требуемый диапазон технологических параметров МОПТ.

Литература:

1. Колосков Д.Б., Глухов А.В. Исследование и разработка преобразователя уровней для 14-разрядного ЦАП с ТТЛ-совместимыми входами // НАУКА. ТЕХНОЛОГИИ. ИННОВАЦИИ //Сборник научных трудов в 9 ч./под ред. Гадюкиной А.В. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2019, С. 23-27.

2. Пушкарский С.В. Экспериментальные исследования воздействия радиации на ВАХ транзисторов МОП // Лесной вестник. 2009. №6. С. 106 – 110.

ИССЛЕДОВАНИЯ ХАРАКТЕРИСТИК СИСТЕМ IoT LORA В ГОРОДСКИХ УСЛОВИЯХ

Е.В. Кривонов, С.В. Воробьева, А.А. Калачиков
**Сибирский государственный университет телекоммуникаций и
информатики**
г. Новосибирск, krivonov-zhora@mail.ru

Эмпирическим путем рассчитана дальность радиоканала между двумя устройствами в городских условиях при разных значениях радиосигнала, а так же рассчитана скорость передачи одного пакета между двумя устройствами. Данные расчеты позволяют оценить приспособленность системы к городским условиям и ее свойства при различных значениях коэффициента расширения спектра при двух значениях ширины полосы. Для моделирования потерь при распространении сигнала использовалась модель Окумура-Хата.

Empirically, the range of the radio channel between two devices in urban conditions at different values of the radio signal was calculated, and the transmission speed of one packet between two devices was also calculated. These calculations allow us to evaluate the adaptability of the system to urban conditions and its properties for various values of the coefficient of expansion of the spectrum for two values of the bandwidth. The Okumura-Hata model was used to model propagation loss.

Одной из основных областей применения электроники являются сбор и обработка данных о технологических процессах или при научных экспериментах. Первичные преобразователи или датчики (устройства, с помощью которых некоторые физические величины преобразуются в напряжение или другие электрические сигналы) используются для получения сигналов, которые далее могут обрабатываться, кодироваться, запоминаться и анализироваться.

Возникают сложности, если первичные преобразователи находятся на большом расстоянии от центра обработки и анализа информации.

Сложность построения длинных линий в местностях со сложными геоклиматическими условиями определяет актуальность применения беспроводных каналов данных.

Технология LoRa – это беспроводная телекоммуникационная система с низким энергопотреблением, большим радиусом распространения и низким битрейтом, которая позиционируется как инфраструктурное решение для Интернет вещей. Конечные устройства используют LoRa через один беспроводной узел для связи со шлюзом, который в свою очередь подключен к Интернету.

В работе проведен анализ свойств радиосигналов LoRa и выполнен расчет радиолинии для нескольких сочетаний параметров. Данные расчеты позволяют оценить свойства системы при определенных значениях коэффициента расширения спектра (SF) для различных полос системы (BW). В качестве модели потерь распространения использовалась модель Окумура-Хата.

При практической реализации были использованы радиомодули с микросхемами SX1276, была установлена дуплексная радиосвязь.

В радиотехнологии для характеристики сети радиосвязи можно использовать три основных характеристики: дальность / расстояние; скорость передачи данных; потребляемая мощность [3]. Трудно рассмотреть все три критерия с одинаковым акцентом, поскольку физические законы устанавливают четкие ограничения в этом случае: например, LoRaWAN может передавать данные на большие расстояния и требует относительно небольшой энергии, но имеет низкую скорость передачи данных. В общем, возможна оптимизация максимум до 2 из вышеупомянутых критериев.

Широкополосный радиосигнал LoRa представляет собой сигнал с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ) или CSS (Chirp Spread Spectrum). Физический радиointерфейс LoRa основан на использовании широкополосных радиосигналов с большой базой B, много большей единицы.

$$B = BW * T_{sym} = 2^{SF} - \text{база радиосигнала.}$$

Здесь коэффициент расширения спектра определяет разрядность символа данных (в битах), передаваемого через радиointерфейс за время T_{sym} . Более высокие значения коэффициента разброса увеличивают отношение сигнал / шум. Коэффициент разброса может быть выбран как целое значение от 6 до 12. Различные факторы распространения ортогональны друг другу, и это означает, что передатчики, использующие разные значения SF, не мешают друг другу [4].

Передатчики LoRa образуют CSS радиосигналы с шириной полосы 125, 250 или 500 кГц (однако проект регионального частотного диапазона для Российской Федерации, подразумевает использование только полосы 125кГц). При фиксированной ширине спектра радиосигнала изменение его базы осуществляется за счет изменения длительности T_{sym} и скорости изменения частоты. Скорость передачи данных пропорциональна полосе пропускания и обратно пропорциональна кодовой скорости и коэффициенту распространения [2].

На рисунках 1 и 2 показаны результаты исследований: расстояние между передатчиком и приемником изменяется от 100 метров и до 14 километров, высота передатчика 40 метров, а высота приемника 10 м.

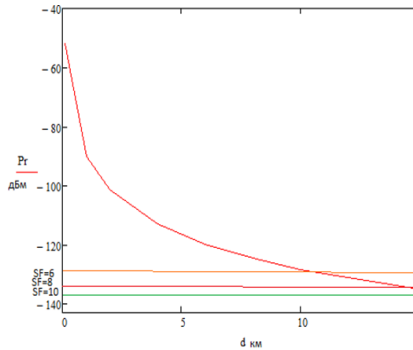


Рис. 1- Полученная мощность на разных расстояниях от передатчика в городских условиях BW=125 и SF=6,8,10,12.

Из графика видно, что уже на 10 км при SF=6 приемнику не хватает чувствительности принять сигнал. Но если взять SF=8, то чувствительность, при тех же значениях, станет ниже примерно на 4 дБм, при SF=10 на 9 дБм, при SF=12 на 14 дБм., что означает улучшение характеристик приемника при увеличении коэффициента спектра.

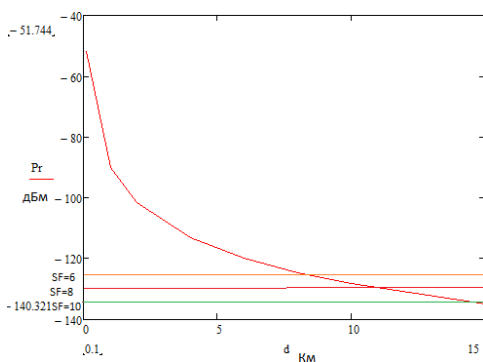


Рис. 2 - Полученная мощность на разных расстояниях от передатчика в городских условиях BW=250 и SF=6,8,10,12

На втором графике при тех же значениях SF, но при другой ширине полосы можно заметить, что чувствительность приемника при 125 КГц выше, чем при 250 КГц.

Также в работе проведен расчет времени передачи одного пакета, при разных значениях BW и SF. В таблицу 1 сведены результаты расчетов.

Таблица 1- Скорость передачи пакета при разных значениях SF и BW

BW, кГц	SF	6	10
125		0.011 сек.	0.15 сек.
250		5.525×10^{-3} сек.	0.075 сек.

Из таблицы видно, что скорость передачи одного пакета при полосе в 125 КГц меньше, чем при 250 КГц.

Таким образом, проведенные в работе расчеты позволяют оценить свойства системы LoRa при определенных значениях коэффициента расширения спектра для различных полос системы. Полученные в работе результаты могут использоваться для дальнейшей экспериментальной работы по изучению применения системы LoRa в городских условиях.

Литература:

1. Тестирование радиомодемов LoRa/LoRaWAN RN2483 [Электронный ресурс] URL: <https://m.habr.com/ru/post/398229>

2. Приёмопередатчики большого радиуса действия SX1276/77/78 с технологией LoRa компании Semtech [Электронный ресурс] URL: <http://www.icquest.ru/?article=324>
3. Беспроводная технология малой мощности LoRa и модули NiceRF SX1276 [Электронный ресурс] URL: <https://dxdt.ru/2016/07/01/7996/>
4. Технология LoRa компании Semtech [Электронный ресурс] URL: http://www.ecworld.ru/media/bip/pdfs/verhulev_wt315.pdf
5. STM32 LoRa™ software expansion for STM32Cube [Электронный ресурс] URL: https://www.st.com/resource/en/user_manual/dm00352032.pdf

КОЛИЧЕСТВЕННЫЕ НИЗКОТЕМПЕРАТУРНЫЕ МОДЕЛИ ПОДВИЖНОСТИ В КРЕМНИИ ДЛЯ СЛАБЫХ ПОЛЕЙ

М.А. Кузнецов, С.В. Калинин, А.С. Черкаев
Новосибирский государственный технический университет,
г. Новосибирск, kuznecov_aprel85@mail.ru

Моделирование полупроводниковых приборов, в том числе КМОП-транзисторов, требует точных электрофизических моделей их параметров. В данной работе представлены новые модели подвижности носителей заряда для криогенного диапазона температур в кремнии, и результат внедрения их в среду TCAD Sentaurus.

The simulation of semiconductor devices, including CMOS transistors, requires accurate electrophysical models of their parameters. This paper presents new models of charge carriers mobility for the cryogenic temperature range in silicon, and the result of their implementation in the TCAD Sentaurus environment.

В настоящее время существует целый ряд фундаментальных физических и технических направлений, связанных с криогенной электроникой, для которых требуется, чтобы кремниевые ИМС работали при температурах ниже 120 К: космические аппараты, эксперименты по физике высоких энергий, сверхпроводящая метрология, астрономические детекторы, кубиты и квантовые вычисления и т.д. [1].

Эффективное проектирование элементной базы ИМС, работающей в криогенном диапазоне температур, невозможно без высокоточного математического моделирования как на основе компактных схемотехнических моделей, так и на базе приборно-технологического (TCAD) моделирования [2]. Точность расчетов в этих моделях зависит от многих факторов, но прежде всего – от моделей фундаментальных электрофизических параметров кремния, в частности – подвижности [3].

Несмотря на значительные успехи, достигнутые при моделировании подвижности в области температур 200–400 К, для криогенного диапазона такие надежные модели пока отсутствуют [4, 5].

Цель данной работы заключается в распространении моделей подвижности электронов и дырок в кремнии на низкотемпературный диапазон. Авторами предлагается один из возможных вариантов такой улучшенной модели. Данная модель разрабатывалась методом аппроксимации экспериментальных данных, опубликованных в литературных источниках. Аппроксимация экспериментальных данных проводилась с помощью программного пакета Origin.

Из теоретических расчетов и экспериментальных данных по физике полупроводников хорошо известно, что подвижность, как функция от температуры, имеет экстремум в рассматриваемом диапазоне температур. Такое поведение обусловлено различным вкладом в процесс переноса электронов различных механизмов рассеяния. Так, для температур ниже 77 К объемная подвижность будет определяться в основном рассеянием на ионах примесей (закон T^α), а при более высоких – рассеянием на фонах кристаллической решетки кремния (закон $T^{-\alpha}$).

Другой важной особенностью для количественного описания подвижности является ее зависимость от концентрации легирующей примеси.

Авторская модель количественно учитывает зависимость от этих двух переменных: температуры и концентрации примесей в диапазоне температур 50–200 К и ниже (рисунок 1).

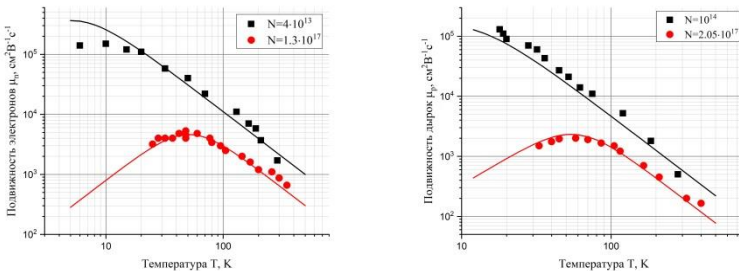


Рис. 1. Температурные зависимости подвижности носителей заряда при различной концентрации примесей. Сравнение авторской модели (линии) и экспериментальных данных (точки).

Влияние электростатического поля на подвижность, которое является важнейшим фактором при рассмотрении вопроса о

подвижностях электронов и дырок в инверсных слоях МОП-транзисторов, в данной работе не рассматривается. Учет этого фактора предполагается произвести при проведении дальнейших исследований.

Разработанная модель была встроена в библиотеку электрофизических моделей САПР TCAD Sentaurus для приложения SDevice [6] с помощью специального инструмента – Physical Model Interface (интерфейса физических моделей).

Данный интерфейс (PMI) позволяет использовать при вычислениях не встроенные в TCAD модели, а модели, написанные пользователем в виде программного кода. Интерфейс обеспечивает доступ ко всем важным для процесса электрофизического моделирования прибора моделям параметров, среди которых – подвижности носителей заряда [6].

Литература:

1. *Cressler J.D.* Low-Temperature Electronics. Georgia Institute of Technology, 2008.
2. *Petrosyants K.O.* Compact Device Models for BiCMOS VLSIs Simulation in the Extended Temperature Range (from -200°C to +300°C). In 2018 24th International Workshop on Thermal Investigations of ICs and Systems (THERMINIC) (pp. 1-6). IEEE, 2018, September.
3. *Swirhun S. E., Kane D. E. and Swanson R. M.* Temperature dependence of minority electron mobility and bandgap narrowing in p⁺ Si. Technical Digest., International Electron Devices Meeting. IEEE, 1988.
4. Петросянц К.О. Состояние работ в области моделирования полупроводниковых компонентов с учетом влияния радиации и температуры – Наноиндустрия, 2018, №82, стр. 42-45.
5. Калинин С. В., Кузнецов М. А. Модели низкополевой подвижности электронов для криогенного диапазона температур. Современные проблемы телекоммуникаций, 2020г, стр 511-516.
6. Synopsys Inc., Sentaurus Device User Guide, Version M-2016.12, December 2016.

РАЗВИТИЕ ТЕХНОЛОГИИ ПЯТОГО ПОКОЛЕНИЯ В ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЯХ РФ

А.А.Марусин, А.В. Литвицкая

Технический колледж Тамбовского государственного
технического университета, г. Тамбов, viol.flame@gmail.com

В этой работе представлены технические преимущества и недостатки 5G, причины несоответствия Российского оборудования с общепринятой стандартизацией, решения обхода диапазонного ограничения в РФ, а также частично описано модель первой отечественной станции пятого поколения и указана дата завершения её разработки.

This paper presents the technical advantages and disadvantages of 5G, the reasons for the inconsistency of Russian equipment with generally accepted standardization, solutions to bypass the range restriction in the Russian Federation, and also partially describes the model of the first domestic station of the fifth generation and indicates the date of completion of its development.

5G/IMT-2020 (Fifth Generation/International Mobile Telecommunications-2020) – пятое поколение мобильной связи, созданное в 2015 году, с целью заменить четвёртое и третье поколения.

В отличие от предшествующих поколений 3G и 4 G, 5G даёт не только высокую скорость, но и развитие для старых и совершенно новых функций, такие как: тактильный интернет, интернет вещей, разведение трафика на подсети и другие. Таким образом, пятое поколение предоставит каждому пользователю, находясь на удалённом расстоянии управлять бытовыми приборами и техникой со смартфона, при этом без нагрузки сети лишними устройствами.

В наши дни все частоты до 5 ГГц переполнены и выделить более широкие диапазоны частот становится непозволительным. На этих частотах могут работать источники беспроводных передач данных, а также сети четвёртого поколения. В то время, как диапазон выше 5 ГГц относительно свободно.

По этой причине для сетей пятого поколения решили использовать высокочастотные волны в миллиметровом диапазоне.

5G использует два основных диапазона частот: от 400 МГц до 6 ГГц и от 24 до 50 ГГц. Второй диапазон является миллиметровым, а первый пересекается с диапазоном частот сетей четвёртого поколения. Соответственно, одна вышка 5G, работающая на частоте 400 МГц способна покрывать километры расстояния, немного, превышая скорость 4G.

Для быстрого развертывания сетей 5G операторы используют во многих странах более низкие частоты, покрывающие огромные

территории. Делать покрытие 5G по всей стране, размещая базовые станции, работающие в миллиметровом диапазоне, чрезмерно затратно.

Технология 5G слаборазвита на территории Российской Федерации по причине не соответствия оборудования с общепринятыми стандартами, установленными членами конференции 3GPP (3rd Generation Partnership Project) – партнёрский проект третьего поколения.

Для мобильных сетей данного поколения необходима широкая полоса канала: минимум 80-100МГц. Стандарт, поддерживает диапазон несущих частот от 900 МГц до 32ГГц, что на 22 ГГц выше стандартов, используемых в РФ. Частотный диапазон ИМТ-2020 можно рассмотреть на рисунке 1.

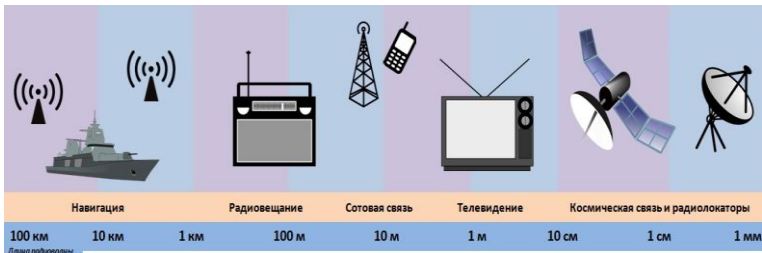


Рис.1 – Частотный диапазон ИМТ-2020.

Причина этому служит резервация 3ГГц военными ведомствами, что становится причиной несовместимости отечественного оборудования с общепринятыми стандартами.

Это проблема уже решается. Власти Российской Федерации решили изменить схему распределения частот под 5G. На данный момент новые частоты лишь тестируются и оператором предлагается развивать новые стандарты в уже имеющихся диапазонах. Члены Госкомиссии по радиочастотам выделяют 24,25-24,65 ГГц "неопределенному кругу лиц". Полоса 24,65-29,5 ГГц будет специально выделена для Роскосмоса и Новых цифровых решений. Ее передадут ведомствам до 2021 года. Так же, уже в 2023 году, по прогнозам экспертов, появиться отечественная базовая станция сетей 5G/ИМТ-2020, макет которой представлен на рис.2

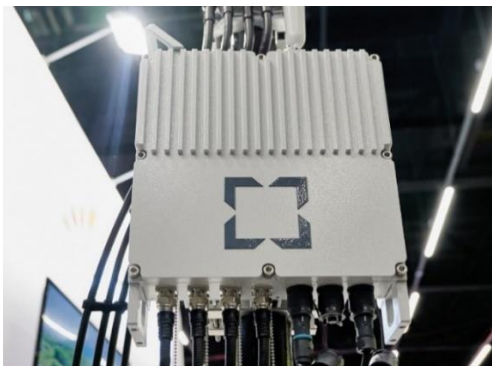


Рис. 2 – Модель отечественной базовой станции 5G.

Макет базовой станции состоит из трех частей: радиопередающего модуля, модуля цифровой обработки, ядра мобильной сети. На заседании ЦИПР-2020 – (Цифровая индустрия промышленной России) сообщалось о совместимости с оборудованием любого производителя из любой страны, соответствующим международным стандартам. Предположительно, данная база будет использовать частоты 3,3-4,2 ГГц как самые распространенные по всему миру. Проектом занимается Лидирующий исследовательский центр совместно с "Газпромом", "Роснефтью", "Ростелекомом" и другими крупными корпорациями.

Проводятся исследования и разработки алгоритмов и программного обеспечения, которые станут основой создания – базовой станции пятого поколения. Разработка систем управления, предположительно должна завершиться до конца 2021 года.

Литература:

1. Лохвицкий М.С., Сорокин А.С., Шорин О.А. Мобильная связь: стандарты, структуры, алгоритмы, планирование. М.: Горячая линия – Телеком, 2018. 264 с.

2. Сергиенко А.Б. Цифровая связь. Курс для магистрантов [электронный ресурс] URL: <http://sites.google.com/site/eltechdigidcom>.

3. Технологии связи [электронный ресурс] URL: <http://itechinfo.ru>.

4. Технологии мобильной связи: услуги и сервисы / А.Г. Бельтов, И.Ю. Жуков, Д.М. Михайлов, А.В. Стариковский. М.: ИНФРА-М, 2019. 206 с.

5. Оливер В., Оливер Н. О-54 Компьютерные сети. Принципы, технологии, протоколы: Учебник для вузов, 5-е изд. – СПб.: Питер, 2018. – 2019 с.: ил. – (Серия «Учебник для вузов»).

РАЗРАБОТКА ПРОГРАММНОГО-АППАРАТНОГО КОМПЛЕКСА: ПУЛЬТ ДИСТАНЦИОННОГО УПРАВЛЕНИЯ КОММУТАЦИОННЫМ ОБОРУДОВАНИЕМ

С.В. Пономарев

**Новосибирский государственный технический университет,
г. Новосибирск, s.ponomarev.2016@stud.nstu.ru**

Одно из современных направлений развития энергетического комплекса во всем мире – разработка «цифровых подстанций», особо важной частью которых являются современные технологические решения для работы с высоковольтным коммутационным оборудованием.

В данном докладе представлена разработка программно-аппаратного комплекса, предназначенного для беспроводного дистанционного управления, настройки параметров и диагностики состояния блока управления вакуумным выключателем.

One of the modern trends in the development of the energy complex all over the world is the development of "digital substations", a particularly important part of which are modern technological solutions for working with high-voltage switching equipment.

This article presents the development of a software and hardware complex designed for wireless remote control, parameter setting and diagnostics of the state of the vacuum circuit breaker control unit.

Необходимость и актуальность пульта дистанционного управления объясняется преимуществами по сравнению с традиционными средствами управления [1] блоком управления вакуумным выключателем, а также функциональными возможностями его использования.

Основным преимуществом беспроводного способа управления является безопасность выполнения пусконаладочных работ на электроэнергетических подстанциях, которая обеспечивается путем исключения нахождения специалистов по монтажу с высоковольтными соединениями в непосредственной близости с оборудованием в процессе его первичного пуска. Помимо этого, при аварийных ситуациях во время эксплуатации существенным достоинством является возможность дистанционного отключения коммутационного оборудования на безопасном для человека расстоянии.

При нормальной эксплуатации объектов подстанции, использование пульта дистанционного управления позволит специалистам наладочных организаций и оперативному персоналу получать информацию о состоянии блоков управления вакуумными выключателями.

Основные используемые комплектующие для создания пульта дистанционного управления:

- 32-битный микроконтроллер (выбран микроконтроллер ультра энергоэффективной серии STM32L152CBT6, так как эта серия специально создана для использования в устройствах, работающих от элементов питания);
- жидкокристаллический монохромный дисплей (выбран трансфлективный EA DOGS 102W-6, который может работать как с подсветкой, так и без нее);
- беспроводной передатчик (выбран TI CC1121 с частотой передачи данных 868 МГц [2]).

В данной разработке использовались следующие возможности микроконтроллера:

- АЦП для определения уровня заряда элементов питания;
- таймер для считывания продолжительности нажатия джойстика (опрашивает состояние джойстика каждую миллисекунду);
- таймер для отправки команд по радиоканалу на блок управления (срабатывает каждые 50 мс);
- интерфейс SPI в режиме Transmit Only Master для управления дисплеем EA-DOGS 102-6;
- интерфейс SPI в режиме Full-Duplex Master для обмена данными с радиочастотным передатчиком CC1121;
- порты ввода/вывода в режиме Input для считывания состояния этих портов, два из которых вызывают системные прерывания (обработка нажатия джойстика и приход сообщения с CC1121);
- порты ввода/вывода в режиме Output для управления периферийными устройствами.



Рис. 1 – упрощенная графическая схема структуры прошивки

На Рис. 1 представлена упрощенная схема структуры прошивки микроконтроллера. Сегменты кода (модули), отвечающие за выполнение операций на микроконтроллере, представляют собой две отдельных части. Первая из них – функция main, являющаяся основной функцией программы. При запуске системы в ней однократно происходит несколько действий:

- инициализация всех портов ввода-вывода, интерфейсов связи, таймеров и аналого-цифрового преобразователя;
- проверка корректного соответствия битов защиты данных микроконтроллера;
- инициализация периферийного оборудования (ЖК-дисплей, радиомодуль CC1121).

После выполнения вышеприведенного кода программа заходит в основной цикл while(1), отвечающий за работу устройства. В этом цикле расположены следующие действия:

- вызов функции обработки нажатия джойстика (при наличии флага о нажатии джойстика);
- вызов модуля, отвечающего за отрисовку графического пользовательского интерфейса;
- вызов функции обработки пришедшего сообщения (при наличии флага о пришедшем сообщении);
- проверка о наличии соединения с блоком управления.

Упомянутые флаги о наличии пришедших сообщений и нажатий джойстика выставляются в обработчиках прерываний по GPIO. Первое событие происходит при поступлении сигнала с радиомодуля CC1121, заранее сконфигурированного на отправку логической единицы при получении сообщения по радиоканалу. Второе событие вызывается любым нажатием джойстика, которое выставляет на один порт ввода-вывода уровень логической единицы. Для вызова прерываний по этим событиям при конфигурации микроконтроллера, эти порты были настроены на срабатывание прерываний по переходу из уровня логического нуля в уровень логической единицы.

Обработчик таймерных прерываний взаимодействует с основным циклом программы в двух направлениях. Так, в случае срабатывания таймера на отправку сообщения по радиоканалу, данные о необходимой к отправке команде формируются в основном цикле и используются в обработчике, но в то же время при срабатывании таймера об отсутствии нажатия джойстика в течение определенного времени, флаг о необходимости выключения выставляется именно в обработчике таймерного прерывания, а затем используется в основном цикле для реализации отключения пульта дистанционного управления.

Модуль отрисовки графического пользовательского интерфейса – отдельно выделенная часть программного кода, так как ее функции определяют все взаимодействие пользователя с устройством. Ее задачи сводятся к выводу изображения на дисплей в соответствии с выполняемыми пользователем движениями джойстика. Основные действия этого модуля:

- определение текущего экрана графического интерфейса и его отрисовка;
- определение элемента графического интерфейса с наличием фокуса (текущий элемент, принимающий ввод от джойстика);
- выполнение операции в соответствии с типом нажатия джойстика, изменение параметров интерфейса в соответствии с выполненным действием.

Итогом разработки пульта дистанционного управления стал выпуск опытной партии в размере 50 штук с помощью специального оборудования для SMD-монтажа печатных плат на базе АВТФ НГТУ. Пример готовой платы (вид с двух сторон) приведен на Рис. 2 а). Вид готового изделия после сборки платы в корпус представлен на Рис. 2 б).

