

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



Новосибирск  
2021

Всероссийская научная  
конференция молодых ученых,  
посвященная году науки и технологий в России

# НАУКА ТЕХНОЛОГИИ ИННОВАЦИИ

Сборник  
научных трудов

Часть 6

г. Новосибирск, 06 – 10 декабря 2021 г.

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

---

---

# **НАУКА ТЕХНОЛОГИИ ИННОВАЦИИ**

---

---

**XV Всероссийская научная конференция молодых  
ученых, посвященная Году науки и технологий в России  
г. Новосибирск, 06-10 декабря 2021 г.**

**Сборник научных трудов  
в 10-и частях**

**Часть 6**

НОВОСИБИРСК  
2021

УДК 62(063)  
ББК 72.5я431  
Н34

**Н34 НАУКА. ТЕХНОЛОГИИ. ИННОВАЦИИ:** XV Всероссийская научная конференция молодых ученых, посвященная Году науки и технологий в России (г. Новосибирск, 06-10 декабря 2021 г.) // Сборник научных трудов в 10 ч. / Под ред. Соколовой Д.О. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2021.

ISBN 978-5-7782-4562-4

Часть 6: – 191 с.

ISBN 978-5-7782-4568-6

В сборнике опубликованы материалы научных исследований, представленных на XV Всероссийской научной конференции молодых ученых, посвященной Году науки и технологий в России.

В части 1 сборника представлены материалы по направлению «Информатика, автоматика, вычислительная и измерительная техника». В части 2 сборника представлены материалы по направлению «Информационные технологии математического моделирования и обработки данных». В части 3 сборника представлены материалы по направлению «Технология, оборудование и автоматизация машиностроительных производств. Материаловедение, технологические процессы и аппараты». В части 4 сборника представлены материалы по направлению «Энергетика». В части 5 сборника представлены материалы по направлению «Электротехника, электромеханика и электротехнологии». В части 6 сборника представлены материалы по направлению «Электроника и биомедицинская техника». В части 7 сборника представлены материалы по направлению «Экономика и управление». В частях 8 и 9 сборника представлены материалы по направлению «Гуманитарные науки и современность». В части 10 сборника представлены материалы по направлению «Актуальные проблемы авиаракетостроения».

---

---

## **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

Овчинникова Н.Н. к.э.н., декан ФБ

Стрельцов С.А., к.т.н., доцент, декан РЭФ

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

Тюрин А.Г., к.т.н. доцент, декан МТФ

Русина А.Г., д.т.н. доцент, декан ФЭН

**УДК 62(063)**

**ББК 72.5я431**

**ISBN 978-5-7782-4568-6 (Ч.6)**

© Коллектив авторов, 2021

**ISBN 978-5-7782-4562-4**

© Новосибирский государственный  
технический университет, 2021

**ТРЕХПОРТОВЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ  
ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЭНЕРГИИ В РЕЖИМЕ  
РАБОТЫ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ НАПРЯЖЕНИЯ  
АККУМУЛЯТОРНОЙ БАТАРЕИ С ЗАМКНУТЫМ КОНТУРОМ  
ОБРАТНОЙ СВЯЗИ ПО ВХОДНОМУ ТОКУ**

**В.Н. Авдюшина, А.В. Гейст**

**Новосибирский государственный технический университет,**

**г. Новосибирск, avdyushina.2017@stud.nstu.ru**

**Научный руководитель: Гейст А.В.**

*В рамках данной статьи будет рассмотрен режим преобразования напряжения аккумуляторной батареи при работе на периодически изменяющуюся нагрузку. Предлагается реализовать замкнутую систему управления со стабилизацией по входному току.*

*Within the framework of this article, the mode of converting the battery voltage when working on a periodically changing load will be considered. It is proposed to implement a closed control system with input current stabilization.*

Для обеспечения электроэнергией различных потребителей в настоящее время широко используются трёхпортовые преобразователи электрической энергии, где в качестве одного из независимых источников часто выступает батарея солнечная, обеспечивающая преобразование солнечной энергии в постоянный ток. Однако, не всегда этой энергии достаточно для питания нагрузки, в этом случае в схеме присутствует аккумуляторная батарея, которая за счет запасенной в себе энергии позволяет работать преобразователю при недостатке солнечной энергии, как независимо от батареи солнечной, так и совместно с ней.

Модель трехпортового преобразователя электрической энергии включает элементы, содержащие паразитные параметры, тем самым позволяя более точно отображать процессы, протекающие в реальной схеме.

Данный преобразователь должен осуществлять питание полезной нагрузки в следующих режимах:

1) Режим преобразования напряжения аккумуляторной батареи (ПНАБ).

2) В данном режиме работы солнечная батарея не генерирует мощность, в этом случае питание нагрузки осуществляется только от аккумуляторной батареи;

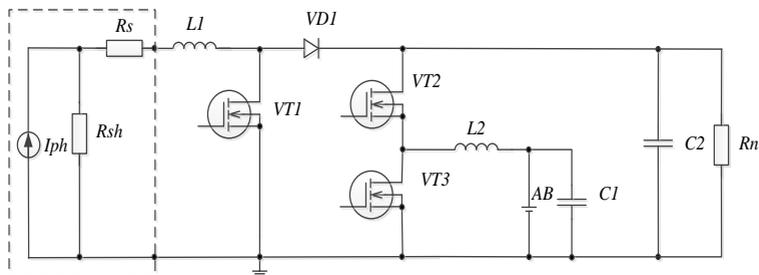


Рис.1 – Модель трехпортового преобразователя электрической энергии:  $I_{ph}$  – источник тока,  $R_{sh}$  – шунтирующее сопротивление,  $R_s$  – последовательное сопротивление;  $L_1$ ,  $L_2$  – катушки индуктивности,  $VD_1$  – диод,  $VT_{1,2,3}$  – транзисторы,  $AB$  – аккумуляторная батарея,  $C_{1,2}$  – входная и выходная емкости,  $R_n$  – сопротивление нагрузки.

### 3) Режим регулирования мощности батареи солнечной (РМБС).

В режиме регулирования мощности батареи солнечной преобразователь представляет собой шунтовой стабилизатор (ШС) на основе топологии повышающего преобразователя напряжения. Шунтовой стабилизатор напряжения при помощи коммутации полупроводниковых ключей обеспечивает согласование уровня напряжения солнечной батареи с напряжением нагрузки космического аппарата;

### 4) Режим стабилизации тока заряда аккумуляторной батареи (СТЗАБ).

Такой режим может быть реализован при величине мощности нагрузки меньше номинальной, когда энергии солнечной батареи хватает на питание нагрузки в полном объеме, а также на заряд аккумуляторной батареи.

В каждом из этих режимов, а также в моменты переключения между ними, преобразователь должен обеспечивать стабильные напряжение на выходе и токи, отбираемые от источников, поэтому предлагается реализовать замкнутую двухконтурную систему управления.

Сигналы с датчиков токов и напряжений будут подаваться в блок системы управления, где в первую очередь определяется режим работы преобразователя, далее происходит сравнение этих сигналов с сигналами задания, и полученный результат поступает на вход пропорционально-интегрального (ПИ) регулятора, на выходе формируются импульсы управления ключами  $F_{y1,2,3}$ .

В данной статье рассмотрим внутренний контур обратной связи по входному току в режиме преобразования напряжения аккумуляторной батареи.

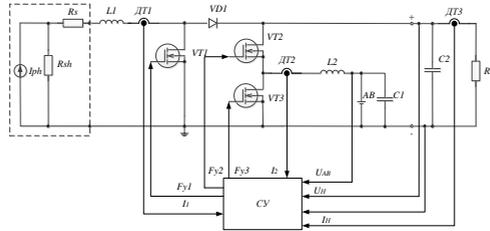


Рис.2 – Схема подключения системы управления трехпортового преобразователя электрической энергии:  $F_{y1,2,3}$  – импульсы управления ключами;  $I_{1,2}$  – токи на выходах солнечной и аккумуляторной батареи;  $U_{AB}$ ,  $U_H$  – напряжение аккумуляторной батареи и напряжение нагрузки;  $I_H$  – ток нагрузки.

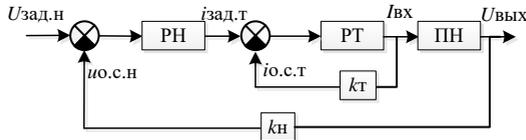


Рис.3 – Схема двухконтурной системы подчиненного регулирования в режиме ПНАБ:  $U_{зад.н}$ ,  $i_{зад.т}$  – напряжения и ток задания;  $i_{о.с.т}$ ,  $i_{о.с.н}$  – обратные связи по входному току и выходному напряжению;  $к_n$ ,  $к_t$  – коэффициенты передачи обратной связи по напряжению и току;  $I_{вх}$ ,  $U_{вых}$  – входной ток и выходное напряжение

Сигналом задания является ток аккумуляторной батареи в статическом режиме работы преобразователя, в качестве регулятора тока выступает ПИ-регулятор, на выходе которого формируется сигнал управления ключом  $VT3$ .

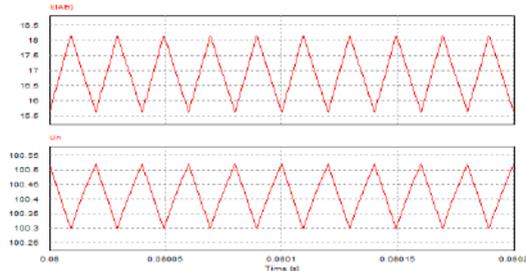


Рис.4 – Входной ток, протекающий через индуктивность  $L_2$  и выходное напряжение при отсутствии импульсной нагрузки с разомкнутой системой управления

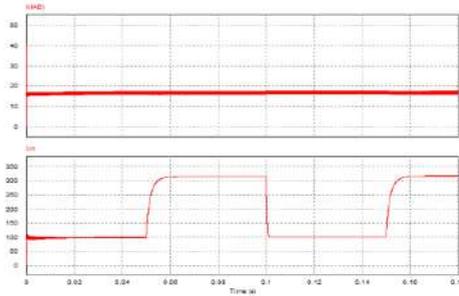


Рис.5 – Входной ток, протекающий через индуктивность L2 и выходное напряжение при включении импульсной нагрузки с замкнутой по току системой управления

При изменении нагрузки, входной ток стабилизируется на заданном значении, но при этом происходит изменение напряжения нагрузки. Переходной процесс проходит без всплесков и достаточно быстро.

Литература:

1. Моин, В.С. Стабилизированные транзитные преобразователи – М.: Энергоатомиздат, 1986. – 376 с.: ил.
2. Востриков А.С., Французова Г.А. Теория автоматического регулирования Учеб. пособие. - Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2003. -364 с.

## КОНДЕНСАТОРНЫЙ DC-DC ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ С УЛУЧШЕННЫМИ МАССОГАБАРИТНЫМИ ПОКАЗАТЕЛЯМИ ДЛЯ УСТРОЙСТВА ЗАПУСКА ТУРБИН АВИАЛАЙНЕРА

**Л.Г. Зотов, И.М. Большаков**

Новосибирский государственный технический университет,  
г. Новосибирск, [ivan\\_bolshakov\\_99@mail.ru](mailto:ivan_bolshakov_99@mail.ru)

Научный руководитель: Зотов Л.Г., д.т.н., доцент

*В работе рассмотрена система запуска турбин авиалайнера, включающая в себя малогабаритный конденсаторный DC-DC преобразователь, номинальной мощностью  $P_V=16$  кВт и с выходным напряжением различной полярности, величиной  $U_{Out}=\pm 135$  В. В качестве первичного источника используется аккумулятор с напряжением, изменяющимся в пределах  $E_1=(16-25)$  В.*

Силовая цепь преобразователя состоит из двух блоков, формирующих напряжения положительной и отрицательной полярности, построенных по многотактной схеме. Каждый блок представляет собой параллельное соединение пяти преобразовательных модулей (ПМ), содержащих соответственно 8 и 9 индуктивно-конденсаторных цепочек (ИКЦ). Стабилизация выходного напряжения реализуется дискретным изменением количества ИКЦ в процессе функционирования преобразователя.

Использование разнополярного выходного напряжения позволяет значительно уменьшить габариты преобразователя благодаря двукратному увеличению частоты его преобразования  $f_{TR}$  за счет снижения установленной мощности полупроводниковых элементов.

*The work presents a system for starting airliner turbines, which includes a small-sized capacitor DC-DC converter rated power  $P_V = 16$  kW and with an output voltage of different polarity, value  $U_{Out} = \pm 135$  V. The primary source is a battery with a voltage varying between  $E_1 = (16-25)$  V.*

*The power circuit of the converter consists of two units forming voltages of positive and negative polarity, built according to a multi-cycle scheme. Each unit is a parallel connection of five converter modules (CM) containing 8 and 9 inductive-capacitor circuits (ICC), respectively. Stabilization of output voltage is realized by discrete change of number of ICCs during converter operation.*

*The use of a multipolar output voltage significantly reduces the size of the converter due to a double increase in the frequency of its conversion  $f_{TR}$  due to a decrease in the installed power of semiconductor elements.*

## **Введение**

В работе рассмотрен малогабаритный разнополярный DC-DC преобразователь в составе системы запуска турбин авиалайнера, питаемый, в отличие от известного технического решения [1], от общего источника положительной полярности  $E_1$ . Существенное улучшение массогабаритных и энергетических показателей по сравнению с DC-DC преобразователем [2] обеспечивается применением многослойных керамических конденсаторов, удельные энергетические показатели которых в 100 раз выше аналогичных показателей реакторов.

## **Принцип работы преобразователя**

На рисунке 1 приведена структурная схема системы запуска турбин авиалайнера.

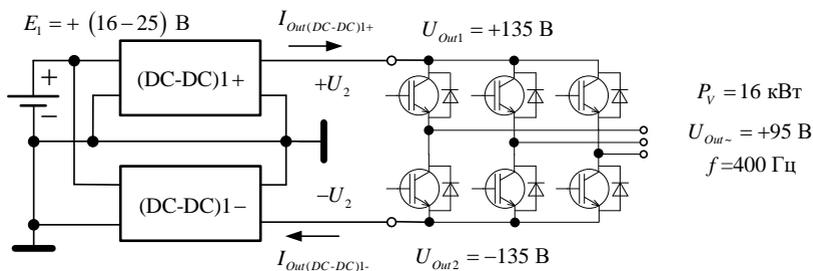


Рис. 1 – Структурная схема системы запуска турбин авиалайнера

Она включает в себя DC-DC преобразователь, состоящий из двух блоков (DC-DC)1+ и (DC-DC)1- с выходными напряжениями  $U_{Out1}=+135$  В и  $U_{Out2}=-135$  В соответственно. Каждый из блоков строится по многотактной схеме, представляющей собой параллельное соединение  $k=5$  идентичных преобразовательных модулей ПМ+ и ПМ- (рисунок 2).

Питание блоков осуществляется от источника постоянного напряжения  $E_1=(16-25)$  В. Нагрузкой преобразователя является инвертор с выходным напряжением  $U_{Out-}=+95$  В и частотой  $f=400$  Гц.

Разделение преобразователя на блоки приводит к двукратному снижению установленной мощности применяемых полупроводниковых элементов (ПЭ), что позволяет повысить частоту преобразования  $f_{TR}$  и улучшить массогабаритные показатели.

Многотактный принцип построения блоков (DC-DC)1± обеспечивает дополнительное повышение частоты преобразования  $f_{TR}$  за счет  $k$ -кратного снижения установленной мощности ПЭ.

ПМ+ и ПМ- содержат соответственно  $N_1=8$  и  $N_2=9$  индуктивно-конденсаторных цепочек (ИКЦ). Благодаря тому, что разряд конденсаторов в (DC-DC)1+ производится через источник  $E_1$ , его коэффициент преобразования равен  $K_{TR}=N_1+1$ ; для блока (DC-DC)1-  $K_{TR}=N_2$  [3].

Принцип работы ПМ± заключается в параллельном заряде конденсаторов  $C_1$  от источника  $E_1$  с их последующим последовательным разрядом на нагрузку.

Стабилизация выходных напряжений преобразователя  $U_{Out1,2}=\pm 135$  при изменении напряжения источника в диапазоне  $E_1=(16-25)$  В осуществляется дискретным регулированием числа цепочек в ПМ+ с 8 до 5, а в ПМ- с 9 до 6, реализуемым поочередным снятием управления зарядных и разрядных ключей  $VT_{2,i}$ ,  $VT_{3,i}$  в ПМ+ и  $VT_{1,i}$ ,  $VT_{2,i}$  в ПМ- [3].

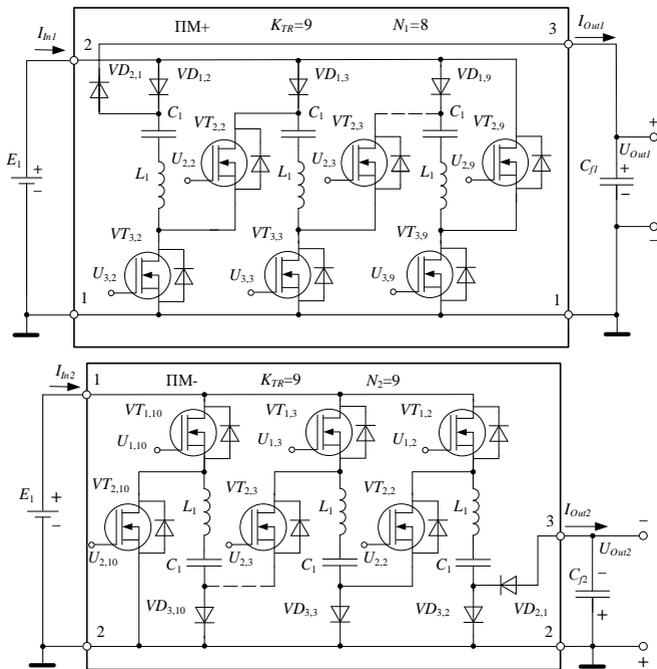


Рис. 2. Принципиальные схемы ПМ+ и ПМ-

### Расчет параметров реактивных элементов

Параметры реактивных элементов силовой цепи ПМ± определяются с помощью следующих выражений:

$$C_1 = \frac{P_V}{2 \cdot k_1 \cdot f_{TR} \cdot E_1^2 \cdot (N_1 + 1) \cdot \delta_{C1}} = \frac{P_V}{2 \cdot k_2 \cdot f_{TR} \cdot E_1^2 \cdot N_2 \cdot \delta_{C1}}, \quad (1)$$

$$C_{f1} = \frac{\alpha}{k_1} \cdot \frac{C_1}{N_1}, \quad C_{f2} = \frac{\alpha}{k_2} \cdot \frac{C_1}{N_2}, \quad L_1 = \frac{1 + \sqrt{1 - (2 \cdot \pi \cdot f_{TR} \cdot C_1 \cdot R_1)^2}}{8 \cdot \pi^2 \cdot f_{TR}^2 \cdot C_1},$$

где  $P_V = 16$  кВт – номинальная выходная мощность системы;  $k_1, k_2$  – количество модулей в преобразователях (DC-DC)1±;  $\delta_{C1} = \Delta U_{C1} / E_1$  – коэффициент пульсации напряжения на конденсаторах  $C_1$ ;  $R_1$  – эквивалентное сопротивление зарядного и разрядного контуров ПМ±;  $\alpha = 3$  – для  $k=1$  и четных  $k$ ,  $\alpha = 1.5$  – для нечетных  $k > 1$  [1].

## Оценка энергетических и габаритных показателей преобразователя

В исследуемом преобразователе применены конденсаторы К10-82, К10-84 емкостью 1 мкФ, 3.3 мкФ, 4.7 мкФ и 10 мкФ с максимальными напряжениями  $U_{Cmax}=50$  В и  $U_{Cmax}=100$  В и дроссели с индуктивностью 32 нГн и максимальным током  $I_{Lmax}=65$  А.

Суммарный объем реактивных элементов пропорционален накапливаемой в них максимальной энергии:

$$V_{\Sigma(L,C)} = k_{VC1} \cdot \epsilon_{\Sigma C1} + k_{VC2} \cdot (\epsilon_{C1} + \epsilon_{C2}) + k_{VL} \cdot \epsilon_{L1}, \quad (2)$$

где  $k_{VC}$ ,  $k_{VL}$ , – удельные энергетические показатели конденсатора и дросселя. Суммарный объем элементов равен  $V_{\Sigma(L,C)}=107.09$  [см<sup>3</sup>].

Объем радиатора при величине КПД  $\eta=0.93$  составляет  $V_p=3612.9$  [см<sup>3</sup>]. Отсюда следует вывод, что объем преобразователя в основном определяется объемом радиатора.

### Заключение

В работе представлен способ построения DC-DC преобразователя, обладающего следующими достоинствами:

1 величина установленной мощности полупроводниковых элементов преобразователя снижена в два раза за счет разделения его силовой цепи на блоки (DC-DC)1+ и (DC-DC)1-. Это позволяет повысить частоту преобразования  $f_{TR}$  и улучшить массогабаритные показатели преобразователя в два раза;

2 в предложенном варианте построения исправлен главный недостаток инвертирующего DC-DC преобразователя [1] – исключен первичный источник отрицательной полярности.

### Литература

1. Flying apparatus DC–DC starter-generator converter based on switching capacitor structures / L.G. Zotov, V.P. Razinkin, M.A. Zharkov, V.V. Atuchin // Electrical Engineering. – 2020. – Vol 102. – pp. 643–650.

2. Комбинированный преобразователь постоянного тока для стартер-генератора вспомогательной силовой установки летательного аппарата / Л.Г. Зотов, Г.С. Зиновьев, С.А. Харитонов, М.А. Жарков // Электропитание. – 2018. – №3. – С. 15–24.

3. Заявка Н02 М 3/07 Российская Федерация. Инвертирующий преобразователь постоянного напряжения / Л.Г. Зотов. – №2020139401/07; заявл. 30.11.2021.

# РАСЧЕТ ДВУХКОНТУРНОЙ САР ТРЕХФАЗНОГО ИНВЕРТОРА НАПРЯЖЕНИЯ МЕТОДОМ РАЗДЕЛЕНИЯ ДВИЖЕНИЙ

О.А. Вавилов, Д.В. Коробков

Новосибирский государственный технический университет,  
г. Новосибирск, [vavilov.oleg.rp462@gmail.com](mailto:vavilov.oleg.rp462@gmail.com)

*В данной работе рассматривается решение задачи расчета двухконтурной системы автоматического регулирования для трехфазного инвертора с помощью метода разделения движений и проводится проверка полученного результата с помощью математического и имитационного моделирования в Matlab-Simulink.*

*In this paper, the motion separation method is used for calculating a double-loop automatic control system for a three-phase inverter. Obtained results are verified using mathematical and simulation modeling in Matlab-Simulink software.*

Используемый в данной работе метод разделения движений базируется на формировании разнотемповых процессов в системе управления, с обеспечением устойчивости быстрых процессов за счет выбора параметров регулятора, тогда как получение желаемых показателей качества переходных процессов по выходу обеспечиваются за счет формирования медленных процессов в соответствии с эталонным уравнением [1].