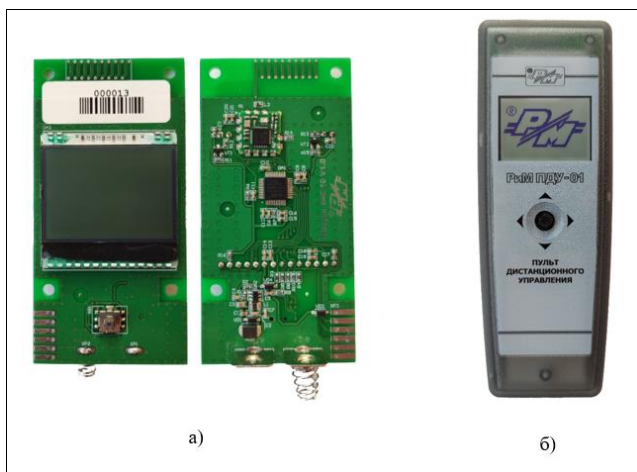


Рис. 2 – а) внешний вид печатной платы устройства; б) внешний вид устройства, собранного в корпус

Литература:

1. С.В. Горелов, О.Л. Князева, В.Ф. Тоньшев, Л.Н. Тотьянченко, Дипломное проектирование на электротехнических специальностях вузов. - М.-Берлин: ДиректМедиа, 2016. – 199 с.

2. О. Пушкарев, Использование диапазонов 433 и 868 МГц в системах промышленной телеметрии // Беспроводные технологии. - 2012.

АНАЛИЗ КОНСТРУКЦИЙ ОПТИЧЕСКИХ ДЕЛИТЕЛЕЙ ДЛЯ РАДИОФОТОННОГО ТРАКТА

**Д.С. Рогожников, А.А. Удалов, Е.В. Шестериков.
ИОА СО РАН, г. Томск, dmitryroj@gmail.com**

Произведён анализ современного состояния основных конструкций оптических делителей для электрооптических модуляторов по схеме Маха-Цендера, таких как, MMI, X, Y-делители, делители на взаимосвязанных линиях и на фотонных кристаллах, плазмонные делители.

The analysis of the current state of the main designs of optical splitters for electro-optical modulators according to the Mach Zehnder scheme, such as MMI, X, Y-splitters, splitters on interconnected lines and on photonic crystals, plasmon splitters is carried out.

Радиофотонные компоненты представляют собой устройства, заключающие в себе функциональную интеграцию оптического излучения и СВЧ сигнала, и предназначены для реализации функций высокоскоростной передачи, приема и преобразования информации с возможностью обработки сигналов без использования промежуточных преобразовательных устройств. За счёт применения оптического диапазона длин волн значительно увеличивается скорость передачи информации, снижается плотность упаковки устройств, вес приемопередающих линий и приборов. Одним из самых массовых продуктов являются электрооптические модуляторы (ЭОМ) интенсивности и фазы на кристаллах ниобата лития (LiNbO₃), используемые для модуляции оптического когерентного излучения в диапазоне работы до 40 ГГц. Работа таких устройств условно заключается в разделении света на два или более канала, воздействие полем на каждый канал и соединение каналов, в результате чего и происходит модуляция сигнала. Оптические делители являются неотъемлемой и важной частью оптического тракта в электрооптическом модуляторе и предназначены для разделения светового потока на несколько волноводных каналов в заданных пропорциях. Оптический делитель является пассивным устройством, т. к. для разделения оптической мощности не требуется электропитание. Распространение оптического сигнала в интегральной схеме на полупроводниковой подложке на сегодняшний день

осуществляется с помощью гребенчатых волноводов [1]. Для разделения или суммирования оптического сигнала в гребенчатых волноводах применяются Y-делители или MMI представленные на рисунке 1.

Ниже представлены конструкции MMI и Y-делителей (рис. 1).

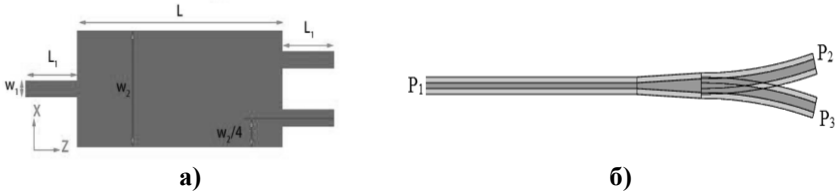


Рис. 1 – Делители: а) MMI-делитель [2]; б) Y-делитель

В MMI и Y-делителях деление светового пучка осуществляется по законам геометрической оптики. Y-делители выполняют такие же функции, как синфазные делители мощности [3].

Основной проблемой изготовления вышеописанных делителей является высокое требование к воспроизведению требуемых размеров. Для решения данной проблемы авторы в статье [4] используют электрод для подстройки коэффициента преломления.

В числе оптических сплиттеров присутствуют делители в виде гребня, принцип которых основан на туннельном эффекте. Такие делители ещё называют делителями на взаимосвязанных линиях (рис. 2а), принцип работы которых заключается в том, что в зоне связи сердцевин двух волноводов происходит перекачка оптической мощности из одного канала в другой. Изменяя геометрические параметры делителя, можно изменить направление распространения оптического излучения. Аналогично работают X-делители (рис. 2б), имеющие два входа.

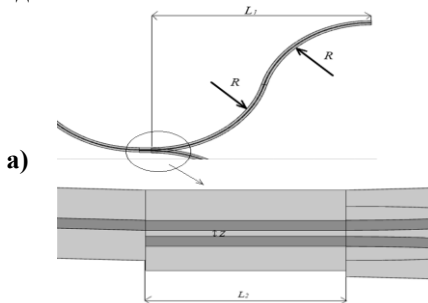




Рис. 2 – Делители: а) на взаимосвязанных линиях; б) X – делитель [5]

Расстоянием между каналами можно регулировать распределение оптической мощности на выходах делителя.

Ещё один вид делителя - на фотонных кристаллах (рис. 3), которые работают в результате деструктивной и конструктивной интерференции волн, отраженных от отдельных неоднородностей, в результате чего формируются разрешенные и запрещенные зоны, что позволяет управлять направлением распространения оптического излучения [6].

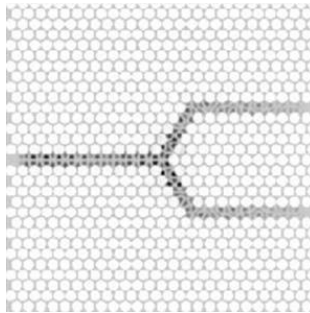


Рис. 3 – Делитель на фотонных кристаллах

Как видно из рисунка, делитель на фотонных кристаллах схож с Y-делителем, но при этом имеет меньшие оптические потери.

Плазмонный делитель представляет из себя разделяющиеся волноводы, использующие в своей архитектуре металл-изолятор-кремний-металл-изолятор [7]. Пример плазмонного делителя представлен на рисунке 4, с архитектурой медь-диоксид кремния-кремний-GST($\text{Ge}_2\text{Sb}_2\text{Te}_5$) или диоксид ванадия.

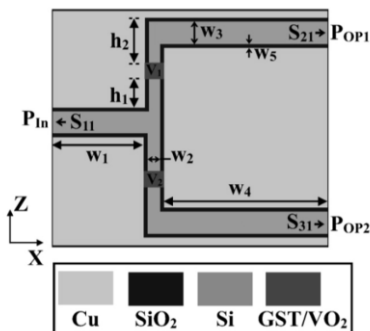


Рис. 4 – Плазмонный делитель [7]

Делитель настраивают за счёт термооптического поведения VO_2 . Потери при изгибе минимизируются путем направления квази-ТМ-моды в узкий кремниевый канал и через острые изгибы. Данные делители применяются в терагерцовом диапазоне.

Для фотонных интегральных схем используются MMI- и Y-делители, изготовленные по стандартным конструкциям. Однако, перспективным является проведение исследований по реализации делителей в виде гребенчатых волноводов, принцип которых основан на туннельном эффекте, а также плазмонные делители.

Литература:

1. Сидоров А.И., Никоноров Н.В. Материалы и технологии интегральной оптики // Учебное пособие. - СПб.: СПбГУ ИТМО, 2009. - 107 с.
2. Zheng R., Gao D., Dong J. Ultra-compact and broadband tunable mid-infrared multimode interference splitter based on graphene plasmonic waveguide // Asia Communications and Photonics Conference 2015, paper ASu2A.23.
3. Гуляева, А.А., Кулинич И.В. Оптический Y-делитель в интегральном исполнении // Сборник избранных статей научной сессии ТУСУР. 2019. Т. 1. № 1-1. С. 192-194.
4. Ishutkin S.V., Kulnich I.V., Shageev R. Development of Components of Electro-Optic Modulators On a Semiconductor Substrate for Microwave Photonics // ITM Web of Conferences 30. 2019, – doi:10.1051/itmconf/20193014006.
5. Оптические разветвители в сетях доступа // deps [Электронный ресурс]. – URL: <https://deps.ua/knowegable-base-ru/articles/item/467->

opticheskie-razvetviteli-v-setjah-dostupa.html (дата обращения: 25.10.2020).

6. *Нелин Е.А.* Устройства на основе фотонных кристаллов // Технология и конструирование электронной аппаратуры. 2004. №3, С. 18-25.

7. *Singh M.* Design of hybrid multilayer plasmonic switch-cum-splitter with 90° bends // Optic. 2019. Vol. 178. P. 902-908. – doi: 10.1016/j.ijleo.2018.10.088.

МОДЕЛИРОВАНИЕ АКТИВНОЙ ПОМЕХИ В СИСТЕМАХ С АНТЕННЫМИ РЕШЕТКАМИ

Н.А. Смоляков, Д.О. Соколова

**Новосибирский государственный технический университет
г. Новосибирск, nikita.smoliakov@yandex.ru**

Данная работа посвящена моделированию и анализу активных помех на цифровых антенных решетках. В ходе анализа оценивались корреляционные свойства шума, насколько они зависят (или не зависят) от угла прихода активного шума в диапазоне от -90 до 90 градусов и конкретного участка шумового кадра. Получена оценка дисперсии и математического ожидания спектральной плотности мощности активной помехи.

This work is devoted to modeling and analysis of active interference on digital antenna arrays. During the analysis, the correlation properties of noise were estimated, how they depend (or do not depend) on the angle of arrival of active noise in the range from -90 to 90 degrees, and a specific section of the noise frame. An estimate of the variance and the mathematical expectation of the power spectral density of the active interference is obtained.

В настоящее время наиболее актуальными направлениями развития радиотехники являются ЦАР (цифровые антенные решетки) и вопросы пространственно-временной обработки сигналов. Это связано как с возрастающими требованиями к радиосистемам и их помехоустойчивости, так и с активным развитием ЦАР в последнее время. Цифровые антенные решетки представляют собой совокупность антенных элементов, совместное действие которых формирует диаграмму направленности решетки. Элементы могут быть упорядочены вдоль линии, на плоскости или в трехмерном пространстве [1-3]. Для получения информации об объекте используется не все излучаемое поле наблюдаемого объекта, а только попадающее в апертуру приемной антенны. Важной особенностью ЦАР

является возможность эффективного ослабления влияния внешних помех, а также возможность индивидуального воздействия на составляющие принятого сигнала, принимаемые отдельными элементами антенной решетки [4-6].

Целью работы является исследование характеристик активной помехи, регистрируемой ЦАР.

1. Моделирование пространственно-временных сигналов на линейных антенных решетках. В ходе работы использовалась линейная антенная решетка (ЛАР), состоящая из 70 элементов. Сигналы, регистрируемые на соседних элементах, являются сдвинутыми во времени копиями, при этом величина задержки определяется направлением (величиной угла) прихода на ЛАР [7-10].

Представление регистрируемой совокупности сигналов в виде функции двух переменных: времени и пространственной дискретной координаты X , позволяет рассматривать данное множество, как двумерный массив (или цифровой кадр), в котором строки соответствуют фиксированному моменту времени, а столбцы определенному элементу антенны (рисунок 1).

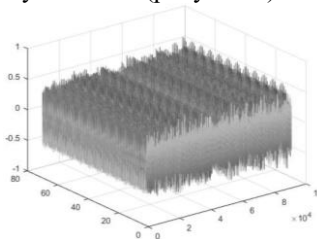


Рис. 1 – Временное представление цифрового кадра

При переходе в частотную область формируется спектральный кадр. На рисунке 2 представлены действительная часть пространственно-временного сигнала в частотной области (спектральный кадр), для разных углов прихода активной помехи.

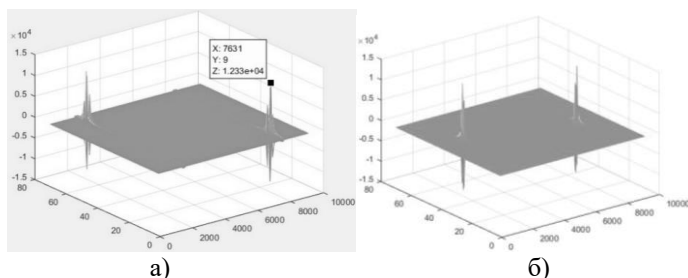


Рис. 2 – Пространственно-временной сигнал в частотной области (действительная часть) для угла прихода 50 (а) и 10 (б) градусов

Из рисунка видно, что в частотной области представление отлично от нуля в пределах ограниченной области. Это впоследствии позволит строить алгоритмы обнаружения на основе использования различных спектральных свойств сигналов и помех. Также видно, что в зависимости от угла прихода активной помехи пики на спектральном кадре меняют свое местоположение.

2. Исследование характеристик моделируемой помехи. В ходе анализе регистрируемых пространственно-временных сигналов в частотной области были исследованы их корреляционные свойства. В результате исследования были получены двумерные автокорреляционная (АКФ) и взаимно корреляционная (ВКФ) функции. Расчет корреляционных функций производился отдельно для действительной и мнимой частей частотного представления пространственно-временного сигнала. На рисунках 3-4 представлены графики временного (а) и пространственного (б) сечений рассчитанных двумерных АКФ и ВКФ полученных для действительной части спектра (графики, полученные для мнимой части спектра имеют схожий характер и отдельно не приводятся).

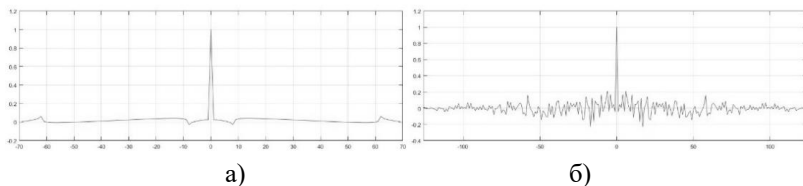


Рис. 3 – Временное (а) и пространственное (б) сечения АКФ спектра пространственно-временного сигнала

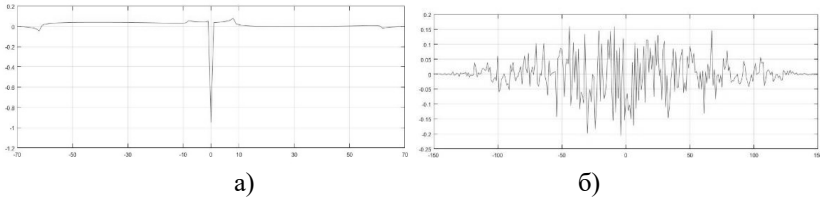


Рис. 4 – Временное (а) и пространственное (б) сечения ВКФ спектра пространственно-временного сигнала

Из рисунков видно, что полученные графики АКФ стремятся к дельтаобразному виду, поэтому можно сделать вывод, что отсчеты спектрального пространственно-временного процесса независимы.

Поскольку спектр моделируемой помехи представляет собой нестационарный процесс, представляет интерес исследование его статистических характеристик. Так в ходе работы была исследована точность оценки математического ожидания и дисперсии спектра моделируемой пространственно-временной помехи. На рисунка 5-6 представлены сечения оценок математического ожидания и дисперсии, полученные для разных выборок, а на рисунке 7 – зависимость мат. ожидания (а) и дисперсии (б) в зависимости от объема выборки.

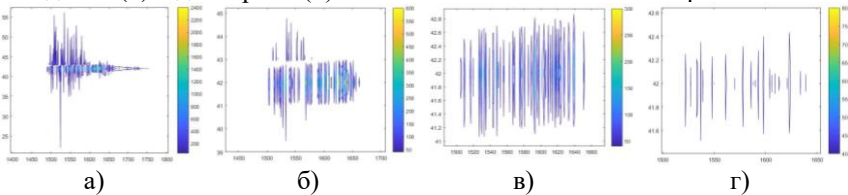


Рис. 5 – Оценка мат. ожидания в зависимости от объема выборки: а) 10; б) 100; в) 1000; г) 10000 кадров

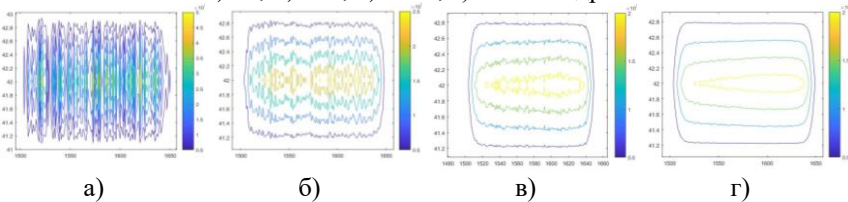


Рис. 6 – Оценка дисперсии в зависимости от объема выборки: а) 10; б) 100; в) 1000; г) 10000 кадров

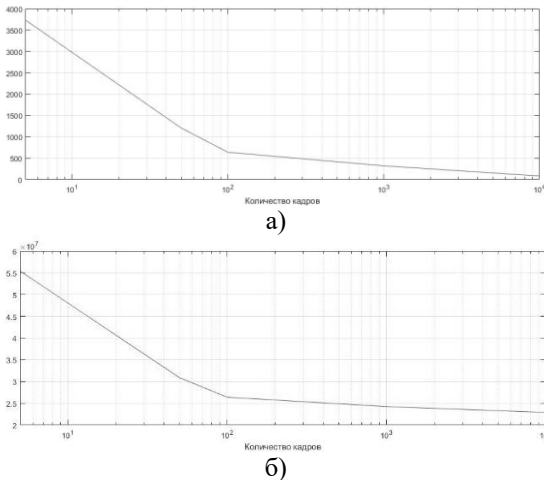


Рис. 7 – Оценка мат.ожидания (а) и дисперсии (б) от объема выборки

Из рисунков 5-7 видно, что с увеличением количества кадров повышается точность оценки математического ожидания и дисперсии, о чем свидетельствует более гладкий контур сечения для оценки по 10000 кадров.

Полученные результаты представляют практический интерес с точки зрения настроек рабочих алгоритмов, внедренных в реально существующие системы.

Литература:

1. В.В. Смирнов [и др.], Антенные решетки: учебное пособие, Балтийский государственный технический университет, -СПб., 2014
2. Гостюхина В.Л., Активные фазированные антенные решетки. – М.: Радиотехника, 2011
3. Зырянов Ю.Т. Федонин П.А., Белоусов О.А. Антенны. Учебное пособие: учебное пособие. –Лань, 2018
4. Казаринов Ю.М. Радиотехнические системы. Москва: Издательство «Академия», 2008
5. Кремер И.Я., Кремер А.И., Петров В.М. и др., Пространственно-временная обработка сигналов. –М.: Радио и связь, 1984
6. Шарыгинские чтения. -Томск : издательство ТУСУРа, 2019
7. Далматов А.Д. Елисеев А.А., Лукошкин А.П., Оводенко А.А., Устинов Б.В. Обработка сигналов в радиотехнических системах: книга. –Ленинградского университета, 1987

8. Коростелев А.А. Пространственно-временная теория радиосистем: Учеб. пособие для вузов. –М.: Радиотехника, 2004
9. Лазовский И.Ф. Цифровая обработка сигналов в РЛС обзор: моногр.: книга. –Новосибирск: НГТУ, 2016
10. Левин Б.Р. Теоретические основы статической радиотехники: книга. –Москва: Советское радио, 1975

МОДУЛЯЦИЯ ЗВУКОВОГО СИГНАЛА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ЦИФРОВОЙ ЗВУКОВОЙ РАБОЧЕЙ СТАНЦИИ FL STUDIO ДЛЯ ПОЛУЧЕНИЯ РАЗЛИЧНЫХ ЗВУКОВЫХ ЭФФЕКТОВ

Я.А. Уклеина, А.В. Литвицкая

**Технический колледж Тамбовского государственного
технического университета,
г. Тамбов, yukleina@mail.ru**

В данной статье рассматривается получение различных звуковых эффектов с помощью модуляции звукового сигнала. В результате были получены изображения сигнала после модуляции, также составлены описания его звучания.

This article discusses how to obtain various sound effects using audio signal modulation. As a result, images of the signal after modulation were obtained, and descriptions of its sound were also compiled.

На сегодняшний день модуляция находит широкое применение в различных областях работы с сигналом. Сигнал – это изменяющаяся во времени физическая величина, описываемая функцией времени. Он обладает тремя основными параметрами: амплитуда, частота и фаза.

Модуляция сигнала – метод изменения одного или сразу нескольких параметров модулируемого несущего сигнала при помощи модулирующего сигнала. Данный процесс представлен на рисунке 1.

Несущий сигнал – стационарный сигнал, подвергающийся модуляции информационным (модулирующим) сигналом.

Модулирующий сигнал – сигнал, хранящий в себе информацию.

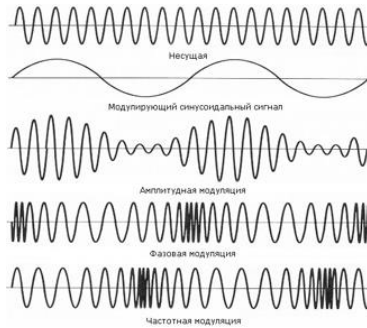


Рис. 1 – Виды модуляции

Существует три вида модуляции:

- Аналоговая
- Импульсная
- Цифровая

Аналоговый вид модуляции делится на два вида: амплитудная и угловая. При модуляции с изменением амплитуды, огибающая амплитуд несущего колебания изменяется по закону, совпадающему с законом передаваемого сообщения. Частота и фаза несущего колебания при этом не меняется.

Для создания гармонического колебания на любой ноте требуется программный генератор колебаний. На ноте Ля в большой октаве Осциллограф показывает всплеск на частоте 35 Гц, что изображено на рисунке 2.



Рис. 2 – Частота ноты Ля в большой октаве

Созданное колебание будет изменяться по закону модулирующего сигнала, который представлен на рисунке 3.



Рис. 3 – Модулирующий сигнал

Несущий сигнал и модулируемый сигнал представлен на рисунке 4а и 4б соответственно.



Рис. 4а – Несущий сигнал



Рисунок 4б – Амплитудная модуляция

Звук после модуляции меняет громкость по закону модулирующего сигнала. Подобные изменения используют в качестве ритмических эффектов, для создания пульсирующего резкого звука.

При увеличении частоты модулирующего сигнала, в сигнале появляются другие частоты выше, что видно из рисунка 4. Поэтому амплитудную модуляцию используют не только для синтеза нового звука и создания звуковых эффектов, но и для передачи

низкочастотного колебания в системах связи, передача которых затруднительна из-за потери энергии.



Рис. 4 – Появление высоких частот

Угловая модуляция осуществляется с помощью изменения параметра фазы или частоты.

При изменении частоты или фазы звук начинает изменять тональность относительно закона сигнала, передаваемого сообщения.



Рис. 5 – Частотная модуляция



Рис. 6 – Фазовая модуляция

Один из известных звуковых эффектов с использованием данной модуляции – скрэтч (англ. Scratch). Данный звуковой эффект,

получается механическим продёргиванием звуковой дорожки, записанной на виниловую грампластинку или магнитную ленту, во время воспроизведения на проигрывателе.

Параметры сигнала могут также изменяться при воздействии посторонних сигналов (помеха). В этом случае это не является модуляцией, а сигнал с измененным параметром получается искаженным. Когда помеха и исходный сигнал суммируется, то изменяется амплитуда исходного сигнала, что является аддитивной помехой. Может сложиться ситуация, в которой изменяется частота или фаза. Когда к приемнику будет поступать не один, а сразу несколько сдвинутых по времени копий исходного сигнала, два луча сигнала могут сложиться в приемнике и нейтрализовать друг друга, возникнет явление «замирание сигнала». Это относится к мультипликативной помехе.

Таким образом, изменение различных параметров приводит к созданию интересного нового звучания. Но стоит отметить, что параметры сигнала могут изменяться другими случайными сигналами и шумами, поэтому модуляцией нужно пользоваться аккуратно и оберегать сигнал от излишнего влияния.

Литература:

1. П. Уайт - Творческая звукозапись Издательство Оникс 2020
2. Нефедов, В.И. Радиотехнические цепи и сигналы: учебник для СПО В.И. Нефедов, А.С.Сигов; под редакцией В.И. Нефедова.— Москва: Издательство Юрайт, 2020. — 266 с.

ИССЛЕДОВАНИЕ ФИЗИЧЕСКИХ ПРИНЦИПОВ РАБОТЫ ПЛАЗМЕННЫХ АНТЕНН

Ю.В. Ханенко, А.В. Николаев

**Самарский национальный исследовательский университет имени
академика С.П. Королёва, г. Самара, khanenko99@gmail.com**

Представлены различные направления создания антенн на основе плазмы. Описаны существенные преимущества плазменных антенн над обычными антеннами. Приведены области применения плазменных антенн. Получены условия, при которых возможна работа волноводно-щелевой антенны.

The report presents various directions for creating plasma antennas. The additional advantages of plasma antennas over conventional antennas are described. Examples of the field of application of plasma antennas are given. The operating conditions of the slotted waveguide antenna are obtained.

Плазменная антенна – быстро развивающийся тип радиоантенн, в которых для приёма и передачи радиоволн используется ионизированный газ (то есть плазма), а не металлические проводники.

Твердотельные плазменные антенны (также известные как PSiAN) строятся на полупроводниковых микросхемах и обладают функцией управления направленностью антенны. Плазменные кремниевые антенны в обозримом будущем будут использоваться в технологии WiGig (которая, возможно, вытеснит технологию Wi-Fi), а также для удешевления радиолокационной системы предупреждения столкновений. Кроме твердотельных антенн на данный момент известно три направления по созданию плазменных антенн: формирование проводящего канала, созданного в атмосфере, под воздействием ионизирующих излучений; создание плазменных струй в открытом пространстве с помощью взрывных методов; использование полученной в диэлектрических трубках плазмы.

Плазменные антенны имеют огромные преимущества над обычными антеннами:

1. При выключении генератора плазмы, плазма моментально возвращается в состояние обычного газа, который не проводит радиоволны, становясь невидимой для радара;

2. В плазменных антеннах возможно динамически изменять частоту, пропускную способность, направление и усиление, что позволяет использовать всего одну антенну там, где раньше использовалось несколько обычных антенн с разными характеристиками;

3. Плазменные антенны устойчивы к радиопомехам и, соответственно, защищены от радиоэлектронной борьбы, что особенно полезно для военных;

Из-за своих преимуществ, плазменные антенны найдут применение в вооруженных силах. Например, такие антенны могут использоваться для снижения радиолокационной заметности объектов военной техники (летательных аппаратов, кораблей, РЛС и так далее).

Исследуем физические принципы работы плазменных антенн на примере волноводно-щелевой антенны (ВЩА) с плазменным управлением диаграммы направленности (ДН) излучения [1]. Волноводно-щелевая антенна является металлическим волноводом со щелями. Объёмная электромагнитная волна загоняется в волновод, после чего она излучается из щелей, обеспечивая необходимую ДН излучения. Самым распространённым волноводом является волновод прямоугольного сечения, характерный размер которого порядка длины волны излучения. В связи с этим ВЩА обычно используется для

коротковолнового излучения. Область частот, в которых работает антенна, определяется неравенствами:

$$\begin{aligned} 10^9 \text{Гц} < f < 3 * 10^{10} \text{Гц}, \\ 6 * 10^9 \text{с}^{-1} < \omega < 2 * 10^{11} \text{с}^{-1}, \\ 1 \text{ см} < \lambda < 30 \text{ см}. \end{aligned} \quad (1)$$

Диаграмму направленности ВЦА можно изменять, меняя фазовую скорость объемной электромагнитной волны в волноводе. Это достигается либо путем изменения геометрии волновода, либо путем введения внутрь волновода диэлектрика с легко меняющейся диэлектрической проницаемостью. Введённый диэлектрик при этом должен быть радиопрозрачным, то есть не поглощающим излучение радиочастотного диапазона (1).

Литература:

1. Физические принципы работы плазменных антенн / Гусейн-заде Н.Г., Минаев И.М., Рухадзе А.А., Рухадзе К.З. // РАДИОТЕХНИКА И ЭЛЕКТРОНИКА. – 2011. – Т. 56, № 10. – С. 1216–1220.

**ЛИНЕЙНО-ПОЛЯРИЗОВАННЫЙ ГОЛЬМИЕВЫЙ
ВОЛОКОННЫЙ ЛАЗЕР С САМОСКАНИРОВАНИЕМ ДЛИНЫ
ВОЛНЫ ВБЛИЗИ 2,09 МКМ**

А.Д. Владимирская, И.А. Лобач, С.И. Каблуков
Новосибирский государственный технический университет
Институт автоматики и электрометрии СО РАН, г. Новосибирск
anastasiavladimirskaya97@gmail.com

Реализован волоконный гольмиевый лазер с самосканированием длины волны вблизи 2,09 мкм для спектроскопии диоксида углерода. Достигнут диапазон перестройки длины волны составляет 5 нм при скорости сканирования 1 нм/с. Разработанный источник пригоден для спектроскопии углекислого газа в отличие от ранее разработанных лазеров с самосканированием длины волны вблизи 2 мкм.

A Ho-doped fiber laser with wavelength self-sweeping near 2.09 μm for CO₂ spectroscopy is demonstrated. The laser's sweeping range of 5 nm and sweeping rate of ~1 nm/s. The developed source is suitable for spectroscopy of carbon dioxide in contrast to previously designed self-sweeping lasers operating near 2 μm spectral range.

В настоящее время особый интерес представляют источники излучения вблизи 2 мкм. В первую очередь это связано с тем, что в данной области находятся линии поглощения воды и диоксида углерода. Анализ спектрального состава данных элементов может использоваться как в биоатмосферном анализе, так и в медицине. Ранее уже было обнаружено, что по анализу изотопов диоксида углерода в выдыхаемом человеком воздухе возможно определить наличие в организме бактерий *Helicobacter Piloni* [1]. При проведении данного дыхательного теста измеряется относительная разница между соотношением ¹³C и ¹²C в исследуемой пробе и стандартным изотопным соотношением. Определение соотношения изотопов в отобранных образцах можно осуществлять лазерные спектрометры. В качестве источника для такого спектрометра может выступать перестраиваемый лазер с генерацией в области 2 мкм. Существуют различные методы обеспечения перестройки длины волны лазерной генерации. Самый распространенный метод – это использование внешних управляющих элементов, таких как дифракционные решетки, волоконные брэгговские решетки или интерферометры. Другим методом обеспечения оптической перестройки является использование эффекта самосканирования длины волны, что в волоконном исполнении было продемонстрировано менее 10 лет назад

[2]. Для получения лазерной генерации в области 2 мкм можно использовать гольмиевую активную среду. Гольмиевый волоконный самосканирующий лазер с генерацией в области 2100 нм ранее был представлен в работе [3]. Однако стабильность генерации в представленной схеме нарушается под влиянием теплового и механического воздействия, что затрудняет использование данного источника для продолжительных измерений. Такая нестабильность, вероятно, связана с использованием волокна без поддержки поляризации.



Рис. 1 – Схема волоконного гольмиевого лазера с самосканированием длины волны.

Для предотвращения влияния механических деформаций на выходную генерацию в настоящей работе был реализован волоконный самосканирующий гольмиевый лазер с генерацией на основе волокна с сохранением поляризации. В качестве активного волокна использовалось 3.9 м волокна легированного ионами гольмия (IXBlue IXF-HDF-PM-8-125). Диаметр сердцевины составляет 8 мкм. Поглощение на длине волны 1125 нм составило 8,9 дБ/м. В качестве накачки выступал иттербиевый волоконный лазер с длиной волны генерации 1125 нм и максимальной выходной мощностью 4.8 Вт. Накачка лазера существенно отличается от работы [3], где для этих целей использовался тулиевый волоконный лазер с генерацией в области 2020-2030 нм. Резонатор был образован плотным зеркалом, состоящим из разветвителя 50/50 на длине волны 2000 нм и слабоотражающим прямым сколом волокна (Рис. 1). Для эффективного заведения накачки использовался спектрально-селективный разветвитель (ССР) 1310/1960. Неидеальность параметров ССП в основном влияет на эффективность ввода излучение накачки. В схеме также присутствует делитель поляризации, который задает линейное поляризационное состояние выходного излучения. Для эффективного измерения лазерных характеристик в лазерной схеме находится разветвитель 5%, через порты которого фиксируются измерения.

При мощности накачки от 0.75 до 1.05 Вт был получен режим обратного сканирования длины волны вблизи 2.09 мкм. Область и скорость сканирования достигали порядка 5 нм и 1.1 нм/сек соответственно (рис. 2а), что близко к результатам работы [3] Выходная

мощность генерации со стороны прямого скола достигала 150 мВт. Динамика интенсивности представляет собой квазинепрерывный сигнал, что отличается от результатов работы [3], где выходная генерация представляет собой самопульсации, которые обычно наблюдаются в режиме самоканирования длины волны. Также стоит отметить, что режим работы лазера продолжался в течении длительного времени (более 1 часа), то также отличается от работы [3], где продолжительность работы ограничивалась несколькими минутами.

Более подробное описание схемы лазера и его характеристик будет дано во время доклада. Ожидается, что разработанный перестраиваемый источник может быть использован для спектроскопии 12- и 13- изотопов диоксида углерода (рис. 2б).

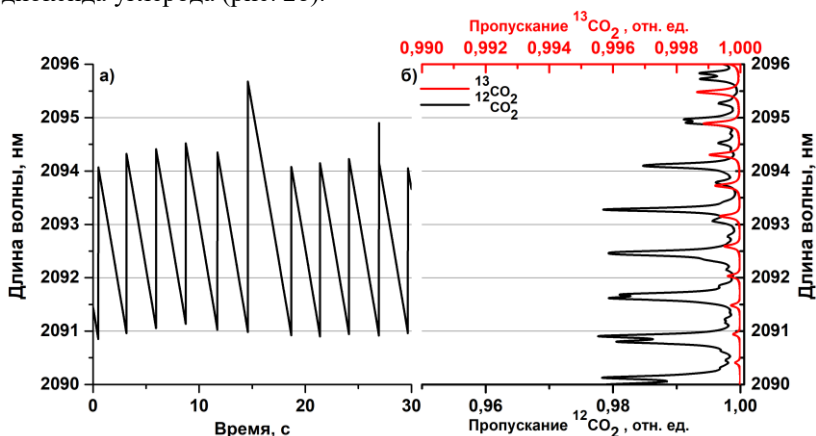


Рис. 2 – Спектральная динамика лазерной генерации (а) и спектры пропускания 12– и 13– изотопов диоксида углерода (б).

Авторы выражают благодарность к.ф.-м.н. В.А. Камынину за предоставленный волоконный иттербиевый лазер накачки. Исследование было поддержано грантом РФФИ №20-32-70058.

Научный руководитель – канд. физ. мат. наук И. А. Лобач

Литература:

1. *Graham D.Y.* Campylobacter pylori detected noninvasively by the 13C-urea breath test // *The Lancet*. – 1987. – Vol. 329, N 8543. – P. 1174–1177.
2. *Lobach I.A.* Broad-range self-sweeping of a narrow-line self-pulsing Yb-doped fiber laser // *Opt. Express*. – 2011. – Vol. 19, N 18. – P. 17632–17640.

3. *Aubrecht J. Self-swept holmium fiber laser near 2100 nm // Opt. Express. – 2017. – Vol. 25, N 4. – P. 4120–4125.*

МОДЕЛИРОВАНИЕ ПРОЦЕССА ВЫЯВЛЕНИЯ ПРИЧИН РАЗЛИЧИЯ КАРТИН ОТВЕТНОЙ РЕАКЦИИ КОЖНОГО ПОКРОВА В ОБЛАСТИ БИОЛОГИЧЕСКИ АКТИВНЫХ ЗОН НА ОПТИЧЕСКУЮ АКТИВАЦИЮ

**И.С. Геворгян, С.В. Белавская, Л.И. Лисицына
Новосибирский государственный технический университет,
г. Новосибирск, ya.irinagevorgyan2013@ya.ru**

В работе проведено моделирование процесса построения БТС – процесса выявления причин различия картин ответной реакции кожного покрова в области биологически активных зон на оптическую активацию. Выделены основные элементы системы, установлены связи между ними, необходимые и достаточные для получения выводов, сформулированы основные требования к системе, определены исходные данные.

In the work, the modeling of the process of constructing the BPS - the process of identifying the reasons for the difference in the patterns of the response of the skin in the area of biologically active zones to optical activation was carried out. The main elements of the system are highlighted, the connections between them are established, which are necessary and sufficient for obtaining conclusions, the basic requirements for the system are formulated, the initial data are determined.

В межвузовской лаборатории (НГТУ-НГМУ) медицинской электроники более 15 лет ведутся исследования процессов, протекающих в кожном покрове в области биологически активных зон (БАЗ). Одним из интересных явлений, обнаруженных коллаборацией ученых не так давно, является эффект ответного свечения определенных областей кожного покрова на предварительную засветку. Ответное свечение проявляется в виде картин своеобразной геометрии, присущих данной области. Данный эффект требует дальнейшего изучения и теоретического обоснования. Выявление причин различия полученных картин является весьма актуальным для медицины, т.к. ответ на данный вопрос может быть полезным для диагностики заболеваний.

Для достижения поставленной цели нами была использована биотехническая система медицинского назначения (БТС-М). БТС – это совокупность биологических и технических элементов, объединенных в единую функциональную систему и связанных между собой в едином контуре. Развитие теории построения БТС – одно из направлений развития современной науки, появившееся в результате объединения

ученых и специалистов точных и биологических наук, обусловленное необходимостью разработки общей теории систем, в состав которых входят тесно связанные между собой технические и биологические элементы [3]. Особенность построения БТС – разработка модели с глубоким анализом исходных варьируемых данных с использованием критериев выбора. Моделирование БТС – это сложный процесс выбора и установления связей между элементами. В данной работе используется более глубокий и расширенный подход – моделирование процесса построения БТС, а именно – процесса выявления причин различия формы картин ответной реакции кожного покрова в области БАЗ на оптическую активацию.

Первый этап моделирования – это формулировка цели (Ц) и требований к системе, разбиение модели на подсистемы (П) и элементы (Э).

Второй этап моделирования – установление варьируемых данных (Д) и критериев их выбора.

В данной модели БТС предполагается разбить на 2 подсистемы: биологическую ($П_1$) и техническую ($П_2$).

В качестве первой подсистемы ($П_1$) используется кожный покров в определенной области субъекта.

Второй подсистемой ($П_2$) является техническая часть, состоящая из трех блоков: блока активации ($П_{2.1}$), блока регистрации ($П_{2.2}$) и блока обработки (БО). В качестве блока активации выступает источник некогерентного оптического излучения, состоящий из двух элементов варьирования: $Э_1$ – источника импульсного оптического излучения, $Э_2$ – источника постоянного оптического излучения. В качестве блока регистрации выступает фотоприемник, а в качестве блока обработки может быть использован персональный компьютер с программным обеспечением.

Основным требованием, предъявляемым к системе, является обеспечение возможности варьирования исходных данных (Д). Исходные данные варьируются по следующим критериям: по группам ($Д_1, Д_2, \dots, Д_n$) и по параметрам каждой группы. К группам можно отнести: $Д_1$ – характеристики субъекта, $Д_2$ – типы меридианов, $Д_3$ – активность меридиана, $Д_4$ – параметры внешней среды.

К параметрам первой группы относятся характеристики субъекта: $T_{1.1}$ – пол, $T_{1.2}$ – температура кожного покрова в исследуемой области, $T_{1.3}$ – электрическое сопротивление кожного покрова, $T_{1.4}$ – частота сердечных сокращений (ЧСС), $T_{1.5}$ – частота дыхания, $T_{1.6}$ – артериальное давление, $T_{1.7}$ – жалобы и т. д.

Группа $Д_2$: $T_{2.1}, T_{2.2}, \dots, T_{2.14}$ (14 известных меридианов).

Группа D_3 (степень способности реагировать на внешнюю засветку) состоит из двух параметров: $T_{3,1}$ – активный меридиан – степень активности – 100%, $T_{3,2}$ – неактивный меридиан.

К группе D_4 – относятся параметры внешней среды: $T_{4,1}$ – температура воздуха, $T_{4,2}$ – атмосферное давление, $T_{4,3}$ – влажность воздушной среды и т. д.

Модель процесса построения БТС – процесса выявления причин различия картин свечения кожного покрова в определенных точках БАЗ при внешней активации приведена на рисунке 1.

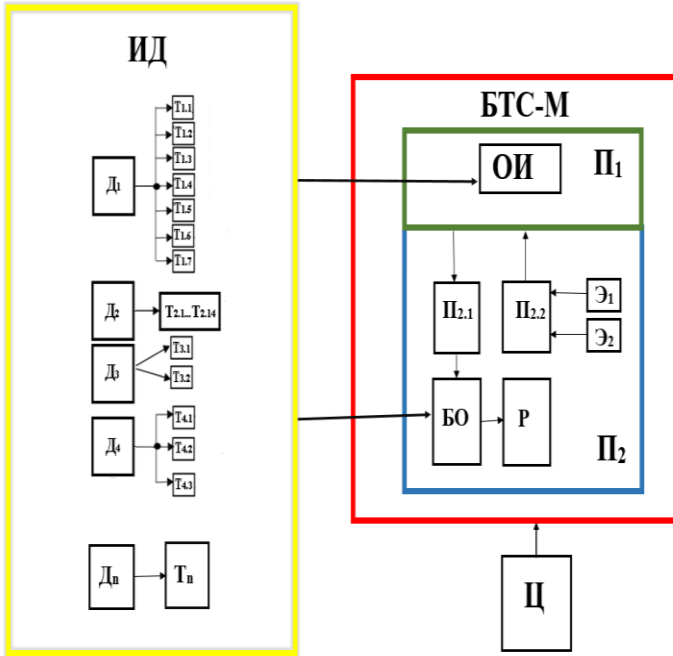


Рис. 1 – Модель процесса построения БТС – процесса выявления причин различия картин свечения кожного покрова (ответной реакции на оптическую активацию) Ц – цель, — БТС-М, — биологическая подсистема Π_1 , — техническая подсистема Π_2 , — исходные данные ИД,

ОИ – объект исследования, $\Pi_{2,1}$ – блок активации, $\Pi_{2,2}$ – блок регистрации, \mathcal{E}_1 – источник импульсного оптического излучения \mathcal{E}_2 – источник постоянного оптического излучения, БО – блок обработки, Р – результат, D_1 – характеристики субъекта, D_2 – типы меридианов, D_3 – активность меридиана, D_4 – параметры внешней среды, D_n – дополнительные данные при расширении, Т – параметры групп.

Картина, зарегистрированная при определенных исходных данных, выбранных по группе и по параметру из группы, а также сами исходные данные поступают в блок обработки. Блок обработки анализирует особенности картин и отыскивает их связь с исходными данными. При наборе определенной статистики блоком обработки формируется результат (Р) в виде выводов о связях картин свечения с исходными данными.

Таким образом, в работе проведено моделирование процесса построения БТС, а именно – процесса выявления причин различия формы картин свечения ответной реакции кожного покрова в определенных точках БАЗ на оптическую активацию. Выделены подсистемы и основные элементы БТС, необходимые для реализации процесса выявления причин различия картин свечения при внешней засветке и определенных исходных данных, установлены связи между ними, сформулированы требования к системе и специальные критерии выбора исходных данных.

Литература:

1. Navrotsky L.G., Blokhin A.A., Belavskaya S.V., Lisitsyna L.I., Lyutkevich A.A., Poteryaeva E.L., Yudin V.I., Litscher G., Patterns of Skin Luminescence Resulting from the Visualization of Active Acupuncture Points Using Optical Stimulation: S.Karger AG. – Basel. (Austria). : 2015. – P. 1 – 8.

2. Lisitsyna L.I., Belavskaya S.V., Kuzmin A.N., Blokin A.A., Navrotsky L.G., Chirkova N.S., Veshkurtsev Yu.M., A reflexotherapeutic device with five affecting factors; prospects of its further development and practical results obtained in this area: Science Bulletin of the NSTU. – Novosibirsk.:2017. – P. 7 –32 (перевод). Л.И. Лисицына, С.В. Белавская и др. Устройство для рефлексотерапии с пятью факторами воздействия, перспективы развития и достигнутые на практике результаты в этой области. Научный вестник НГТУ, том 69, № 4, 2017. – С. 7 – 32.

3. Kornevsky N.A. Biotechnical systems for medical purposes: a textbook for university students in the direction of "Biotechnical systems and technologies": Sary Oskol: TNT: 2013. – 687 p. (перевод) Корневский Н.А. Биотехнические системы медицинского назначения: учебник для студентов вузов по направлению «Биотехнические системы и технологии»: Старый оскол: ТНТ.: 2013. – 687 с.

МОДЕЛИРОВАНИЕ ТЕПЛОВЫХ ПРОЦЕССОВ НА ПОВЕРХНОСТИ КОЖИ ЧЕЛОВЕКА ПРИ КОНТАКТНОМ ВОЗДЕЙСТВИИ УЛЬТРАЗВУКА

Ю.А. Зюзькова, Е.Ю. Дикман

**Национальный исследовательский Томский политехнический
университет, г. Томск, zuyuzkova@gmail.com**

В статье описан поиск оптимальной частоты ультразвуковых колебаний с использованием интерактивной среды COMSOL Multiphysics для лечения желчнокаменной болезни с помощью методики, основанной на ультразвуковой интенсификации медикаментозного растворения конкрементов. Найденная частота является наиболее эффективной, но при этом не оказывает чрезмерное термического воздействия на поверхность кожи, контактирующей с излучателем.

The article describes the search for the optimal ultrasound frequency using COMSOL Multiphysics for the treatment of cholelithiasis using a technique based on ultrasound intensification of medical dissolution of gallbladder calculi. This frequency is the most effective, but it does not have an excessive thermal effect on the skin.

Нахождение различных способов лечения желчнокаменной болезни (ЖКБ) является актуальной темой исследований ввиду прогрессирования заболевания с каждым десятилетием. Ранее была разработана методика и аппаратура, которая позволяют вывести терапию ЖКБ на качественно новый уровень. Методика основывается на чрескожном воздействии ультразвука, позволяющем увеличить диффузию между желчью с урсодезоксихолевой кислотой (УДХК) и холестериновым камнем [1].

Воздействие ультразвуком производится с помощью пьезоэлектрического преобразователя, входящего в состав разработанного ультразвукового генератора. Преобразователь выносится в отдельную специальную головку, называемой излучателем, соединенную с самим аппаратом с помощью кабеля.

Целью данного исследования является подбор параметров ультразвука, а именно его частоты, которая будет наиболее эффективной, но при этом не оказывать чрезмерного термического воздействия на поверхность кожи, контактирующей с излучателем.

Попадая в организм человека, ультразвук оказывает влияние не только на облученные органы или ткани. Тепловой эффект ультразвука проявляется в преобразовании механической энергии в тепловую, при котором увеличивается температура тканей. Основное тепло концентрируется на границе раздела тканей с различным акустическим сопротивлением, в тканях, которые больше всего поглощают ультразвуковую энергию (костных, нервных), а также в местах,

обладающих недостаточным кровоснабжением, так как кровь при своем движении отводит тепло [2].

В интерактивной среде COMSOL Multiphysics была создана модель, демонстрирующая нагрев ткани, который вызван фокусированным ультразвуком. Необходимо было зарегистрировать минимальную частоту, при которой возникает ожог мягких тканей в зоне соприкосновения с излучателем в течение 30 минут терапии.

Когда ультразвуковой луч проходит через объем ткани, часть энергии первичного акустического поля локально поглощается тканью и превращается в тепло. Это приводит к повышению температуры, величина которого зависит от физических свойств среды (коэффициента акустического поглощения, плотности и удельной теплоемкости вещества), свойств ультразвукового устройства (геометрии пучка), а также частоты и усредненной по времени акустической напряженности акустического поля. Фактическое повышение температуры, которое может произойти, также зависит от проводимости и конвективных свойств ткани, например, скорости протекания крови в этом участке. При воздействии в течение 30 минут ожог наступает при температуре 47°C или $320,15\text{ K}$.

В данной работе предполагается симуляция двух физических процессов: акустическое давление и передача тепла в биологических тканях. В среде COMSOL Multiphysics необходимо настроить общие параметры моделирования (таблица 1).

Таблица 1 – Общие параметры моделирования

Название	Обозначение	Значение
Амплитуда смещения преобразователя	d0	0,41 мкм
Начальная температура	T0	309,75 К
Частота ультразвука	f0	изменяема
Коэффициент затухания в воде	alpha_water	0,025 1/м
Коэффициент затухания в коже	alpha_skin	17,27 1/м
Коэффициент затухания в жировой прослойке	alpha_fat	4,6 1/м
Коэффициент затухания в мышце	alpha_muscle	11,5 1/м

Далее были выполнены геометрические построения исследуемых объектов. Для этого использовались средние величины толщины кожного покрова, жировой прослойки и мышечной ткани человека.

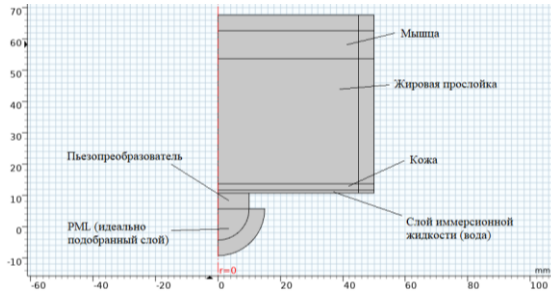


Рис. 1 – Геометрическое изображение акустического преобразователя и биологических тканей

Необходимо было настроить параметры воздействия акустического давления и параметры передачи тепла, выбрать материалы для исследуемых объектов: вода, кожа, жир, мышца. Так как в данной работе задействовано два физических процесса с разными свойствами, потребовалось построить две разные сетки для проведения соответствующих вычислений.

Используя описанные выше построения были проведены вычисления. Оказалось, что частота ультразвука, при которой температура поверхности кожи превысила допустимую, составила 950 кГц.

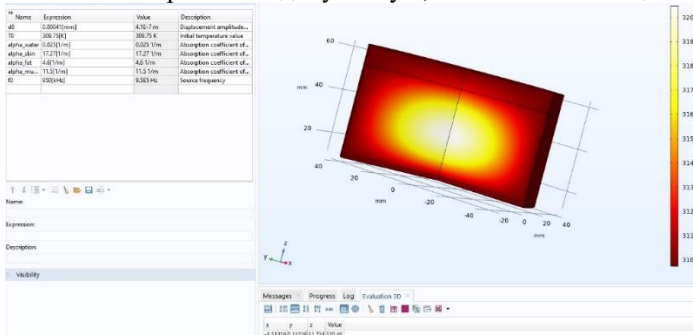


Рис. 2 – Поверхностный график повышения температуры после 30 минут озвучивания на частоте 950 кГц

Далее приведены диаграммы распределения температуры внутри объекта на частотах выше и ниже найденной. Так, на частоте ультразвуковых колебаний 880 кГц максимальная температура не достигает 318 K, что говорит о безопасности воздействия при таких параметрах. На частоте 1 МГц температура сильно превышает допустимую, и, соответственно, использовать ее в данных целях опасно.

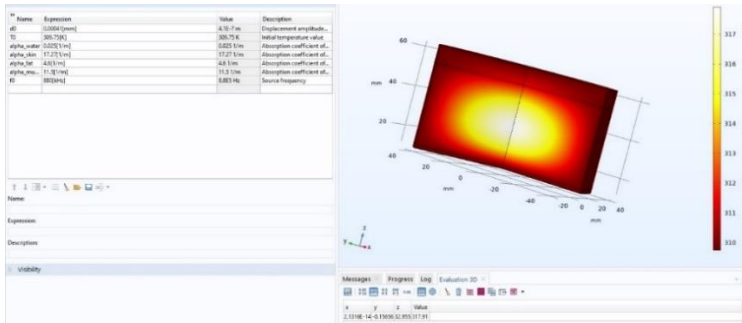


Рис. 3 – Поверхностный график повышения температуры после 30 минут озвучивания на частоте 880 кГц

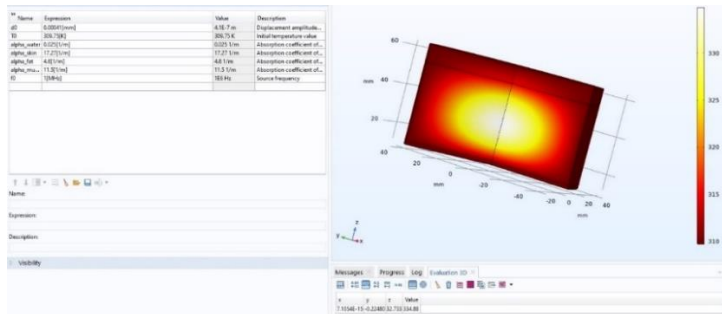


Рис. 4 – Поверхностный график повышения температуры после 30 минут озвучивания на частоте 1 МГц

Итогом проделанной работы стало нахождение частоты ультразвука, которую превышать нельзя, чтобы не допустить перегрева и ожога кожного покрова человека. Эта частота составила 950 кГц. Таким образом, целесообразно выбрать излучатель с резонансной частотой, которая будет меньше найденной, но достаточно большой, чтобы ультразвуковое воздействие было эффективным.