В качестве исследуемой схемы в данной работе выбран трехфазный инвертор напряжения (ИН) с Г-образным LC-фильтром, работающий с нагрузками различного типа [2]. В виде системы управления используется двухконтурная система автоматического регулирования (САР) с внутренним контуром регулирования по току индуктивности фильтра (выходному току инвертора) и внешним контуром по фазному напряжению нагрузки. Сигнал с САР подается на скалярную ШИМ. Структурная схема представлена на рисунке 1.

Для синтеза САР используется метод разделения движений [3]. В соответствии с данной методикой, в качестве ПИ-регулятора для управления током  $I_L$  применяется следящий ПИ-регулятор, уравнение и передаточная функция которого имеют вид, представленный формулами (1) и (2).

$$\mu_1 \dot{u} = k_1 \left[ T_1^{-1} e_1 + \dot{e}_1 \right] \quad (1)$$

где  $e_1$  - ошибка регулирования по току.

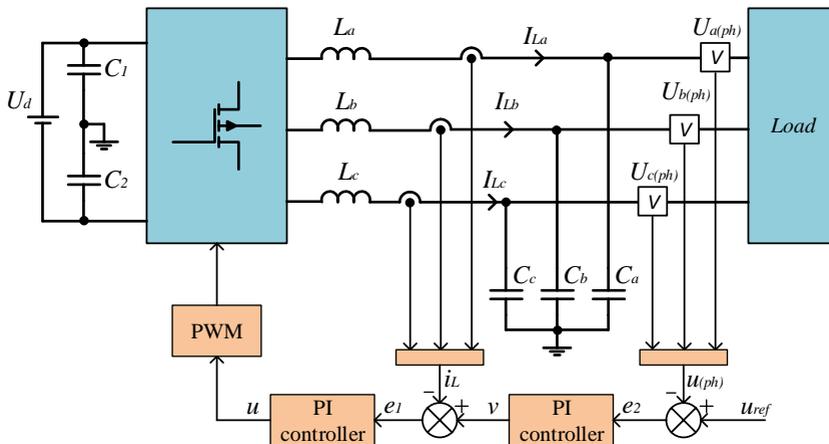


Рис. 1 – Структурная схема ИН с двухконтурной САР

$$W_{PI}(s) = k_1 \frac{s + T_1^{-1}}{\mu_1 s} \quad (2)$$

По аналогии, уравнение следящего ПИ-регулятора для напряжения:

$$\mu_2 \dot{v} = k_2 \left[ T_2^{-1} e_2 + \dot{e}_2 \right] \quad (3)$$

где  $e_2$  - ошибка регулирования по напряжению.

Коэффициенты регуляторов рассчитываются через параметры схемы с помощью выражений (4)-(9).

$$k_1 = L_1 / E \quad (4)$$

$$\mu_1 = 1 / (4 \cdot f_s) \quad (5)$$

$$T_1 = \mu_1 \cdot \eta \quad (6)$$

$$k_2 = C \quad (7)$$

$$\mu_2 = T_1 \quad (8)$$

$$T_2 = \mu_2 \cdot \eta \quad (9)$$

Здесь  $\mu_1, \mu_2$  – постоянные времени подсистем быстрых движений;  $T_1, T_2$  – постоянные времени подсистем медленных движений;  $\eta$  – степень разделения темпов быстрых и медленных движений, выбранная равной 5.

Расчет регуляторов и моделирование выполняются для инвертора с активно-индуктивной нагрузкой, работающего в авиационной системе генерирования переменного тока с постоянной частотой 400 Гц, исходные данные для расчета представлены в таблице 1.

**Таблица 1 – Параметры силовой части схемы**

<i>Нагрузка</i>		<i>Фильтр</i>		<i>Инвертор</i>	
$S_H, \text{ВА}$	1000	$L_\Phi, \text{мкГн}$	400	$f_k, \text{кГц}$	100
$U_H, \text{В}$	115	$C_\Phi, \text{мкФ}$	5	$U_d, \text{В}$	420
$f_H, \text{Гц}$	400				
$\cos(\varphi)$	0,8				

Математическое и имитационное моделирование проводилось с использованием ПО Matlab-Simulink. Математическое моделирование позволило оценить качество напряжения нагрузки как в установившемся, так и в динамических режимах, и откорректировать коэффициенты регуляторов. Наиболее высокое качество выходного напряжения, с отклонением величины первой гармоники на 1% от заданного значения и коэффициентом гармоник около 0,15%, было получено при использовании коэффициентов регуляторов, рассчитанных согласно выражениям (4)-(9). При этом при переходных процессах с отклонением мощности нагрузки или напряжения питания на  $\pm 90\%$  колебания напряжения составляют не более 10% процентов от установившегося значения со временем переходного процесса не более 0,3 мс.

В ходе работы ПИ-регулятор в контуре тока был модифицирован и приведен к виду, представленному выражением (10).

$$W_{PI}(s) = k_1 \frac{s + T_1^{-1}}{\mu_1^2 s^2 + 2 \cdot \mu_1 s} \quad (10)$$

Добавление фильтра первого порядка позволило улучшить поведение регулятора, уменьшив пульсации модулирующего сигнала, поступающего на вход ШИМ.

Имитационное моделирование проводилось на MOSFET транзисторах с введением «мертвого времени», принятого равным 300 нс. На данном этапе проверялось соответствие рабочих характеристик преобразователя требованиям ГОСТ 54073-2017 при работе на симметричную и несимметричную RL-нагрузку в установившемся режиме, а также поведение системы во время переходных процессов [4]. Сравнение полученных результатов и требований ГОСТ приведено в таблице 2.

**Таблица 2 – Требования ГОСТ на нормы качества электроэнергии**

Параметр	Требования ГОСТ	Результат моделирования
<i>Симметричная нагрузка, уст. режим</i>		
Фазное напряжение, В	108-118	113,2
Сдвиг фазных напряжений, °	116-124	118.6
Максимально допустимый коэффициент искажения	0,05	0,0017
Частота, Гц	380÷420	400
<i>Несимметричная нагрузка, уст. режим</i>		
Максимально допустимый небаланс напряжений, В	3	1,1-1,5
Максимально допустимый коэффициент искажения	0,08	0,0017
<i>Симметричная нагрузка, переходные характеристики</i>		
Пик напряжения, В	234	178.5
Действующее напряжение, В	108-118	116
Частота, Гц	350-450	400
<i>Нелинейная нагрузка, уст. режим</i>		
Фазное напряжение, В	108-118	116
Максимально допустимый коэффициент искажения	0,08	0,0021
Составляющая напряжения постоянного тока, В	от -0,1 до 0,1	0,015

При этом спектр искажения выходного напряжения также удовлетворяет требованиям ГОСТ во всем диапазоне частот, амплитуда всех высших гармоник спектра не превышает 0,022% от фундаментальной, т.е. 0,035 В.

Таким образом, можно заключить что спроектированная двухконтурная САР позволяет осуществлять управление схемой, соответствующее всем требованиям ГОСТ для авиационных систем

генерирования переменного тока с постоянной частотой 400 Гц, при симметричной, несимметричной и нелинейной нагрузках.

Литература:

1. Юркевич В.Д. Многоканальные системы управления. Синтез линейных систем с разнотемповыми процессами: учеб. пособие / В.Д. Юркевич. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2016. – 183 с.
2. Вавилов О.А., Коробков Д.В. Разработка математической модели высокочастотного инвертора напряжения и исследование режимов работы // НАУКА. ТЕХНОЛОГИИ. ИННОВАЦИИ: сб. науч. тр. в 9 ч. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2020. – Часть 6. – с.7-11.
3. Панкратов В.В. Избранные разделы теории автоматического управления: учеб. пособие / В.В. Панкратов, О.В. Нос, Е.А. Зима. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2011. – 223 с.
4. ГОСТ Р 54073-2017. Системы электроснабжения самолетов и вертолетов. Общие требования и нормы качества электроэнергии. – Введ. 2018-06-01. – М.: Стандартинформ, 2018. – 39 с.

## **ПОВЫШАЮЩИЙ РЕГУЛЯТОР ПЕРЕМЕННОГО НАПРЯЖЕНИЯ С ПОФАЗНЫМИ КОММУТАТОРАМИ**

**А.В. Гаврилов, А.В. Удовиченко**

**Новосибирский государственный технический университет  
г. Новосибирск, [agavrilov1999@mail.ru](mailto:agavrilov1999@mail.ru)**

*Необходимость в регулировании, стабилизации и улучшении качества переменного напряжения актуальна для всей сети переменного тока, что требует создания соответствующих преобразователей силовой электроники, в том числе регуляторов переменного напряжения. В данной работе представлен анализ работы повышающего регулятора переменного напряжения (ППН) с пофазными коммутаторами в программе PSIM, а также собран и промоделирован макет данного регулятора на основе реальных компонентов.*

*The need to regulate, stabilize and improve the quality of AC voltage is relevant for the entire AC network, which requires the creation of appropriate converters for power electronics, including AC voltage regulators. This paper presents an analysis of the operation of an AC voltage step-up regulator with phase-to-phase switches in the PSIM program, as well as assembled and simulated a layout of this regulator based on real components.*

В настоящее время известные типовые устройства плавного пуска асинхронных двигателей, содержащие встречно-параллельные тиристоры в каждой фазе, имеют две принципиальные особенности. Во-первых, пониженные энергетические показатели во время пуска, что связано с несинусоидальностью форм выходных напряжений и выходных и входных токов. Во-вторых, ограниченным сверху единицей коэффициентом преобразования по напряжению, что не позволяет сохранить номинальное напряжение на выходе регулятора при снижении входного напряжения. Для решения указанных проблем необходимо наличие эффективных регуляторов переменного напряжения [1].

Транзисторный регулятор переменного напряжения с пофазными коммутаторами (рис. 1) структурно состоит из следующих блоков: синусоидального напряжения ( $U_1$ ), балластные реактивные элементы ( $L_1$ ,  $C_1$ ), ключи ( $S_1$ ,  $S_2$ ), состоящие из включено встречно-параллельно IGBT-транзисторов, демпфирующего резистора ( $R_2$ ), демпфирующего конденсатора ( $C_2$ ), активно-индуктивная нагрузка ( $L_2$ ,  $R_2$ ). При коммутировании ключей реакторной и конденсаторной ветви, можно добиться улучшения регулирования напряжения на нагрузке, при высоких показателях качества электроэнергии на малых и средних показателях [2].

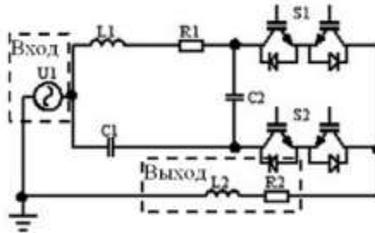


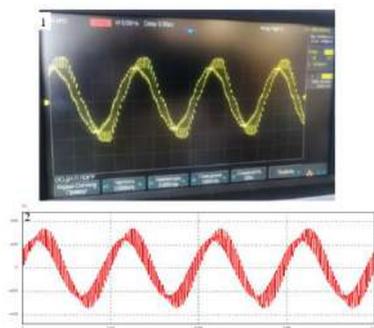
Рис. 1 - Регулятор переменного напряжения с пофазными коммутаторами

Была создана модель данного РПН на реальных компонентах. В результате были получены следующие осциллограммы и произведено сравнение с моделированием в программе *PSIM* (рис. 2 и рис. 3). Сравнение показало, что модель собрана правильно и работает нужным образом.

Анализ качества выходного напряжения и тока производился по регулировочной характеристике и по зависимости коэффициента гармоник выходного тока от глубины модуляции (рис. 4).

Рабочий диапазон регулирования относительного выходного напряжения лежит в рамках от 0.9 до 1.2. Улучшение качества формы

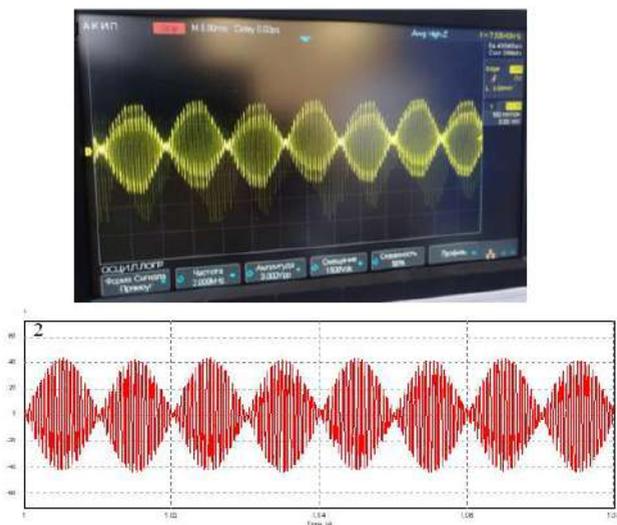
выходного тока наблюдается на границах глубины модуляции. Объяснением пика в зависимости коэффициента гармоник от глубины модуляции может служить скважность импульсов управления, ведущая к наибольшим пульсациям и появлению более значительных субгармоник в спектре тока нагрузки.



1 – осциллограмма на макете;

2 – график в ПО *PSIM*

Рис. 2 – Напряжение на нагрузке



1 – осциллограмма на макете

2 – график в ПО *PSIM*

Рис. 3 – Напряжение на катушке

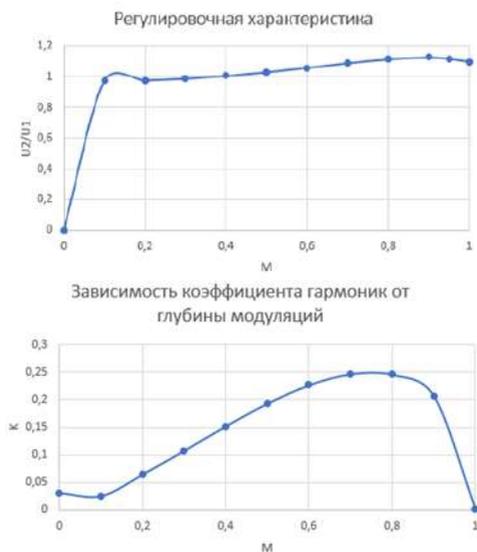


Рис. 4 - График регулировочной характеристики и зависимость коэффициента гармоник выходного тока от глубины модуляции

Предложен новый повышающий РПН с пофазными коммутаторами, который можно использовать в качестве стабилизатора и устройства улучшения качества электроэнергии, при этом позволяющего повышать, понижать и стабилизировать напряжение на нагрузке, при этом входной и выходной токи остаются практически синусоидальными.

#### Литература:

1. Зиновьев Г.С. Основы силовой электроники / Г.С. Зиновьев. – 5 изд. – Новосибирск: НГТУ, 2012. – 667 с.
2. Зиновьев, Г.С. Повышающие широтно-импульсные регуляторы переменного напряжения / Г.С. Зиновьев, А.Е. Обухов // Научный вестник НГТУ. – 1997. – №3. – С. 111-120.
3. Power Electronics in Smart Electrical Energy Networks / R. Strzelecki, G. Benysek, G. S. Zinoviev et al. – London : Springer, 2008. – 414 p.

## АДАПТИВНАЯ СТАРТЕР-ГЕНЕРАТОРНАЯ СИСТЕМА

**Е.А. Косых, А.В. Удовиченко**

**Новосибирский государственный технический университет,**

**г. Новосибирск, [evkosykh97@gmail.com](mailto:evkosykh97@gmail.com)**

**Научный руководитель: Харитонов С.А., д-р техн. наук, профессор**

**А.О. Ефремов**

**ООО «Экспериментальная мастерская НаукаСофт»**

**г. Москва, [aefremov@naukasoft.ru](mailto:aefremov@naukasoft.ru)**

**Научный руководитель: Халютин С.П., д-р техн. наук, профессор**

*Рассмотрена стартер-генераторная система, содержащая непосредственный преобразователь частоты (циклоконвертор) с естественной коммутацией, инверторы напряжения и преобразователь постоянного напряжения. Соединенные специальным образом преобразователи обеспечивают адаптацию системы к различным режимам.*

*A starter-generator system containing a cycloconverter with natural commutation, voltage inverters and a DC voltage converter is considered. Specially connected converters ensure system adaptation to different modes.*

Рассматриваемое устройство может быть использовано при построении стартер-генераторных систем для летательных аппаратов, дизель – генераторов и ветро-генераторов с переменной частотой вращения вала генератора, системы электроснабжения речных и морских судов, а также наземные транспортные средства различного назначения, в которых для достижения высокого качества генерируемой электрической энергии применяются статические преобразователи электрической энергии.

Как правило, это первичные системы электроснабжения (СЭС) с генерируемой мощностью сотни и тысячи киловатт с большой перегрузочной способностью и с высокими токами короткого замыкания. В таких СЭС перспективным представляется применение непосредственных преобразователей частоты с естественной коммутацией. Тиристоры с неполным управлением, используемые в этом типе преобразователя в качестве силовых ключей, обладают большой переключаемой мощностью и имеют большую перегрузочную способность. Сочетание в системе электроснабжения такой схемы преобразователя частоты с синхронным генератором, с возбуждением от постоянных магнитов, позволяет создавать мощные каналы генерирования электрической энергии переменного тока стабильной частоты со значительной перегрузочной способностью и возможностью

генерирования больших токов короткого замыкания. При этом следует отметить, что мощность стартерного запуска первичного двигателя в ряде применений не превышает 20% процентов от максимальной мощности в режиме генерирования.

При построении СЭС для автономных объектов важным является совмещение функций режима стартерного запуска первичного двигателя и режима генерирования электрической энергии в одном агрегате.

Совмещённая стартер-генераторная система (СГС) позволяет повысить надёжность, а также улучшить массогабаритные показатели автономных объектов в целом за счёт отказа от большого числа быстро изнашиваемых частей оборудования автономных объектов. Такой уровень интеграции систем генерирования и электростартерного запуска позволяет наделить систему электроснабжения функциями адаптивных систем, появляются свойства так называемых «умных» электрических сетей («Smart Grid») [1].

Схема предлагаемой стартер-генераторной системы [2] с описанием её элементов приведена на рис.1.

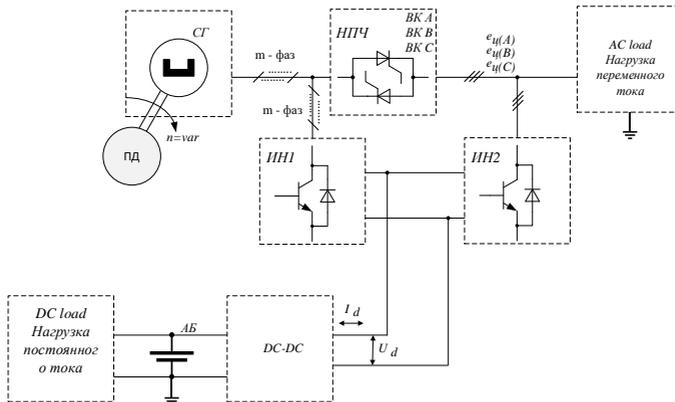


Рис.1 – схема стартер-генераторной системы, которая включает синхронный генератор с возбуждением от постоянных магнитов (СГ), статический двунаправленный полупроводниковый преобразователь частоты с естественной коммутацией на базе непосредственного преобразователя частоты (НПЧ), трехфазный двунаправленный инвертор напряжения (ИН2), m-фазный двунаправленный инвертор напряжения (ИН1), двунаправленный DC-DC преобразователь, аккумуляторную батарею (АБ), нагрузку постоянного тока, нагрузку переменного тока

Предлагаемая система функционирует следующим образом. Существует два основных (штатных) режима функционирования: 1) режим электростартерного запуска первичного двигателя (ПД) с помощью синхронного генератора, переведённого в двигательный режим; 2) режим генерирования электрической энергии. В этом режиме нагрузка переменного тока получает электрическую энергию от синхронного генератора, предварительно преобразованную до необходимых качественных показателей, с помощью непосредственного преобразователя частоты.

Электростартерный запуск синхронного генератора в предложенной стартер-генераторной системе осуществляется от источника постоянного или переменного тока. В первом варианте электростартерного запуска электроэнергия отбирается от АБ через двунаправленный DC-DC преобразователь и  $m$ -фазный инвертор напряжения, который формирует  $m$ -фазное выходное напряжение, переменное по величине и частоте, таким образом, чтобы синхронный генератор работал в режиме электродвигателя. Электроэнергия поступает на якорную обмотку стартера, функцию которого выполняет СГ. При этом двунаправленный DC-DC преобразователь формирует постоянное напряжение  $U_d$  и ток  $I_d$ , требуемого для электростартерного запуска уровня.

Исключение из контура электростартерного запуска непосредственного преобразователя частоты с естественной коммутацией позволяет уменьшить электрические потери, т.о. повышается КПД режима электростартерного запуска по сравнению с аналогичным режимом, реализованном в прототипе. Это позволяет уменьшить энергоёмкость АБ или увеличить количество попыток электростартерного запуска, что либо уменьшает массу и габариты СГС, либо повышает надёжность электростартерного запуска первичного двигателя.

В случае электростартерного запуска от источника переменного тока, используется специальный источник трёхфазного переменного тока, который не входит в состав автономного объекта. Этот источник подключается к клеммам непосредственного преобразователя частоты с естественной коммутацией, работающий в обращённом режиме и выполняющий функцию частотного регулирования синхронного генератора, переведённого в двигательный режим работы.

После запуска двигателя стартер-генератор автоматически переключается в генераторный режим и работает как источник электроэнергии автономного объекта. Непосредственный преобразователь частоты с естественной коммутацией выполняет функцию стабилизации выходного напряжения по амплитуде и частоте

для потребителей переменного тока автономного объекта.

В режиме генерирования  $m$ -фазный двунаправленный инвертор напряжения и двунаправленный DC-DC преобразователь работают параллельно с бортовой электросетью постоянного тока, например, 27 В, и осуществляют заряд аккумуляторной бортовой батареи до требуемого уровня напряжения. В случае отказа аккумуляторной батареи обеспечивается электропитание нагрузок постоянного тока. В этом случае трехфазный двунаправленный инвертор напряжения выполняет функцию активного выпрямителя.

Адаптационный характер стартер-генераторной системы, повышающий надежность обеспечения режимов генерирования и электростартерного запуска, определяется тем, что в нештатных ситуациях, т.е. при отказе некоторых устройств СГС электроснабжение нагрузок переменного и постоянного тока сохраняется за счёт перенаправления потоков энергии.

Так, например, в случае отказа непосредственного преобразователя частоты, электропитание нагрузок переменного тока осуществляется с помощью трехфазного и  $m$ -фазного двунаправленных инверторов напряжения. Источником электроэнергии является синхронный генератор. При этом трехфазный двунаправленный инвертор работает в режиме инвертирования, а  $m$ -фазный в режиме активного выпрямления.

### **Заключение статьи**

Таким образом, включение в состав стартер-генераторной системы непосредственного преобразователя частоты с естественной коммутацией и двух двунаправленных инверторов напряжениям с двунаправленным DC-DC преобразователем позволяет расширить функциональные возможности и надежность стартер-генераторных систем для автономных объектов. Это придает им адаптивный характер за счет обеспечения генерации переменного тока постоянной частоты и постоянного тока, при переменной частоте вращения вала синхронного генератора, и осуществления электростартерного запуска, как от сети постоянного, так и переменного тока.

### **Литература:**

1. Электрический самолёт: от идеи до реализации. Монография/ А.В. Лёвин, И.И. Алексеев, С.А. Харитонов, Л.К. Ковалёв// М.: Машиностроение, 2010. – 288с. с табл. и ил.
2. Патент 2758793, МПК Н02М 11/00 Российская Федерация. Адаптивная стартер-генераторная система / Р.Ю. Сараханова, С.А. Харитонов, А.С. Харитонов, С.В. Воробьева, А.В. Сапсалева – № 2021108233. заявл. 01.11.21. Бюл.31, - 9 с.: ил.

## РАЗРАБОТКА ПЛАТЫ ПОДЗАРЯДА ФИЛЬТРОВОГО КОНДЕНСАТОРА ВЫСОКОЙ ЕМКОСТИ

П.Д. Золотов

Новосибирский государственный технический университет,  
г. Новосибирск, wert.inkognit2015@yandex.ru

Научный руководитель: А.В. Удовиченко, к.т.н., доцент

*В работе представлен один из способов снизить бросок тока при старте работы схемы высокого напряжения, имеющей фильтровые конденсаторы. Приведено их сравнение на основе математического и имитационного моделирования, а также результаты работы в реальной схеме.*

*In this paper, one of the ways to reduce the current inrush at the start of the high-voltage circuit with filter capacitors. Their comparison on the basis of mathematical and simulation modeling, as well as the results of work in the real circuit is given.*

В момент подачи напряжения из-за отсутствия насыщения емкостного элемента, напряжение на емкости равно нулю. Сила тока, напротив, достигает максимального значения в связи с тем, что отсутствие зарядов на обкладках не производит никакого дополнительного сопротивления движению заряженных частиц основного потока. Но, по мере протекания электрического тока, происходит насыщение конденсатора, что увеличивает его сопротивление в цепи, снижает величину тока до установившегося предела [9]. Зачастую разработчики электронных приборов игнорируют этап подзарядки сглаживающего конденсатора, что приводит к проблеме высоких токов при включении схемы. В основном это связано с тем, что ключи схемы рассчитываются с учетом коэффициентом запасом по току и напряжению, также диоды и транзисторы способны выдерживать импульсный ток в несколько раз выше среднего. Но стоит отметить, что высокие токи приводят к ухудшению физических свойств конденсаторов и разрушению различных элементов в схеме, что рано или поздно приведет к выходу из строя электрооборудования [1]. Для решение данной проблемы предлагается использование палаты подзаряда фильтровых конденсаторов (см. Рис.1).



На рисунке 2 ток на выходе в начале работы платы подзаряда ток на выходе является относительно большой величины. Однако это компенсируется малым коэффициентом заполнения импульса током.

Плата заряда фильтровых емкостей доводит напряжение на конденсаторе до необходимого уровня, для безопасного старта основной схемы, гальваническая развязка и подключенный выходной диод обеспечивают отвязку платы от основной схемы.

Литература:

1. Новиков П., Гриднев Н., Плавный заряд емкости: что выбрать? //Силовая электроника. – 2012. – Т. 2. – №. 35. – С. 30-32.
2. Бут Д.А., Алиевский Б.Л., Мизюрин С.Р., Васюкевич П.В. Накопители энергии. М.: Энергоатомиздат, 1991. 400 с.

## **ВЛИЯНИЕ ПАРАЗИТНЫХ ЭФФЕКТОВ НА РАБОТУ ВЫСОКОЧАСТОТНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЭНЕРГИИ**

**В.А. Костров, Т.Е. Михайлова, Д.А. Штейн**  
**Новосибирский государственный технический университет,**  
**г. Новосибирск, kostrov.2021@stud.nstu.ru**  
**Научный руководитель: Горбунов Р.Л., к.т.н., доцент**

*В данной статье рассмотрены основные паразитные эффекты, возникающие в высокочастотных преобразователях электрической энергии и их влияние на качество электромагнитных процессов.*

*This paper discusses the main parasitic effects that occur in high-frequency converters of electrical energy and their influence on the quality of electromagnetic processes.*

Основной тенденцией современной силовой электроники является увеличение частоты коммутации силовых ключей в преобразователях электрической энергии, что позволяет уменьшить требуемые величины реактивных элементов входных и выходных фильтров, а значит и массогабаритные параметры всего устройства. Однако увеличение частоты коммутации приводит к увеличению влияния паразитных эффектов на работу преобразователя, которые приводят к ухудшению качества электромагнитных процессов и, соответственно, производимой электрической энергии.

1. Паразитная индуктивность проводников

Из-за наличия паразитной индуктивности проводников при увеличении частоты коммутации, возникают перенапряжения на элементах схемы. Согласно формуле (1) ( $\Delta U$  – перенапряжение,  $R$  – паразитное сопротивление проводника,  $i$  – ток, протекающий по проводнику,  $L$  – паразитная индуктивность проводника) величина перенапряжения прямо пропорциональна индуктивности и скорости изменения тока в проводнике, а значит и частоте коммутации.

$$\Delta U = R \cdot i + L \frac{di}{dt} \quad (1)$$

Такие перенапряжения могут стать губительными для полупроводниковых приборов, а также негативно влияют на энергетические характеристики. Для уменьшения перенапряжения необходимо уменьшить величину паразитной индуктивности проводника, которая определяется в соответствии с формулой (2) ( $H$  – толщина проводника,  $W$  – ширина проводника,  $l$  – длина проводника) [1]:

$$L = 4 \cdot l \cdot \left[ \ln \left( \frac{2 \cdot l}{H + W} \right) + 0,224 \cdot \frac{H + W}{l} + 0,5 \right] \quad (2)$$

На рисунке 1 показаны паразитные и геометрические параметры проводника.

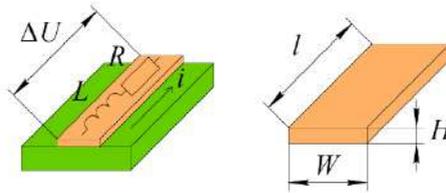


Рис.1 – Параметры проводника

Очевидно, что величина паразитной индуктивности зависит от геометрических размеров проводника – для уменьшения величины индуктивности необходимо увеличить толщину или ширину проводника.

## 2. Скин-эффект

При существенном увеличении частоты тока в проводнике начинает проявляться скин-эффект, который заключается в увеличении общего

активного сопротивления, что приводит к увеличению тепловых потерь. Толщина скин-слоя определяется формулой (3) ( $c$  – скорость света,  $\varepsilon_0$  – электрическая постоянная,  $\rho$  – удельное сопротивление,  $\mu_m$  – относительная магнитная проницаемость,  $f$  – частота) [2]:

$$\delta = c \cdot \sqrt{\frac{\rho \cdot \varepsilon_0}{\pi \cdot f \cdot \mu_m}} \quad (3)$$

Для уменьшения потерь в скин-слое необходимо уменьшать его сопротивление за счет увеличения площади проводника. Стоит отметить, что потери в проводниках также происходят при переходе между слоями с использованием переходных отверстий. Для уменьшения потерь при переходе между слоями необходимо добавлять большое количество переходных отверстий небольшого диаметра.

### 3. ESR и ESL конденсаторов

Для обеспечения требуемого качества производимой преобразователями электрической энергии, используются фильтры на основе конденсаторов. Наличие в конденсаторах эквивалентной последовательной индуктивности (*ESL*) и эквивалентного последовательного сопротивления (*ESR*) ухудшает их фильтрующие свойства и создает дополнительные пульсации напряжения [3]. Кроме того, наличие *ESR* при протекании больших высокочастотных токов приводит к рассеиванию энергии и нагреву конденсаторов. На рисунке 2 представлены диаграммы напряжения идеального и реального конденсатора с емкостью 33 мкФ, *ESR* 33 мОм и *ESL* 2,5 нГн при частоте коммутации 2,5 МГц.

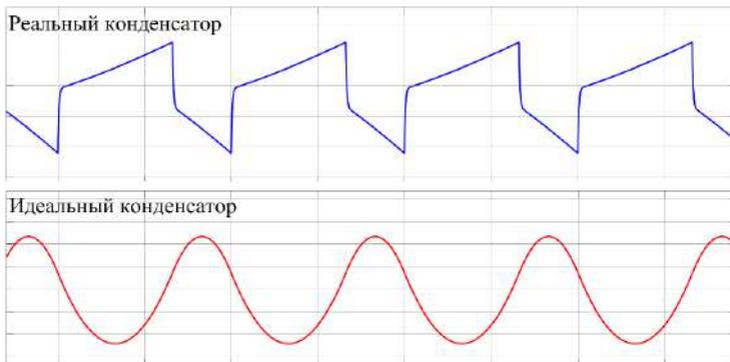


Рис. 2 – Диаграммы напряжений реального и идеального конденсатора

Из рисунка 2 видно, что наличие паразитных параметров приводит к увеличению величины пульсаций. Для уменьшения  $ESR$  и  $ESL$  необходимо использовать наборные конденсаторные фильтры, как представлено на рисунке 3. Использование такого набора конденсаторов позволяет значительно уменьшить  $ESR$  и  $ESL$ , следовательно, снизить величину пульсаций напряжения на высоких частотах при сохранении необходимой емкости.

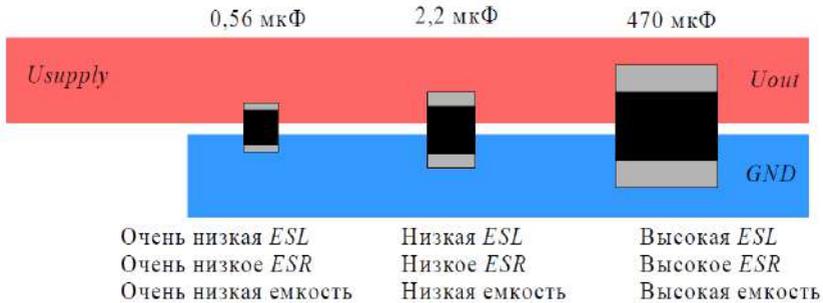


Рис.3 – Уменьшение паразитных параметров конденсаторного фильтра

В работе рассмотрены основные паразитные эффекты, возникающие в высокочастотных преобразователях электрической энергии. Результат влияния перечисленных эффектов можно выявить при макетировании, но определить какой конкретный эффект ухудшает работу преобразователя сложно. Физическая суть эффектов понятна, но из-за сложности математического описания, их влияния можно отследить только с помощью имитационного моделирования. Моделирование позволяет отследить недостатки разработки топологии на ранних этапах цикла проектирования, сократить количество итераций перепроектирования, ускорить время разработки и снизить стоимость конечного продукта.

#### Литература:

1. Свитенко В.Н. Конструирование и микроминиатюризация РЭА с применением АРМ: Учеб. пособие – Харьков: ХПИ, 1986. – 88 с.
2. Матвеев А.Н. Электричество и магнетизм – М.: Высшая школа, 1983. – 463 с.
3. Since H.J.H., Sijher T.S., Deh Jiun Kai D.J. The impact of capacitors selection and placement to the ESL and ESR // 2005 International Symposium on Electronics Materials and Packaging, EMAP2005, Tokyo, Japan, 11 – 14 dec. 2005. Conference proceedings. – Tokyo, 2005. – P. 258 – 261. – doi:10.1109/emap.2005.1598272.

## ПОВЫШАЮЩИЙ РЕГУЛЯТОР ПЕРЕМЕННОГО НАПРЯЖЕНИЯ С ГАЛЬВАНИЧЕСКОЙ РАЗВЯЗКОЙ

А.Д. Кострыкина

Новосибирский государственный технический университет,  
г. Новосибирск, [kostrykinaad@mail.ru](mailto:kostrykinaad@mail.ru)

Научный руководитель: Удовиченко А.В, к.т.н., доцент

*В данной статье рассматривается регулятор переменного напряжения. Данная модель преобразователя используется для получения, стабилизированного и регулируемого трехфазного переменного напряжения. Также данная модель имеет большой диапазон регулирования и гальваническую развязку в виде трансформатора.*

*This article discusses the AC voltage regulator. This converter model is used to obtain a stabilized and regulated three-phase alternating voltage. Also, this model has a large range of regulation and galvanic isolation in the form of a transformer.*

Рассмотрим известный регулятор переменного напряжения, он содержит, включенные последовательно с источником питания и нагрузкой реакторы, а также конденсаторы, которые служат для формирования повышенного напряжения. Плюс данной схемы — это то, что она маловентильная, так как содержит всего два транзистора, однако данная модель не имеет гальванической развязки входных и выходных цепей.

Также можно рассмотреть регулятор на основе повышающе-понижающего преобразователя схемы Кука. Достоинства этой схемы заключаются в относительной простоте схемы, малом количестве ключей, а также наличие непрерывного входного тока. Схема может быть и с гальванической развязкой, путем добавления в нее трансформатора.

Для решения проблемы гальванической развязки входной и выходной цепей был предложен исследуемый регулятор переменного напряжения с гальванической развязкой, которая осуществляется путем подключения нагрузки к вторичной обмотке трансформатора. Данная схема является регулятором переменного напряжения с возможностью повышения больше единицы, также достоинством этой схемы является малое количество транзисторов.

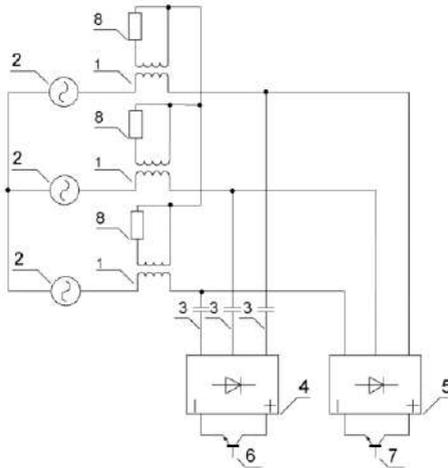


Рис.1 – Исследуемый регулятор переменного напряжения

Далее представлены результаты моделирования исследуемой схемы.

На рисунке 2 представлена регулировочная характеристика, как видно из графика схема обладает достаточно большим диапазоном регулирования.

На рисунке 3 представлены внешние характеристики, из графика можно сделать вывод, что значение напряжения остается стабильным при значительном изменении нагрузки.

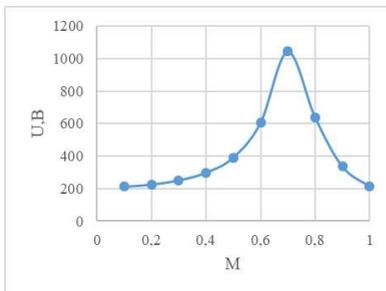


Рис.2 – Регулировочная характеристика

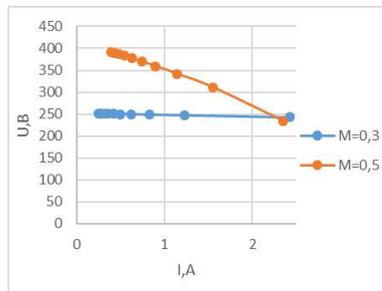


Рис.3 – Внешние характеристики

На рисунке 4 показаны зависимости коэффициента гармоник выходного тока от глубины модуляции. Из графиков можно сделать выводы, что при больших сопротивлениях коэффициент гармоник

выходного тока увеличивается сильнее, чем при более низких сопротивлениях. Также высокое качество тока наблюдается на краях диапазона регулирования.

Далее на рисунке 5 показаны зависимости коэффициента гармоник входного тока от глубины модуляции при различных значениях сопротивления. Как видно из графика входной коэффициент гармоник ухудшается при меньшем сопротивлении. Также высокое качество тока наблюдается на краях диапазона регулирования.

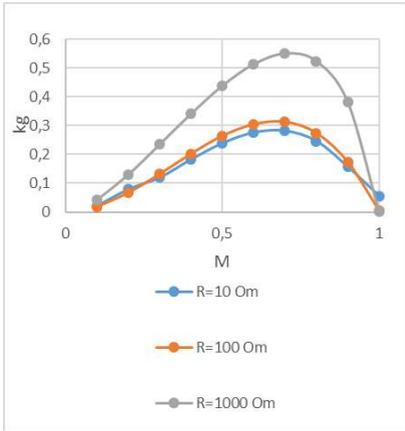


Рис.4 – Зависимости коэффициента гармоник выходного тока от глубины модуляции

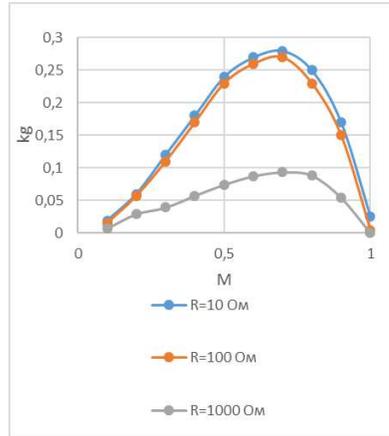


Рис.5 – Зависимости коэффициента гармоник входного тока от глубины модуляции

Далее представлены осциллограммы работы схемы.

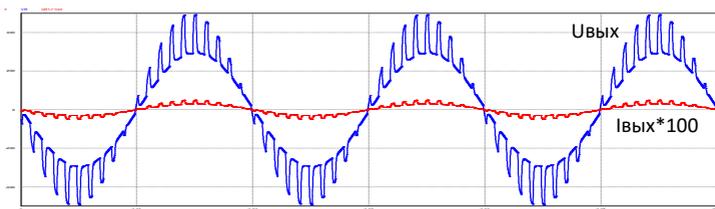


Рис.6 – Выходной ток и напряжение

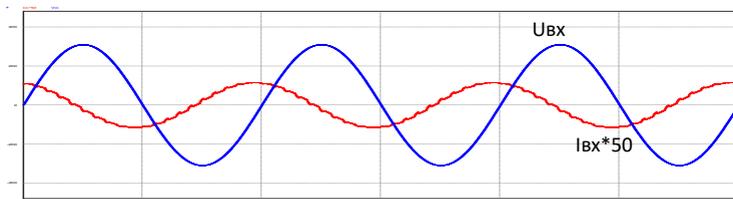


Рис.7 – Входной ток и напряжение

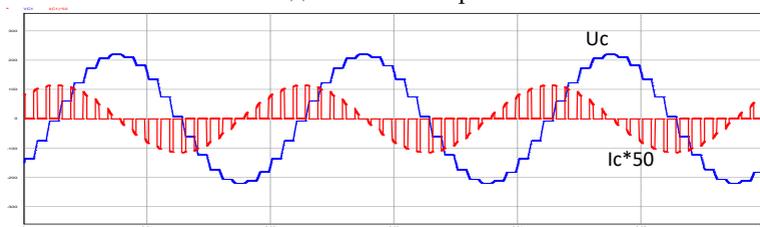


Рис.8 – Ток и напряжение конденсатора

### Заключение

Рассмотренный регулятор переменного напряжения обладает большим диапазоном регулирования, достаточно низким входным и выходным коэффициентом гармоник, а также большим его преимуществом является гальваническая развязка входной и выходной цепей. Данный регулятор может быть использован в качестве стабилизаторов переменного напряжения, как для обычных пользователей, так и промышленности, диапазон мощностей таких регуляторов от 1 до 50 кВт, повышение напряжение возможно более чем в 3 раза.

### Литература:

1. Регулятор переменного напряжения: патент 203267 Российская Федерация: МПК H02M 5/257 / Г.С. Зиновьев, А.В. Удовиченко; заявитель и патентообладатель Федер. гос. бюджет. образоват. учреждение высш. образования «Новосибирский Государственный Технический Университет». – № 2020135314 заявл. 28.10.2020; опубл. 29.03.2021 Бюл. № 10. – 5 с.
2. Патент 2 566 668, МПК H02M 5/275 Российская Федерация. Регулятор переменного напряжения / Г.С. Зиновьев – № 2014124420/07; заявл. 16.06.2014; опубл. 27.10.2015, Бюл. № 30. – 6 с.
3. Зиновьев Г.С. Основы силовой электроники: Учебник. В 2 ч. Ч. 2. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2000. – 197 с.

## ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ЧАСТОТЫ С ПРОМЕЖУТОЧНЫМ ЗВЕНОМ ВЫСОКОЧАСТОТНОГО НАПРЯЖЕНИЯ

А.А. Леуткин

Новосибирский государственный технический университет,  
г. Новосибирск, [tankistt35am@gmail.com](mailto:tankistt35am@gmail.com)

Научный руководитель: Попов В.И., к. т. н., доцент

*В рамках данной статьи будет рассмотрено дальнейшее развитие новой конструкции преобразователей – универсальных преобразователей мощности. Предлагается выполнить систему управления для них векторной, чтобы значительно повысить качество входного и выходного тока.*

*Within the framework of this article, the further development of a new design of converters - universal power converters will be considered. It is proposed to perform a vector control system for them in order to significantly improve the quality of the input and output current.*

Классический преобразователь частоты состоит из выпрямителя на входе схемы, фильтра и инвертора на выходе. В универсальном преобразователе мощности фильтр заменён звеном связи с реактивными элементами (Рисунок 1). Преимущество такого решения состоит в том, что вместо тяжёлых и дорогих электролитических конденсаторов с большими габаритами, можно обойтись небольшим и относительно дешёвым металлоплёночным конденсатором в звене связи [1]. В отличие от классического фильтра, такой конденсатор установлен не параллельно выпрямителю, а последовательно с ним. При использовании в составе выпрямителя и инвертора тиристоров, звено связи состоит из последовательного соединения индуктивности и ёмкости. При использовании «жёсткого переключения» можно обойтись только конденсаторным звеном, но в качестве ключей в преобразователе нужно использовать мощные MOSFET или IGBT транзисторы [1]. На входе и выходе схемы установлены индуктивные фильтры, ограничивающие скорость изменения тока звена связи.