Литература:

- 1 Зюзькова Ю.А., Дикман Е.Ю. Ультразвуковая интенсификация медикаментозного растворения конкрементов желчного пузыря //Наука. Технологии. Инновации. – 2019. – С. 163-166.
- 2 Применение ультразвука в медицине. Физические основы / ред. К. Хилла, пер. с англ. Л.Р. Гаврилова, А.П. Сарвазяна. – М.: Мир, 1989. – 589 с.

ДВУХМОДОВЫЙ РЕЖИМ УЗКОПОЛОСНОГО САМОСКАНИРОВАНИЯ В ЭРБИЕВОМ ВОЛОКОННОМ ЛАЗЕРЕ ВБЛИЗИ 1.6 МКМ

Е.К. Каширина^{1,2}, И.А. Лобач¹, С.И. Каблуков¹

¹ Институт автоматики и электрометрии СО РАН

² Новосибирский государственный технический университет
г. Новосибирск, kashirinae.konst@gmail.com

Мы впервые демонстрируем новый тип самосканирования – двухмодовое самосканирование в непрерывном режиме – в волоконном лазере, легированном эрбием, вблизи длины волны 1605 нм. Максимальный диапазон сканирования составил 2.8 нм.

We are demonstrating for the first time a new type of self-sweeping – dual-mode CW self-sweeping - in an Erbium-doped fiber laser near 1605 nm. The maximum sweeping range was 2.8 nm.

Лазеры с самосканированием длины волны представляют подвид перестраиваемых лазеров, в которых перестройка происходит спонтанно за счет внутренних процессов без использования специальных управляемых извне селективных элементов. Явление самосканирования было обнаружено ещё на заре лазерной эпохи при исследовании рубиновых лазеров, однако оно не привело к появлению как-либо практических применений из-за малой ширины контура усиления в рубиновых лазерах. С обнаружением этого явления в волоконных лазерах, в которых ширина контура усиления достигает десятков нанометров, интерес к исследованию таких лазеров возобновился. Например, в иттербиевом [1] и тулиевом [2] лазерах ширина области самосканирования превысила 20 нм. Среди всех волоконных лазеров особый интерес вызывают эрбиевые лазеры, которые работают в области минимума потерь кварцевых волокон. По этой причине, на протяжении многих лет такие лазеры служили мотором развития волоконной оптики.

На базе волоконного лазера с самосканированием частоты можно создать устройство опроса волоконных сенсорных систем. Такие системы могут применяться в условиях повышенной взрывоопасности, сильных электромагнитных и радиочастотных воздействий, в контакте с горючими смесями. Одними из самых современных технологий контроля температуры, а также геометрических параметров объектов являются волоконные сенсорные системы.

При получении самосканирования длины волны в эрбиевых лазерах исследователи столкнулись с существенными трудностями. В единственной конфигурации эрбиевого лазера с самосканированием

длины волны, реализованной до настоящего времени [3], авторам для получения эффекта пришлось добавить отрезок тулиевого волокна. При этом диапазон сканирования не превышал 0.5 нм, а область сканирования от 1.54 до 1.57 мкм выбиралась путем перестройки дополнительного внутрирезонаторного фильтра.

В настоящей работе мы впервые демонстрируем самосканирующий эрбиевый волоконный лазер в стандартной конфигурации (Рисунок 1 (а)), в которой не используются дополнительных активных волокон. Активной средой лазера было высоколегированное Er-волокно с одинарной оболочкой IFX-EDF-HD-PM (iXblue photonics) длиной 11 м, с поглощением ~83 дБ/м в максимуме на длине волны 1530 нм. Накачка осуществлялась в край полосы поглощения другим непрерывным эрбиевым лазером с длиной волны генерации 1550 нм и линейной поляризацией излучения через волоконное кольцевое зеркало на основе спектрально-селективного разветвителя 1550/1790. Последний элемент также выполнял роль плотного зеркала для излучения генерации. Выходным зеркалом резонатора выступал торец, сколотого под прямым углом, активного волокна. Дополнительный волоконный разветвитель 95/5 использовался для измерения параметров генерируемого излучения. Все элементы были выполнены с использованием волокон с сохранением поляризации.

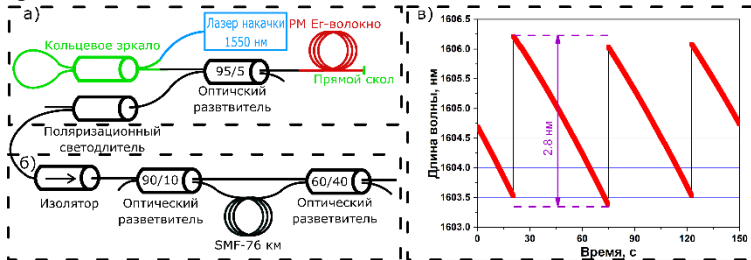


Рис. 1 – Схема волоконного Er-лазера с самосканированием частоты (а); интерферометр Маха-Цендера для измерения методом гомодинамирования (б); зависимость длины волны от времени (в).

Дифференциальная эффективность генерации составляет ~10%. Выходная мощность достигает ~45 мВт при максимально доступной мощности накачки 1.2 Вт. Установлено, что лазер генерирует в режиме самосканирования вблизи длины волны 1605 нм. Наибольший диапазон сканирования 2.8 нм со скоростью ~0.05 нм/сек наблюдался при мощности накачки 0.8 Вт (Рисунок 1 (в)). При этом длина волны уменьшается во времени, что соответствует режиму обратного

сканирования. Скорость самосканирования увеличивается с выходной мощностью (Рисунок 2).

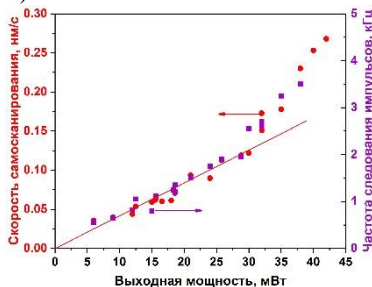


Рис. 2 – Скорость сканирования и частота повторения всплесков в зависимости от выходной мощности.

Отличительной особенностью данного лазера является временная динамика интенсивности (Рисунок 3). Вместо генерируемых в других лазерах с самосканированием длины волны импульсов [1,2] наблюдается квазипрерывная генерация с периодическими всплесками интенсивности (Рисунок 3 (б)). Частота следования всплесков увеличивается с выходной мощностью от ~ 1 до 5 кГц (Рисунок 2). Динамика интенсивности между импульсами имеет чисто синусоидальную форму (Рисунок 3 (в)). Данная зависимость интенсивности от времени, а также Фурье-анализ показывают, что лазер генерирует преимущественно две соседние продольные моды с расстояниями ~ 7.1 МГц, что согласуется с длиной резонатора лазера ~ 14.5 м.

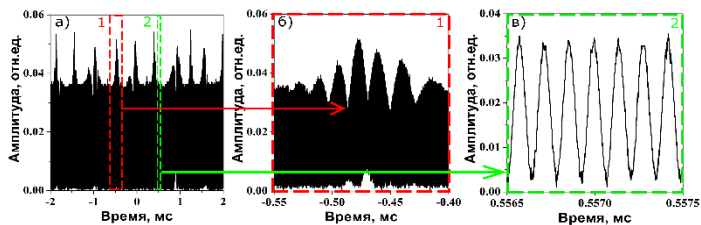


Рис. 3 – Временная динамика интенсивности на разных масштабах: полный сигнал (а), всплеск (б) и сигнал между всплесками (в)

Для исследования спектрального состава мод генерации во время и между всплесками использовался метод гомодинирования. Для этого был собран Интерферометр Маха-Цендера (ИМЦ) с длиной линии задержки 76 км (Рисунок 1 (б)). Сигналы с двух выходных портов ИМЦ анализировались с помощью оконного преобразования Фурье. Для

исследования динамики мод в лазере мы наблюдали за динамикой интенсивности на удвоенной частоте межмодовых биений. Из полученных результатах обнаружено, что амплитуда второй гармоники становится большой только во время генерации всплесков. Это означает, что в эти моменты в резонаторе имеется не менее трех продольных мод, а между всплесками только две. Установлено, что амплитуды двух генерирующих мод не меняются между всплесками.

Таким образом, на основании радиочастотного анализа с использованием метода гомодинирования нами экспериментально показано, что спектр излучения содержит не более трех соседних продольных мод лазера, поскольку в спектрограмме наблюдается не более двух гармоник. Вторая гармоника начинает появляться в интерференционных сигналах во время генерации всплесков и исчезает через время 380 мкс, определяемое длиной линии задержки 76 км.

Такое поведение подтверждает, что одна старая мода затухает, а новая начинает расти во время генерации всплеска. Такое изменение частоты, которое равно одному интервалу межмодовых биений, наблюдается для всех всплесков.

Подробное описание полученных результатов будет представлено в докладе.

Литература:

1. Optimization and control of the sweeping range in an Yb-doped self-sweeping fiber laser / I. A. Lobach, A. Yu. Tkachenko, S. I. Kablukov // *Laser Phys. Lett.* – 2016. – Vol. 13, iss. 4. – P. 1-7. – doi: 10.1088/1612-2011/13/4/045104
2. Broad-range self-sweeping single-frequency linearly polarized Tm-doped fiber laser / A. E. Budarnykh, A. D. Vladimirskaya, I. A. Lobach, and S. I. Kablukov // *Opt. Lett.* –2018. – Vol. 43, iss. 21. –P. 5307-5310. – doi: <https://doi.org/10.1364/OL.43.005307>.
3. Self-swept erbium fiber laser around 1.56 μm / P. Navratil, P. Peterka, P. Vojtisek, I. Kasik, J. Aubrecht, P. Honzatko, V. Kubecek // *Opto-Electronics Review.* –2018. – Vol. 26, iss. 1. – P. 29–34. –doi: 10.1016/j.opelre.2017.11.004.

РАБОТА МИКРОЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ УДАРНОГО ТИПА ПРИ ОТКЛОНЕНИИ ОТ СТАБИЛЬНЫХ ПЕРИОДИЧЕСКИХ ТРАЕКТОРИЙ

Д.Е. Киселев, В.П. Драгунов
Новосибирский государственный технический университет,
г. Новосибирск, dkiselev.nstu@gmail.com

Тезис посвящён результатам исследования работы микрогенератора ударного типа. Преобразование энергии в таких устройствах происходит благодаря изменению межэлектродного зазора и попеременного соударения электродов в процессе работы. Показано, что отклонение от периодических многогранных траекторий приводит к повышению выходной мощности устройства.

The thesis is devoted to the results of a study of the impact type microgenerator. Energy conversion in such devices occurs due to a change in the interelectrode gap and alternating collision of the electrodes during operation. It is shown that the deviation from periodic multifaceted trajectories leads to an increase in the output power of the device.

В настоящее время все больше испытывается потребность в эффективных и автономных источниках питания для различных микроустройств, например для датчиков в БСС – беспроводных сенсорных сетях. Для узлов этой сети, состоящих из датчика и обрабатывающей и передающей схемы, замена источника чаще всего экономически нецелесообразна, либо невозможна по ряду причин. Поэтому аккумуляторы таких узлов все чаще снабжают специальной автономной системой для подзарядки из неиссякаемых источников энергии окружающей среды: ветер, солнечный свет, градиент температур. Самым распространённым и удобным источником энергии для микроустройств в настоящее время являются внешние вибрации, исходящие от всевозможных окружающих устройство объектов и источников: движение транспорта, работа разнообразных двигателей и техники, ходьба человека, стены зданий и т.д. [1,2].

Преобразователями внешних вибраций в электрическую энергию (микрогенераторами), получившими наибольшее распространение, являются электростатические преобразователи, по причине их совместимости с интегральной технологией производства микроэлектронных устройств. Их работа основана на модуляции емкости микропреобразователя, посредством изменения межэлектродного зазора или площади перекрытия электродов, под действием вибраций внешнего вынуждающего источника.

В последнее время приобретают актуальность исследования нового типа преобразователей – ударных преобразователей [3,4,5], по причине предполагаемого выигрыша в средней вырабатываемой выходной мощности. Главным принципом, закладываемым в работу такого устройства, является использование сил инерции, возникающих в момент удара, позволяющих эффективнее преодолевать электростатические силы притяжения и pull-in эффект (эффект схлопывания).

Конструкция ударного микроэлектромеханического преобразователя представляет собой переменный конденсатор. Схема трехэлектродной конструкции представлена на рис.1. Движение электродов корпуса, вызванное внешними вибрациями, вовлекает (через систему масса-пружина) в движение подвижный электрод. На подвижный электрод массой m действуют силы упругости со стороны подвесов $k/2$, стремящиеся вернуть его в положение равновесия; с каждой из сторон корпуса – электростатические силы притяжения, обеспечивенные приложенным напряжением; силы инерции, возникающие в момент удара с корпусом, передающие часть кинетической энергии корпуса.

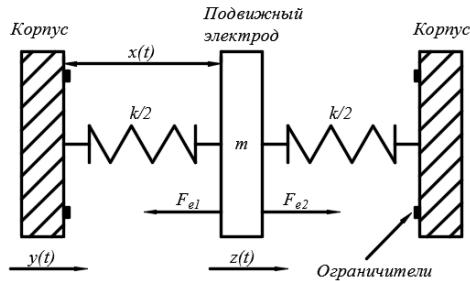


Рис. 1 – Схема непланарного трехэлектродного ударного микрогенератора

Согласно рис.1, поведение системы описывается следующим дифференциальным уравнением:

$$m \frac{d^2 z}{dx^2} + B \frac{dx}{dx} + k(x - d_0) - F_{эл} = 0 \quad (1)$$

где B – коэффициент механического сопротивления, k – коэффициент жесткости, d_0 – половина величины зазора между стенками корпуса, $F_{эл}$ – общая электрическая сила.

С учетом замены $x - d_0 \rightarrow \delta$, где δ – смещение подвижного электрода от середины конструкции, уравнение 1, преобразуется к виду:

$$m \frac{d^2 \delta}{dx^2} + B \frac{d\delta}{dx} + k\delta - F_{эл} = 0 \quad (2)$$

Ранее [5] нами были получены семейства периодичных траекторий в случае, если упругие силы, затухания, и электрическая сила незначительны (ими можно пренебречь), а подвижный электрод не был закреплен и покоился на одной из сторон корпуса – многогранные траектории.

В ходе исследований этого семейства траекторий оказалось, что вырабатываемая мощность зависит от числа ударов как степенная функция и уменьшается с ростом числа ударов.

Однако при этом, если отклонится от периодической траектории, то есть выбрать зазор несколько больше или меньше изначального, то вырабатываемая мощность преобразователя повысится в связи с увеличением числа циклов заряда-разряда за период, а траектория смещения подвижного электрода станет аperiodической.

Зная значения d_0 для реализации 1 и 2 ударной многогранной траектории можно представить диапазон зазоров следующим образом:

$$d_0(1удар) = d_0(2удара) + \Delta_{0-1}$$

А затем уменьшать зазор $d_0(1удар)$ постепенно, отнимая $p \cdot \Delta_{0-1}$, где $p \in [0;1]$, или другими словами, увеличивая p от 0 к 1.

Используя описанный подход деления диапазонов d_0 и для трапециевидных траекторий, с учетом необходимости представления зависимостей на одном графике, можно получить зависимости вырабатываемой мощности от зазора (можно перейти от долей к абсолютным значениям зазора), представленные на рис. 2.

Данные характеристики показывают, как ведет себя мощность при значениях зазора не кратных целому числу ударов. Несмотря на то, что поведение этих зависимостей различно, в обоих случаях для каждого диапазона имеется свой локальный максимум. То есть внедрение в систему аperiodичности, путем выбора некратного межэлектродного зазора может повысить вырабатываемую мощность для обоих семейств траекторий. Связано это с тем, что стохастичность движения подвижного электрода позволяет ему соударяться с корпусом заметно чаще, нежели в периодическом случае, и при этом величину зазора не приходится сильно снижать или увеличивать. Причем наибольшая мощность, ввиду общей тенденции на снижение мощности с ростом числа ударов, будет в самом первом диапазоне зазоров.

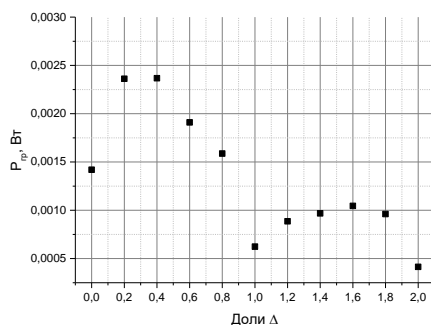


Рис. 2 – Вырабатываемая мощность для многогранных траекторий при зазорах в диапазоне между значениями: $\Delta_{0-1} = d_0(1\text{удар}) - d_0(2\text{удара})$,
 $\Delta_{1-2} = d_0(2\text{удара}) - d_0(3\text{удара})$

Таким образом, можно заключить, что ударные преобразователи в полной мере будут показывать эффективность в случае стохастических траекторий движения подвижного электрода.

Литература:

1. *Cook-Chennault K. A., Thambi N., Sastry A. M.* Powering MEMS portable devices – a review of non-regenerative and regenerative power supply systems with special emphasis on piezoelectric energy harvesting systems // *Smart Mater. Struct.* 2008. 17, N 5. 043001
2. *Roundy S., Wright P. K., Rabaey J.* A study of low level vibrations as a power source for wireless sensor nodes // *Comput. Commun.* 2003. 26, N 11. P.1131–1144.
3. *Yukse N. S., Zhu J., Feng Z. C. et al.* MEMS capacitors with dual cavity for power harvesting // *Proc. SPIE* 8377. 2012. 83770P.
4. *Багинский И.Л., Косцов Э.Г., Соколов А.А.* Новый подход к созданию электростатических микрогенераторов ударного типа // *Автометрия*. – 2015. – Т.51. – №3. – С. 113–125.
5. *Киселев Д. Е.* Влияние количества соударений электродов на мощность ударного микрогенератора в режиме сохранения заряда / Д. Е. Киселев, В. П. Драгунов // *Наука. Технологии. Инновации: сб. науч. тр.: в 9 ч., Новосибирск, 2–6 дек. 2019 г.* – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2019. – Ч. 6. – С. 172–176.

АНАЛИЗ ЭФФЕКТИВНОСТИ ПОДАВЛЕНИЯ АРТЕФАКТА ЭОГ В СИГНАЛАХ ЭЭГ С ПОМОЩЬЮ ЭМПИРИЧЕСКОЙ МОДОВОЙ ДЕКОМПОЗИЦИИ И АДАПТИВНЫХ ФИЛЬТРОВ

А.В. Козин, Ю.И. Щетинин

**Новосибирский государственный технический университет,
г. Новосибирск, JasderoR440@gmail.com**

Электроэнцефалограмма (ЭЭГ) – биомедицинский сигнал, отражающий изменения электрической активности головного мозга. Регистрация данных сигналов сопровождается влиянием помех внеозгового происхождения - артефактов. Под их влиянием происходит значительное искажение полезного ЭЭГ сигнала, что затрудняет его применение. В данной работе метод эмпирической модовой декомпозиции (ЭМД) и его основные разновидности, а также адаптивные МНК и РНК фильтры, были использованы для подавления ЭОГ-артефакта в сигналах ЭЭГ.

Electroencephalogram (EEG) is a biomedical signal that represents changes in the electrical activity of the brain. Registration of these signals is accompanied by the influence of interference of extra cerebral origin - artifacts. Under its influence there is a significant distortion of the useful EEG signal, which makes its application very difficult. In this paper, the empirical mode decomposition (EMD) method and its main types, as well as adaptive LMS and RLS filters, were used to suppress the EOG-artifact in EEG signals.

Электроэнцефалография является методом нейрофизиологических исследований, в основе которого лежит регистрация биоэлектрической активности коры головного мозга - электроэнцефалограммы. Регистрация данных сигналов и их дальнейший анализ являются неотъемлемой частью при проведении психофизиологических исследований [1], изучении расстройств и стадий сна и т.д. Помимо клинической диагностики, сигналы ЭЭГ нашли свое применение в интерфейсах мозг-компьютер (ИМК).

Сигналы ЭЭГ по своей природе являются низкоуровневыми: как правило, их амплитуда составляет порядка 10-100 мкВ. По этой причине процесс их регистрации весьма часто сопровождается искажением полезного ЭЭГ сигнала различными помехами внеозгового происхождения - артефактами. Большинство артефактов имеют высокую мощность и перекрываются по частотному диапазону с полезным ЭЭГ сигналом. В результате сигналы ЭЭГ значительно искажаются, что снижает их диагностическую ценность, затрудняет анализ и делает потенциально опасными при постановке диагноза [1, 3]. Это говорит о том, что влияние артефактов на полезный ЭЭГ сигнал необходимо исключить или в достаточной мере снизить, избегая при этом потери

полезной информации. Для проведения исследований по подавлению артефактов в ЭЭГ сигналах был выбран артефакт электроокулограммы (ЭОГ-артефакт), как наиболее распространенный из физиологических артефактов.

Несмотря на то, что на данный момент уже было разработано и исследовано множество методов подавления артефактов в сигналах ЭЭГ, всем им свойственны различные ограничения и недостатки, затрудняющие их применение. Поэтому поиск универсального и эффективного метода все еще не завершен и остается актуальным.

При выполнении данной работы особый интерес представил метод эмпирической модовой декомпозиции (ЭМД) (Empirical Mode Decomposition, EMD), предложенный Норденом Хуангом в 1995 году [2]. Отличительной особенностью данного метода является его адаптивность по отношению к обрабатываемым им сигналам. Помимо базового метода ЭМД, в данной работе также были рассмотрены две его модификации: ансамблевый метод (EEMD) и полный ансамблевый с адаптивным шумом (CEEMDAN). Данные модификации были разработаны с целью устранения некоторых недостатков базового метода ЭМД. Кроме того, для обработки сигналов ЭЭГ данные методы пока практически не использовались. Поэтому их применение может дать новые результаты в данной области.

Для сравнения эффективности подавления ЭОГ-артефакта были также задействованы зарекомендовавшие себя ранее адаптивные МНК- и РНК- фильтры. Использование адаптивных фильтров рассматривается в самых различных областях, в том числе для обработки биомедицинских сигналов [3].

Для проведения исследований выбрана среда разработки MATLAB 2019b. В качестве источника сигналов был использован созданный ранее полу-имитированный набор ЭЭГ-записей с ЭОГ-артефактами. Данный набор включает в себя эталонные ЭЭГ сигналы без артефактов, сигналы ЭОГ, а также ЭЭГ сигналы, зашумленные артефактом, сгенерированным на основе сигнала ЭОГ. Наличие эталонной записи позволяет объективно оценить эффективность подавления артефактов путем вычисления отношения Сигнал/Шум (ОСШ), а благодаря сигналу ЭОГ появляется возможность использовать адаптивные фильтры. На рисунке 1 показаны эталонный и искаженный ЭОГ-артефактом ЭЭГ.

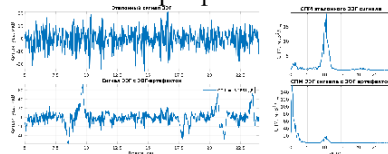


Рис. 1 – Эталонная и загрязненная ЭОГ-артефактом ЭЭГ записи.

Величина ОСШ в зашумленном ЭЭГ сигнале составляет -5.29дБ. На рисунке 2 приведены результаты реконструкции чистой ЭЭГ записи из зашумленной для метода CEEMDAN, адаптивных МНК- и РНК-фильтров. Поскольку реконструированные методами EMD и EEMD сигналы визуально похожи, они не представлены.

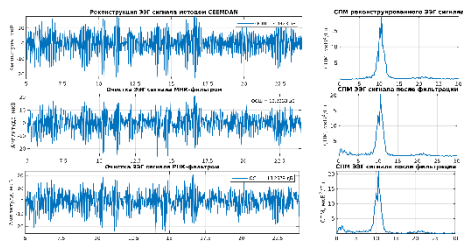


Рис. 2 – Результаты реконструкции чистого ЭЭГ сигнала.

В результате выполнения реконструкции среди методов ЭМД лучшим оказался CEEMDAN (ОСШ после фильтрации = 9.44 дБ). Другие два метода ЭМД показали более низкие результаты по значениям ОСШ (EMD – 7.69 дБ, EEMD - 8.51 дБ). Результаты, полученные при помощи адаптивных фильтров, превосходят все рассмотренные методы ЭМД (13.33 дБ для МНК- и 18.26 дБ для РНК-фильтров). Тем не менее, следует отметить, что для работы адаптивных фильтров необходим сигнал на опорном входе (в данном случае – сигнал ЭОГ). На практике регистрация дополнительных сигналов не всегда возможна и не всегда является достаточной. Так, на рисунке 3 продемонстрирован случай, когда наличие горизонтальной ЭОГ (вертикальная не регистрировалась) не позволяет в достаточной степени устранить все ЭОГ-артефакты (отмечены красным цветом). В то же время, методы ЭМД (на примере CEEMDAN) остаются эффективными и в этом случае.

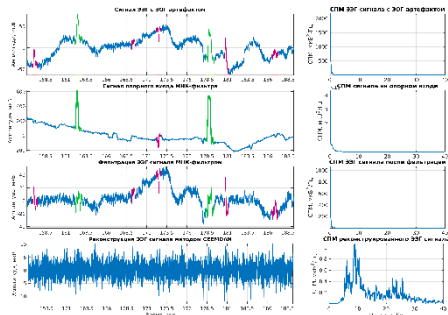


Рис. 3 – Результаты очистки реального ЭЭГ сигнала.

Эффективность методов ЭМД не зависит от наличия и качества опорного ЭОГ сигнала, поскольку дополнительные сигналы просто не требуются. Это, несомненно, является их большим преимуществом.

Учитывая изложенное, основные результаты данной работы заключены в следующем:

- 1) ЭМД, как метод обработки нестационарных и нелинейных сигналов, показывает достаточную эффективность в задачах фильтрации сигналов ЭЭГ от ЭОГ-артефактов.
- 2) В процессе проведения исследований методы СЕЕМDAN и ЕЕМD обеспечивали сопоставимые по величине ОСШ результаты, при этом последний оказался эффективнее. В то же время, адаптивные МНК- и РНК-фильтры превосходят все методы ЭМД.
- 3) Адаптивным фильтрам для работы обязательно требуется опорный ЭОГ сигнал. Хотя даже его наличие еще не гарантирует удовлетворительный результат, что было продемонстрировано на рисунке 3. Методы ЭМД, в свою очередь, лишены данного недостатка, что дает им явное преимущество.
- 4) При проведении моделирования на широком наборе сигналов набора выяснилось, что адаптивные фильтры ведут себя неустойчиво при изменении порядка и параметров алгоритма. В то же время при использовании методов ЭМД нарушений работоспособности при изменении входных параметров не наблюдалось, что также является важным положительным моментом.