Предлагаемое решение для системы управления – векторная ШИМ. Такой способ управления позволяет снизить число переключений силовой схемы и уменьшить мощность потерь в ключах, что положительно скажется на КПД преобразователя и сроке службы ключей [2]. Кроме того, применение векторной ШИМ улучшает форму входного и выходного тока преобразователя, приближая её к синусоидальной.

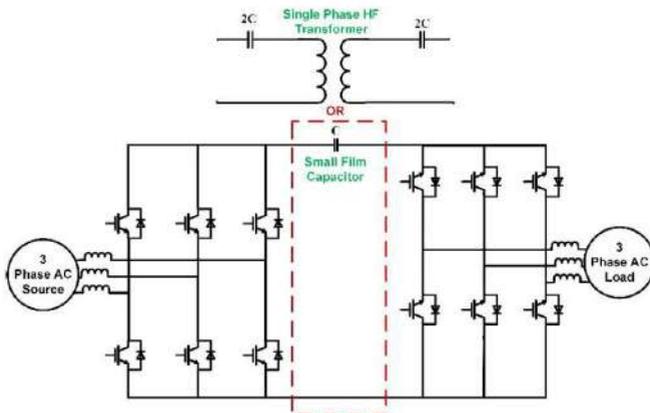


Рис. 1 – Трёхфазная конфигурация универсального преобразователя с жёстким переключением

Предлагается следующая реализация векторной ШИМ: такт работы преобразователя разбивается на 2 этапа. В первом этапе реализуется векторная ШИМ выпрямительной частью. Происходит зарядка конденсатора звена связи от питающей сети. Для создания контура протекания тока зарядки, замыкаются оба ключа одной из стоек инверторной части преобразователя. По завершении этапа, работа выпрямителя прекращается, замыкаются оба ключа одной из его стоек, и работает инверторная часть, разряжая конденсатор звена в нагрузку. Затем процесс повторяется. Опорный сигнал един для обеих частей схемы, однако вводятся специальные селекторные импульсы, благодаря которым происходит деление работы преобразователя на этапы. Модулирующие сигналы инверторной части сдвинуты относительно модулирующих сигналов выпрямительной части на один такт опорного напряжения. Сделано это для того, чтобы инверторная часть преобразователя начала работу после выпрямительной. На данный момент, полностью собрана модель схемы в программном пакете PSIM (Рисунки 2 – 5).

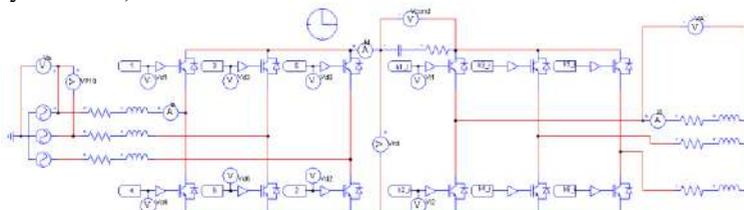


Рис. 2 – Силовая часть

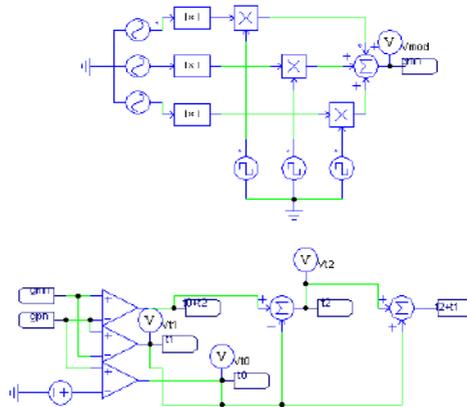


Рис. 3 – Генератор модулирующих сигналов выпрямительной части, модулятор инвертора строится аналогично



Рис. 4 – Генератор опорного сигнала

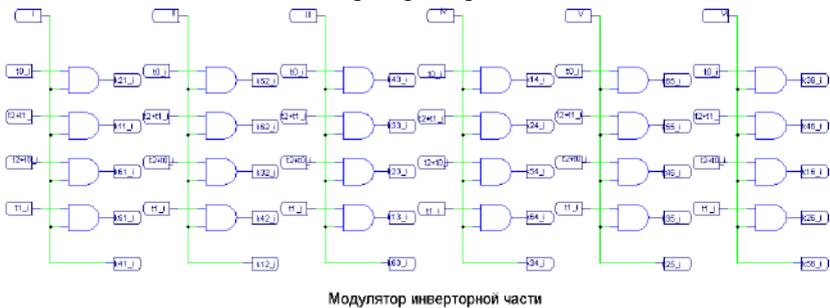


Рис. 5 – Модулятор инвертора. Модулятор выпрямителя строится аналогично. Распределение импульсов по ключам с помощью логических функций

Универсальный преобразователь мощности получил своё название благодаря способности работать с любыми типами питающих сетей и нагрузок. Металлоплёночный конденсатор в звене связи повышает надёжность схемы, снижает массу, габариты и стоимость преобразователя [1]. Если дополнить его векторной ШИМ, то можно повысить его энергоэффективность, увеличить срок службы ключей [2], улучшить гармонический состав входного и выходного тока.

Литература:

1. *Amirabadi M.* A new class of high-power-density universal power converters // 2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 20-24 sept. 2015: Conference proceedings. – Montreal, 2015.
2. *Баховцев И.А.* Микропроцессорные системы управления устройствами силовой электроники: структуры и алгоритмы. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2018. – 219 с.

## **ПАРАЛЛЕЛЬНАЯ РАБОТА ТРЕХФАЗНЫХ ИНВЕРТОРОВ НАПРЯЖЕНИЯ С ГЕНЕРАТОРАМИ**

**Д.Б. Кугучев, А.В. Удовиченко**

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

**Научный руководитель: Харитонов С.А., д-р техн. наук, профессор  
А.Х. Мирзоев**

**Томский политехнический университет  
г. Томск, garganeev@rambler.ru**

**Научный руководитель: Гарганеев А.Г., д-р техн. наук, профессор**

*Рассматриваются теоретические вопросы согласования параллельной работы статических преобразователей энергии, работающих в инверторном режимах. Приведены примеры построения систем управления при параллельной работе инверторов с генераторами.*

*Theoretical issues of coordination of parallel operation of static energy converters operating in inverter modes are considered. Examples of construction of control systems with parallel operation of inverters with generators are given.*

Структурная схема системы, состоящей из инвертора, параллельно работающего с генератором, приведена на рис. 1. На схеме указаны только те элементы, которые необходимы для нормального функционирования ИН. Новыми элементами на схеме являются трехфазный контактор – К и генератор.

При рассмотрении принципов управления ИН в данной системе будем исходить из следующих положений:

- установленная мощность генератора больше установленной мощности ИН;
- частота и величина напряжения на нагрузке определяются генератором;
- ток нулевой последовательности в нагрузке не превышает максимально допустимый ток ИН;
- отсутствует канал информационной связи системы управления ИН с БРЗУ генератора;
- частота ШИМ существенно больше частоты выходного напряжения генератора ( $f_k \gg f$ ), поэтому на распределение токов на частоте  $f$  конденсаторы  $C_\phi$  практически не оказывают влияние.

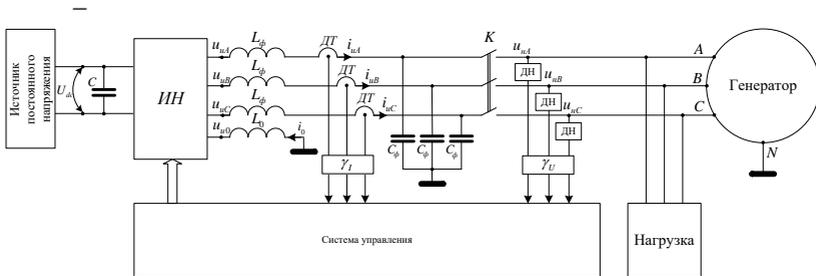


Рис. 1 – Структурная схема системы, состоящей из инвертора, параллельно работающего с генератором

При этих условиях в системе управления ИН отпадает необходимость в регуляторах напряжения и датчиках тока нагрузки. Появляется дополнительный блок, определяющий величину частоты  $f(\omega)$  и угол  $\vartheta$  необходимые для синхронизации и преобразования координат. Назовем его блоком синхронизации - БС.

На вход БС поступают с датчиков напряжения нагрузки (ДН) три сигнала

$$\bar{u}_{ni} = \gamma_U u_{ni},$$

где  $i=1,2,3$ , что соответствует фазам А,В,С. В блоке с помощью преобразования  $T_{\alpha\beta 0}$  производится преобразование координат из «abc» в « $\alpha\beta 0$ » оси, после чего выделяются два сигнала  $\bar{u}_{на}$  и  $\bar{u}_{н\beta}$ . Далее, вычисляются следующие величины

$$\vartheta = \arctg \frac{\bar{u}_{н\beta}}{\bar{u}_{на}}, \quad \omega = \frac{d\vartheta}{dt}. \quad (1)$$

Работа блока БС (рис.2) предшествует замыканию контактора К. После определения величин  $\omega$  и  $\vartheta$  инвертор напряжения может быть подключен на параллельную работу с генератором.

Структурная схема системы управления ИН при параллельной работе с генератором приведена на рис.2.

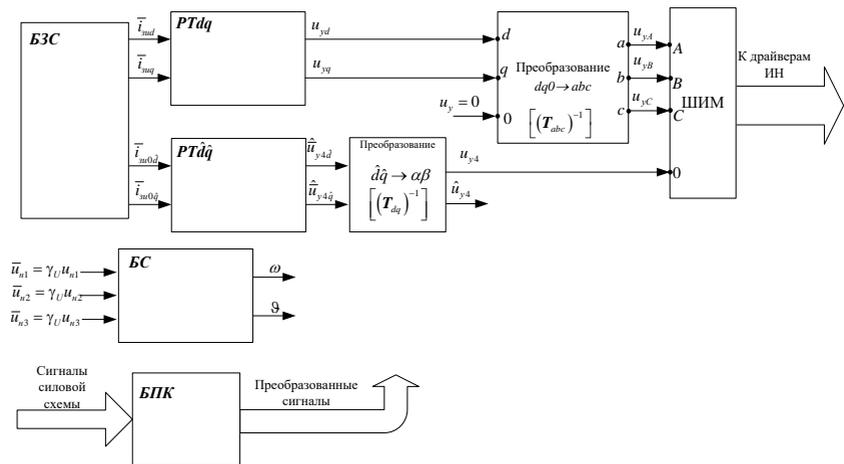


Рис. 2 – Структурная схема системы управления ИН при параллельной работе с генератором

При параллельной работе с генератором инвертор напряжения может поставлять в нагрузку как активную мощность ( $P_u$ ), так и реактивную ( $Q_u$ ). Источником реактивной мощности является конденсатор фильтра звена постоянного тока С. При этом надо иметь в виду, что всегда должно выполняться неравенство

$$\sqrt{(P_u)^2 + (Q_u)^2} < S_{u \max} = 3U_{но} I_{но \max}. \quad (2)$$

В соотношении (2)  $S_{и\max}$  - максимально допустимая мощность, отбираемая от ИН (иногда её называют установленной мощностью инвертора),  $I_{ид\max}$  - максимально допустимый ток на выходе ИН.

Блок задающих сигналов вырабатывает следующие величины

$$\bar{i}_{зид} = \frac{\bar{P}_{зи}}{3\bar{U}_{ном}}, \bar{i}_{зид} = \frac{\bar{Q}_{зи}}{3\bar{U}_{ном}}, \bar{i}_{зи0d} = \bar{i}_{зи0q} = 0. \quad (3)$$

Сигналы задания на активную  $\bar{P}_{зи}$  и реактивную  $\bar{Q}_{зи}$  мощности вырабатываются по разному в зависимости от многих факторов. В частности, если источником постоянного напряжения на входе ИН является аккумуляторная батарея (АБ), то величина напряжения на АБ и её заряд должны учитываться при выработке сигнала  $\bar{P}_{зи}$ . Кроме этого сигналы задания на мощности будут влиять на частоты  $\omega$  и величину напряжения на нагрузке  $U_{но}$ . В том случае, если величина  $\omega$  становится меньше заданного значения необходимо увеличить генерируемую активную мощность ИН путем увеличения сигнал  $\bar{P}_{зи}$ , в этом случае уменьшается нагрузка на генератор. Задание на реактивную мощность  $\bar{Q}_{зи}$  влияет на величину напряжения на нагрузке. Если напряжение уменьшается и по истечению определенного времени становится очевидным, что БРЗУ генератора не может его стабилизировать, то необходимо увеличить модуль  $\|-\bar{Q}_{зи}\|$  отрицательного значения реактивной мощности. В этом случае инвертор будет генерировать опережающий (емкостной) ток, что приведет к увеличению напряжения на нагрузке.

### Заключение

Необходимо отметить, что инвертор напряжения при параллельной работе с генератором может компенсировать его ток нулевой последовательности, тем самым несколько разгрузить генератор и облегчить условия работы его блока регулирования. Для решения этой задачи необходимо ввести еще один контур регулирования с воздействием на токи задания.

### Литература:

1. Зиновьев Г. С. Основы силовой электроники: Учеб. Пособие. – Изд. 2-е, испр. и доп.-Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2003. – 664 с. – (Серия «Учебники НГТУ»).

2. О.Г. Чебовский, Л.Г. Моисеев, Р.П. Недошивин. Силовые полупроводниковые приборы: - 2-е изд. – М.: Энергоатомиздат 1985. - 401 с.)

3. Бесекерский В.А., Попов Е.И./ Теория автоматического управления/Изд. 4-е, перераб. и доп. – СПб. Изд-во «Профессия», 2003. – 752 с.- (Серия Специалист).

## **СИСТЕМА ДИСТАНЦИОННОГО УПРАВЛЕНИЯ И МОНИТОРИНГА УСТРОЙСТВ СИЛОВОЙ ЭЛЕКТРОНИКИ**

**Т.Е. Михайлова, Д.А. Штейн, В.А. Костров**  
**Новосибирский государственный технический университет,**  
**г. Новосибирск, t.mixajlova.2021@stud.nstu.ru**  
**Научный руководитель: Горбунов Р.Л., к.т.н., доцент**

*В настоящее время в силовой электронике актуально направление по созданию модульных систем преобразования электрической энергии. Такой способ построения позволяет легко менять общую мощность систем, уменьшить стоимость разработки новых изделий, расходы на обслуживание и эксплуатацию. В данной работе рассмотрены различные структуры и цифровые интерфейсы для создания систем дистанционного управления и мониторинга, проанализированы их основные достоинства и недостатки.*

*Currently, the direction of creating modular systems for converting electrical energy is relevant in power electronics. This method of construction allows you to easily change the total capacity of the systems, reduce the cost of new product development, maintenance and operation costs. In this paper, various structures and digital interfaces for creating remote control and monitoring systems are considered, their main advantages and disadvantages are analyzed.*

Для разработки и эксплуатации модульных систем электроснабжения требуется применение специальных систем управления и мониторинга, обеспечивающих возможность одновременного обмена информацией со всеми модулями преобразования электрической энергии, а также быстрого масштабирования их количества [1].

В работе рассмотрены и проанализированы два варианта построения систем дистанционного управления и мониторинга модульных преобразователей электрической энергии, их структурные схемы представлены на Рис. 1 и 2. В данном случае центром сбора и обработки

информации является персональный компьютер (ПК), который также выполняет роль системы управления верхнего уровня для всех модулей преобразования энергии (МПЭ). Для обмена информацией между МПЭ и ПК требуется модуль связи (МС), являющийся специализированным устройством и определяющий функциональные возможности системы управления и мониторинга в целом.

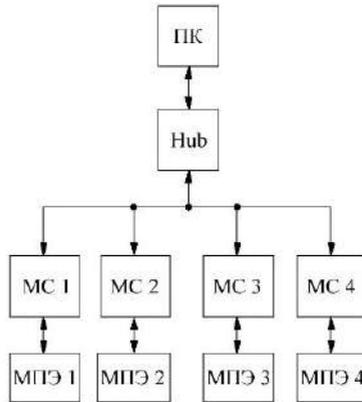


Рис.1 – Первый вариант структуры

В первом варианте построения системы управления и мониторинга каждый МПЭ имеет собственный МС, а для их объединения и подключения к ПК требуется дополнительное устройство – Hub. Такой вариант построения используется в реальной системе промышленного мониторинга, созданной компанией РТК [2].

Преимущества данной структуры:

- 1) Возможность размещения МПЭ на большом расстоянии друг от друга.
- 2) Практически неограниченное количество параллельно включенных модулей (зависит от требуемой скорости передачи и обработки информации).

Недостатками являются большая стоимость и габариты, так как каждого МПЭ требуется свой МС, а также требуется дополнительное устройство Hub.

Во втором варианте построения системы управления и мониторинга для всех МПЭ используется общий МС, который также выполняет функцию Hub.

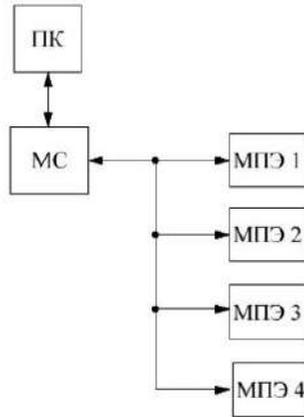


Рис.2 – Второй вариант структуры

Достоинством данной структуры является уменьшение количества МС до одного, а также отсутствие связующего устройства Hub.

Недостатки представленной структуры:

- 1) Расстояние между разными МПЭ ограничено и определяется используемым интерфейсом.
- 2) Количество одновременно подключенных МПЭ также ограничено и определяется интерфейсом.

Для связи между ПК, МС и МПЭ необходимо использовать цифровые интерфейсы связи. В таблице 1 приведены основные характеристики наиболее популярных и подходящих для использования в данной системе проводных интерфейсов [3-8].

В обоих вариантах реализации системы управления и мониторинга для обмена информацией с ПК (ПК-Hub в первом варианте и ПК-МС во втором варианте структуры) целесообразно использовать интерфейс Ethernet из-за его популярности, универсальности и скорости.

Для обмена информацией МПЭ-МС и МС-Hub в первом варианте построения системы дистанционного управления и мониторинга можно использовать любые интерфейсы для подключения, так как каждый из них можно использовать для соединения двух устройств. Выбор интерфейса будет обусловлен только возможностями МПЭ, МС и Hub, а также требованиями применения.

При реализации второй структуры для связи МС с МПЭ необходимо использовать интерфейсы, которые позволяют подключать несколько устройств одновременно. Это значит, что подходящими интерфейсами являются: RS-485, SPI, CAN и I2C.

**Таблица 1 – Характеристики интерфейсов**

Название	Расстояние	Скорость	Число устройств	Передача данных
UART: RS-232	15 м	2400 Кбит/сек	2	Полный дуплекс/ полудуплекс
	150 м	1200 Кбит/сек		
	300 м	600 байт/сек		
	900 м	300 байт/сек		
UART: RS-485	10 м	10 000 кбит/с	32—256 устройств (32 нагруженных)	Полудуплекс
	100 м	2400 кбит/с		
	300 м	375 кбит/с		
	1200 м	62,5 кбит/с		
SPI	Небольшое	до 20 Мбит/с и выше	Зависит от количества в ведущем устройстве ножек Chip Select	Полный дуплекс
CAN	25 м	1000 Кбит/с	64	Полудуплекс
	50 м	800 Кбит/с		
	100 м	500 Кбит/с		
	250 м	250 Кбит/с		
	500 м	125 Кбит/с		
	1000 м	50 Кбит/с		
	2500 м	20 Кбит/с		
	5000 м	10 Кбит/с		
I2C	До 250 м	100 Кбит/с 10 Кбит/с 400 Кбит/с	127	Полный дуплекс
Ethernet	Зависит от стандарта и скорости передачи	100 Мбит/с (в других стандартах может быть до 10 Гбит/с)	2	Полный дуплекс

На основе проведенного анализа можно сделать вывод, что приведенные структуры для системы дистанционного управления и мониторинга могут быть использованы в устройствах силовой электроники, но при разных условиях. Первый вариант лучше всего применять в ситуациях, когда модули преобразования энергии расположены на большом расстоянии друг от друга. Если же МПЭ

находятся рядом, то целесообразнее использовать второй вариант структуры. При этом каждый вариант построения системы управления и мониторинга имеет свои особенности и ограничения по используемым цифровым интерфейсам.

Литература:

1. Lee F.C., van Wyk J.D., Liang Z.X., Chen R., Wang S., Lu B. An integrated power electronics modular approach: concept and implementation // The 4th International Power Electronics and Motion Control Conference, 2004. IPEMC 2004, 14-16 Aug. 2004: Proceedings. – Xi'an, China, 2004. – P. 1–13.

2. Системы промышленного мониторинга [Электронный ресурс] // Русская телефонная компания: [сайт]. [2008-2021]. URL: <https://www.rus-telcom.ru/product/systemy-promyshlennogo-monitoringa/#> (дата обращения: 20.01.2021).

3. RS-232 [Электронный ресурс] // URL: <https://ru.wikipedia.org/wiki/RS-232> (дата обращения: 20.01.2021).

4. RS-485 [Электронный ресурс] // URL: <https://ru.wikipedia.org/wiki/RS-485> (дата обращения: 20.01.2021).

5. Интерфейс передачи данных - SPI [Электронный ресурс] // 3DiY (Тридай) - интернет-магазин комплектующих для 3D принтеров, ЧПУ станков и робототехники: [сайт]. [2013-2021]. URL: <https://3d-diy.ru/wiki/arduino-moduli/interfeys-peredachi-dannykh-spi/> (дата обращения: 20.01.2021).

6. CAN интерфейс [Электронный ресурс] // URL: <http://www.ahdl-altera.narod.ru/ru/can.htm> (дата обращения: 20.01.2021).

7. I<sup>2</sup>C - I<sup>2</sup>C [Электронный ресурс] // URL: <https://tftwiki.ru/wiki/I%2%B2C> (дата обращения: 20.01.2021).

8. Ethernet [Электронный ресурс] // URL: [https://ru.wikipedia.org/wiki/Ethernet#%D0%A4%D0%BE%D1%80%D0%BC%D0%B0%D1%82\\_%D0%BA%D0%B0%D0%B4%D1%80%D0%B0](https://ru.wikipedia.org/wiki/Ethernet#%D0%A4%D0%BE%D1%80%D0%BC%D0%B0%D1%82_%D0%BA%D0%B0%D0%B4%D1%80%D0%B0) (дата обращения: 20.01.2021).

# ИССЛЕДОВАНИЕ ДВУХТАКТНОГО ПОВЫШАЮЩЕГО DC–DC ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ С МЯГКОЙ КОММУТАЦИЕЙ

А.С. Наприенко, Д.А. Штейн

Новосибирский государственный технический университет,  
г. Новосибирск, [parn1998@gmail.com](mailto:parn1998@gmail.com)

Научный руководитель: Харитонов С.А., д.т.н., профессор

*В работе рассмотрен способ повышения энергетической эффективности двухтактного повышающего DC–DC преобразователя путем введения ячейки мягкой коммутации. Количественные показатели энергетической эффективности преобразователя получены с помощью инженерного проектирования с учетом требуемых параметров системы электропитания космических аппаратов и математического моделирования в программном пакете MatLab/Simulink.*

*In this article described the method of increase energy efficiency of push-pull step-up DC-DC converter by applying soft switching cell. Quantifiable values of energy efficiency were got out by means engineering design with account taken of desired parameters power supply system of spacecraft and mathematic simulation in software package MatLab/Simulink.*

Развитие современных космических аппаратов связано с увеличением количества бортового оборудования и требует уменьшения массы и повышения КПД энергопреобразующей аппаратуры. Произведено рассмотрение двухтактного повышающего DC–DC преобразователя для реализации разрядного устройства аккумуляторной батареи, являющегося неотъемлемой частью систем электропитания космических аппаратов. Схема двухтактного повышающего DC–DC преобразователя приведена на рисунке 1. Подробное описание работы рассматриваемого преобразователя приведено в [1, 2].

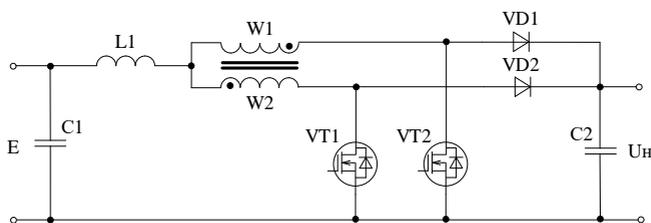


Рис. 1 – Принципиальная схема двухтактного повышающего DC–DC преобразователя

Аналитический расчет и инженерное проектирование преобразователя произведены в соответствии с техническим заданием для системы электропитания космического аппарата, 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 $P_H, Вт$
65...95	100	0,5	940

Повышение частоты коммутации силовых ключей позволяет существенно снизить массу преобразователя за счет уменьшения требуемых величин реактивных элементов. Однако, при этом возникает проблема повышения коммутационных потерь транзисторов, которые на высоких частотах являются преобладающими потерями преобразователя. Эффективным решением данной проблемы является обеспечение мягкого переключения транзисторов.

В работе произведено рассмотрение метода пассивной мягкой коммутации с применением ячейки мягкой коммутации. Рассматриваемая ячейка обеспечивает включение транзистора с нулевым током (обеспечивает  $L_r$ ) и выключение с нулевым напряжением (обеспечивает  $C_r$ ),  $C_s$  обеспечивает рекуперацию энергии резонансных элементов. Расчетные соотношения для параметров ячейки и принцип работы приведены в [3]. Результаты расчетов реактивных элементов ячеек для различных частот коммутации приведены в таблице 2.

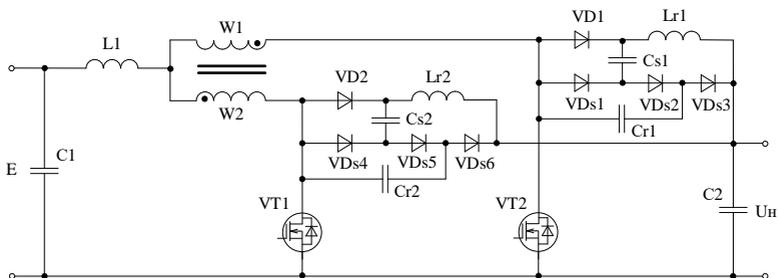
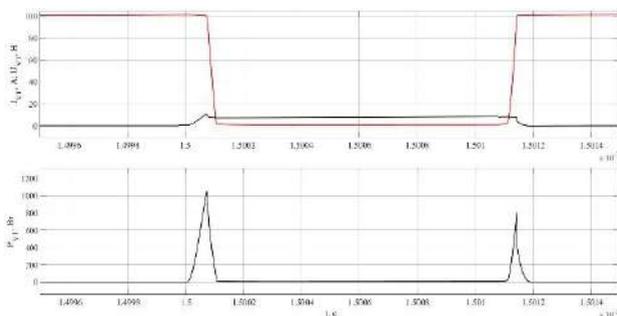


Рис. 2 – Принципиальная схема двухтактного повышающего DC–DC преобразователя с ячейкой мягкой коммутации

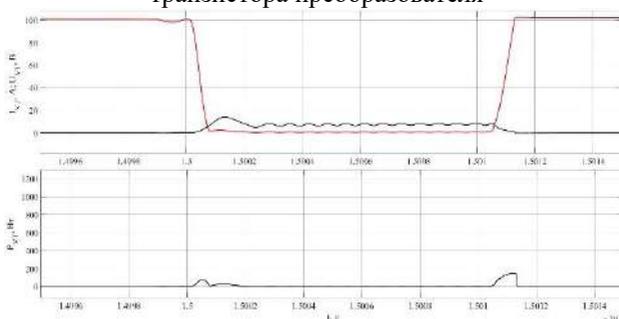
**Таблица 2 – Значения элементов ячейки**

Частота коммутации $f_s$ , кГц	$C_r$ , нФ	$L_r$ , мкГн	$C_s$ , нФ
50	6,8	1	10
150	5,6	0,9	10
250	4,7	0,68	8,2
350	3,3	0,5	5,6

Было произведено имитационное моделирование рассматриваемого преобразователя без ячейки и с ячейкой мягкой коммутации. На рисунке 3 приведены осциллограммы тока стока, напряжения сток-исток и мощности потерь транзистора преобразователя, на рисунке 4 приведены осциллограммы работы преобразователя с ячейкой мягкой коммутации.



**Рис. 3 – Осциллограммы тока и напряжения, мощности потерь транзистора преобразователя**



**Рис. 4 – Осциллограммы тока и напряжения, мощности потерь транзистора преобразователя с ячейкой мягкой коммутации**

На рисунке 5 приведены зависимости КПД преобразователя и преобразователя с ячейкой мягкой коммутации от частоты коммутации, полученные в результате имитационного моделирования. На рисунке 6 приведены зависимости массы преобразователя и преобразователя с ячейкой мягкой коммутации от частоты коммутации.

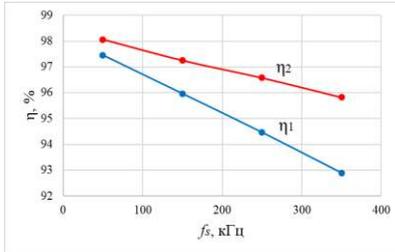


Рис. 5 – Зависимость КПД преобразователя –  $\eta_1$  и преобразователя с ячейкой мягкой коммутации –  $\eta_2$  от частоты коммутации

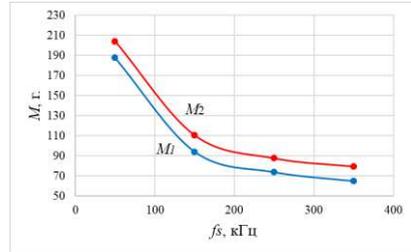


Рис. 6 – Зависимость массы преобразователя –  $M_1$  и преобразователя с ячейкой мягкой коммутации –  $M_2$  от частоты коммутации

Таким образом, применение ячейки мягкой коммутации к двухтактному повышающему DC–DC преобразователю позволяет повысить энергетическую эффективность преобразователя. При этом наибольшее увеличение КПД наблюдается на частоте коммутации 350 кГц и составляет 3%. Масса одной ячейки во всем рассматриваемом диапазоне частот не превышает 8 грамм, что несущественно увеличивает массу преобразователя.

#### Литература:

1. M. Hirakawa, M. Nagano, Y. Watanabe, K. Andoh, S. Nakatomi and S. Hashino. High power density DC/DC converter using the close-coupled inductors // 2009 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, 20 – 24 sept. 2009: Conference proceedings. – San Jose, 2009. – P. 1760 – 1767.
2. M. Hirakawa, Y. Watanabe, M. Nagano, K. Andoh, S. Nakatomi, S. Hashino and T. Shimizu. High power DC/DC converter using extreme close-coupled inductors aimed for electric vehicles // The 2010 International Power Electronics Conference – ECCE ASIA – 2010, 21 – 24 jun. 2010: Conference proceedings. – Sapporo, 2010. – P. 2941 – 2948.
3. K. M. Smith and K. M. Smedley. Engineering design of lossless passive soft switching methods for PWM converters – Part I. With minimum voltage stress circuit cells // IEEE Transactions on Power Electronics – 2001. – Vol. 16, N 3 – P. 336 – 344.

# СРАВНЕНИЕ КАЧЕСТВА ВХОДНОГО И ВЫХОДНОГО ТОКОВ ТРАНЗИСТОРНОГО РЕГУЛЯТОРА ПЕРЕМЕННОГО НАПРЯЖЕНИЯ С ТИРИСТОРНЫМ РЕГУЛЯТОРОМ ПЕРЕМЕННОГО НАПРЯЖЕНИЯ

А.Ю. Ниткин

Новосибирский государственный технический университет,  
г. Новосибирск, [nitkin1999@gmail.com](mailto:nitkin1999@gmail.com)  
Научный руководитель: Зиновьев Г. С., д.т.н., профессор

*Сравниваются тиристорные и транзисторные регуляторы переменного напряжения. Сегодня основным типом используемых в промышленности регуляторов являются тиристорные регуляторы переменного напряжения. Они характеризуются высокой надежностью, приемлемой стоимостью, но пониженным качеством входного и выходного токов. Альтернативные им транзисторные регуляторы переменного напряжения позволяют получать высокое качество входного и выходного токов, анализу которых и посвящена данная работа.*

*Thyristor and transistor AC voltage regulators are compared. Today, the main type of regulator used in industry is thyristor AC voltage regulators. They are characterized by high reliability, acceptable cost, but low quality of input and output currents. Transistor AC voltage regulators, alternative to them, make it possible to obtain high quality input and output currents, the analysis of which is the subject of this work.*

Схема трехфазного тиристорного регулятора переменного напряжения регулятора представлена на рис. 1. Известно, что она имеет пониженные показатели качества входного тока (коэффициент мощности, коэффициент гармоник) и выходного тока, к тому же еще более ухудшающиеся при регулировании вниз выходного напряжения [1,2].

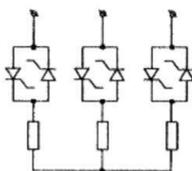


Рис.1 – Схема трехфазного тиристорного регулятора переменного напряжения

Схема однофазного регулятора переменного напряжения показана на рис. 2, а трехфазного – на рис. 3

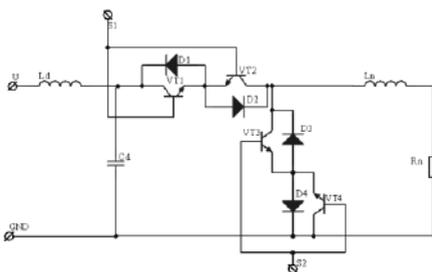


Рис. 2 – Схема однофазного регулятора переменного напряжения

Рассматриваемая трёхфазная схема регулятора содержит 4 транзистора вместо 6 тиристоров в предыдущей схеме.

Анализ качества токов, оценки которых показаны на рис 4-6, сделан методами АДУ [3]

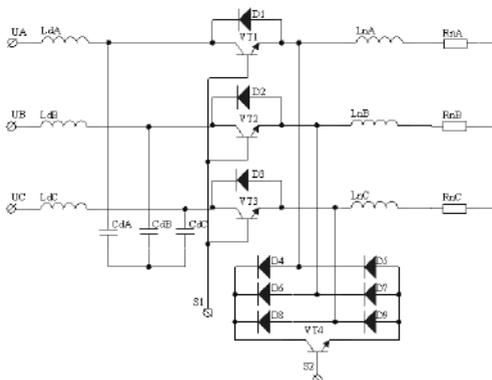


Рис. 3 – Схема трёхфазного регулятора переменного напряжения

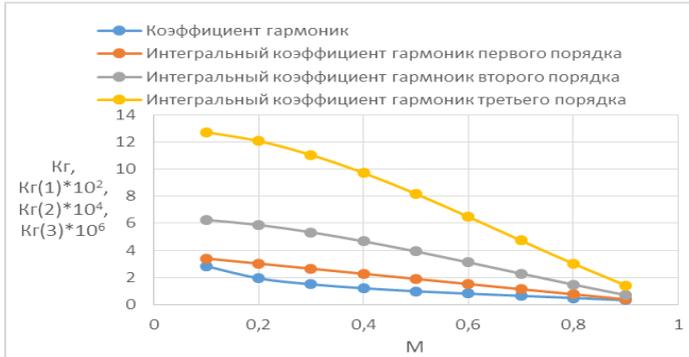


Рис.4 – Зависимость коэффициента гармоник и интегральных коэффициентов гармоник от глубины модуляции

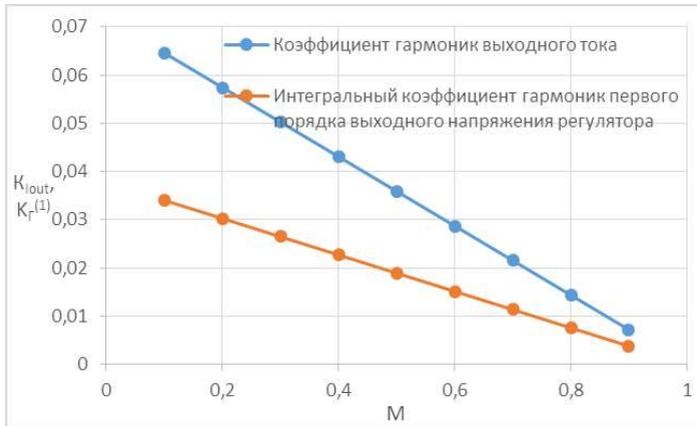


Рис. 5 – Сравнение коэффициента гармоник выходного тока с интегральным коэффициентом гармоник первого порядка выходного напряжения регулятора при изменении глубины модуляции

$$K_I = \overline{K}_I^{(1)} \sqrt{1 + \left( \frac{R_n}{\omega L_n} \right)^2}$$

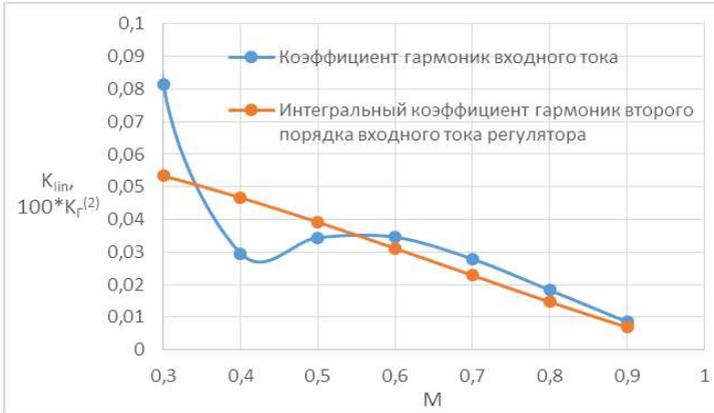


Рис. 6 – Сравнение коэффициента гармоник входного тока с интегральным коэффициентом гармоник второго порядка входного тока регулятора при изменении глубины модуляции

$$K_{i0} = \overline{K}_i^{(2)} \frac{1 - \omega^2 LC}{\omega^2 LC} \sqrt{\frac{1}{1 - 2\omega C \frac{Z_H}{D^2} \sqrt{(1 + K_i^2)(1 - \cos^2 \varphi)} + \left(\omega C \frac{Z_H}{D^2}\right)^2 (1 + K_i^2)}}$$

Чтобы добиться аналогичного качества входного и выходного токов для тиристорного регулятора, необходимо вводить входной и выходной фильтры с большой постоянной времени, так как тиристорный регулятор генерирует в выходном и входном токах гармоники, кратные частоте питающего напряжения. Кроме того, его входной коэффициент мощности дополнительно снижается пропорционально степени регулирования выходного напряжения, от чего свободен транзисторный регулятор напряжения.

Литература:

1. Липковский К. А. Трансформаторно-ключевые преобразователи переменного напряжения. К. НД. 1983.
2. Гельман М. В. Тиристорные регуляторы переменного напряжения М. Энергия, 1975.
3. Зиновьев Г. С. Силовая электроника : учеб. Пособие для бакалавров / Г. С. Зиновьев. – 5-е изд., испр. и доп. – М. : Издательство Юрайт, 2015. – 667с. – Серия : Бакалавр. Углубленный курс.

# ИССЛЕДОВАНИЕ РЕЖИМА МЯГКОЙ КОММУТАЦИИ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ КЛЮЧЕЙ В ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ НА ОСНОВЕ РЕЗОНАНСНЫХ СТРУКТУР С ПЕРЕКЛЮЧАЕМЫМИ КОНДЕНСАТОРАМИ

Н.В. Нулатов

Новосибирский государственный технический университет,  
г. Новосибирск, [mr.radiolubitel@mail.ru](mailto:mr.radiolubitel@mail.ru)

*В данной работе рассматриваются принципы миниатюризации преобразователя постоянного напряжения на основе резонансных структур с переключаемыми конденсаторами. Исследован макет преобразователя мощностью 60 Вт при частоте коммутации 300 кГц, показана эффективность режима мягкой коммутации.*

*This paper discusses the principles of miniaturization of a DC-voltage converter based on resonant structures with switched capacitors. A model of a 60 W converter with a switching frequency of 300 kHz is investigated, and the efficiency of the soft switching mode is shown.*

В настоящее время широко распространены автономные источники электрической энергии. Для электропитания устройств требуются определенные уровни напряжения. Поэтому, промежуточным звеном между источником электрической энергии и потребителем являются преобразователи напряжения. Основными элементами системы электропитания являются аккумуляторная батарея и преобразователь постоянного напряжения. Благодаря развитию полупроводниковой техники и совершенствованию электронной компонентной базы идет поиск новых схемотехнических решений, обеспечивающих высокие энергетические показатели системы [1]. К основным требованиям, предъявляемым к преобразователям постоянного напряжения можно отнести высокий КПД, надежность, малые массу и габариты, энергоэффективность, низкую стоимость. Перспективным направлением в области миниатюризации и повышения энергоэффективности источников электропитания является построение силовой цепи на основе резонансных структур с переключаемыми конденсаторами. Такое решение обладает рядом преимуществ. Многослойные керамические конденсаторы типа К10-84 обладают удельным коэффициентом запасаемой энергии, равным  $k_{VC}=50$  [см<sup>3</sup>/Дж], для дросселей коэффициент удельной запасаемой энергии равен  $k_{VL}=3.77 \cdot 10^3$  [см<sup>3</sup>/Дж]. Применение технологии мягкой коммутации позволяет снизить динамические потери мощности в силовых полупроводниковых ключах. Современные мощные высокочастотные транзисторы MOSFET

обладают низким сопротивлением канала в открытом состоянии, это способствует малым статическим потерям в ключах. Отсутствие громоздких дросселей с магнитным сердечником позволяет строить систему электропитания по интегрально-гибридной технологии на печатной плате с поверхностным монтажом в модульном исполнении [2]. Использование алгоритма управления с пространственно-временной симметрией позволяет снизить токовую нагрузку полупроводниковых ключей, что дает возможность применять менее мощные и более высокочастотные транзисторы. Повышение частоты коммутации приводит к уменьшению величин элементов фильтров. Достоинства конструкции преобразователя постоянного напряжения на основе резонансных структур с переключаемыми конденсаторами удобно рассмотреть на примере модуля, состоящего из одной силовой резонансной цепочки. Электрическая принципиальная схема модуля приведена на рисунке 1.

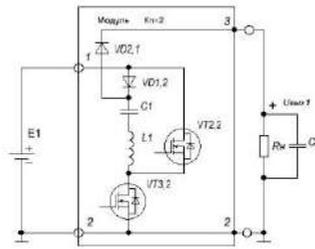


Рис.1 – Электрическая принципиальная схема модуля преобразователя постоянного напряжения на основе резонансных структур с переключаемыми конденсаторами

Принцип работы схемы заключается в резонансном заряде конденсатора  $C_1$  от напряжения входного источника  $E_1$  и разряде последовательно с входным источником питания на нагрузку.

Для расчета параметров реактивных элементов воспользуемся формулами:

$$C_1 = \frac{P_{n(\max)}}{k \cdot f_n \cdot \delta_{C1} \cdot E_1^2 \cdot (N+1)}; \quad L_1 = \frac{1 + \sqrt{1 - (2 \cdot \pi \cdot f_n \cdot C_1 \cdot R_1)^2}}{8 \cdot \pi^2 \cdot f_n^2 \cdot C_1}; \quad (1)$$

$$C_n \geq \frac{\alpha}{k} \cdot \frac{C_1}{N},$$

Параметры схемы макетного образца приведены в таблице 1.

**Таблица 1 – Параметры преобразователя**

Параметр	Обозначение	Величина
Входное напряжение питания	$E_I$	12.47 В
Выходное напряжение преобразователя	$U_{вых1}$	24 В
Выходная мощность в нагрузке	$P_n$	60 Вт
Сила тока в нагрузке	$I_n$	2.56 А
Частота переключения	$f_n$	300 кГц
Величина емкости конденсатора	$C_I$	10 мкФ
Величина индуктивности реактора	$L_I$	28.1 нГн
Порядок симметрии	$k$	1
Относительная пульсация напряжения на конденсаторе	$\delta_{cI}$	0.1
Сопротивление контура	$R_I$	0.004 Ом
Емкость конденсатора нагрузки	$C_n$	20 мкФ
Число резонансных цепочек	$N$	1
КПД		96.2%

На рисунке 2 а) показана осциллограмма пульсации на конденсаторе, величина которой равна 1.27 В, что соответствует расчетному значению. Форма напряжения пульсации на конденсаторе имеет синусоидальный характер, что говорит о резонансной работе колебательного контура и работе силовых ключей в режиме мягкой коммутации. На рисунке 2 б) показана пульсация напряжения на нагрузке, ее величина без учета высокочастотных выбросов составляет 300 мВ. На рисунке 2 в) показаны управляющие импульсы MOSFET транзистора. Частота импульсов равна 300 кГц. Управление осуществляется с помощью драйвера.