Литература:

1. Прищепа И.М., Ефременко И.И., Нейрофизиология. – Минск: Высшая школа, 2013. – 285 с.
2. Norden E. Huang, Zheng Shen, Steven R. Long, Manli C. Wu, Hsing H. Shih, Quanan Zheng, Nai-Chyuan Yen The empirical mode decomposition and the Hilbert spectrum for nonlinear and non-stationary time series analysis. // Proceedings of the Royal Society of London. Series A: Mathematical, Physical and Engineering Sciences. – 1998. – Vol. 454, – P. 903 – 995. – doi: 10.1098/rspa.1998.0193.
3. P.He, G.Wilson, C.Russell Removal of ocular artifacts from electroencephalogram by adaptive filtering // Med. Biol. Eng. Comput. – 2004. – Vol. 42, – P. 407 – 412.

УСТРОЙСТВО ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ ПУЛЬСОВОЙ КРИВОЙ С ФУНКЦИЕЙ МОНИТОРИНГА В РЕАЛЬНОМ ВРЕМЕНИ

А.А. Колесов

Уфимский государственный авиационный технический университет, г.Уфа, akolesof@gmail.com

В данной статье описывается процесс разработки устройства измерения параметров пульсовой кривой, позволяющего подстраиваться под толщину кожного покрова человека, производить измерения, результаты которых не будут зависеть от окружающей засветки, имеющего возможность осуществлять круглосуточный удаленный мониторинг за состоянием пациента. Поднимается вопрос актуальности данной разработки, а также рассматриваются существующие технологии, с использованием которых планируется реализовать устройство.

This article describes the process of developing a device for measuring the parameters of the pulse curve, which allows you to adjust to the thickness of the human skin, make measurements the results of which will not depend on the ambient light, and which can perform round-the-clock remote monitoring of the patient's condition. The question of the relevance of this development is raised, as well as the existing technologies with which the device is planned to be implemented are considered.

В настоящее время сердечно-сосудистые заболевания являются одной из основных причин смертности населения развитых стран. Снижение смертности возможно в основном за счет ранней диагностики таких заболеваний, как артериальная гипертензия, сахарный диабет, хроническая почечная недостаточность. При всех этих заболеваниях органами-мишенями являются сосуды, поэтому оценка состояния сосудов имеет огромное значение для ранней диагностики.

Исходя из сложившейся эпидемиологической ситуации, вызванной пандемией Covid-19, можно сделать вывод о том, что количество пациентов, нуждающихся в круглосуточном мониторинге состояния организма, непрерывно растет. Существующие медицинские учреждения не справляются с постоянно увеличивающимся потоком пациентов. Выходом из сложившейся ситуации видится организация мониторинга в домашних условиях в реальном времени. Состояние организма можно оценить, исходя из различных параметров пульсовой кривой, а также насыщения организма кислородом.

Реализовать мониторинг за состоянием пациента в реальном времени возможно с использованием технологии Internet Of Things. Технология предполагает организацию различных по своим функциям приборов в

единую сеть посредством Интернета с целью их “общения” друг с другом, а также внешней средой.

Беспроводную передачу данных планируется осуществить с помощью технологии Bluetooth с низким энергопотреблением — Bluetooth Low Energy. Использование данной технологии в современных Bluetooth-устройствах позволяет добиться от них существенно меньшего энергопотребления, а также позволяет сделать их сравнительно компактными, что крайне важно для медицинских устройств.

Актуальность данного устройства заключается в том, что:

- 1 результат измерений не зависит от окружающей засветки;
- 2 устройство подстраивается под толщину кожного покрова человека;
- 3 устройство имеет возможность беспроводной передачи данных для последующей обработки и мониторинга в реальном времени.

Аппаратную часть планируется реализовать на основе разработанной функциональной схемы (Рисунок 1).

Основным элементом является микроконтроллер (ATmega48). Программирование микроконтроллера осуществляется по интерфейсу SPI. Передача информации происходит с Bluetooth Low Energy модуля на мобильный телефон на базе операционной системы Android, поскольку данные телефоны достаточно распространены среди населения, а также оснащены модулем Bluetooth Low Energy. Питание устройства – от четырех литий-ионных батареек.

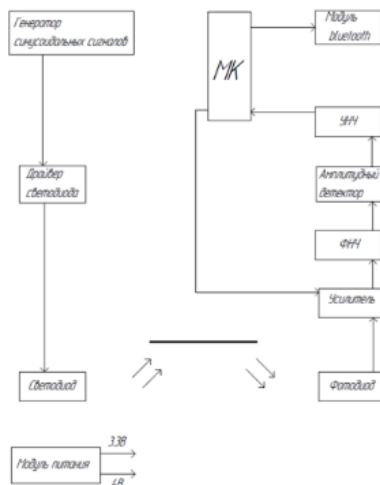


Рис. 1 – функциональная схема устройства

На основе функциональной схемы составлена электрическая принципиальная схема устройства. Элементы для устройства выбраны согласно поставленным задачам: компактные габариты устройства, удобство эксплуатации (Рисунок 2).

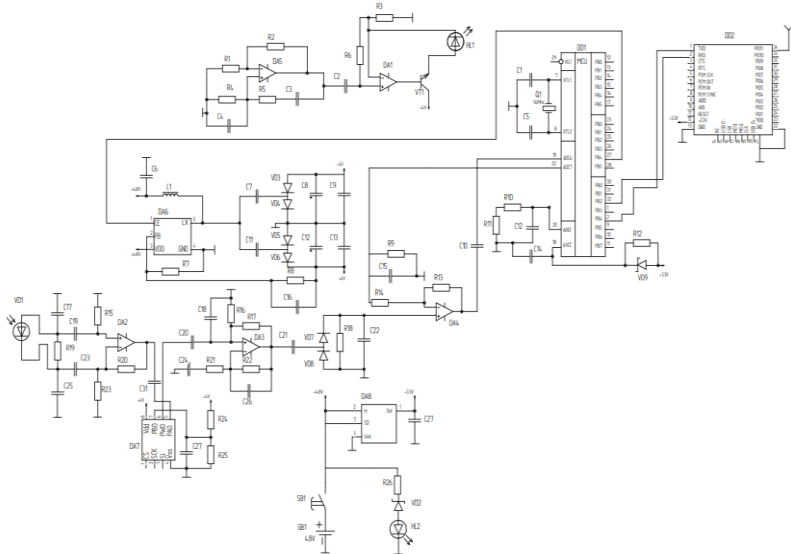


Рис. 2 – Принципиальная схема устройства

Общение устройства измерения с телефоном планируется реализовать основываясь на стеке протоколов Bluetooth Low Energy, который, в свою очередь, состоит из профиля общих атрибутов GATT (General Attribute Protocol). Это обязательный профиль с общими спецификациями отправки и приёма коротких порций данных, известных в Bluetooth Low Energy под названием «атрибуты». Все нынешние профили приложений Low Energy основаны на GATT. GATT определяет структуры, с помощью которых идет обмен данными, и в которых данные сохраняются. Сервисы оперируют данными, которые предоставляются с использованием характеристик. Клиент использует эти данные (Рисунок3).



Рис. 3 – Архитектура GATT (General Attribute Profile)

В дальнейшем планируется написание прошивки Bluetooth Low Energy модуля для передачи данных, а также написание программного кода на стороне мобильного телефона с целью приема, обработки данных и отправки их в облачный сервис, с помощью которого больницы смогут осуществлять мониторинг за пациентом. Прошивка устройства измерения будет производиться с использованием интегрированной среды разработки Code Composer Studio. Программный код на стороне мобильного телефона будет реализован на базе Android Studio.

Литература:

1. Электронная версия руководства ВОЗ по пульсоксиметрии [Электронный ресурс] – 2009. – URL: www.childrenshospice.ru/wp-content/uploads/2016/05/WHO-Pulse-Oximetry-Training-Manual-Final-Russian.pdf
2. Сидорова М.А., Киреев А.В. Электрокардиосигнал как один из наиболее ценных источников диагностической информации о состоянии сердечно сосудистой системы человека [Электронный ресурс] // Электронная версия журнала «Медицина и здравоохранение» - 2010. – URL: www.cyberleninka.ru/article/n/elektrokardiosignal-kak-odin-iz-naibolee-tsennyh-istochnikov-diagnosticheskoy-informatsii-o-sostoyanii-serdechno-sosudistoy-sistemy
3. Данилин О.Е., Даминов Р.М., Шакирова Р.Х., Андреев И.Б. Проектирование электронных устройств [Учебное пособие] // уфимск. гос. авиац. техн. ун-т; – Уфа, 2010, 103 с.

ОЦЕНКА ВОЗМОЖНОСТИ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ЭЛЕМЕНТНОГО СОСТАВА СТОЧНЫХ ВОД С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ МАЛОГАБАРИТНОГО АТОМНО-АБСОРБЦИОННОГО СПЕКТРОМЕТРА С ИСТОЧНИКОМ НЕПРЕРЫВНОГО СПЕКТРА

Н.А. Колосов, С.С. Болдова

**Новосибирский государственный технический университет
Институт автоматики и электротехники СО РАН
ООО «ВМК-Оптоэлектроника», г. Новосибирск
nikitoz2109@yandex.ru**

Произведена оценка аналитических возможностей разработанного малогабаритного атомно-абсорбционного спектрометра с источником непрерывного спектра. Прототип позволяет одновременно определять треть нормируемых в сточных водах химических элементов с пределами обнаружения существенно ниже ПДК.

Analytical capabilities of the developed small-size atomic absorption spectrometer with a continuous spectrum source were evaluated. The prototype allows simultaneous determination a one third of chemical elements standardized in wastewaters with detection limits significantly lower than MPC.

Основным недостатком традиционных атомно-абсорбционных спектрометров является низкая производительность анализа, связанная с необходимостью замены селективного источника излучения и перестройки длины волны монохроматора при определении каждого элемента из состава пробы [1]. Использование источника непрерывного спектра и многоканального спектрометра позволяет регистрировать спектр поглощения образца в широком диапазоне длин волн за один цикл электротермической атомизации, тем самым позволяя определять практически весь элементный состав пробы одновременно [2].

Для оценки аналитических возможностей разработанного прототипа была выбрана задача анализа сточных вод, поскольку требует определения нескольких элементов одновременно с доступным для определения уровнем концентраций. Малогабаритный атомно-абсорбционный спектрометр имеет существенный выигрыш в производительности и экономичности перед приборами, традиционно используемыми для решения подобного рода задач, что с большой вероятностью позволит заменить их в аналитических лабораториях.

Полученные результаты свидетельствуют о том, что в настоящее время малогабаритный атомно-абсорбционный спектрометр способен одновременно определять 9 из 32 нормируемых в сточных водах

элементов таблицы Менделеева. При этом достигаются пределы обнаружения (ПО) существенно ниже предельно-допустимых концентраций (ПДК) для этих элементов (Таблица 1). Увеличение разрешающей способности спектрометра до 22-26 пм позволит дополнительно определять ещё 3 химических элемента с пределами обнаружения на уровне ПДК.

Таблица 1 – Отношение ПДК к пределам обнаружения

Наименование вещества	Обозначение	Длина волны, нм	ПДК, мкг/л	ПО, мкг/л	ПДК/ПО
Алюминий	Al	309,28	500	0,2	2336,4
Барий	Ba	307,16	0,1	63,8	0,002
Бериллий	Be	234,86	0,0002	0,1	0,002
Бор	B	249,77	500	-	-
Бром	Br	-	200	-	-
Ванадий	V	318,40	100	1,4	69,9
Висмут	Bi	223,06	10	3,3	3,1
Вольфрам	W	255,14	50	-	-
Кадмий	Cd	228,80	1	0,6	1,6
Кобальт	Co	241,16	100	1,9	53,2
Кремний	Si	251,61	10000	34,3	291,5
Литий	Li	323,26	30	35,9	0,8
Марганец	Mn	279,48	100	0,2	598,8
Медь	Cu	327,40	1000	0,4	2518,9
Молибден	Mo	313,26	250	-	-
Мышьяк	As	193,70	0,05	-	-
Натрий	Na	330,24	200	3,2	62,5
Никель	Ni	232,00	0,1	2,0	0,05
Ниобий	Nb	-	0,01	-	-
Ртуть	Hg	253,65	0,5	-	-
Рубидий хлорид	RbCl	-	100	-	-
Свинец	Pb	283,31	30	3,0	10,1

Таблица 1(продолжение) – Отношение ПДК к пределам обнаружения

Наименование вещества	Обозначение	Длина волны, нм	ПДК, мкг/л	ПО, мкг/л	ПДК/ПО
Селен	Se	196,03	10	17,7	0,6
Серебро	Ag	328,07	50	0,3	147,9
Стронций	Sr	242,81	7000	27,6	253,6
Сурьма	Sb	217,58	0,05	2,29	0,02
Таллий	Tl	276,79	0,0001	0,2	0,0005
Титан	Ti	306,67	100	2,9	34,5
Теллур	Te	214,28	0,01	41,3	0,0002
Фосфор	P	-	0,1	-	-
Фтор	F	-	1200	-	-
Цинк	Zn	213,86	1000	0,1	7692,3

Литература:

1. *Путьшев А. А.*, Атомно-абсорбционный спектральный анализ. - М.: Техносфера, 2009 – 784с.
2. *Кацков Д. А.*, Одновременное определение элементов в атомно-абсорбционной спектрометрии с электротермической атомизацией // Заводская лаборатория. Диагностика материалов. - 2019. - Т. 85, № 1. – С. 5-17.

РАЗРАБОТКА И ТЕСТИРОВАНИЕ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЙ КРИОХИРУРГИЧЕСКОЙ УСТАНОВКИ ДЛЯ ВИЗУАЛИЗАЦИИ БИОЛОГИЧЕСКОЙ ТКАНИ НА ОСНОВЕ МЕТОДА ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ИМПЕДАНСНОЙ ТОМОГРАФИИ

Е.С. Королюк
Национальный исследовательский Томский
политехнический университет,
г. Томск, esk13@tpu.ru

Криохирургия это хирургический метод удаления биологической ткани с помощью сверхнизких температур. Одной из основных проблем криохирургии является низкая точность в определении границ и глубины замороженной ткани. Для повышения точности в определении границ и глубины криохирургического воздействия предложено использовать метод электрической импедансной визуализации. В данной работе представлены промежуточные итоги в

разработке электрического импедансного томографа для визуализации криоповреждений биологической ткани.

Cryosurgery is a surgical method of removing biological tissue using ultra-low temperatures. One of the main problems of cryosurgery is low accuracy in determining the boundaries and depth of frozen tissue. To increase the accuracy in determining the boundaries and depth of cryosurgical exposure, it is proposed to use the method of electrical impedance imaging. This paper presents interim results in the development of an electrical impedance tomograph for visualization of cryopreservation of biological tissue.

Криохирургия является одним из перспективных направлений, применяемых в медицине, и широко используется для удаления различных доброкачественных и злокачественных образований. Применение сверхнизких температур позволяет относительно просто и безболезненно проводить удаление различных образований, что выгодно отличает криохирургию от других видов хирургического. Однако при множестве преимуществ, имеются недостатки, не позволяющих использовать криохирургию повсеместно. Одной из основных проблем заключается трудность при определении глубины и границ заморозки ткани. Как правило, биологическая ткань неравномерна по структуре, имеет высокую теплоемкость. Как внутри, так и снаружи клеток проходят различные биологические процессы, не позволяющие равномерно промораживать ткань [1].

В настоящее время, проводится работа по разработке экспериментальной установки способной проводить оценку состояния биологической ткани, определять границу и глубину криохирургического воздействия, использующую принцип электрической импедансной томографии [2, 3]. В отличие от других методов, таких как магнитно-резонансная томография, компьютерная томография, ультразвуковая томография, данный метод ряд преимуществ – низкую стоимость проведения процедуры, отсутствию дополнительных требований как к подготовке персонала и пациента, так и к кабинету в котором проводится исследование [4].

Разрабатываемая система состоит из нескольких модулей: система для обработки и отображения информации, аналого-цифровой преобразователь, модуль зондирующих импульсов, охлаждающая установка, как показано на рисунке 1.

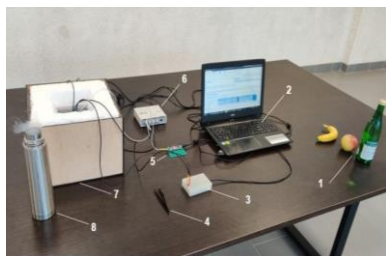
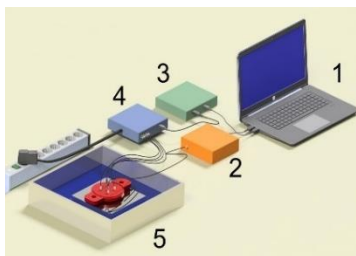


Рис. 1. Слева – модель экспериментальной установки. Где: 1 - система для обработки и отображения информации (ноутбук); 2 - аналого-цифровой преобразователь; 3 - модуль измерения температуры; 4 - модуль зондирующих импульсов; 5 - охлаждающая установка.

Справа – разработанная установка в разобранном виде. Где: 1 - исследуемые образцы, 2 - система для обработки и отображения информации (ноутбук), 3 - генератор зондирующих импульсов, 4 - криопинцет, 5 - модуль измерения температуры, 6 - аналого-цифровой преобразователь, 7 - охлаждающая установка, 8 - жидкий азот.

Для проверки и тестирования разработанной экспериментальной установки, был проведен ряд экспериментов и использованием животной мышечной ткани. Эксперименты были посвящены исследованию импеданса мышечной ткани говядины в частотном диапазоне от 5 кГц до 500 кГц. В качестве исследуемых образцов была выбрана мышечная ткань говядины без видимых вкраплений жира и прожилок. Первоначальная температура исследуемого образца составляла 22°C, охлаждение осуществлялось до температуры минус 52°C. В результате проведенных экспериментов, были получены биоимпедансные спектры мышечной ткани говядины, показанной на рисунках 2 и 3.

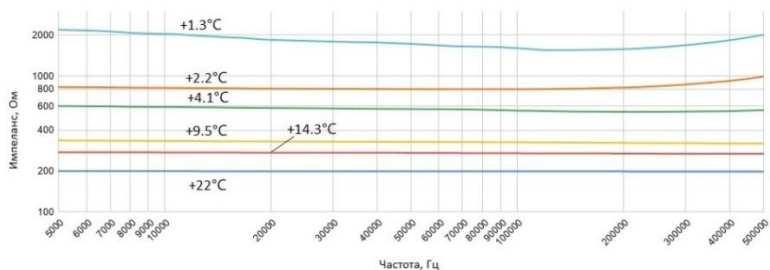


Рис. 2 – биоимпедансный спектр исследуемого образца – мышечная ткань говядины. Ось Y – импеданс в Омах, ось X – частота в Герцах в логарифмической шкале.

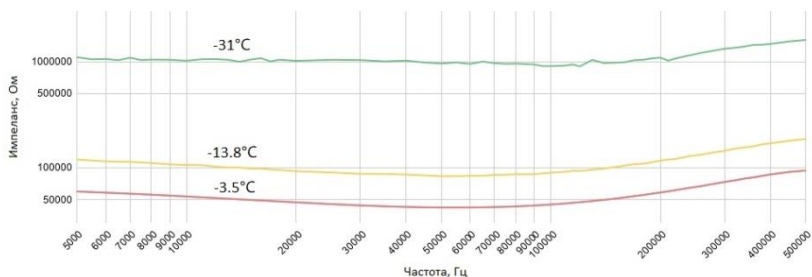


Рис. 3 – Биоимпедансный спектр исследуемого образца – мышечная ткань говядины. Ось Y – импеданс в Омах, ось X – частота в Герцах в логарифмической шкале.

Во время начала проведения эксперимента, импеданс мышечной ткани постоянен, и увеличивается во всем диапазоне при постепенном охлаждении исследуемого образца. В частотном диапазоне от 5кГц до 500кГц импеданс практически не изменяется. С понижением температуры и начала образования кристаллов льда в мышечной ткани, происходит резкое увеличение импеданса по всему частотному диапазону. Охладив мышечную ткань до температуры, до минус 52°C, значение импеданса выросло приблизительно в 1000 раз (на 3 порядка) по сравнению с измеренным спектром, при котором еще не началось образование льда (температура составляла плюс 1.35°C). При температуре исследуемого объекта равной плюс 2.2°C и ниже наблюдается экспоненциальный рост импеданса, в частотном диапазоне начиная приблизительно от 130кГц.

В настоящей работе, была представлена ранняя версия экспериментальной установки для визуализации границ и глубины заморозки биологических объектов использующий принцип электрической импедансной томографии. Разработанная система позволяет проводить измерения с необходимой точностью, необходимой для определения степени заморозки исследуемого объекта. Дальнейшая работа будет заключаться в модернизации разработанного прототипа – увеличения количества каналов (в настоящее время используется один канал); расширения частотного диапазона; создание собственного модуля аналого-цифрового преобразователя.

Благодарности:

Исследование выполнено при финансовой поддержке РФФИ в рамках научного проекта 19-38-90276.

Литература:

1. Королук Е. С., Ханахмедова Г. Б. Повышение эффективности определения степени криводействия с помощью импедансной томографии //Инженерия для освоения космоса: сборник научных трудов V Международного молодежного форума, г. Томск, 18-20 апреля 2017 г.— Томск, 2017. – 2017. – С. 84-87.

2. Королук Е. С. Разработка и тестирование системы охлаждения экспериментальной установки по визуализации биологической ткани во время криохирургических операций //Наука. Технологии. Инновации. – 2019. – С. 181-184.

3. Korolyuk E. S., Brazovskii K. S. CRYO System for studying bioimpedance properties of biological tissue and fluid during cryosurgical operation //Journal of Physics: Conference Series. – IOP Publishing, 2019. – Vol. 1327. – №. 1. – P. 012001.

4. Korolyuk E., Brazovskii K. S. Improved system for identifying biological tissue temperature using electrical impedance tomography //MATEC Web of Conferences. Vol. 158: Space Engineering. — Les Ulis, 2018. – EDP Sciences, 2018. – Vol. 158. – P. 1019.

МЕТОДЫ ОЦЕНКИ СТРЕССА И ЭМОЦИОНАЛЬНЫХ СОСТОЯНИЙ С ПОМОЩЬЮ ФИЗИОЛОГИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ

Д.А. Кривоногова, Е.В. Андрущенко, З.Н. Педонова
Новосибирский государственный технический университет
г. Новосибирск, krivdah@gmail.com, andrushenkov@mail.ru, pedonovaz@gmail.com

В данной работе рассматривались некоторые методы оценки стресса и эмоциональных состояний. Наиболее подробно были рассмотрены: вариабельность сердечного ритма, вегетативный индекс Кердо, индекс напряжения.

In this paper some methods were considered for estimating stress and emotional status. The most detailed studies were: heart rate variability, Kerdo vegetative index, stress index.

Эмоция – внутреннее психическое субъективно переживаемое состояние организма, отражающее значимость раздражителя или результата своих действий. Физиологически эмоции проявляются в сосудистых реакциях, в изменениях дыхания и кровообращения, в мимике и жестах, в интонационных особенностях речи и т. д.

Недавние исследования в области распознавания эмоций показывают, что не существует метода, идеального для одного случая, и лучшим решением является мультимодальный анализ с использованием нескольких методов, которые дополняют друг друга и позволяют достичь более высокой надежности полученных результатов.

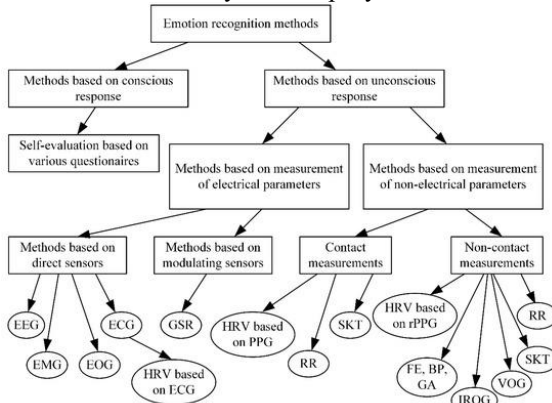


Рис. 1 – Классификация методов измерения эмоций.

Проблема эмоций и эмоционального стресса является значимой не только с точки зрения науки, она оказывает сегодня чрезвычайно сильное влияние на здоровье людей.

Воздействие эмоций на здоровье человека может быть разным. Отрицательные эмоции могут способствовать различным заболеваниям, причем круг этих заболеваний расширяется.

Например, негативная оценка какого-либо воздействия на человека, его психику может вызвать общую системную реакцию организма – эмоциональный стресс (напряжение), обусловленный отрицательными эмоциями. Он может возникнуть из-за воздействия, ситуации, которые мозг оценивает как негативные, потому что нет возможности от них защититься, избавиться.

Стресс – это не просто эмоциональное состояние, это конкретные физиологические реакции организма, запускаемые вегетативной нервной системой, как ответ на любой внешний и внутренний раздражитель. Стрессовая ситуация считается нормой для любого живого организма. Он бывает как полезным – эустресс, так и вредным – дистресс [1].

Дистресс более опасен и потому представляет для нас особый интерес. Дистресс бывает двух видов: 1. одномоментный стресс, который протекает только в момент влияния раздражителя и вскоре проходит; 2. постоянный стресс, который также называют хроническим.

Последний является крайней ступенью стресса, из-за которой у людей могут появляться психологические и физиологические заболевания. Важно понимать, что хронический стресс является прямым продолжением ежедневного стресса, который долгое время игнорируется.

Длительный стресс ослабляет иммунную систему, что часто приводит к развитию болезней, которые обычно подавляются иммунитетом. Регулярная выработка определенных гормонов стресса (кортизол, адреналин, норадреналин), приводит к болезням сердца, почек, печени и даже влияет на состояние кожи и волос.

Можно выделить несколько физиологических параметров, которые могут подсказать, когда организм находится в стрессовом состоянии: 1. повышенное артериальное давление; 2. повышенная частота сердцебиения; 3. более частое дыхание; 4. повышение уровня глюкозы в крови.

Наиболее часто для измерения стресса используется вариабельность сердечного ритма (ВСР), так как ее проще всего измерить, теперь и с помощью носимых устройств. Но здесь стоит вопрос точности определения наличия стресса. Конечно, вариабельность сокращений является заметным признаком, но лишь одним из них. Поэтому может быть важно смотреть на изменение нескольких показателей сразу.