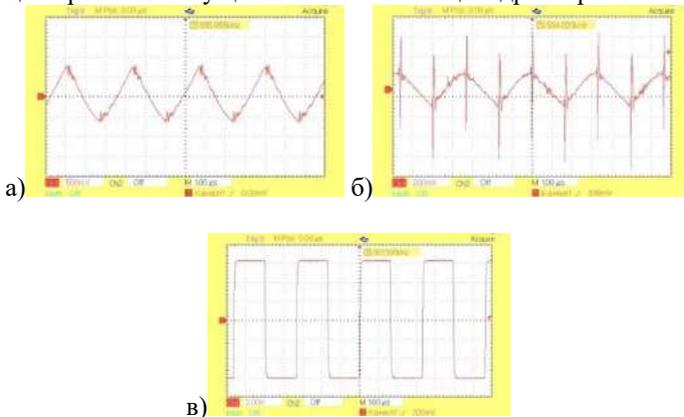


Рис. 2 – Осциллограммы напряжений макетного образца



Рис.3 – Общий вид макета преобразователя

На рисунке 3 показан общий вид макетного образца преобразователя. Преобразователь смонтирован на печатной плате размером 65x50 мм. В схеме применены транзисторы типа IRFS7437-7PPbf и диоды Шоттки 40CTQ045. Габаритные размеры преобразователя складываются из суммарных размеров полупроводниковых ключей и конденсаторов. В резонансной цепи применен многослойный керамический конденсатор 10 мкФ х 25 В. В выходном фильтре применено 8 таких конденсаторов, соединенных в конденсатор с емкостью 20 мкФ х 50 В. Суммарный объем 9 конденсаторов преобразователя равен  $V_{C\Sigma}=9 \cdot V_C=9 \cdot 0.32 \cdot 0.25 \cdot 0.17=0.1224 \text{ см}^3$ . Объем двух диодов  $2 \cdot V_{VD}=2 \cdot 1.58 \cdot 1.06 \cdot 0.48=1.607 \text{ см}^3$ . Объем двух транзисторов преобразователя  $2 \cdot V_{VT}=2 \cdot 1.58 \cdot 1.06 \cdot 0.48=1.607 \text{ см}^3$ . Суммарный объем полупроводниковых приборов и конденсаторов преобразователя  $V_{\Sigma}=V_{C\Sigma}+2 \cdot V_{VD}+2 \cdot V_{VT}=0.1224+1.607+1.607=3.336 \text{ см}^3$ .

#### Заключение

Перспективным направлением в области разработки источников электропитания является применение технологии мягкой коммутации силовых полупроводниковых ключей. Отличительной особенностью рассмотренного преобразователя является применение многослойного керамического конденсатора в силовой цепи. Преобразователь имеет высокую эффективность, малые габариты, возможность конструирования по интегрально-гибридной технологии.

#### Литература:

1. Зотов Л.Г., Нурлатов Н.В. Повышающий преобразователь постоянного напряжения на основе резонансных структур с переключаемыми конденсаторами // Наука. Технологии. Инновации: сб. науч. тр. в 9 ч., Новосибирск, 2–6 дек. 2019 г. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2019. – Ч. 6. – С. 17–19.
2. Nurlatov N. V., Zotov L. G. Resonant Inverting Boost DC-DC Converter with Switch-based Capacitors // 1 International Conference Problems of Informatics, Electronics, and Radio Engineering (PIERE), Novosibirsk, 10-11 Dec. 2020. - Novosibirsk : IEEE, 2020. - P. 128-130. - doi: 10.1109/PIERE51041.2020.9314651.

## ПРИНЦИП ДУАЛЬНОСТИ В СИЛОВОЙ ЭЛЕКТРОНИКЕ

А.В. Овчаренко, И.А. Баховцев

Новосибирский государственный технический университет,

г. Новосибирск, [frog4231.96@gmail.com](mailto:frog4231.96@gmail.com)

Научный руководитель: Баховцев И.А., д.т.н., доцент

*Показана актуальность разработки многоуровневых инверторов тока. Для их синтеза удобным инструментом является дуальность инверторов напряжения и тока. В статье рассмотрены принципы дуальности для пассивных, активных элементов схем инверторов и методы перехода к планарным топологиям инверторов. Намечены пути дальнейших исследований.*

*The relevance of the development of multilevel current inverters is shown. For their synthesis, a convenient tool is the duality of voltage and current inverters. The article discusses the principles of duality for passive, active elements of inverter circuits and methods of transition to planar topologies of inverters. The ways of further research are outlined.*

Современное производство характеризуется ростом энергоемких технологий, требующих высокого уровня преобразуемой электроэнергии. Для этой цели рационально использовать многоуровневые полупроводниковые преобразователи, в частности автономные инверторы напряжения (АИН) и тока (АИТ). Наиболее популярными в промышленности являются многоуровневые АИН, характеризующиеся большим многообразием топологий и успешно перекрывающие уровень средних и малых мощностей. Менее распространенные АИТ обеспечивают большую надежность и более высокий уровень преобразования электроэнергии [1], поэтому к синтезу их многоуровневых топологий сегодня проявляется повышенный интерес [2]. Таким образом, разработка новых топологий многоуровневых АИТ является актуальной задачей.

Для синтеза данных преобразователей очень удобным оказался принцип дуальности АИН и АИТ, позволяющий формировать новые (дуальные) схемы из существующего многообразия многоуровневых топологий АИН. Данному вопросу за рубежом посвящено много исследований. В частности, разработанная в рамках классической электротехники теория дуальности была доработана и расширена до использования ее в импульсных вентильных устройствах силовой электроники [3].

В то же время многоуровневые топологии имеют и ряд недостатков, одним из которых является большое количество ключей, что усложняет управление схемой, снижает ее надежность, усложняет систему охлаждения и т.д. В противовес этому за рубежом сегодня разрабатываются многоуровневые топологии АИН с **уменьшенным** числом ключей, что значительно снижает значимость указанных недостатков [4]. **Целью настоящих исследований** является разработка многоуровневых топологий АИТ с уменьшенным числом ключей с использованием дуального преобразования (ДП). Информация о данных исследованиях в зарубежной и отечественной печати на настоящий момент отсутствует.

Первый этап исследований был посвящен изучению дуальности и методов дуального преобразования применительно к устройствам АИН и АИТ, результаты которого отражены в настоящей статье.

Для применения ДП необходимо соблюдать ряд правил [3].

1) Каждый элемент должен иметь заданную ориентацию, отображаемую стрелкой на одном из входов и соответствующую направлению тока.

2) Кривые напряжения оригинального элемента трансформируется в кривую тока преобразованного элемента, и наоборот. Таким образом была, в частности, выведена таблица дуальных соответствий основных схемотехнических элементов электротехники (см. рисунок 1 (а)).

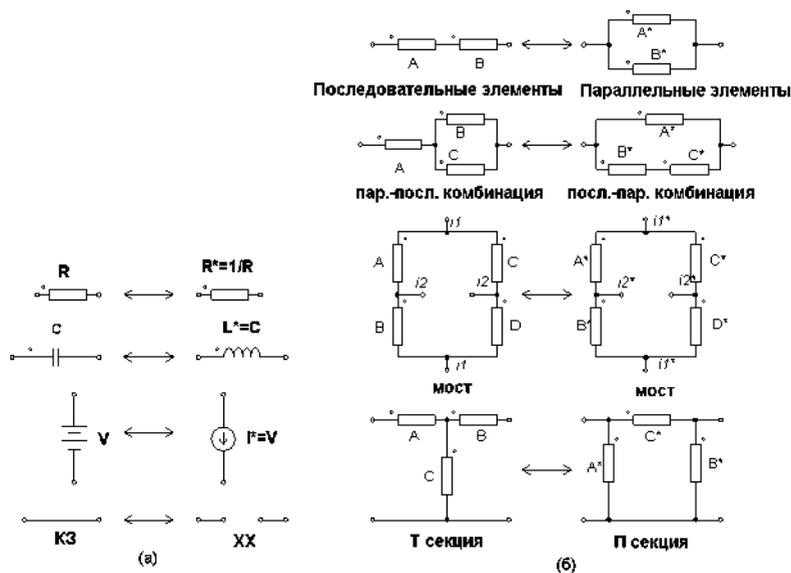


Рис. 1 – Дуальности общих элементов элементов схем (а), структурные дуальности общих подключений элементов

3) Узлы новой (дуальной) схемы располагаются внутри контуров оригинальной схемы. Каждый элемент поворачивается против часовой стрелки с узлами, расположенными в контуре на его любой стороне. Для этих структурных преобразований так же составлены дуальности (см. рисунок 1 (b)).

4) Алгоритм, упомянутый выше, применяется только к цепям, которые планарны, т.е. которые могут быть нарисованы на плоскости без пересечения соединений друг с другом.

При дуальном преобразовании дуальности идеальных ключей формируются по следующим правилам [3]: диоды меняют направление на противоположное, у транзисторов инвертируются сигналы управления, а обратные диоды, параллельно включенные с транзисторами, включаются с ними последовательно (см. рисунок 2).

Устройство	Отношение	Дуальное отношение	Дуальное Устройство
	$i \geq 0$ $v \leq 0$ $i \cdot v = 0$	$v^* \geq 0$ $i^* \leq 0$ $i^* \cdot v^* = 0$	
	$v = 0, d = 1$ $i \geq 0$ $v \geq 0, d = 0$ $i = 0$ $i \cdot v = 0$	$i^* = 0, d = 1$ $v^* \geq 0$ $i^* \geq 0, d = 0$ $v^* = 0$ $i^* \cdot v^* = 0$	
	$i \geq 0, d = 1$ $v \leq 0$ $i = 0, d = 0$ $i \cdot v = 0$	$v^* \geq 0, d = 1$ $i^* \leq 0$ $v^* = 0, d = 0$ $i^* \cdot v^* = 0$	
	$v = 0, d = 1$ $i = 0, d = 0$ $i \cdot v = 0$	$i^* = 0, d = 1$ $v^* = 0, d = 0$ $i^* \cdot v^* = 0$	
	$i \cdot v = 0$ $i \geq 0$ $v \leq 0, d = 1$ $v \geq 0, d = 0, i = 0$	$i^* \cdot v^* = 0$ $v^* \geq 0$ $i^* \leq 0, d = 1$ $i^* \geq 0, d = 0, v^* = 0$	

Рис. 2 – Идеальные ключи и их дуальности

Рассмотрим реализацию ДП применительно к трехфазному АИН [2]. Можно применить 2 метода: 1) метод добавления 4-й стойки и метод добавления дополнительного источника питания.

На рисунке 3 (а) показан трехфазный двухуровневый инвертор напряжения с дополнительным источником питания  $V_{dc2}$ . Эта схема уже является планарной и, следовательно, к ней можно применить ДП. Результат такого применения показан на рисунке 3 (б). Данная топология существенно отличается от традиционной схемы трехфазного АИТ.

Из рисунка 2 и рисунка 3, в частности, видно, что из классических схем инверторов напряжения и тока только однофазные мостовые топологии являются собственно дуальными.

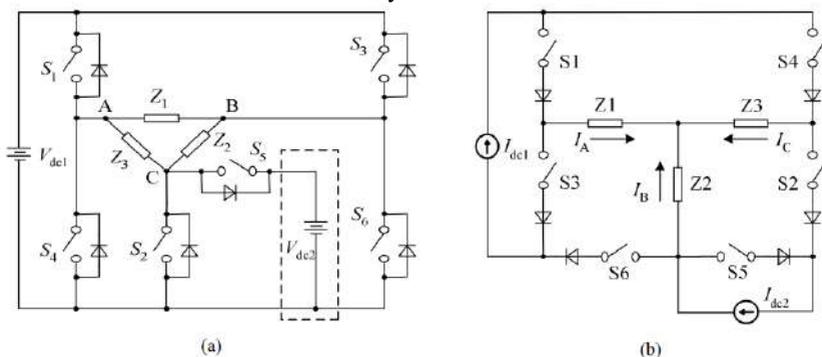


Рис. 3 – Трехфазный АИН с дополнительным источником питания (а), дуальная структура (б)

Дальнейшие задачи исследования: применить принципы дуальности и методы ДП к многоуровневым АИН с уменьшенным количеством ключей для синтеза дуальных схем многоуровневых АИТ; оценить особенности работы и управления дуальных многоуровневых АИТ; провести полный сравнительный анализ существующих многоуровневых схем АИТ с синтезированными; оценить эффективность синтезированных схем АИТ и области их применения.

#### Литература:

1. Колпаков А. Схемотехника мощных высоковольтных преобразователей. - Силовая электроника. – 2007. – № 2. – С. 44-50.
2. Мальнев А.И., Баховцев И.А., Зиновьев Г.С. Обзор многоуровневых инверторов тока. – Известия Томского политехнического университета. – 2015. – Т. 326. – № 7. – Стр. 15-26.

3. Stephen D. Freeland, Techniques for the Practical Application of Duality to Power Circuits // IEEE Transactions on power electronics. Vol. 7, NO. 2, APRIL 1997. P. 374-384.

4. Ibrahim H. Shanono, Nor R. H. Abdullah, Aisha Muhammad, A Survey of Multilevel Voltage Source Inverter Topologies, Controls and Applications // International Journal of Power Electronics and Drive System. Vol. 9, No. 3, September 2018, pp. 1186-1201.

## **МЕТОДЫ ПРОВЕРКИ И ДИАГНОСТИКИ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ ВЫСОКОВОЛЬТНЫМ ОБОРУДОВАНИЕМ**

**С.В. Пономарев**

**Новосибирский государственный технический университет,  
г. Новосибирск, [sponomarev23@gmail.com](mailto:sponomarev23@gmail.com)**

**Научный руководитель: Харитонов С.А., д.т.н., профессор**

*В данном докладе представлено сравнение методов проверки и диагностики систем управления высоковольтным оборудованием. В первой части выделены причины необходимости осуществления проверки систем управления высоковольтными устройствами, как в случае испытаний прототипов, так и в случае серийного производства. Во второй части приведены существующие методы для проверки систем управления с помощью подачи аналогового первичного напряжения для проверки функционирования всей системы. Затем представлены новые методы проверки систем управления с использованием цифровых эмуляторов тока и напряжения, а также краткий обзор стандарта МЭК 61850. В заключительной части доклада описано разрабатываемое устройство, позволяющее устранить существующие проблемы в аналогичных подходах.*

*This report presents a comparison of methods for testing and diagnosing control systems of high-voltage devices. The first part highlights the reasons for the need to test the control systems of high-voltage devices, both in the case of prototype tests and in the case of mass production. The second part shows the existing devices for testing control systems by applying an analog primary voltage to check the functioning of the entire system. Then, new methods for testing control systems using digital current and voltage emulators and a brief overview of the IEC 61850 standard are presented. The final part of the report describes the device being developed to eliminate existing problems in similar approaches.*

**Введение.** Принимая во внимание стремительно увеличивающееся количество микропроцессорных систем управления в устройствах силовой электроники и энергетики, существенным вопросом становится диагностика и проверка подобных систем управления во время производства (для выявления брака), пусконаладочных работ (для проверки корректности подключения) и эксплуатации (для проверки работоспособности с течением времени).

Традиционным подходом для решения этих задач является непосредственные испытания разработанных устройств на реальном напряжении, что является достаточно трудоемким процессом, учитывая высоковольтный класс напряжений, используемый в энергетике и силовой электронике. Данный подход обусловлен использованием в таких системах классических измерительных трансформаторов тока и напряжения, передающих данные в виде аналогового сигнала на аналогово-цифровые преобразователи (АЦП), расположенных на управляющей плате вместе с микропроцессорами.

Однако, в современном мире все чаще применяется подход с использованием комбинированных датчиков тока и напряжения (КДТН), на которых расположен собственный АЦП для измерений. Благодаря этому данные об измерениях передаются на управляющую плату по цифровым каналам связи (чаще всего используется гальванически развязанный канал связи на основе волоконно-оптических линий связи).

Целью данной работы является анализ методов проверки и диагностики систем управления высоковольтным оборудованием, а также описание разрабатываемого устройства, позволяющего устранить выявленные в ходе анализа недостатки у существующих решений.

### **Традиционные методы.**

#### *1. Проверка работы системы управления на реальных объектах*

Данный метод проверки систем управления высоковольтным оборудованием является практически недопустимым в настоящее время, учитывая существенный уровень риска для заранее не протестированных систем управления. Подобный метод может быть реализован только на специальных полигонах или на уже вышедших из эксплуатации объектах. Однако, такой процесс проверки является наиболее полным и приближенным к реальным условиям работы проверяемого устройства.

#### *2. Проверка работы системы управления с использованием лаборатории физико-математического моделирования*

Лаборатория физико-математического моделирования включает в себя повышающий трансформатор, который обеспечивает необходимую величину номинального напряжения, и нагрузку, которая может быть выполнена либо в виде электрической машины, либо в виде бытовых

приборов (в таком случае в схему добавляется понижающий трансформатор для обеспечения номинального напряжения бытовой величины).

Проверка работы систем управления в таких лабораториях является относительно полноценной, учитывая только один существенный недостаток – малые токи, протекающие в линии после повышающего трансформатора. Поэтому в данном случае проверить систему управления на больших нагрузках представляется невозможным. Помимо этого, из-за малого количества таких лабораторий, они являются труднодоступными.

### *3. Компьютерное моделирование*

Для реализации данного метода, разработчики систем управления используют программные продукты для компьютерного моделирования (MATLAB Simulink, PSim и др.). Основное преимущество подобной проверки работоспособности является ее простота и доступность, однако, при такой проверке невозможно учесть все физические процессы, происходящие в реальном устройстве (корректность подключений, пайка платы, работа физической схемы и т.д.), что делает такой метод действительно применимым только на этапе проектирования системы управления, а не на этапе проверки ее работоспособности на реальном устройстве.

### **Современный метод.**

Рассматриваемый в данной статье метод подразумевает использование КДТН, что позволяет системе управления иметь цифровые каналы связи вместо аналоговых входов для получения данных об измерениях.

Проверка систем управления высоковольтного оборудования с КДТН сводится к созданию источника сигналов, подменяющего реальные измерения специально сгенерированным цифровым потоком, который имитирует возникновение необходимых электроэнергетических режимов работы в сети. Например, для проверки работы системы управления можно эмулировать короткое замыкание в сети или резкое увеличение нагрузки.

В настоящее время самым перспективным стандартом для передачи цифровых измерений токов и напряжений на подстанциях или энергообъектах является МЭК-61850. Данный стандарт помимо множества других вещей описывает необходимый формат передачи данных для измерений (Sampled Values или SV-поток), добавляя в него помимо самих измерений специализированные метки, связанные с проверкой синхронизации времени, качества пакета, контрольной суммы и номера самого пакета. Подобный подход к реализации протокола

позволяет увеличить помехоустойчивость и надежность канала передачи данных, чтобы исключить возможность некорректного срабатывания систем управления.

На данный момент среди устройств, осуществляющих эмуляцию SV-потоков в России используется только прибор под названием РЕТОМ-61850. Он представляет собой достаточно крупный блок, подключаемый к сети и к компьютеру для последующей конфигурации и управления. То есть, его нельзя с легкостью взять на объект, чтобы осуществить поверку системы управления во время эксплуатации. Помимо этого, он достаточно дорогостоящий, его управление через программу на ПК требует существенной подготовки и изучения.

#### **Предложенное решение.**

Чтобы решить озвученные выше проблемы было разработано устройство «РиМ Монитор-01», оформленное в форм-факторе автономного промышленного сенсорного планшета, оснащенного различными портами передачи данных. Внешний вид данного устройства представлен на Рис. 1.

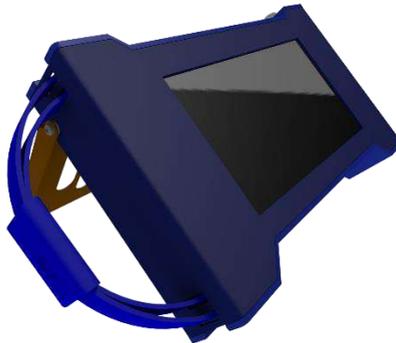


Рис. 6 – Внешний вид «РиМ Монитор-01»

В его функции входят: эмуляция параметров электроэнергетического режима; осциллографирование текущих параметров сети при подключении к реальным измерительным устройствам; диагностика состояния различных функциональных элементов цифровой подстанции.

Плата устройства создана в системе Altium Designer, основные компоненты платы: микроконтроллер STM32F407, дисплей Nxtion NX8048T070, 3 литий-ионных аккумулятора типоразмера 18650, 64 Мбайт внешней памяти, 3 пары RX-TX оптических разъемов, RS-485, Ethernet (RJ-45), USB Type-C.

Возможности разрабатываемого устройства позволяют использовать его как при проверке и диагностике устройств на этапе производства, так и при пусконаладочных и поверочных работах непосредственно на объектах. Помимо этого, стоимость компонентов данного устройства существенно меньше, чем у описанных выше аналогов.

#### **Заключение.**

В данной статье приведен краткий анализ с описанием методов проверки и диагностики систем управления высоковольтными устройствами. Предложено разрабатываемое устройство, позволяющее устранить недостатки, выявленные в ходе анализа.

## **ИМПУЛЬСНЫЙ ВЫПРЯМИТЕЛЬ ДЛЯ НАЗЕМНЫХ УСТРОЙСТВ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ САМОЛЕТОВ И ВЕРТОЛЕТОВ**

**Е.А. Рожко**

**Новосибирский государственный технический университет,  
г. Новосибирск, rozhko.2019@stud.nstu.ru**

**Научный руководитель: Горбунов Р.Л., к.т.н.**

*В работе рассмотрен силовой каскад аэродромного выпрямителя, обеспечивающего электропитанием самолеты и вертолеты во время их наземного базирования. Определены недостатки широко используемого способа построения такого оборудования и предложено реализовывать устройство на основе импульсной схемы выпрямления. Представленная силовая схема импульсного выпрямителя может обеспечивать в разы меньшие массогабаритные показатели устройства с минимальным потреблением неактивной мощности.*

*The paper considers the power cascade of an airfield rectifier that provides power to aircraft and helicopters during their ground-based operation. The disadvantages of the widely used method of constructing such equipment are identified and it is proposed to implement a device based on a pulse rectification circuit. The presented power circuit of a pulse rectifier can provide several times smaller mass-dimensional displays of the device with minimal consumption of inactive power.*

#### **Введение**

В современном мире ни один современный блок питания не обходится без выпрямительного устройства. В данной работе рассматриваются особенности аэродромных источников питания,

которые используются для обеспечения электроснабжением самолетов и вертолетов во время стоянки и предполетного обслуживания. Аэродромные выпрямители предназначены для преобразования трехфазного переменного напряжения 0,4 кВ частотой 50 Гц в постоянное напряжение 28,5 В.

**Постановка задачи**

В настоящее время большинство аэродромных выпрямительных устройств строятся по схеме с регулированием напряжения на стороне переменного тока встречно-параллельно включенными тиристорами в каждой фазе первичной обмотки силового трансформатора (рис.1). Известно, что такая схема выпрямления характеризуется потреблением из сети токов несинусоидальной формы (рис.2), что существенно снижает качество работы устройства.

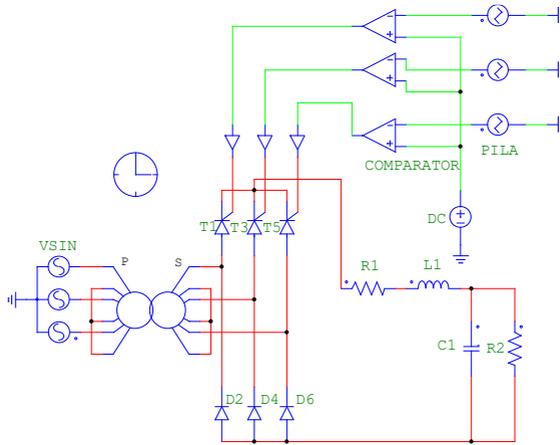


Рис.1 – Принципиальная схема трехфазного выпрямителя со встречно-параллельным включением тиристоров

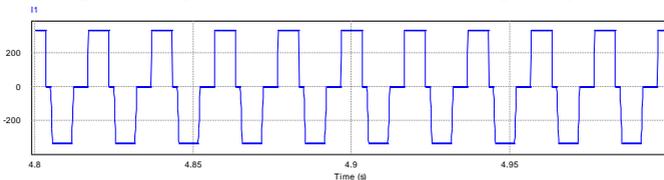


Рис.2 – Временная диаграмма входного тока трехфазного выпрямителя со встречно-параллельным включением тиристоров

Аналогичную функцию можно реализовать при помощи управляемого или полууправляемого (рис.3) трехфазного выпрямителя, однако устройству присущи те же технические недостатки (рис.4), в том числе большие масса и габариты ввиду работы силового трансформатора на низкой частоте.

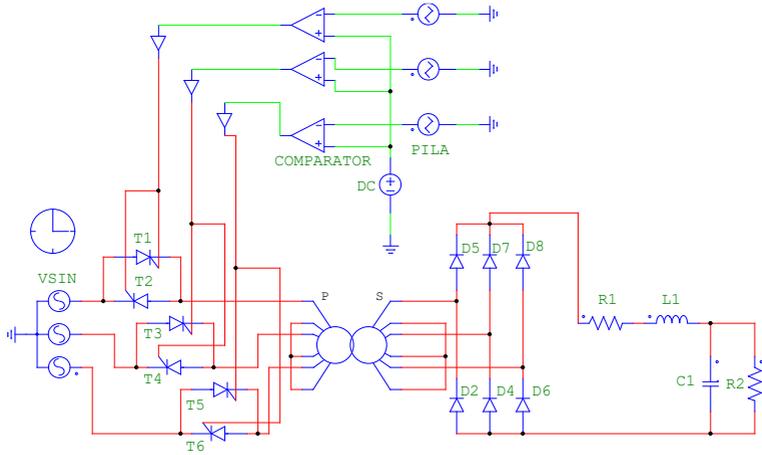


Рис.3 – Принципиальная схема трехфазного полууправляемого выпрямителя

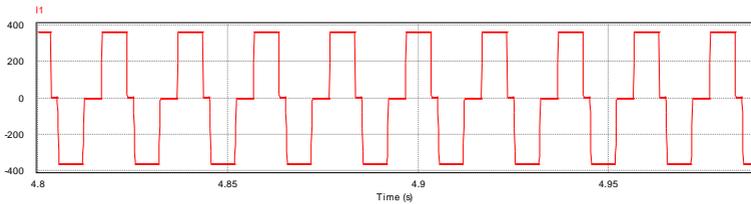


Рис.4 – Временная диаграмма входного тока трехфазного полууправляемого выпрямителя

Следует также обратить внимание на массогабаритные параметры конденсаторов, используемых в выпрямительных устройствах. Вследствие низкочастотных пульсаций в схему встраиваются конденсаторы больших габаритов, что влечет за собой большие растраты в стоимости и весе. Трансформаторы в выпрямительных установках имеют большие размеры, и, следовательно, большую стоимость. Габариты трансформатора напрямую зависят от частоты тока в цепи, в которой он будет установлен. Таким образом, с уменьшением частоты

габариты трансформатора значительно увеличиваются. Так как аэродромные выпрямители предназначены для работы и преобразования напряжения на частоте 50 Гц, таким образом, трансформатор в данном устройстве имеет огромные габариты, вес и стоимость. Необходимость уменьшения габаритов становится движущей силой для развития импульсных преобразователей.

Таким образом, задача создания выпрямителей с формой входного тока, максимально приближенной к синусоидальной, и улучшенными стоимостными и масса-габаритными показателями остается актуальной задачей, особенно при создании выпрямительных устройств средней и большой мощности.

### Способы решения проблем

В данной работе предложен принцип построения выпрямительного оборудования на основе импульсной схемы выпрямления (рис.5). Входной каскад силовой схемы одновременно с выпрямлением выполняет функцию корректора коэффициента мощности, обеспечивая форму тока в фазе близкой по к синусоидальной. С помощью высокочастотных инверторов Инв.1, Инв.2 напряжение трансформируется на частотах в десятки килоггерц, что существенно уменьшает габариты силовых трансформаторов. Ожидается, что данная схема даст выигрыш не только в габаритах и материалоемкости, но и обеспечит более стабильные параметры устройства.

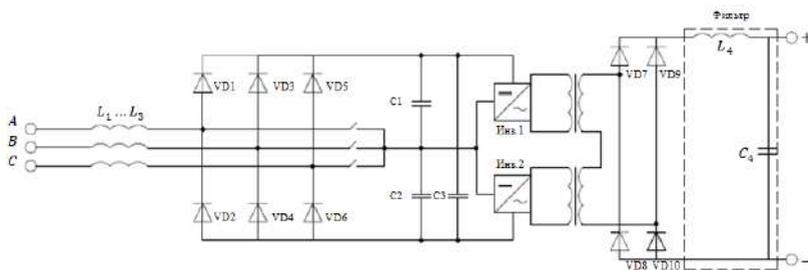


Рис.5 – Силовая схема трехфазного импульсного выпрямителя

## СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОЙ ЭФФЕКТИВНОСТИ ИЗОЛИРОВАННЫХ DC-DC ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ С ЖЕСТКОЙ КОММУТАЦИЕЙ

Д.А. Рыжанков, Д.А. Штейн

Новосибирский государственный технический университет,  
г. Новосибирск, dimryz98@gmail.com

Научный руководитель: Харитонов С.А., д.т.н., профессор

*В работе представлены результаты сравнительного анализа тепловых потерь двух основных топологий DC-DC преобразователей электрической энергии с гальванической развязкой – полумостового и мостового преобразователей напряжения. Сравнение проводилось при различной частоте коммутации силовых ключей с помощью имитационного моделирования в программе PowerSIM.*

*The paper presents the results of a comparative analysis of heat losses of two main topologies of DC-DC converters of electrical energy with galvanic isolation - half-bridge and bridge voltage converters. The comparison was carried out at different switching frequencies of power switches using simulation modeling in the PowerSIM program.*

Увеличение частоты коммутации силовых ключей преобразователя ведет к уменьшению его массогабаритных показателей, что является важным, особенно когда данный вопрос касается преобразователей для авиационной техники, космических аппаратов.

Общая мощность тепловых потерь, которая выделяется на полупроводниковых ключах состоит из потерь динамических (выделяющихся в моменты коммутации ключей) и статических.

Принцип работы большинства схем преобразователей электрической энергии основан на переключении полупроводниковых вентилях в режиме жесткой коммутации. Т.е. когда в момент переключения состояния вентиля его ток и напряжение изменяются вместе, происходит выделение динамических потерь. В основном, динамические потери вносят большой вклад в мощность потерь транзисторов. Повышение частоты коммутации транзисторов в таких преобразователях ведет к увеличению потерь мощности, выделяемых данными компонентами, что ограничивает максимальное значение частоты коммутации. Исходя из этого необходимо искать компромисс между уменьшением массогабаритных параметров устройства и увеличением величины тепловых потерь.

Для обеспечения коммутации с меньшими потерями мощности можно использовать схемы преобразователей с мягкой коммутацией ключей и соответствующие алгоритмы управления ими. Такой метод

состоит в том, что при переключении вентилей либо ток, либо напряжение имеет значение близкое к нулевому значению, т.е. существуют схемы с нулевым напряжением (ZVS) и с нулевым током (ZCS). Это способствует значительному снижению потерь мощности на коммутации ключей. Таким образом, используя такой преобразователь можно увеличить частоту коммутации ключей, при этом уменьшатся массогабаритные показатели преобразователя, но тепловые потери будут гораздо ниже по значениям, чем если бы на той же частоте использовался преобразователь с жесткой коммутацией.

В данной статье рассматриваются типовые схемы изолированных DC-DC преобразователи с жесткой коммутацией – полумостовой DC-DC преобразователь (рис. 1), мостовой DC-DC преобразователь (рис. 2), и производится сравнение их КПД при различной частоте коммутации.

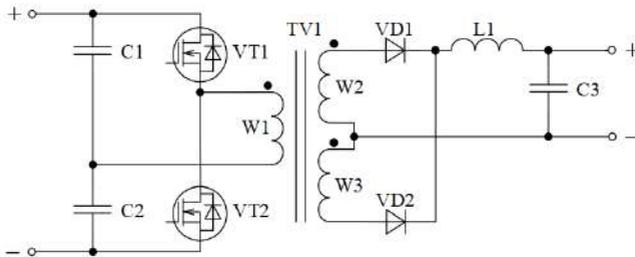


Рис.1 – схема принципиальная полумостового DC-DC преобразователя с гальванической развязкой

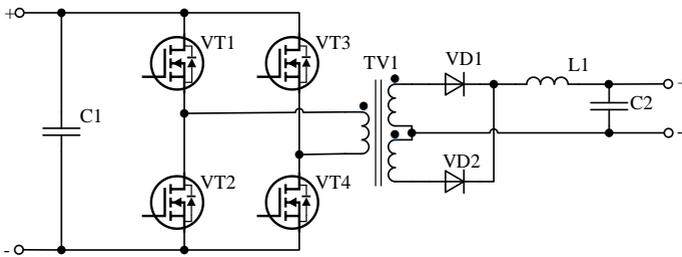


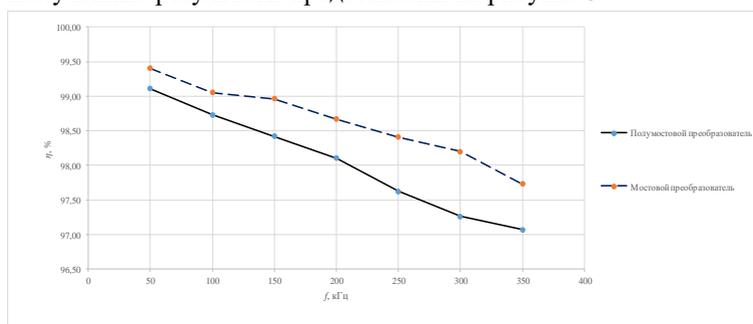
Рис.2 – схема принципиальная мостового DC-DC преобразователя с гальванической развязкой

Исходя из технического задания (таблица 1) был проведен расчет параметров данных схем и проведено имитационное моделирование в ПО PowerSIM для определения статических и динамических тепловых потерь в транзисторах на различной частоте коммутации.

**Таблица 1 – Техническое задание**

Наименование параметра	Обозначение	Значение
Напряжение сети	$U_{вх}, B$	230
Выходная мощность	$P_2, кВт$	1
Выходное напряжение	$U_{вых}, B$	27
Размах пульсаций выходного напряжения	$\Delta U_{вых}, B$	0,27
Частота коммутации транзисторов	$f, кГц$	50...350

Полученные результаты представлены на рисунке 3.



**Рис.3 – графики зависимости КПД преобразователей от частоты коммутации транзисторов**

Из полученных результатов видно, что с увеличением частоты коммутации происходит снижение КПД преобразователя из-за роста мощности потерь. В рассмотренном диапазоне частот – снижение до 2% от исходного значения при 50 кГц. Также, видно, что мостовой преобразователь обладает более высоким КПД среди рассмотренных схем. Полученные результаты будут использоваться в дальнейшем при исследовании преобразователей с мягкой коммутацией.

Литература:

1. Компоненты для построения источников питания / «Симметрон» [Электронный ресурс] // 2013. – URL:

<https://www.symmetron.ru/articles/brochures/SMPS.pdf>

2. Силовая электроника : учебник для вузов / Ю.К. Розанов, М.В. Рябчинский, А.А. Кваснюк. 2-е изд., стереотипное – М: Издательский дом МЭИ, 2009. – 632 с.: ил.

## РЕЗУЛЬТАТЫ АНАЛИЗА ТРЕХФАЗНОГО НЕПРЯМОГО МАТРИЧНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

Д.С. Семянников, И.А. Баховцев

Новосибирский государственный технический университет,  
г. Новосибирск, [dmitriy.semyannikov@yandex.ru](mailto:dmitriy.semyannikov@yandex.ru)

Научный руководитель: Баховцев И.А., д.т.н., доцент

*В данной статье рассматривается влияние активного выпрямителя на качество выходного напряжения инвертора. Оба компонента работают в составе трехфазного матричного преобразователя без явного звена постоянного тока в программе Matlab Simulink. Результаты анализа представлены в виде осциллограмм и графиков показателей качества выходной энергии матричного преобразователя и идеального инвертора напряжения.*

*This article discusses the effect of an active rectifier on the quality of the output voltage of the inverter. Both components work as part of a three-phase matrix converter without an explicit DC link in the Matlab Simulink program. The results of the analysis are presented in the form of waveforms and graphs of the quality indicators of the output energy of a matrix converter and an ideal voltage inverter.*

Матричные преобразователи частоты являются одним из перспективных решений в сфере экономии энергии и развития электропривода переменного тока. Возможность рекуперативного торможения позволяет расширить сферу применения частотных преобразователей и улучшить их эксплуатационные характеристики. Данная схема была предложена в конце прошлого века, но из-за отсутствия эффективных двунаправленных ключей промышленного применения она не получила. Ситуация изменилась в последние несколько лет с появлением двунаправленных ключей нового поколения, так называемых RB-IGBT.

Непрямой матричный преобразователь (НМП) состоит из двунаправленного трехфазного активного выпрямителя, виртуального звена постоянного тока и трехфазного инвертора напряжения. Выпрямитель основан на ключах переменного тока, что позволяет обеспечивать близкий к единице коэффициент потребляемой мощности и возможность рекуперации энергии в сеть. Основной задачей выпрямителя является поддержание стабильного уровня напряжения, подаваемого на инвертор, который, в свою очередь, формирует выходное напряжение необходимой формы. Из-за отсутствия в звене постоянного

тока (ЗПТ) матричных преобразователей батареи электролитических конденсаторов большой емкости, они обладают меньшими габаритами силовой части и возможностью использования при низких температурах.

В то же время, из-за отсутствия элементов накопления энергии в ЗПТ данная схема имеет низкочастотные пульсации напряжения, вызванные работой активного выпрямителя и высокочастотные пульсации, вызванные способом его управления - синусоидальной ШИМ. Все эти факторы влияют на конечное качество выходного тока всей схемы. Еще к недостаткам схемы НМП можно отнести коэффициент передачи напряжения ниже единицы ( $\sim 0,86$ ), низкая помехоустойчивость к помехам от электросети и большое количество силовых устройств (18 IGBT и 18 диодов, см. рис. 1).

Цель данных исследований – оценить степень негативного влияния активного выпрямителя на качество выходной энергии инвертора напряжения в составе НМП и наметить пути его устранения.

Характеристики НМП:

- Амплитудное сетевое входное напряжение – 100 В;
- Частота ШИМ и активного выпрямителя и АИН – 900 Гц;
- Выходная частота – 50 Гц;
- Глубина модуляции ШИМ для активного выпрямителя  $M=1.0$ ;
- Нагрузка – активно-индуктивная:  $Z_n = 1 \text{ Ом}$ ,  $\cos(\varphi) = 1, 0.9, 0.8, 0.7$ .

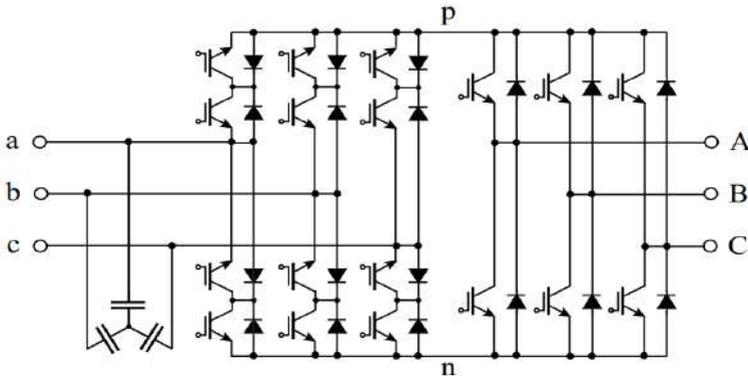


Рис. 1 – Схема трехфазного непрямого матричного преобразователя

Ниже приведены временные диаграммы и графики показателей качества выходной энергии непрямого матричного преобразователя (обозначены «НМП»), а также (для сравнения) автономного инвертора напряжения (обозначены «АИН»). Результаты получены с помощью компьютерного моделирования в программе *Matlab Simulink*.

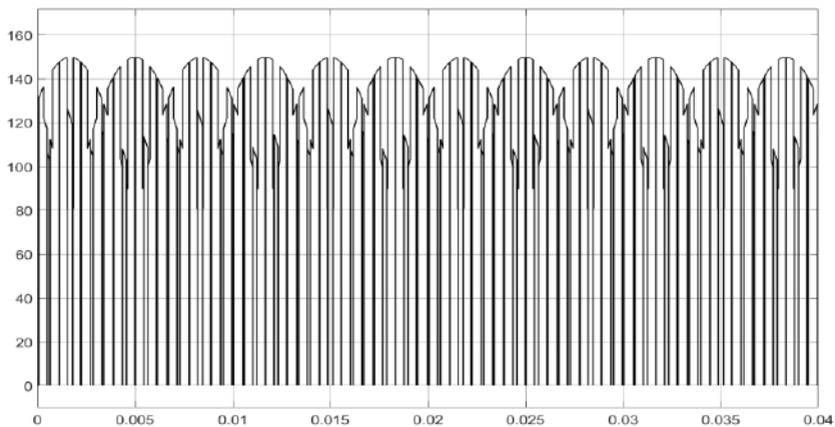


Рис. 2 – Напряжение в ЗПТ НМП

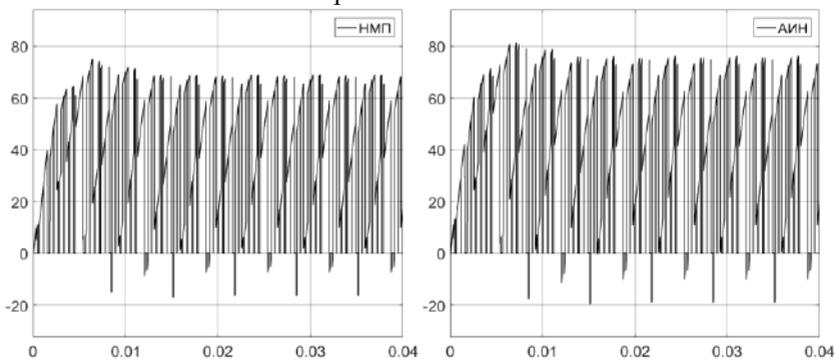


Рис. 3 – Ток в ЗПТ НМП и АИН

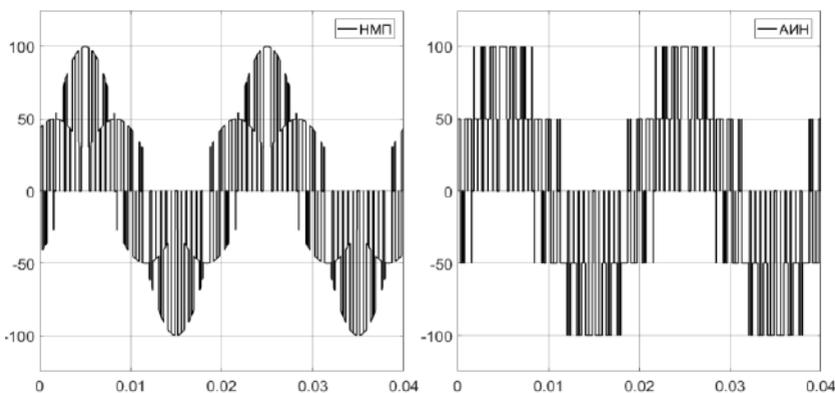


Рис. 4 – Фазное напряжение НМП и АИН

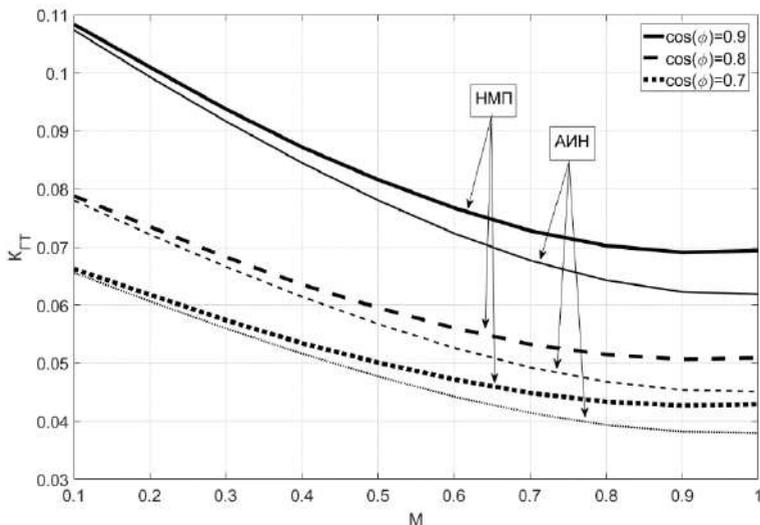


Рис. 5 – Выходной  $K_{ГТ}$  НМП и АИН

На рисунке 2 видны низкочастотные и высокочастотные пульсации, напряжения, присутствующие в ЗПТ, о которых говорилось выше. На рисунках 3 и 4 – соответственно кривые входного тока и фазного напряжения АИН. На рисунке 5 показаны графики коэффициента гармоник выходного тока от глубины модуляции  $M$  системы управления инвертора, снятые для НМП и идеального АИН при разной нагрузке. Они позволяют количественно оценить негативное влияние активного выпрямителя. Увеличение  $K_{ГТ}$  по сравнению с АИН при глубине модуляции  $M=1$  (см. рис. 5) составляет: 12.1% при  $\cos(\phi)=0.9$ , 12.8% при  $\cos(\phi)=0.8$ , 14.7% при  $\cos(\phi)=0.7$ .