Дело в том, что при активации симпатической системы (стрессе) увеличивается пульс, но уменьшается длительность между последовательными сокращениями, а при парасимпатической системе, наоборот, замедляется пульс, увеличивается время между двумя сокращениями сердца.

Для оценки состояния симпатической системы во время эмоционального стресса используются показатели амплитуды моды и индекса напряжения регуляторных систем, а для оценки состояния парасимпатической системы при стрессе используют показатель вариабельности сердечного ритма - ВСР. Во время психоэмоционального стресса происходит снижение вариабельности кардиоинтервалов и повышение амплитуды моды и индекса напряжения. При этом отмечаются индивидуальные различия в характере вегетативных реакций на стресс. В то время как у большинства происходит определенное снижение влияния на сердце парасимпатической системы, то есть они достаточно адекватно реагировали на стресс, у некоторой части парасимпатическая система или активируется слишком сильно, или, наоборот, затормаживает свою активность.

Наиболее простым показателем адаптации является вегетативный индекс, или индекс Кердо (ВИ), который отражает степень равновесия

влияний симпатического и парасимпатического отделов ВНС. Положительное значение — преобладание симпатических влияний, отрицательное значение — преобладание парасимпатических влияний.

$$ВИ = (1 - \frac{ДД}{ЧП}) \cdot 100\%$$

где ДД – диастолическое давление, мм рт. ст., ЧП – частота пульса, уд. в мин.[4].

ВИ будет близок к единице, а величина ДД близка к ЧП при функциональном равновесии симпатического и парасимпатического отделов ВНС.

Симпатический сдвиг сопровождается учащением пульса и понижением диастолического артериального давления; парасимпатический: замедлением пульса и повышением диастолического артериального давления.

В качестве аналога использован метод оценки "индекса напряжения" (ИН), отражающий соотношение симпатических и парасимпатических влияний в механизме эмоционального стресса по изменению ритма сердечной деятельности.

У испытуемого регистрируется не менее 100 кардиоинтервалов в одном из стандартных отведений ЭКГ. Во время регистрации исключаются движения, отвлечения, глубокое дыхание, покашливание.

Анализ КИГ включает измерение последовательных R-R интервалов и построение их гистограммы, которая графически изображает сгруппированные значения кардиоинтервалов. На оси абсцисс откладываются временные промежутки (с) длительность R-R интервалов, а на оси ординат число зарегистрированных R-R интервалов, относящихся к указанному диапазону.

По гистограмме рассчитывается значение ИН по формуле:

$$ИН = \frac{AM_0}{2M_0 \cdot \Delta x}$$

где M_0 – мода, наиболее часто встречающееся значение R-R интервала; AM_0 – амплитуда моды, число зарегистрированных кардиоциклов, соответствующих интервалу M_0 ; Δx - вариационный размах, разность между максимальным и минимальным значениями R-R интервалов. [2]

При этом, если в крайних градациях гистограммы значения R-R интервала встречаются менее 3 раз и этот класс находится через одну незаполненную градацию от основной выборки кардиоциклов, то их исключают из анализа как вероятные помехи записи.

При анализе ИН имеют ввиду, что AM_0 характеризует тонус симпатического отдела вегетативной нервной системы, Δx определяет

уровень активности парасимпатического звена вегетативной нервной системы.

Со стрессом связаны многие заболевания, поэтому профилактика стрессовых состояний является и профилактикой этих болезней.

Литература

1. *Шишкеедов, П.Н.* Общая психология-Москва: Эксмо, 2009. –284.
2. Патент 2073484С1, МПК А 61 В 5/02, 5/04 Российская Федерация. Способ определения эмоционального стресса и устройство для его осуществления / Е.А. Юматов, К.В. Судаков, О.П. Тараканов – № 93027568/14; заявл. 17.05.1993; опубл. 20.02.97.
3. *Большев А.С.* Частота сердечных сокращений. Физиолого-педагогические аспекты [Текст]: учеб. пособие / А.С. Большев, Д.Г. Сидоров, С.А. Овчинников. Нижегород. гос. архитектур. - строит. ун-т: – Н.Новгород: ННГАСУ, 2017 – 76 с.
4. *Панченко Л.Л.* Диагностика стресса: Учеб. пособие. – Владивосток: Мор. гос. ун-т, 2005. – 35 с.

РАЗРАБОТКА ОПТИЧЕСКОГО ПРИБОРА ДЛЯ ЭКСПРЕСС-АНАЛИЗА СВЕРТЫВАЕМОСТИ КРОВИ

Ю.Д. Люшневская, Ф.А. Губарев

**Национальный исследовательский Томский политехнический
университет, г.Томск, juliasytnik55@yandex.ru**

В работе приведены результаты контрольных экспериментов по оценке протромбинового времени плазмы пяти контрольных экспериментов с использованием метода корреляции цифровых спекл-изображений. Рассмотрена актуальность используемого метода перед существующими аналогами.

The paper presents the control experiments results to assess the five control experiments plasma prothrombin time using the method of digital speckle patterns correlation. The used method relevance in front of existing analogues is considered.

Оптические методы диагностики занимают лидирующее место в медицине XXI века благодаря отсутствию физического воздействия на объект исследования [1]. Время свертываемости крови необходимо контролировать во время оперативных вмешательств и проводить мониторинг после операций на органах сердечно-сосудистой системы для исключения послеоперационных тромбообразований [2].

Отклонения протромбинового времени от нормы могут привести к тромбообразованию или кровотечениям. Поэтому, разработка нового оптического прибора для анализа времени свертываемости плазмы и нативной крови бесконтактным оптическим методом является актуальной задачей.

Разрабатываемый прибор, в основе которого лежит метод цифровой корреляции спекл-изображений, позволяет осуществлять быстрый анализ как цельной крови, так и плазмы крови. Эта особенность позволяет использовать прибор не только для лабораторных исследований, но и в операционных или в персонализированной медицине.

Процесс свертываемости сопровождается движением форменных элементов крови, образованием и ростом фибриновых сетей. Когда когерентное излучение освещает каплю крови, блики, рассеянные от форменных элементов, смешиваются и формируют спекл-картину. Чем быстрее движение элементов крови, тем быстрее изменятся спеклы. Когда фибриновая сеть сформирована, движение в крови отсутствует, спеклы не изменяются и значение коэффициента корреляции стремится к 1 [3].

Прибор содержит лазерный диод, кювету, в которую помещается образец, камеру. Камера регистрирует изменения спеклов. Записанная информация передается на компьютер, где с помощью программного обеспечения MathLab сравниваются спекл-картины и вычисляются значения коэффициента корреляции в течение всего анализа. Затем строятся графики зависимости коэффициента корреляции от времени. Период времени от начала процесса до момента достижения коэффициентом корреляции 1 является протромбиновым временем.

Для проведения анализа использовалась венозная кровь добровольца. Кровь помещалась в пробирки с цитратом натрия и подвергалась центрифугированию. В кювету помещалось 50 мкл плазмы, затем добавлялось 100 мкл реагента «Техпластин», запускающего процесс коагуляции. Полученные результаты 5 контрольных экспериментов составили: 32, 27, 30, 29 и 30 секунд. Контрольный сравнительный результат, проведенный с помощью лабораторного коагулометра составил 29 секунд. Таким образом, разрабатываемый прототип прибора позволяет проводить анализ протромбинового времени плазмы крови бесконтактным оптическим методом с точностью 95%.

В работе показано, что разрабатываемый прибор для анализа времени свертываемости крови позволяет проводить анализ протромбинового времени плазмы. Погрешность измерения составила 5%, что допустимо для применения прибора в медицинских целях.

Литература:

1. Тучин В.В. Лазеры и волоконная оптика в биомедицинских исследованиях. – ФИЗМАТЛИТ Ч.2, 2010. – 500.
2. Удут В.В., Тютрин И.И. Технология низкочастотной пьезотромбоэластографии в мониторинге противотромбической терапии // Экспериментальная и клиническая фармакология. – 2017. – №11. – С 10-17.
3. Li L., Sytnik I.D., Gubarev F.A., Pekker Y.S. Evaluation of blood plasma coagulability by laser speckle correlation // Biomedical Engineering. – 2018. – Vol. 52, No 3. – P. 177-180.

ПЕРСПЕКТИВЫ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ КОМПЬЮТЕРНОГО ЗРЕНИЯ НА ЖЕЛЕЗНОДОРОЖНОМ ТРАНСПОРТЕ

В.П. Манчевская, М.Г. Комогорцев
Забайкальский институт железнодорожного транспорта,
г. Чита, manchevskaya.lera@mail.ru

В статье рассмотрены перспективы использования компьютерного зрения на железнодорожном транспорте в сфере тепловизионного контроля и системах видеонаблюдения.

The article discusses the prospects for using computer vision in railway transport especially in field of temperature control and in surveillance systems.

Благодаря современным технологиям стало возможным многое: получение доступа к любой информации, легкость передвижения, автоматизация процессов на производстве, улучшение связей и общения. Технологии продолжают совершенствоваться, в различных областях, например, на железнодорожном транспорте внедряются инновационные инженерные решения.

На железной дороге применяется множество автоматических и полуавтоматических систем, таких, как, автоматическая локомотивная сигнализация, автоматическая блокировка, системы электрической централизации на станциях и многие другие. Системы автоматизации увеличивают безопасность и интенсивность движения, облегчают работу сотрудников железнодорожного транспорта. Однако, на железной дороге в настоящее время нет систем, использующих компьютерное зрение для мониторинга состояний железнодорожной инфраструктуры, сотрудников и пассажиров, а также окружающей среды.

Под компьютерным зрением понимаются программные средства, способные извлекать нужную информацию из изображения без участия

человека. В настоящее время компьютерное зрение применяется в таких отраслях, как: видеонаблюдение, биометрия, медицинские технологии, улучшение качества изображений, поиск похожих изображений, технологии виртуальной и дополнительной реальности.

В данной статье приведены перспективы использования компьютерного зрения на железнодорожном транспорте.

Компьютерное зрение может применяться для самых различных целей, среди которых мониторинг технического состояния электротехнических систем, измерение температуры тела пассажиров и сотрудников в зданиях вокзалов, охрана объектов железнодорожной инфраструктуры, наблюдение за состоянием железнодорожного пути.

Рассмотрим подробнее возможности применения компьютерного зрения для перечисленных целей.

1. Мониторинг технического состояния электротехнических систем:

Одним из способов проверки электротехнических систем является тепловизионный контроль. В случае несанкционированного повышения сопротивления в электрических цепях зоны повышенного сопротивления разогреваются сильнее, чем остальные части электрической цепи. Повышенный нагрев участков электрической цепи может свидетельствовать о наступлении предотказного состояния или отказа. Проверка температуры производится бесконтактным методом с использованием прибора тепловизора.

Тепловизор – это измерительный прибор, предназначенный для преобразования распределения инфракрасного излучения объекта в наглядное видимое изображение, позволяя контролировать состояние этого объекта по изменению температуры. Мониторинг мест повышения сопротивления проводников можно упростить и автоматизировать с помощью компьютерного зрения. Тепловизор регистрирует температуру объекта и составляет ее картину распределения, далее, ассоциируя цвет на дисплее с температурой, выводит изображение, которое анализируется с помощью нейросетей;

2. Определение температуры тела пассажиров и сотрудников в зданиях вокзала:

Тепловизор также можно использовать в зданиях вокзала для определения температуры тела пассажиров и сотрудников, что довольно актуально в настоящее время. Такая технология уже применяется в некоторых аэропортах: камера фиксирует температуру группы людей, передает показания на центральный компьютер, который в свою очередь высчитывает среднее арифметическое их температуры, учитывая и окружающую среду, далее сравнивает значение температуры каждого

человека со средним и, если разница существенна, то предупреждает медработников;

3. Охранные системы:

Компьютерное зрение поможет предотвратить кражи и порчу имущества ОАО «РЖД». Система распознавания лиц определяет сотрудников ОАО «РЖД» и иных лиц, определяет опасные ситуации, происходящие на перегонах, в зданиях вокзалов, на станциях и других мест железнодорожной промышленности.

4. Мониторинг состояния пути:

В заснеженных регионах и регионах, часто поддающихся затоплению и обвалам, компьютерное зрение поможет наблюдать за состоянием пути и позволит своевременно принять меры по ликвидации последствий опасных явлений окружающей среды.

Недостатки компьютерного зрения: высокая стоимость, сложность обслуживания, сложность программирования.

Достоинства компьютерного зрения: автоматизация распознавания объектов, упрощение работы сотрудников, исключение человеческого фактора.

В заключение можно сказать, что внедрение компьютерного зрения положительно скажется на работе железнодорожного транспорта во всех областях за счёт снижения влияния человеческого фактора в ответственных мероприятиях, требующих оперативных действий при возникновении визуальных признаков угрозы.

Литература:

1. *Бирюк В. В.* Применение тепловизора в энергетическом машиностроении // Самара, 2007. - 95 с.
2. *Шапиро Л., Стокман Д.* Компьютерное зрение: 3-е издание. – Москва: БИНОМ Лаборатория знаний, 2015. – 763 с.
3. *Дунин-Барковский В.Л.* Информационные процессы в нейронных структурах. -М.: Наука, 1978.

АВТОРЕГУЛЯЦИЯ ЧАСТОТЫ ГЕНЕРАЦИИ НИЗКОТЕМПЕРАТУРНОЙ ПЛАЗМЕННОЙ СТРУИ

Е.В. Милахина^{1,2}, П.П. Гугин², Д.Э. Закревский^{1,2}

¹Новосибирский государственный технический университет,
²Институт физики полупроводников им. А.В. Ржанова СО РАН,
г. Новосибирск, lena.yelak@gmail.com

Разработано устройство генерации низкотемпературной плазменной струи коаксиальной и планарной геометрии с изменяемым объемом плазменного образования; обнаружен эффект изменения частоты генерации стримеров, измеряемой вблизи мишени, отличной от частоты приложенного напряжения; исследовано влияние плазмы на живые ткани in vivo.

The low-temperature plasma jet source of coaxial and planar geometry with a variable plasma formation size was created; the effect of changing the frequency of streamers generation, measured near the target, which differs from the frequency of the applied voltage was found; the effect of low-temperature plasma on a living tissue was in vivo investigated.

Применение низкотемпературной плазменной струи для диагностики и воздействия на биологические объекты является стремительно развивающимся направлением плазменной медицины. Воздействие низкотемпературной плазмой является одним из наиболее перспективных подходов, обеспечивающих активацию процессов снижения жизнеспособности раковых клеток. В медицине находят применение плазменные устройства, генерирующие пробой стримерного типа в смеси инертных газов [1].

В рамках настоящей работы были разработаны и исследованы конструкции плазменных устройств с коаксиальной и планарной геометрией, генерирующих низкотемпературную плазму (Рисунок 1). При приложении синусоидального напряжения к внутреннему потенциальному электроду, на положительной полуволне индуцируются стримеры, и по струе газа, прокачиваемого через устройство, они распространяются в окружающее пространство.

Для исследования влияния плазменного воздействия на живые ткани был проведен ряд предварительных экспериментов для изучения воздействия плазменной струи на диэлектрическую пластину, размещенную на вспомогательном заземленном электроде [2]. Расстояние от сопла до диэлектрической пластины устанавливалось 20 мм. К потенциальному электроду прикладывалось напряжение с амплитудой до 6,5 кВ и частотой 13 кГц. Через диэлектрическую трубку прокачивался газообразный гелий со скоростью 9 л/мин.

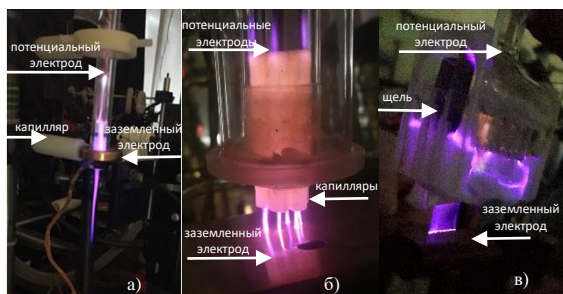


Рис. 1 – Конструкции источников плазменной струи:
 а) коаксиальная; б) на основе коаксиальных каналов; в) планарная

Предполагалось, что увеличение частоты и амплитуды приложенного переменного напряжения обеспечит более высокую эффективность обработки плазменной струей за счет увеличения электрического поля и ускорения плазмохимических реакций. Было установлено, что частота генерации стримера, распространяющегося по потоку газа к мишени, не определяется частотой приложенного напряжения. Неконтролируемое изменение частоты генерации стримеров и тока разряда в плазменной струе при воздействии на мишень, способно разрушать белковые соединения в клетках и средах, а также локально сжигать живые ткани. Для эффективной и безопасной плазменной обработки в лабораторных и клинических исследованиях *in vivo* (раны и опухоли) и *in vitro* (клетки в среде) необходимо контролировать параметры плазменной струи.

Для измерения тока у сопла устанавливалось медное кольцо, действующее как емкостной датчик, для регистрации изменения электромагнитного поля, вызванного распространением стримера. Для измерения тока, растекающегося по поверхности при контакте плазмы с пластиной, использовался резистивный кольцевой датчик, расположенный на пластине из оксида алюминия, и струя была направлена в центр кольца. В ходе экспериментов было обнаружено, что частота импульсов тока, регистрируемых над поверхностью пластины, не всегда совпадает с частотой приложенного напряжения. Результаты эксперимента показали, что на частоту тока ω_j влияют не только частота приложенного напряжения ω , но и амплитуда, а также тип мишени (Рисунок 2). Напряжение и токи были измерены при воздействии на а) вспомогательный заземленный электрод, б) диэлектрическую пластину размещенную на вспомогательном заземленном электроде, в) электроизолированную диэлектрическую пластину с плавающим потенциалом при приложенном к внутреннему электроду напряжении

$U = 3,8$ кВ и (г) электроизолированную диэлектрическую пластину с плавающим потенциалом при $U = 4,6$ кВ. В случае а) ток пропускает каждый второй импульс напряжения и $\omega_j = \omega/2$. В случае б) появляются дополнительные небольшие пики тока, являющиеся переходом к режиму $\omega_j = \omega$. Для случая в) величина тока на вспомогательном электроде j_s практически равна нулю при $U = 3,8$ кВ и увеличивается при $U = 4,8$ кВ. Таким образом, наличие вспомогательного электрода, как сообщалось в [2], значительно усиливает взаимодействие плазмы с объектом по сравнению с диэлектриком под плавающим потенциалом.

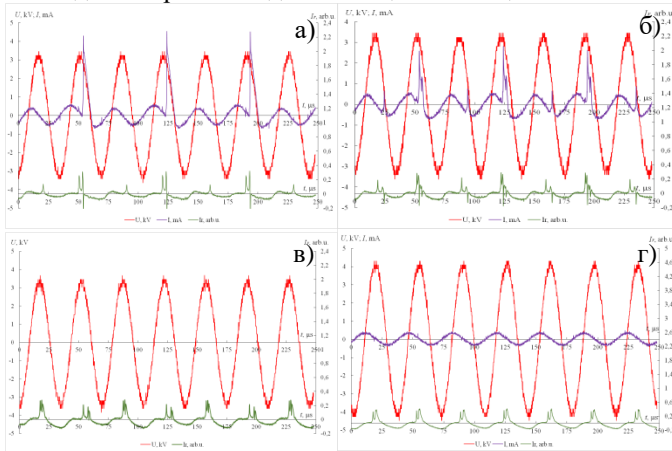


Рис. 2 – Измеренное напряжение (красный) и токи вблизи мишени (синий) и возле сопла (зеленый): а) вспомогательный заземленный электрод, б) диэлектрическая пластина на вспомогательном электроде, в) электроизолированная диэлектрическая пластина с плавающим потенциалом при $U = 3,8$ кВ, г) при $U = 4,6$ кВ; для (а), (б), (с) $U = 3,8$ кВ; для (д) $U = 4,6$ кВ, $\omega = 30$ кГц.

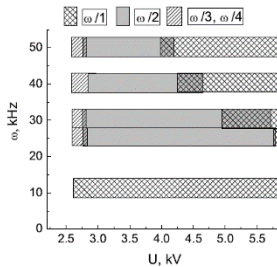


Рис.3 – Схема частоты тока для различных напряжений.

При увеличении частоты прикладываемого напряжения до 25 кГц частота тока остается 12,5 кГц практически для всех напряжений. При небольших напряжениях $\omega_j = \omega/2$, а для более высокого напряжения $\omega_j = \omega$. При $\omega = 30$ кГц интервал напряжений с $\omega_j = \omega/2$ уменьшается. Для $\omega=40$ кГц и 50 кГц смешанный режим $\omega_j = \omega/3$ и $\omega_j = \omega/4$ является доминирующим (Рисунок 3). Эксперименты проводились для $U = (2,4 - 5,6)$ кВ и $\omega = (12,5 - 50)$ кГц с использованием диэлектрической пластины.

Исследовано изменение температуры в зоне контакта плазмы с биомишенью при различных параметрах генерации струи (частота ω , амплитуда напряжения U , время обработки t , скорость прокачки газа ν). Воздействие плазмы на кожу мышей размещенных на вспомогательном электроде (группа 1) или без него (группа 2) приводило к локальному ожогу или белому пятну на следующий день после процедуры при $\omega=25$ кГц, $U=5$ кВ, $t=1$ мин, $\nu=3$ л/мин. Изучение влияния плазменной струи на кожу мышей группы 3 (с вспомогательным электродом) и 4 (без него) проводилось при параметрах $\omega=13$ кГц, $U=5$ кВ, $t=1$ мин, $\nu=9$ л/мин, при этом повреждения кожи не наблюдались (Рисунок 4). Установлено, что безопасность воздействия плазменной струи на живые ткани обеспечивается при меньшей частоте тока.

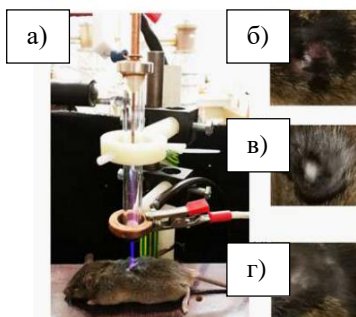


Рис.4 – Мышь во время лечения (а), (б) ожог; (в) белое пятно; (г) неповрежденная облученная кожа.

Работа выполнена при поддержке РФФИ (грант № 18-08-00510).

Литература:

1. Keidar. M., Plasma for cancer treatment // Plasma Sources Science and Technology. – 2015. – Vol. 24, N 1. – P. 033001;
2. Interaction of cold atmospheric argon and helium plasma jets with bio-target with grounded substrate beneath / I. Schweigert, Dm. Zakrevsky, E.

МЕТОДИКА ПОЛУЧЕНИЯ ГЕТЕРОСТРУКТУР $\text{CaF}_2/(\text{Si}+\text{CaF}_2)/\text{CaF}_2/\text{Si}$ ПОСРЕДСТВОМ МОЛЕКУЛЯРНО- ЛУЧЕВОЙ ЭПИТАКСИИ.

И.Е. Руденко, А.Ю. Крупин, А.А. Величко
Новосибирский государственный технический университет,
г. Новосибирск, igor_rudenko.ru@mail.ru

В работе предложена методика получения структур $\text{CaF}_2/(\text{Si}+\text{CaF}_2)/\text{CaF}_2/\text{Si}(111)$ с излучательной способностью в видимой области спектра. Отработаны технологические режимы роста гетероструктур $\text{CaF}_2/(\text{Si}+\text{CaF}_2)/\text{CaF}_2/\text{Si}(111)$ методом молекулярно-лучевой эпитаксии.

The paper proposes a technique for obtaining $\text{CaF}_2/(\text{Si}+\text{CaF}_2)/\text{CaF}_2/\text{Si}(111)$ structures with an emissivity in the visible region. Technological method growth heterostructures $\text{CaF}_2/(\text{Si}+\text{CaF}_2)/\text{CaF}_2/\text{Si}(111)$ by molecular beam epitaxy was development

Создание источника излучения, технология которого полностью была бы совместима с промышленной планарной технологией, позволило бы создать монолитные интегральные оптоэлектронные устройства [1], которые можно было применять как в бытовых приборах, так и для оптоэлектронной диагностики в медицине [2]. Поэтому после наблюдения фотолюминесценции в пористом кремнии началось бурное исследование свойств данного материала и поиск различных способов получения наноструктур кремния [3]. За последние двадцать лет были предложены разные способ создания структур на основе кремния, способные люминесцировать как в ИК, так и в видимой области спектра. Для увеличения квантового выхода фотолюминесценции использовались различные способы, такие как введение в кремний специальных примесей с высокой эффективностью внутрицентровых переходов, например, Er^{3+} [4, 5], дефектов, создаваемых имплантацией кислорода, фтора, ионов III и V групп и так далее. Эффективным способом увеличения квантового выхода люминесценции кремния – использование свойств наноструктурного материала, в котором вследствие квантово-размерного эффекта изменяется зонная структура материала. Такие наноструктурные материалы можно получить, например, методом молекулярно-лучевой эпитаксии.

Использование фторида кальция для создания излучательных приборов на основе Si было известно давно [5-6]. В этих работах создавались многослойные структуры Si/CaF₂, квантооразмерные эффекты в которых появлялись за счет малой толщины слоя Si (1,5 нм). Однако если использовать напыление кремния из двух источников одновременно, то в матрице фторида можно создать включения кремния (Si+CaF₂), размеры которых соответствуют размерам зерен в пористом кремнии.

Для получения гетероструктуры CaF₂/(Si+CaF₂)/CaF₂/Si(111) использовалась установка молекулярно-лучевой эпитаксии «Катунь-100», оснащенная дифрактометром быстрых электронов для контроля процесса роста. Рост осуществлялся в замкнутом технологическом цикле на подложке Si с ориентацией (111) КДБ-20. В качестве источника молекулярного пучка фторида кальция применялся источник резистивного типа со стеклоглеродным тиглем. Кремниевый пучок формируется под действием электронно-лучевого испарения. Для уменьшения дефектообразования во время роста гетероструктуры, проводилась стандартная предэпитаксиальная обработка подложек кремния, состоящая из очистки в органических растворителях, травления поверхностного окисла в HF и формирования пассивирующего окисла H₂O:H₂O₂:HNO₃. Далее подложка загружалась в камеру роста, в которой при температуре порядка 700°C удалялся пассивирующий окисел в слабом потоке кремния. Перед созданием гетероструктуры выращивается буферный слой Si при температуре 700°C до появления дифракционной картины Si(111) – (7×7), представленной на Рисунке 1. После этого остужалась подложка, и при температуре 340°C происходил рост эпитаксиальной структуры.

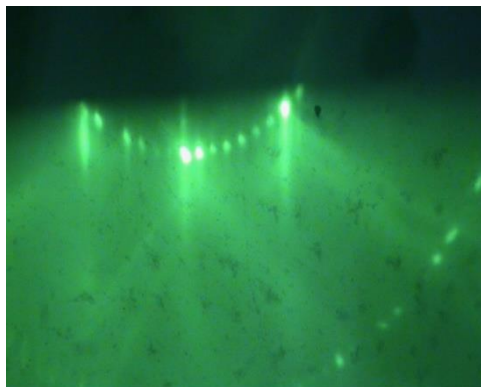


Рис. 1 – Дифракционная картина (7×7) Si(111).

Используя дифракционную картину по осцилляциям интенсивности зеркального рефлекса ДБЭ (Рисунок 2) настраивались скорости роста Si и Ca, при этом эти скорости равнялись $0,15 \text{ \AA}/\text{с}$ и $0,6 \text{ \AA}/\text{с}$.

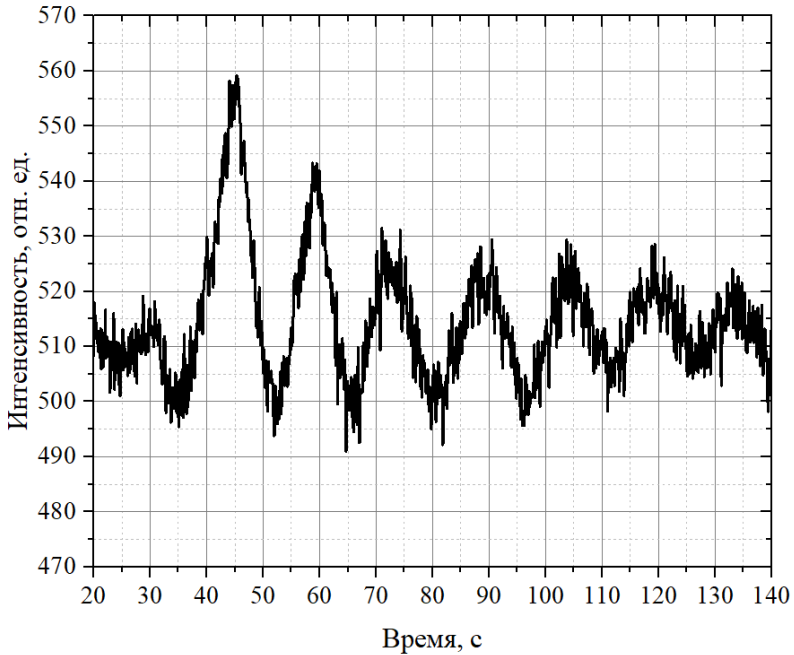


Рис. 2 – Осцилляции интенсивности зеркального рефлекса ДБЭ в процессе роста буферного слоя.

Для повышения интенсивности гетероструктура $\text{CaF}_2/(\text{Si}+\text{CaF}_2)/\text{CaF}_2/\text{Si}(111)$ состояла из 10 пар слоев. Пары слоев состояли из разделительного слоя CaF_2 и слоя с нанокристаллическими включениями кремния в матрице фторида $(\text{Si}+\text{CaF}_2)$. Нанокристаллические включения кремния образуются посредством напыления фторида и кремния одновременно из двух источников во время эпитаксиального роста. Толщина каждого слоя составляла 2 нм. Завершающим слоем гетероструктуры является слой CaF_2 необходимый для обеспечения защиты от образования нежелательных связей Si-O при контакте с воздухом. Для формирования нанокластеров в камере роста производился отжиг при температуре $650\text{-}700^\circ\text{C}$ в течение 10 минут.

При засветке гетероструктуры лазером с длиной волны 270 нм и мощностью равной 0,8мВт наблюдалось фотоизлучение видимого диапазона. Поэтому можно сказать, что описанная выше методика

позволяет создавать гетероструктуры $\text{CaF}_2/(\text{Si}+\text{CaF}_2)/\text{CaF}_2/\text{Si}(111)$ с излучением в видимом диапазоне.

Для более качественного анализа спектра излучения на момент публикации образцы направлены на исследование фотолюминесценции в ИФП СО РАН, в котором для возбуждения излучения используется He-Cd лазер с длиной волны 325 нм и мощностью 140 мВт.

Литература:

1. Патент 2642132 Российская Федерация/ А.А. Величко, А.Ю. Крупин, В.А. Гавриленко. Заявл. 20.07.2016. Оpubл. 24.01.2018. Бюл. №3.
2. Современные технологии оптоэлектронной диагностики в медицине/ С.С. Гринько, А.И. Денисенко, А.А. Новикова, А.А. Новиков// Восточно-Европейский журнал передовых технологий. – 2010. – №47. – С. 17–20.
3. John G.C., Singh V.A. Theory of the photoluminescence spectra of porous silicon. // Phys. Rev. B. 1994. V. 50. № 8. P. 5329.
4. Charging effects in silicon nanocrystals within SiO_2 layers, fabricated by chemical vapor deposition, oxidation, and annealing / Ioannou-Sougleridis V., Kamenev B., Kouvatso D.N., Nassiopoulou A.G.// Materials Science and Engineering, – 2003. – V.101. – P.324 – 328.
5. Electroluminescence from silicon nanocrystals in Si/ CaF_2 superlattices/ Ioannou-Sougleridis V., Nassiopoulou A.G., Ouisse T., Bassani F // Appl. Phys. Lett, – 2001. – V.79 (13). – P. 2076 – 2078.
6. Improvement in the luminescence properties of Si: CaF_2 nanostructures/ F. Bassani, S. Menard, I. Berbezier, F. Arnaud d'Avitaya // Materials Science and Engineering, – 2000. – P.340–344

РАЗРАБОТКА АВТОМАТИЧЕСКОЙ СТАНЦИИ ПЦР-ДИАГНОСТИКИ

А.А. Сбитнева

**Томский государственный университет систем управления
и радиоэлектроники, г. Томск, aljonasbitneva@rambler.ru**

Статья посвящена разработке автоматической станции для проведения ПЦР-диагностики. В частности, рассматривается разработка оптического блока прототипа станции, который позволяет регистрировать слабые сигналы флуоресценции на начальных стадиях термоциклирования. Кроме того, приводятся результаты испытаний проб положительного и отрицательного контроля. В ходе данных испытаний была впервые получена возможность

фиксировать результат ПЦР-диагностики на начальных стадиях термоциклирования, тем самым это позволяет сократить время проведения диагностики в 6 раз.

The article is devoted to the development of an automatic station for PCR diagnostics. In particular, the development of the optical block of the station prototype is considered, which makes it possible to register weak fluorescence signals at the initial stages of thermal cycling. In addition, the test results for positive and negative control samples are provided. In the course of these tests, for the first time, it was possible to record the result of PCR diagnostics at the initial stages of thermal cycling, thereby reducing the diagnostic time by 6 times.

Недостаточное оснащение российских диагностических лабораторий ПЦР-оборудованием общеизвестно. Во-первых, это связано с высокими санитарными требованиями к организации лаборатории – помещению, составу и количеству оборудования. Во-вторых, это высокие требования к квалификации персонала.

Кроме того, следует отметить, что ПЦР-диагностика в настоящее время является основным методом выявления инфекционных заболеваний у человека. Актуальность данного проекта особенно возрастает сегодня, во время пандемии «COVID-19», когда остро стоит вопрос массового обследования населения.

Объектом исследования выступает инновационная автоматическая станция для проведения ПЦР-диагностики различных образцов (от медицины до анализов на содержание ГМО в продуктах питания).

Разрабатываемая станция, позволит ускорить процесс проведения ПЦР-анализа до 15 минут за счет фиксации результата амплификации на начальных стадиях термоциклирования, а также автоматизации всех процесс, включая процесс пробоподготовки. На сегодняшний день стандартное время проведения диагностики составляет 1,5-2 часа, что является непосредственным фактором скопления очередей анализов [1]. Во многих населенных пунктах РФ отсутствуют специализированные лаборатории, занимающиеся проведением генетических анализов, поэтому необходимо доставлять анализы за сотни километров, что также обуславливает скопление очередей.

Сегментами потребителей для данной ПЦР-станции могут выступать: государственные и частные медицинские лаборатории, научно-исследовательские институты, государственные и частные лаборатории в составе СЭС, отрасль ветеринарии и сельского хозяйства, предприятия пищевой промышленности, продуктового ритейла и отрасль судебно-медицинской экспертизы.

Цикл работы станции состоит из нескольких последовательный операций. После забора пробы и регистрации исходного биоматериала

устройство обеспечивает помещение биоматериала в одноразовый картридж, размещаемый в автоматизированном устройстве, затем помещение содержимого картриджа в планшет с реакционной смесью с помощью устройства точного позиционирования, затем амплификацию, экспресс-детектирование, и фиксацию результата в режиме реального времени.

Основной задачей при создании данной станции являлась разработка оптического блока прототипа станции, позволяющего регистрировать слабые сигналы флуоресценции.

С целью реализации возможности регистрации фотодатчиком слабого сигнала флуоресценции на ранних циклах амплификации в конструкции оптического тракта были применены два подхода:

1. повышение эффективности возбуждения флуоресцирующей смеси путём формирования осветительного светового потока достаточного уровня;

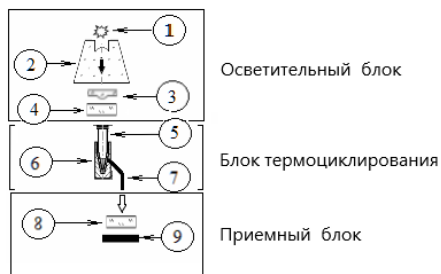
2. повышение чувствительности приёмного узла путём съёма сигнального светового потока несколькими оптоволоконными датчиками одновременно с последующим суммированием.

Для реализации первого подхода в конструкции применён мощный светодиод белого свечения марки «XHP50» производства фирмы «CREE».

Возможность реализации второго подхода обусловлена доказанным в теории информации выводом, что при использовании сигнальных каналов в количестве N для приёма одного и того же сигнала, и последующего суммирования синхронизированных данных, шумовая составляющая в сигнале ослабляется прямо пропорционально логарифму N по основанию 2.

Следовательно, съём сигнального светового потока несколькими оптоволоконными датчиками одновременно позволяет увеличить уровень полезного светового сигнала на регистрирующей поверхности фотодатчика при одновременном снижении влияния на результирующий сигнал маскирующей его шумовой составляющей светового потока. Описанная ниже конструкция оптоволоконного жгута (ОВЖ), использованная в устройстве, объединяет в одном жгуте 7 оптических волокон, приёмные торцы которых воспринимают световой поток флуоресцирующей среды.

Таким образом, при применении одного экземпляра ОВЖ для съёма сигнала с пробирки, размещенной в лунке, работает одновременно 7 оптоволоконных датчиков, что теоретически означает снижение уровня шума в 2,8 раза. С учетом этого факта была разработана модель оптического тракта, схема которого представлена на рисунке 1.

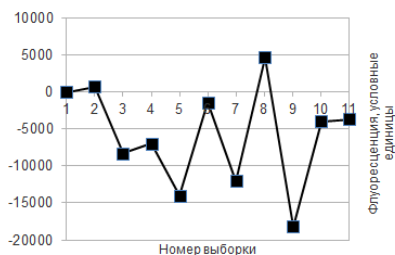


Обозначения:

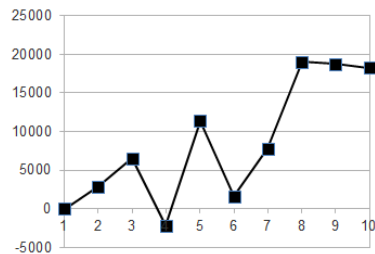
- ➔ - Направление осветительного светового потока
- ⇨ - Направление флуоресцирующего светового потока
- ① Источник света (светодиод)
- ② Коллиматор
- ③ Фокусирующая микролинза
- ④ Осветительный светофильтр
- ⑤ Пробирка с реагентным раствором
- ⑥ Сборка «лунка - сигнальный ОВЖ»
- ⑦ Сигнальный ОВЖ
- ⑧ Приемный светофильтр
- ⑨ Приемный фотодатчик Hamamatsu S1337-66BR

Рис. 1 – Схема оптического тракта прототипа станции

Для проверки работоспособности станции и фиксации результата ПЦР-анализа на начальных стадиях термоциклирования были проведены испытания с пробами положительного и отрицательного контроля. В ходе данных испытаний впервые была установлена возможность детекции амплификации на 5-10 циклах термоциклирования (рисунок 2) [2]. Данный результат составляет непосредственную новизну в разработке подобных устройств и позволяет сократить время проведения диагностики с сохранением достоверности результата.



Отрицательный контроль



Положительный контроль

Рис.2 – Результаты испытаний

Данный проект реализуется в рамках программы «Старт1» Фонда содействия развитию малых форм предприятий в научно-технической сфере и на сегодняшний день основными результатами проекта являются разработка оптического тракта и сборка прототипа в целом.

Далее планируется разработка и тестирование программного обеспечения для управления всеми модулями прототипа. И задачами следующего года реализации проекта являются автоматизация всех процессов ПЦР-диагностики в одном устройстве, а также сертификация устройства.

Литература:

1. Сбитнева А.А., Галиуллина А.Ш., Тимофеева В.А. Автоматизированная ПЦР-система для молекулярно-генетического анализа [Электронный ресурс] // Электронный научно-методический журнал Омского ГАУ. - 2020. - № 2 (21) апрель - июнь. - URL <http://e-journal.omgau.ru/images/issues/2020/2/00839.pdf> (дата обращения: 10.11.2020). - ISSN 2413-4066.

2. Сбитнева А.А., Галиуллина А.Ш. Миниатюрная станция для экспресс-анализа на содержание ГМО в продуктах питания методом ПЦР в реальном времени // Научная сессия Тусур: материалы докладов междунар. науч.-техн. конф. – Томск: Изд-во В-Спектр, 2020. – С. 85–87.

ВЛИЯНИЕ ЕМКОСТЕЙ КОММУТИРУЮЩИХ ЭЛЕМЕНТОВ НА ХАРАКТЕРИСТИКИ ЭЛЕКТРОСТАТИЧЕСКОГО МИКРОГЕНЕРАТОРА

Р.Е. Синицкий, В.П. Драгунов

**Новосибирский государственный технический университет,
г. Новосибирск, sinitsky.rodion@yandex.ru**

В работе представлены результаты исследования влияния емкостей коммутирующих элементов на выходные характеристики электростатического микрогенератора (МГ). Исследование показало значительное влияние паразитных емкостей на предельно достижимые характеристики МГ, а также способность изменения режима работы МГ только за счет их величины.

The paper presents the results of a study of the effect of switching elements capacitance on the output characteristics of an electrostatic microgenerator (MG). The study showed a significant effect of parasitic capacitances on the extremely achievable MG characteristics, as well as the ability to change the MG operation mode only due to their value.

Электростатические микроэлектромеханические генераторы (МГ) в настоящее время находят все большее количество применений от носимой электроники до роботизированных систем. Преобразуя энергию окружающей среды в электричество, такие устройства обеспечивают работоспособность в труднодоступных местах и увеличивают срок службы различных автономных электронных устройств. Разработка и исследование МГ является одним из перспективных направлений развития науки и техники [1-2].

В большинстве моделей электростатических микрогенераторов используются идеальные ключи, не имеющие емкости в разомкнутом состоянии. Такое приближение позволяет получить наглядные аналитические выражения для оценки различных характеристик микрогенератора. В других случаях используются диоды, что делает возможным численный расчет МГ, но затрудняет его аналитическое описание. Однако в большинстве работ не оценивается влияние емкости коммутирующих элементов, что в сравнении с минимальной емкостью переменного конденсатора может вносить значительный вклад в результаты экспериментальных и теоретических исследований. Данная работа посвящена оценке влияния емкости ключей на характеристики электростатического МГ.

Электрическая схема МГ показана на рис. 1. Она состоит из накопительных C_1 и C_2 конденсаторов, переменного конденсатора со встроенным электрическим полем (модуль C_{VAR} и V_0) и трех ключей Sw_{1-3} , имеющих паразитные емкости C_{KEY} . В процессе работы, в соответствии с рабочим циклом микрогенератора [3], происходит преобразование механической энергии в электрическую, что вызывает изменение количества зарядов и напряжения на элементах схемы. При этом ключевой вклад в скорость накопления заряда и роста напряжения на накопительном конденсаторе C_1 вносит отношение максимальной емкости переменного конденсатора C_{MAX} к его минимальной емкости C_{MIN} (глубина модуляции емкости). А паразитные емкости коммутирующих элементов вносят некоторую постоянную составляющую, уменьшающую эффективную глубину модуляции емкости.

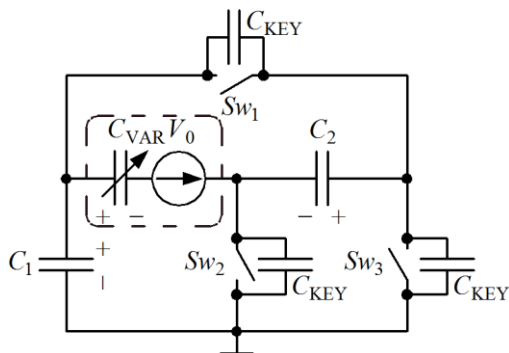
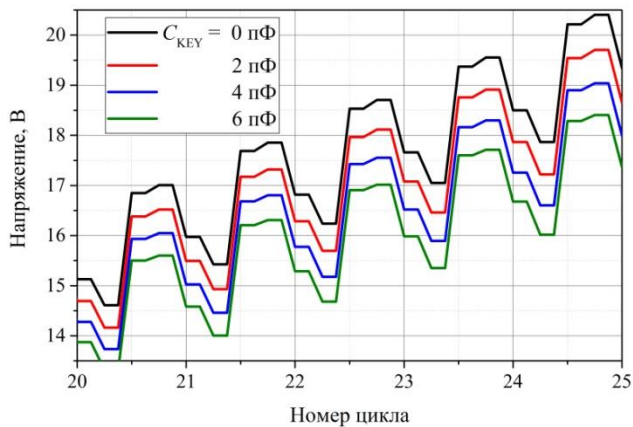


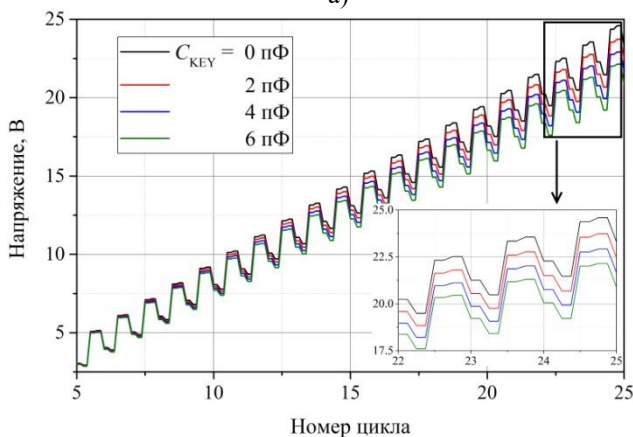
Рис. 1 – Электрическая схема микрогенератора

Для оценки влияния емкостей ключей решалась система дифференциальных уравнений, описывающих распределение электрических зарядов на элементах схемы в соответствии с фазами работы переменного конденсатора. Как показано ранее [3], для эффективного использования микрогенератора необходимо, чтобы глубина модуляции емкости C_{MAX}/C_{MIN} была больше 1.5 для двухконденсаторного и больше 2 для одноконденсаторного МГ. Принимая параметры элементов схемы близкими к реально используемым ($C_0 = 25$ пФ (C_0 – емкость C_{VAR} в отсутствии внешней механической силы), $C_1 = C_2 = 1$ нФ, и $V_0 = 100$ В (для электрета)) построим соответствующие зависимости напряжения накопительного конденсатора при различных емкостях ключей (рис. 2).

Как видно из рис. 2, а даже при емкости ключей C_{KEY} равной 6 пФ, достигаемое напряжение накопительного конденсатора уже на 25 цикле преобразования энергии уменьшается более чем на 10%, что может оказать существенное влияние на работоспособность электронного устройства, питающегося от микрогенератора. Из рис. 2, б видно, что при увеличении емкости ключей уменьшается скорость нарастания напряжения, а время достижения необходимого напряжения и, соответственно, мощности монотонно увеличивается пропорционально увеличению C_{KEY} , что является важнейшими характеристиками МГ для периодически подзаряжаемых устройств. Кроме того, наблюдается переход от режима работы с неограниченным нарастанием мощности к режиму автостабилизации.



а)



б)

Рис. 2 – Зависимости напряжения на C_1 от номера цикла:
 а – $C_{MAX} / C_{MIN} = 1.95$, б – $C_{MAX} / C_{MIN} = 2.15$

Таким образом, было исследовано влияние емкостей коммутирующих элементов электрической схемы микрогенератора на его характеристики. Результаты исследования показали значительное влияние емкостей ключей на характеристики МГ с реально используемыми емкостями переменного конденсатора, что может вносить существенный вклад в накапливаемые напряжения и достигаемые мощности, а также способно приводить к изменению режима работы МГ.

Работа выполнена при поддержке Минобрнауки РФ (проект FSUN-2020-0004)

Литература

1. Fowler A.G., Moheimani S.O.R. A 4-DOF MEMS Energy Harvester Using Ultrasonic Excitation // IEEE Sensors Journal. – 2016. – vol. 16. – no. 21. – pp. 7774-7783. – DOI: 10.1109/JSEN.2016.2601168.
2. Dragunov V. P., Sinitskiy R. E., Ostertak D. I. Microelectromechanical generator with autostabilization mode // The 19th international conference of young specialists on micro/nanotechnologies and electron devices, EDM 2018. – 2018. – pp. 44 – 48. – DOI: 10.1109/EDM.2018.8434966.
3. Драгунов В.П., Остертак Д.И., Синицкий Р.Е. Электростатический микроэлектромеханический генератор с непрерывной генерацией тока в режиме автостабилизации = Electrostatic Microelectromechanical Generator with Continuous Generation of Current for the Autostabilization Regime // Нано- и микросистемная техника = Journal of Nano- and Microsystem Technique. – 2019. – Т. 21, № 1. – С. 51 – 64. – DOI: 10.17587/nmst.21.51-64.

РЕАБИЛИТАЦИОННОЕ ОБОРУДОВАНИЕ ДЛЯ ВОССТАНОВИТЕЛЬНОЙ МЕДИЦИНЫ НА БАЗЕ ЭКЗОРУКИ

В. В. Филиппов, О.В. Нос

**Новосибирский государственный технический университет,
г. Новосибирск, volo_dya94@mail.ru**

В данном докладе представлен проект для создания реабилитационного комплекса для разработки локтевого, кистевого и плечевого суставов, который поможет уменьшить нагрузку на мультидисциплинарную бригаду за счет автоматизации процесса реабилитации и сокращения необходимости ручного массажа. В основе разработки комплекса оборудования лежат идеи использования экзорук.

The Report paper presents a project of rehabilitation equipment for the development of elbow, wrist and shoulder joints, which will help to reduce the load on the multidisciplinary team by automation the rehabilitation process and reducing the need for manual massage. The development of equipment is based on the idea of using the ex-hand.

На сегодняшний день даже крупные и хорошо укомплектованные современным оборудованием медицинские центры испытывают проблемы при организации восстановительного лечения пациентов, в связи с ограниченным количеством реабилитационного оборудования. Из-за этого затруднена реализация программ, направленных на повышение адаптационных возможностей организма и профилактики заболеваний, что особенно злободневно в условиях мегаполиса [1-3]. По

этой причине разработка нового комплекса оборудования для центров восстановительной медицины является актуальной задачей.

Существует множество различных видов реабилитационного оборудования для комфортного прохождения реабилитации. Предлагаемый в данной статье комплекс оборудования направлен на уменьшение нагрузки на мультидисциплинарную бригаду, которая оказывает помощь в лечении и реабилитации больных и работает как единое целое при оказании помощи пациентам после паралича, вызванного инсультом, поражением спинного мозга, за счет автоматизации процесса восстановления парализованных конечностей без применения ручного массажа. Особенностью данного комплекса является возможность его использования при разработке как кистевого сустава, так локтевого и плечевого сустава в зависимости от потребности пациента.

Комплекс разрабатывается на основе экзюруки, которая представляет собой устройство, служащее для восполнения утраченных функций мышц и увеличения амплитуды движений за счёт конструкции корпуса и приводов, т. к. она позволяет повторять механические действия руки пациентов для пропорционального увеличения нагрузки при сгибаниях. Графический материал, иллюстрирующий данный проект по разработке комплекса реабилитации, представлен на рисунке 1.

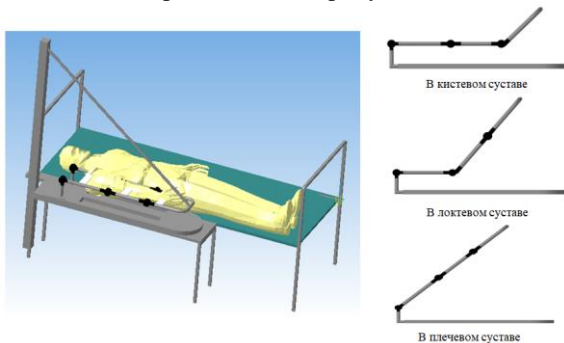


Рис. 1 – Наглядное применение конструкции

Комплекс состоит из механизма для сгибания и разгибания конечностей, стойки, лебедки и поворотного стола. Макет механизма для сгибания-разгибания конечностей рук представлен на Рисунке 2.

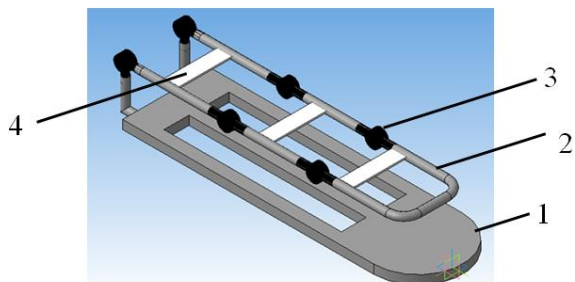


Рисунок 2 – Условный макет механизма для сгибания-разгибания конечностей рук:

1 –основание; 2 – держатель; 3 – шарнир; 4 – жгуты.

Основание (1) устанавливается на кровать, на нее крепится держатель (2), который состоит из трех частей, разделенных шарнирами (3). На держатель укладывается рука пациента и фиксируется жгутами (4). Наличие шарниров позволяет производить сгибание-разгибание руки. В случае необходимости разминания только кисти, два других шарнира фиксируются штифтами (Рисунок 3).



Рис. 3 – Шарниры в 3-х положениях
а – в прямом; б – под углом; в – разобран

Сам шарнир (Рисунок 3) можно заменить на программируемый сгибатель (Рисунок 4), применение которого позволит производить автоматические перемещения конечности и фиксировать угол подъема руки. Жгуты поддерживают и фиксируют руку в нужном положении (Рисунок 5).

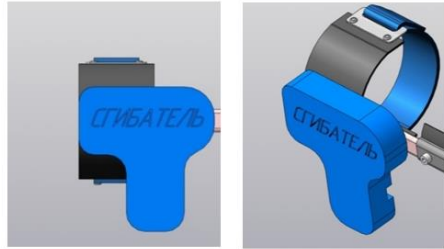


Рис. 4 – Программируемый сгибатель



Рис. 5 – Жгут

Возле кровати больного будет устанавливаться стойка, изображенная на рисунке 6, на которой расположен шкив с протянутым через него тросом, зацепленным за крайнюю часть комплекса.



Рис. 6 – Стойка, удерживающая механизм

Подъем и опускание верхней конечности осуществляется за счёт сматывания и разматывания лебёдки, через шкив, установленный на стойке (Рисунок 7).

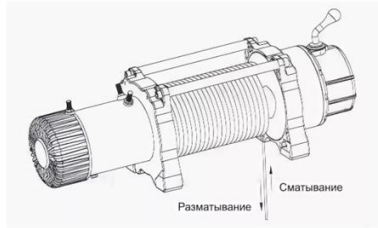


Рис. 7 – Лебёдка

Поворот руки в сторону производится автоматизированным поворотным столом (Рисунок 8). При реабилитации пациентов необходимо соблюдение определенных углов поворота плечевого сустава и применение данного механизма позволит выполнять все эти восстановительные операции с желаемым качеством.



Рис. 8 – Поворотный стол

На данный момент планируется осуществить доработку модели, и рассматриваются варианты создания прототипа. Важным моментом в процессе работы установки является точность позиционирования руки и ее поворот в плечевом суставе на определенный угол. С целью улучшения этих характеристик будет исследован механизм поворотного стола.

Литература:

1. Шаповаленко Т.В., Шаповаленко Т.В. Необходимость совершенствования работы центров восстановительной медицины в условиях мегаполиса [Электронный ресурс] // Современные проблемы науки и образования. – 2014. – № 3. URL: <http://www.science-education.ru/ru/article/view?id=12779> (дата обращения: 09.11.2020).
2. Сидорова М. Зачем государство начало реформу медицинской реабилитации [Электронный ресурс] // Деловой журнал об индустрии здравоохранения. – 2017. URL: https://vademec.ru/article/bolnoy_na_restavratsii/ (дата обращения: 09.11.2020).

3. Прилико Н.С. Потребность взрослого населения в медицинской реабилитации // Вести восстановительной медицины - Здоровоохранение в России 2017 г. Статистический сборник, -М. [Электронный ресурс] URL: <https://cyberleninka.ru/article/n/potrebnost-vzroslogo-naseleniya-rossii-v-meditsinskoy-reabilitatsii-v-ambulatornyh-usloviyah/viewer> (дата обращения: 10.11.2020).

ЭТАПЫ ПОДГОТОВКИ ПОВЕРХНОСТИ НАНОПРОВОЛОЧНОГО КРЕМНИЕВОГО ПОЛЕВОГО ТРАНЗИСТОРА

А.А. Черемискина, В.М. Генералов, А.С. Сафатов
Федеральное бюджетное учреждение науки государственный
научный центр вирусологии и биотехнологии "Вектор"
Роспотребнадзор, Новосибирская область, р.п. Кольцово, Россия,
cheremiskina_aa@vector.nsc.ru

В работе представлены результаты исследования методов очистки и модификации поверхности кремниевых подложек биосенсора на основе нанопроволочного кремниевого полевого транзистора.

This article presents the results of a study of methods for cleaning and modifying the surface of silicon substrates of a biosensor based on a nanowire silicon field-effect transistor.

1. ВВЕДЕНИЕ

Несмотря на то, что сегодня существует большое разнообразие методов, позволяющих определять нахождение патогена в биопробе, необходимость в быстрых и эффективных методах их индикации не теряет своей **актуальности**.

Перспективными устройствами являются биосенсоры на основе кремниевого нанопроволочного полевого транзистора, обладающие высокой чувствительностью, низкой стоимостью, возможностью использования персонала среднего звена [1, 2]. Принцип работы биосенсора основан на специфическом взаимодействии молекул рецепторного слоя и аналита непосредственно на поверхности нанопроволоки (затвор), что приводит к изменению величины тока в цепи исток-сток [1-3]. Чистота поверхности нанопроволки и правильная ее модификация в значительной степени оказывает влияние на чувствительность и специфичность индикации патогенов.

Цель работы состояла в подготовке поверхности биосенсора и выбора наиболее оптимальных методов очистки и модификации.

II. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ ЧАСТЬ

ЭТАП 1. Очистка поверхности кремниевой подложки.

Обработка раствором $\text{H}_2\text{O}_2:\text{H}_2\text{O} = 1 : 3$. Кремниевую пластину (модель биосенсора) погружали на 30 минут в этанол, после промывали дистиллированной водой. Далее пластинку опускали в раствор $\text{H}_2\text{O}_2:\text{H}_2\text{O} = 1 : 3$ на 10 мин при $T=25^\circ\text{C}$. Промывали в струе дистиллированной воды. Цикл очистки повторяли 3 раза [4, 5].

Обработка раствором $\text{H}_2\text{SO}_4:\text{H}_2\text{O}_2 = 1 : 3$. Кремниевую пластину отмывали в этаноле в течение 30 мин и промывали дистиллированной водой. Далее опускали ее в $\text{H}_2\text{SO}_4:\text{H}_2\text{O}_2 = 1 : 3$, на 5-7 мин, $T=30^\circ\text{C}$, промывали струей дистиллированной воды. Цикл повторяли 3 раза [4, 5].

Обработка раствором $\text{HF}:\text{H}_2\text{O} = 1 : 50$. Кремниевую пластинку обрабатывали раствором $\text{HF}:\text{H}_2\text{O} = 1 : 50$ в течение 40 с, $T=25^\circ\text{C}$. Далее промывали дистиллированной водой [4, 5].

Обработка раствором $\text{NH}_4\text{OH}:\text{H}_2\text{O}_2:\text{H}_2\text{O} = 1 : 4 : 20$. Кремниевую пластинку погружали на 30 мин в этанол и промывали дистиллированной водой. Далее пластинку опускали в $\text{NH}_4\text{OH}:\text{H}_2\text{O}_2:\text{H}_2\text{O} = 1 : 4 : 20$ на 15 мин, $T=75^\circ\text{C}$, промывали дистиллированной водой. Цикл повторяли 3 раза [4].

Обработка раствором $\text{NH}_4\text{OH}:\text{H}_2\text{O}_2:\text{H}_2\text{O} = 1:4 : 20$, $\text{H}_2\text{SO}_4:\text{H}_2\text{O}_2 = 10 : 1$. Кремниевую пластинку погружали на 30 мин в этанол и промывали дистиллированной водой. Далее обрабатывали раствором $\text{NH}_4\text{OH}:\text{H}_2\text{O}_2:\text{H}_2\text{O} = 1 : 4 : 20$ $t=10$ мин, $T=50^\circ\text{C}$ и раствором $\text{H}_2\text{SO}_4:\text{H}_2\text{O}_2 = 10 : 1$ $t=5$ мин, $T=30^\circ\text{C}$. Промывали дистиллированной водой. Цикл повторяли 3 раза [4, 5].

ЭТАП 2. Модификации поверхности кремниевой подложки.

Модификация поверхности 7% раствором (3-аминопропил)триэтоксисиланом (APTES). Очищенную поверхность пластинки помещали в 7% раствор APTES в этаноле, $t=4$ часа, $T=25^\circ\text{C}$. После пластинку промывали $\text{C}_2\text{H}_5\text{OH}$ и сушили при комнатной температуре [7].

Модификация поверхности 1% водным раствором глутарового альдегида (ГА). Очищенную поверхность пластинки помещали в 1% водный раствор ГА на 3 часа при комнатной температуре. Далее промывали дистиллированной водой и сушили на воздухе при комнатной температуре [8].

Модификация поверхности 2,5% раствором ГА в натрий-фосфатном буфере (PBS). После очистки поверхности кремниевой подложки ее помещали в 2,5% раствор ГА в PBS, $t=4$ часа, $T=25^\circ\text{C}$. После поверхность пластинки промывали PBS [5].

III. РЕЗУЛЬТАТЫ И ОБСУЖДЕНИЯ

Исследование поверхности кремниевых пластинок проводили с помощью АСМ. Результаты наиболее успешных методов очистки и модификации поверхности кремниевых пластинок представлены на Рисунке 1-2.

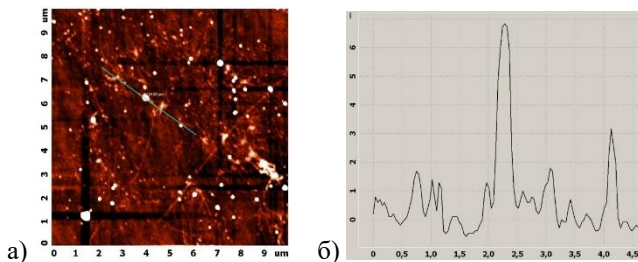


Рис. 1 – (а) Поверхность кремниевой пластинки после обработки раствором $\text{H}_2\text{O}_2:\text{H}_2\text{O} = 1 : 3$; (б) Профиль сечения по высоте вдоль линии (См. линию на рис. 1а).

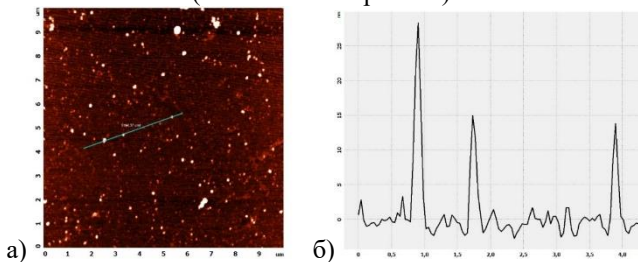


Рис. 2 – (а) Поверхность кремниевой пластинки после модификации 7% раствором APTES; (б) Профиль сечения по высоте вдоль линии (См. линию на рис. 2а).

Результаты АСМ анализа поверхности пластинки после этапа очистки представлены в Таблице 1.

Таблица 1. Результаты АСМ анализа поверхности пластинки после этапа очистки

Раствор	Шероховатость, нм	Размер частиц, нм
$\text{H}_2\text{O}_2:\text{H}_2\text{O} = 1 : 3$	до 3	до 6
$\text{H}_2\text{SO}_4:\text{H}_2\text{O} = 10 : 3$	до 5	до 20
$\text{HF}:\text{H}_2\text{O} = 1 : 50$	до 5	до 20
$\text{NH}_4\text{OH}:\text{H}_2\text{O}_2:\text{H}_2\text{O} = 1 : 4 : 20$	до 8	до 30

Раствор	Шероховатость, нм	Размер частиц, нм
$\text{NH}_4\text{OH}:\text{H}_2\text{O}_2:\text{H}_2\text{O} = 1 : 4 : 20$, $\text{H}_2\text{SO}_4 : \text{H}_2\text{O}_2 = 10 : 1$	до 5	до 30

Результаты АСМ показали, что при использовании 7% раствора АРТЕS в этаноле наблюдаются частицы высотой порядка 15-25 нм. Это в свою очередь свидетельствует о присоединении молекул АРТЕS к поверхности подложки. К достоинствам применения данной методики можно отнести отсутствие сшившихся между собой молекул АРТЕS (Рис. 2) [8].

ГА так же является широко распространенным кросс-линкером. АСМ-исследование показало, что на поверхности наблюдаются частицы размером до 70 нм. Это связано с сшиванием молекул ГА между собой. Причем эти частицы наблюдаются не равномерно по всей поверхности анализируемой пластинки.

V. ВЫВОДЫ И ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Наилучшие результаты при очистки поверхности пластинки показала методика с использованием раствора $\text{H}_2\text{O}_2:\text{H}_2\text{O} = 1 : 3$. Шероховатость поверхности пластины составляет всего около 3 нм, а высота частиц до 6 нм, что не приведет к существенным погрешностям и такую поверхность можно использовать для проведения исследований.

Для создания рецепторного слоя лучше использовать 7% раствор АРТЕS в этаноле. При этом получается относительно ровный слой.

Пробоподготовка осуществлялось в рамках Государственного задания, отраслевой научно-исследовательской программы Роспотребнадзора на 2016 - 2020 гг. «Проблемно-ориентированные научные исследования в области эпидемиологического надзора за инфекционными и паразитарными болезнями».

Литература:

1. Кремниевые нанопроволочные транзисторы для электронных биосенсоров / О.В. Наумова, Б.И. Фомин, Л.Н. Сафронов, Д.А. Насимов, М.А. Ильницкий, Н.В. Дудченко, С.Ф. Девятова, Э.Д. Жанаев, В.П. Попов, А.В. Латышев, А.Л. Асеев // Автметрия. – 2009. – Т. 45, № 4. – С. 6-11.
2. Kuznetsov E.V., Rybachek E.N. Biosensors using Si nanowire field-effect transistor // Defense complex - scientific and technical progress of Russia. – 2010. – iss. 3. – P. 85-89.

3. P. Bergveld Development of an Ion-Sensitive Solid-State Device for Neurophysiological Measurements // IEEE Trans. Biomed. Eng. – 1970. – Vol. 17, iss. 1. – P. 70-71.

4. Суворов А.Л., Богданович Б.Ю., Залужный А.Г., Графутин В.И., Калугин В.В., Нестерович А.В., Прокопьев, Е.П., Тимошенко С.П., Чаплыгин Ю.А. Технологии структур КНИ. – М.: Изд-во «МИЭТ», 2004. – 407 с.

5. Mutiscale substrates based on hydrogel-incorporated silicon nanowires for protein patterning and microarray-based immunoassays / W.H. Sang, S. Lee, J. Hong, E. Jang, T. Lee, W-G. Koh // Biosensors and Bioelectronics. – 2013. – Vol. 45. – P. 129-135. – doi: 10.1016/j.bios.2013.01.062.

6. Шангереева Б.А., Муртазалиев А.И., Шангереев Ю.П. Способ очистки поверхности кремниевых пластин для изготовления мощных транзисторов // Инновационная наука. – 2015. – № 11. – С. 133-135.

7. Silicon nanowire arrays for label-free detection of DNA / Z. Gao, A. Agarwal, A.D. Trigg, N. Singh, C. Fang, C-H. Tung, Y. Fan, K.D. Buddharaju, J. Kong // Analytical Chemistry. – 2007. – Vol. 79, iss. 9. – P. 3291-3297. – doi: 10.1021/ac061808q.

8. DNA Sensing by Silicon Nanowire: charge layer distance dependence / G-J. Zhang, G. Zhang, J.H. Chua, R-E. Chee, E.H. Wong, A. Agarwal, K.D. Buddharaju, N. Singh, Z. Gao, N. Balasubramanian // Nano Letters. – 2008. – Vol. 8, iss. 4. – P. 1066-1070. – doi: 10.1021/nl072991l.

НЕКОТОРЫЕ БИОФИЗИЧЕСКИЕ ОСОБЕННОСТИ КОЖНОГО ПОКРОВА В ПРОЦЕДУРЕ ВИЗУАЛИЗАЦИИ ТОЧЕК СООТВЕТСТВИЯ ОРГАНАМ С ПАТОЛОГИЕЙ

Н.С. Чиркова, А.А. Блохин

**Новосибирский государственный технический университет,
г. Новосибирск, chns5694@gmail.com**

В работе показано, что кожный покров в области точек соответствия имеет повышенный газообмен. Предложен альтернативный метод визуализации точек проекций органов с патологией с помощью воздушных пузырьков в водной среде, который может дополнять существующий метод визуализации.

The work shows that the skin in the area of correspondence points has an increased gas exchange. An alternative method for visualizing projection points of organs with pathology using air bubbles in an aqueous medium, which can complement the existing visualization method, is proposed.

В современном мире активно развиваются различные виды восстановительной медицины. Одним из видов восстановительной медицины является рефлексотерапия, ключевой единицей которой является биологически активная точка (БАТ). Су Джок является разделом рефлексотерапии, где основным элементом терапевтического воздействия является точка соответствия (ТС) органу с патологией. Однако на протяжении долгого времени существовала проблема локализации точки, точнее локализация точки проводилась точечным надавливанием и правильностью обнаружения ТС была болезненная двигательная реакция (вдох, двигательная лицевая реакция, отдёргивание конечности) [1]. Потом появилась возможность локализовать ТС по наименьшему сопротивлению, но процедура проходит последовательным точечным методом и занимает достаточно большое время [2]. Силами сотрудников лаборатории медицинской электроники кафедры ЭП НГТУ был открыт способ локализации ТС методом визуализации, говоря иначе, были найдены условия, при которых стала возможна визуализация (фотография) БАТ и ТС в обычном видимом световом диапазоне [3]. Однако в ходе исследований были выявлены некоторые особенности кожного покрова, которые проявляются в различных условиях.

Ранее в литературных источниках было заявлено, что БАТ в отличие от окружающих участков кожного покрова обладают повышенным газообменом и энергообменом [4]. По аналогии с БАТ были проведены эксперименты с ТС.

Коллективу лаборатории была представлена проблема: что, если артефакты фотографии, которые интерпретируются как ТС, на самом деле является бликом. Для того, чтобы исключить блик на поверхности кожного покрова необходимо было создать оптическую границу раздела сред, которая выполняла бы роль фильтра, частично рассеивая отражённый оптический сигнал. В ванночку с водой была погружена ладонь испытуемого и проведена серия фотографий (Рисунок 1).



Рис. 1 – Фотография второй фаланги указательного пальца, погруженного в воду

На данном фото мы видим световой блик на границе раздела сред (вода/воздух), а под водой на поверхности кожного покрова пальца наблюдаются пузырьки воздуха, внутри которых явно можно различить свечение кожного покрова в области проекции правого локтевого сустава, что было интерпретировано как ТС. Данная интерпретация была подтверждена по сопротивлению кожного покрова и по болевому эффекту.

Таким образом, в серии экспериментов было выявлено, что ТС обладают повышенным газообменом, что проявляется на фотографии как пузырьки. Этот факт можно интерпретировать как альтернативный метод визуализации ТС.

В качестве улучшения визуализации БАТ и ТС была проведена серия экспериментов с облучением кожного покрова в области ТС светом разного оптического спектра. Были проведены эксперименты со светофильтрами красного, синего, фиолетового и синего цвета. Как показали эксперименты наилучшие результаты были получены с использованием синего светофильтра (СЗС-20) на внешний источник света (Рисунок 2) [5].

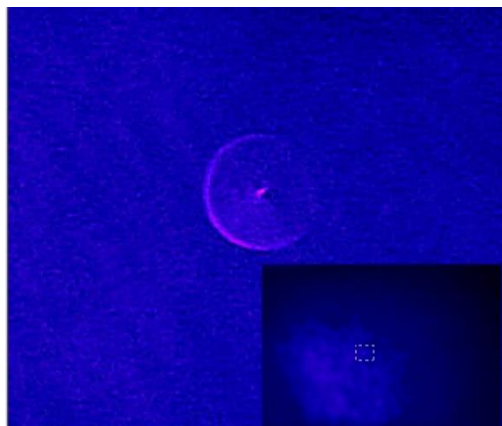


Рис. 2 – Фотография БАТ на запястье правой руки (меридиан перикарда)

Как видно на фотографии, точка имеет ярко выраженные края, радиальную структуру и правильную форму. Подобные фотографии проводились с использованием разных типов фотоаппаратов, как на профессиональных (Pentax Ist DL), так и на любительских.

Далее, в качестве подтверждения предыдущей гипотезы возникла необходимость провести визуализацию точки в макрорежиме. Для этих целей была приобретена мобильная макролинза с возможностью подсветки фотографируемой области. В технических характеристиках данной макролинзы были заявлены два типа подсветки: холодный белый и ультрафиолетовый ($\lambda \approx 350 - 400$ нМ) свет (Рисунок 3).



Рис. 3 – Фотография мобильной макролинзы с двумя режимами подсветки: а – холодный белый; б – ультрафиолетовый ($\lambda \approx 350 - 400$ нМ)

Была проведена серия экспериментов по визуализации точек с засветкой разными режимами освещения. Как показали эксперименты, ТС лучше визуализируются при засветке холодным белым и хуже

видны при засветке ультрафиолетом светом. БАТ же, в отличие от ТС отчётливо видны при засветке УФ-излучением.

Выводы:

1. Был предложен альтернативный метод визуализации ТС, основанный на повышенном газообмене ТС, что достаточно наглядно наблюдается в более плотной среде, чем воздух.

2. Наиболее оптимальным внешним источником света для визуализации ТС является холодный белый свет, а для БАТ – слабый УФ, так как в нём лучше различима их радиальная структура.

Литература:

1. Пак Чжэ Ву. Основы Су Джок терапии. – М.: Су Джок Академия. 2009. – 13 с.

2. Блохин А.А., Белавская С.В., Лисицына Л.И. «Одна из возможностей диагностики заболеваний электрическим методом на основе системы Су Джок». Материалы XI международной конференции «Актуальные проблемы электронного приборостроения АПЭП - 2012», Т5, Новосибирск: Издательство НГТУ, 2012, с. 137 – 139.

3. Navrotsky L.G, Lisitsina L.I., Yudin V.I., Belavskaya S. V., Blokhin A. A., Rusetsky V. S. Research on Possibility of Visualization of Biologically Active Points by Light Illumination // 12th International Scientific-Technical Conference on Actual problems of electronic instrument engineering (APEIE)–34006. Proceedings. – Novosibirsk: NSTU, 2014. – Vol. 1. – pp. 524–526.

4. Портнов Ф.Г. Электростимуляционная рефлексотерапия. – Рига: Зинатне, 1987. – 352 с.

5. Фатеев А. М., Чиркова Н. С., Старовойтова Т. М. Название: Первичные исследования по визуализации проекций органов с патологией по системе суджок Год публикации: 2016 Вид: доклад Опубликовано в: Наука. Технологии. Инновации: сб. науч. тр.: в 9 ч., Новосибирск, 5 – 9 дек. 2016 г. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2016. – Ч. 6. – С. 115 – 117. – 100 экз. – ISBN 978-5-7782-3082-8.

СОДЕРЖАНИЕ

НАУЧНОЕ НАПРАВЛЕНИЕ – ЭЛЕКТРОНИКА И БИОМЕДИЦИНСКАЯ ТЕХНИКА

Секция **ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНАЯ И СИЛОВАЯ ЭЛЕКТРОНИКА**

Александров И.В., Нос О.В., Баховцев И.А.	Новосибирск	3
Вавилов О.А., Коробков Д.В.	Новосибирск	7
Дмитриева Н.В., Гейст А.В.	Новосибирск	11
Еланакова В.А., Нос О.В.	Новосибирск	16
Жидик Ю.С., Чистоедова А.А., Троян П.Е.	Томск	19
Зурова М.С., Горбунов Р.Л., Севостьянов Н.А., Харитонов С.А.	Новосибирск	23
Ивлев Д.М., Нос О.В.	Новосибирск	25
Игнатъев Е.А., Нос О.В.	Новосибирск	29
Кенчадзе И.С., Жалнин В.П., Масляев А.Ю., Некрасов Ф.И.	Москва	34
Колосова М.С., Копылова Л.Г.	Иваново	36
Косых Е.А., Удовиченко А.В.	Новосибирск	40
Молдалиев Э., Коханенко А.П., Жидик Ю.С.	Томск	43
Наприенко А.С., Штейн Д.А.	Новосибирск	46
Сальвассер А.А., Жарков М.А.	Новосибирск	50
Севостьянов Н.А., Горбунов Р.Л.	Новосибирск	54
Пономарев С.В., Харитонов С.А.	Новосибирск	57

Секция **РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ И ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ**

Аткишкин С.Ф.	Самара	62
Воробьев Р.И., Резван И.И.	Новосибирск	66
Гончарова Е.Д., Сальников А.С.	Томск	70
Кануж М.М., Клоков А.В.	Томск	73

Козлов И.Н., Вострецов А.Г., Кривецкий А.В.	Новосибирск	79
Колосков Д.Б., Глухов А.В.	Новосибирск	83
Кривоносов Е.В., Воробьева С.В., Калачиков А.А.	Новосибирск	86
Кузнецов М.А., Калинин С.В., Черкаев А.С.	Новосибирск	90
Марусин А.А., Литвицкая А.В.	Тамбов	93
Пономарев С.В.	Новосибирск	96
Рогожников Д.С., Удалов А.А., Шестериков Е.В.	Томск	100
Смоляков Н.А., Соколова Д.О.	Новосибирск	104
Уклеина Я.А., Литвицкая А.В.	Тамбов	109
Ханенко Ю.В., Николаев А.В.	Самара	113

Секция *БИОМЕДИЦИНСКАЯ И ИЗМЕРИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА*

Владимирская А.Д., Лобач И.А., Каблуков С.И.	Новосибирск	116
Геворгян И.С., Белавская С.В., Лисицына Л.И.	Новосибирск	119
Зюзькова Ю.А., Дикман Е.Ю.	Томск	123
Каширина Е.К., Лобач И.А., Каблуков С.И.	Новосибирск	127
Киселев Д.Е., Драгунов В.П.	Новосибирск	131
Козин А.В., Щетинин Ю.И.	Новосибирск	135
Колесов А.А.	Уфа	139
Колосов Н.А., Болдова С.С.	Новосибирск	143
Королук Е.С.	Томск	145
Кривоногова Д.А., Андрющенко Е.В., Педонова З.Н.	Новосибирск	149
Люшневская Ю.Д., Губарев Ф.А.	Томск	153
Манчевская В.П., Комогорцев М.Г.	Чита	155
Милахина Е.В., Гугин П.П., Закревский Д.Э.	Новосибирск	158

Руденко И.Е., Крупин А.Ю., Величко А.А.	Новосибирск	162
Сбитнева А.А.	Томск	165
Синицкий Р.Е., Драгунов В.П.	Новосибирск	169
Филиппов В.В., Нос О.В.	Новосибирск	173
Черемискина А.А., Генералов В.М., Кольцово		178
Сафатов А.С.		
Чиркова Н.С., Блохин А.А.	Новосибирск	182

НАУКА. ТЕХНОЛОГИИ. ИННОВАЦИИ
Сборник научных трудов в 9 частях

г. Новосибирск, 30 ноября-04 декабря 2020 г.

Часть 6

Под ред. Гадюкиной А.В.

Подписано в печать 16.12.2020. Формат 60×84/16. Бумага офсетная.

Уч.-изд. л. 11,16. Печ. л. 12. Тираж 100 экз. Заказ № 41

Отпечатано в типографии

Новосибирского государственного технического университета
630073, г. Новосибирск, пр. К. Маркса, 20