Дальнейшие задачи исследования: поиск путей устранения влияния некачественного звена ПСТ на выходные характеристики АИН в составе НМП. Наиболее простой и экономичный путь – это разработка новых способов широтно-импульсного управления как активным выпрямителем, так АИН.

#### Литература:

1. Мещеряков, В.Н. Математический анализ и моделирование преобразователя частоты матричного типа с непосредственным управлением по методу пространственно-векторной модуляции / В.Н. Мещеряков, Д.В. Байков // Вестник ЮУрГУ. Серия «Энергетика». – 2015. – Т. 15, № 1. – С. 21–33. DOI: 10.14529/power150103

2. J. W. Kolar, T. Friedli, J. Rodriguez and P. W. Wheeler, "Review of Three-Phase PWM AC-AC Converter Topologies," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 58, no. 11, pp. 4988-5006, Nov. 2011, doi: 10.1109/TIE.2011.2159353.

3. J. W. Kolar, T. Friedli, F. Krismer and S. D. Round, "The essence of three-phase AC/AC converter systems," 2008 13th International Power Electronics and Motion Control Conference, Poznan, 2008, pp. 27-42, doi: 10.1109/EPEPEMC.2008.4635241.

4. P. W. Wheeler, J. Rodriguez, J. C. Clare, L. Empringham and A. Weinstein, "Matrix converters: a technology review," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 49, no. 2, pp. 276-288, April 2002, doi: 10.1109/41.993260.

5. Баховцев И.А. Анализ и синтез энергооптимальных способов управления инверторами с ШИМ: Диссертация на соискание ученой степени доктора технических наук. – Новосибирск, 2017.

## **ИССЛЕДОВАНИЕ ЗАВИСИМОСТИ ТОКА ОТ НАПРЯЖЕНИЯ «ОТКРЫТОГО» РАЗРЯДА С ХОЛОДНЫМ КАТОДОМ В ЧИСТЫХ УСЛОВИЯХ**

**Г.В. Шевченко**

**Новосибирский государственный технический университет,**

**г. Новосибирск, [unnamedkzro@gmail.com](mailto:unnamedkzro@gmail.com)**

**Научный руководитель: Бохан П.А., д.ф.-м.н.**

*В работе представлены исследования зависимости тока от напряжения "открытого" разряда с холодным катодом в чистых условиях. Результаты работы демонстрируют необычный S-образный вид характеристики "открытого" разряда как следствие модификации катода рабочим газом, который объясняется с точки зрения конкуренции эмиссионных процессов на катоде.*

*The paper presents studies of the current-voltage dependence of the "open" discharge with a cold cathode under pure conditions. The results demonstrate an unusual S-shaped characteristic of the "open" discharge as a consequence of cathode modification by the working gas, which can be explained in terms of competition of the emission processes at the cathode.*

На основе нового подхода к эмиссионным свойствам холодных катодов были созданы газоразрядные субнаносекундные коммутационные приборы, которые получили название кивотроны [1].

Механизм модификации катода заключается в имплантации в приповерхностный слой катода атомов и ионов рабочего газа, что приводит к изменению его эмиссионных свойств, а именно преобладанию фотоэмиссии над эмиссией под действием тяжелых частиц [2]. Кивотроны по совокупности свойств обладают уникальным набором параметров: время коммутации (время перехода из низкопроводящего состояния в высокопроводящее) до 100 пс, частота следования импульсов до 100 кГц, давление рабочего газа от 5 до 760 Торр, степень компрессии импульсов (отношение времени коммутации ко времени задержки развития разряда) до 200. Кивотроны нашли свое применение в качестве быстродействующих ключей в силовой электронике. Кивотроны функционируют на основе “открытого” разряда, разряде развивающимся в малых разрядных промежутках при высоких напряженностях электрического поля. Типичная геометрия разрядного промежутка представляется из себя катод и сетка-анод высокой геометрической прозрачности. Проблема моделирования газового разряда при высоких напряженностях электрического поля (т.е. поле намного больше пробивного и больше, чем критическое значение, определяемое переходом в пучковой режим) состоит в том, что, коэффициенты, описывающие процессы эмиссии электронов в этих условиях должны приниматься как неизвестные величины ввиду их широкого разброса. Исследования открытого разряда привели к переосмыслению эмиссионных процессов в газовом разряде и позволили добиться воспроизводимости результатов в одних и тех же условиях при переходе от одной экспериментальной установке к другой. Понимание и в дальнейшем моделирование эмиссионных процессов с холодных катодов возможно путем исследования зависимостей тока от напряжения в различных условиях, что и является целью настоящей работы. Таким образом исследование эмиссионных процессов в газовом разряде позволит не только углубить понимание процессов в сверхбыстрых коммутаторах на основе открытого разряда, но и эмиссионных процессов газового разряда в целом.

Эксперименты по измерению зависимости тока от напряжения ( $I(U)$ ) “открытого” разряда проводились в вакуумной системе, функционирующей до давлений не хуже  $10^{-6}$  Торр. Методика измерения заключается в достижении максимально возможной чистоты условий, т.е. минимизации примесей молекулярных газов (азот, кислород) в рабочей ячейке. Перед каждым измерением ячейка откачивалась до  $10^{-5}$  Торр и прогревалась до 70 °С. В качестве рабочей среды использовался гелий с номинальной чистотой не менее 99,9999%, который поступал в рабочую ячейку через азотную ловушку. Перед началом измерений

проводилась тренировка катода при помощи разряда. Измерение зависимости  $I(U)$  проводилось при помощи источника питания, представленного на Рисунке 1, который повышает полупериод сетевого напряжения до 4 кВ. Балластное сопротивление  $R_1$  ограничивало ток в разрядную ячейку, при помощи  $R_3$  измерялся ток в ячейке, а делитель  $R_2$  и  $R_4$  позволял измерять напряжение на ячейке. Все значения параметров разряда регистрировались при помощи осциллографа Tektronix MDO3104.

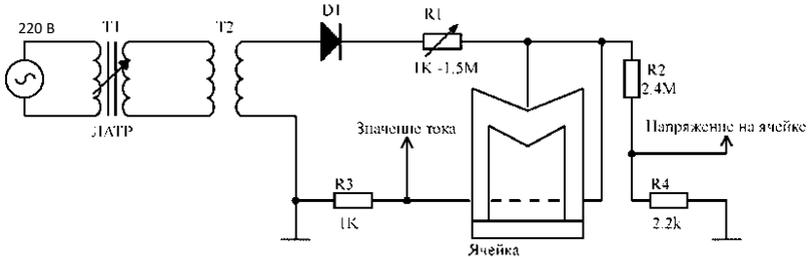


Рис.1 – Импульсный источник напряжения

На Рисунке 2 представлены осциллограммы разрядного тока и напряжения на ячейке при различном давлении.

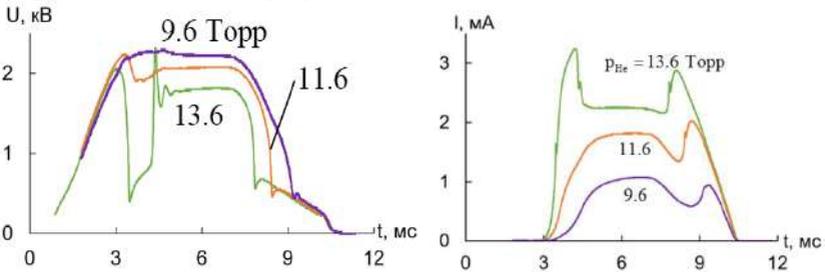


Рис.2 – Осциллограммы напряжения ( $U$ ) и тока ( $I$ ) в разрядной ячейке при различном давлении гелия  $p_{He}$

Первые 3 мс происходит повышения напряжения до момента пока не наступит пробой и ток не начнет повышаться. В зависимости от давления наблюдается сложная форма тока. Асимметрия тока при спаде напряжения свидетельствуют об отсутствии стационарности процессов эмиссии электронов с катода. На осциллограмме напряжения при давлении гелия  $p_{He} = 13.6$  Торр наблюдаются осцилляции, связанные с изменением дифференциального сопротивления ячейки. Измерения зависимостей  $I(U)$  открытого разряда при различном давлении, которые

представлены на Рисунке 3, осуществлялись по спаду напряжения, когда плазма приходит в квазистационарный режим (зона измерения указана на вставке Рисунка 3).

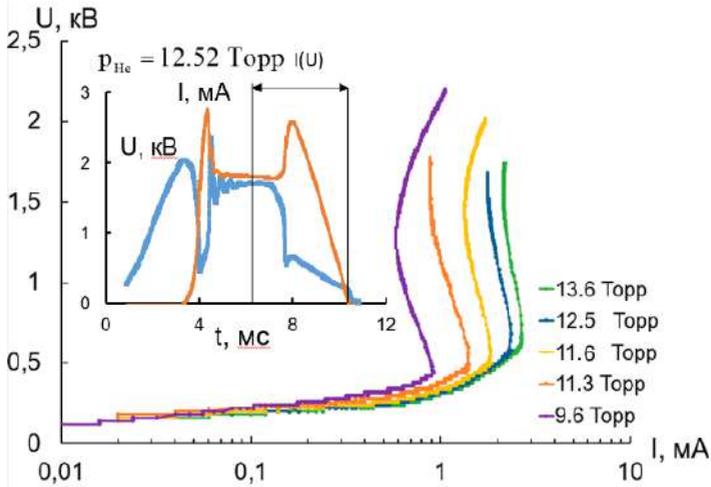


Рис.3 – Зависимости  $I(U)$  при давлении гелия  $p_{He} = 9.6, 11.3, 11.6, 12.5$  и  $13.6$  Торр; на вставке осциллограммы напряжения ( $U$ ) и тока ( $I$ ) при  $p_{He} = 12.52$  Торр и зона измерения зависимости  $I(U)$

В начале характеристики наблюдается нормальный тлеющий разряд с возрастающей характеристикой и вместе с этим растет коэффициент размножения электронов  $\alpha$ . При напряжениях около 500 В  $\alpha$  достигает своего максимума [3] и дальнейшее увеличение напряжения приводит к уменьшению тока. Провал тока длится то тех пор, пока разряд не перейдет в фотоэлектронный. Чем чище условия – тем сильнее провал тока, что определяется количеством примеси в объеме. Наиболее яркий провал тока получен при  $p_{He} = 9.6$  Торр. Такая S-образная характеристика впервые была получена и качественно описана в работе [4]. Такой вид характеристики является необычным и свидетельствует об отличии этой формы разряда от похожих.

При работе в чистых условиях открывается возможность изучения особенностей эмиссионных процессов с холодных катодов. Чистые условия развития разряда приводят к получению S-образного вида зависимостей тока от напряжения, что носит научный интерес и имеет основание лечь в основу построения теории “открытого” разряда при высоких напряженностях поля.

Литература:

1. Investigation of the characteristics and mechanism of subnanosecond switching of a new type of plasma switches. I. Devices with counter-propagating electron beams—kivotrons / P.A. Bokhan, P.P. Gugin, M.A. Lavrukhin, D.E. Zakrevsky, I.V. Schweigert, A.L. Alexandrov // *Plasma Sources Science and Technology*. – 2020. – Vol. 29. – P.084002 – doi: 10.1088/1361-6595/ab9d90.
2. Bokhan A.P., Bokhan P.A., Zakrevsky D.E. Peculiarities of electron emission from the cathode in an abnormal glow discharge // *Applied Physics Letters*. – 2005. – Vol. 86, № 15 – P. 151503.
3. Бохан А.П., Бохан П.А., Закревский Д.Э. Условия и механизм получения высокоэффективной генерации электронных пучков в широкоапертурных источниках света на основе открытого разряда // *Физика плазмы*. – 2006. – Т. 32 – С. 599–612.
4. Bokhan P.A. On physical processes in an “open” discharge // *Uspekhi Fizicheskikh Nauk*. – 2018. – Vol. 61. – P. 1241–1247. – doi: 10.3367/UFNe.2018.04.038362.

**Секция РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ  
И ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ**

**СТРУКТУРА ПЛОСКОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ  
С РАДИАЛЬНОЙ СЕТКОЙ**

**А.Д. Базанова, Ю.О. Филимонова, К.А. Лайко  
Новосибирский государственный технический университет  
Г. Новосибирск, [adbazanova@yandex.ru](mailto:adbazanova@yandex.ru)**

*Работа посвящена вопросам проектирования антенных решеток. Предложен новый принцип расположения излучателей в узлах антенной решетки – радиальная сетка. Рассмотрены антенные решетки, имеющие различные структуры расположения излучающих элементов, проведен сравнительный анализ их основных характеристик.*

*The work is devoted to the design of antenna arrays. A new principle of the arrangement of emitters in the nodes of the antenna array is proposed – a radial grid. Antenna arrays with different structures of the radiating elements are considered, a comparative analysis of their main characteristics is carried out.*

В настоящее время активно ведутся работы по изобретению новых конструкций антенн и улучшению их характеристик. Для получения высоких характеристик направленности широко применяются антенные решетки (АР). Наиболее распространенным типом АР являются плоские решетки. В большинстве случаев данные решетки состоят из идентичных излучателей, расположенных в узлах плоской координатной сетки с двойной периодичностью - это прямоугольная и гексагональная сетки (рис. 1а,б)[1-4].

В работе к рассмотрению предлагается принципиально новая сетка расположения излучателей – радиальная (рис. 1в), где излучатели располагаются на окружностях разных радиусов с заданным шагом.

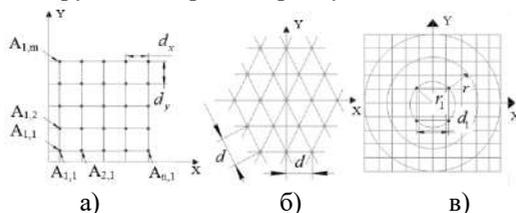


Рис. 1 – Размещение излучателей в узлах сетки:  
а) прямоугольная, б) гексагональная, в) радиальная

Здесь  $d_x, d_y$  - шаг между излучателями по оси  $x, y$  для прямоугольной сетки. Для гексагональной сетки  $d$  - расстояние между узлами АР.

Целью работы является изучение характеристик АР с различными параметрами радиальной сетки.

В АР с радиальной сеткой шаг определяется расстоянием между окружностями. Для получения эквидистантной структуры решетки расстояние между окружностями ( $\Delta r$ ) и излучателями ( $d_1$ ) должно быть равным константе.

Опишем возможные варианты расположения излучателей плоских АР с радиальной сеткой:

1. Задаемся минимально возможным количеством элементов в каждом квадранте первой окружности – 1 излучатель (общее количество излучателей на первой окружности:  $2N_1 = 4$ ).
2. Для нахождения радиуса первой окружности, зададимся расстоянием между излучателями, исходя из условия физической реализуемости:  $r_1 = d_1 / \sqrt{2}$ , где  $d_1$  - заданное расстояние между излучателями по хорде окружности.
3. Для получения эквидистантной структуры решетки расстояние между окружностями берется равным константе ( $\Delta r = const$ ). Закон изменения радиусов окружностей может быть разным. В данной статье рассмотрен случай, когда радиус последующих окружностей вычисляется по формуле:  $r_i = r_{i-1} + 2r_1$ , где  $i \in 2 \dots n$ ,  $n$  - количество окружностей.
4. Задавшись количеством излучателей на окружности, находим координаты расположения излучающих элементов, исходя из условия равномерного заполнения на данной окружности. Итерация проводится заданное количество раз, определенное общим числом окружностей.
5. Далее, определив матрицы координат расположения излучателей, в которых каждому из значений по оси  $y$  соответствует некоторое значение по оси  $x$ , возможно перейти к построению ДН двумерной антенной решетки [5-7]:

$$F(\theta, \varphi) = \sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^M A_{nm} \cos(\kappa X_{nm} (\cos \varphi \sin \theta - \cos \varphi_{zл} \sin \theta_{zл})) \cdot \cos(\kappa Y_{nm} (\sin \varphi \sin \theta - \sin \varphi_{zл} \sin \theta_{zл})),$$

где  $A_{nm}$  - амплитудное распределение;  $k$  - волновое число;  $X_{nm}, Y_{nm}$  - координаты излучателей по оси X и Y соответственно,  $(\theta, \varphi)$  - текущие угловые координаты,  $(\theta_{zl}, \varphi_{zl})$  - направление главного луча ДН.

В качестве примера рассмотрим двумерную АР с равномерным амплитудным распределением и различным количеством излучающих элементов [8-9]. Зададимся структурой АР: 5 окружностей, равноудаленных друг от друга на расстояние  $\Delta r = 2r_1$ . На начальном этапе рассмотрим случай с максимальным заполнением антенного полотна 25 излучателей (здесь и далее количество излучателей приводится для первого квадранта, общее количество излучателей АР в четыре раза больше), исходя из условия физической реализуемости (рис. 2а), а также случаи со смещением излучателей на условные оси координат на окружностях с четными и нечетными номерами (рис. 2б, в).

Далее к рассмотрению предложены структуры с различным количеством излучателей в АР. Сначала снизили количество излучающих элементов на один на каждой из окружностей, кроме первой и второй. Данная структура приведена на рис. 2г. Далее рассмотрели случай с минимально возможным количеством излучателей (рис 2д), при котором начинают появляться паразитные дифракционные максимумы в ДН, что изображено на рис. 2д.

Максимальное значение КНД при рассмотрении структуры из 21 излучателя составило  $26.1\text{дБ}$ . КНД для структуры из 25 излучателей составил  $25.2\text{дБ}$ , для 15 излучателей-  $23.3\text{дБ}$ . Минимальный УБЛ равен  $-20\text{дБ}$  в случае смещенных излучателей на условные оси координат.

Для достоверного сравнения получаемых характеристик, расположим на прямоугольной сетке столько излучателей, сколько поместится в максимальный радиус, используемый при радиальном методе ( $r_{\max} = 3.25\lambda$ ). Апертура АР и, полученные для нее, ДН приведены на рис. 4а и 4б, в, соответственно.

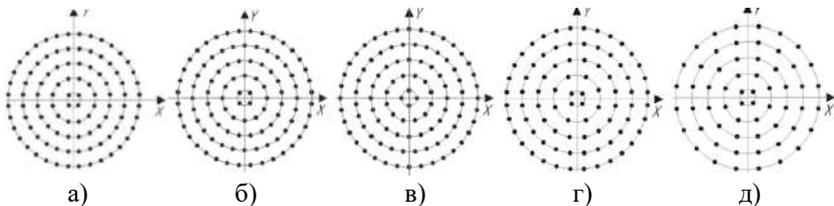


Рис.2 – Апертура АР с радиальной сеткой: а) 25 излучателей, б) четные окружности, в) нечетные окружности, г) 21 излучатель, д) 15 излучателей

Полученные ДН для описанных выше структур приведены на рис. 3.

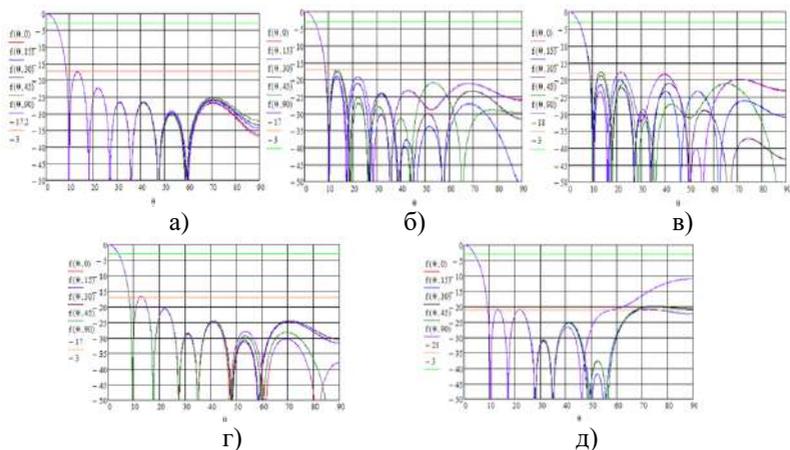


Рис. 3 – ДН двумерной АР: а) 25 излучателей, б) четные окружности, в) нечетные окружности, г) 21 излучатель, д) 15 излучателей

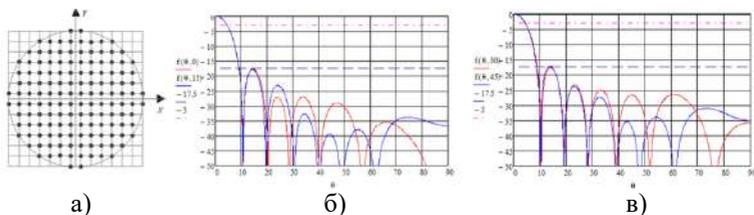


Рис. 4 – а) Апертура АР на основе прямоугольной сетки б) ДН АР при  $\varphi = 0^0$  и  $\varphi = 15^0$ , в) ДН АР при  $\varphi = 30^0$  и  $\varphi = 45^0$

Основные характеристики:  $УБЛ = -17\text{дБ}$ , ширина ДН  $2\theta_{0,5}^{\varphi=0} = 10.4^0$ , КНД  $D = 26.3\text{дБ}$ .

Сравнительный анализ, полученных результатов, показал, что при снижении количества излучающих элементов в структуре АР с радиальной сеткой происходит повышение уровня боковых лепестков, ухудшаются направленные свойства антенны, а также возникают паразитные дифракционные максимумы, которые, в свою очередь, могут быть снижены при учете характеристики направленности излучателя.

Наилучшие результаты дает радиальная структура с 25 излучателями в первом квадранте со смещенными излучателями на условные оси координат. Сравнительный анализ АР, фиксированной по форме и

размеру апертуры, показал, что радиальная структура обеспечивает более равномерное распределение боковых лепестков для разных  $\varphi$ , тем самым позволяя понизить УБЛ на 3 дБ в сравнении с прямоугольной сеткой.

Литература:

1. Хансен, Р.К. Сканирующие антенные системы СВЧ. Том 1. (Microwave Scanning Antennas: Volume I, 1964) [Djv-13.1M]. Под редакцией Р.К. Хансена Перевод с английского под редакцией Г.Т. Маркова и А.Ф. Чаплина. (Москва: Издательство «Советское радио», 1966). - 536 с.
2. Хансен, Р.К. Сканирующие антенные системы СВЧ. Том 2. (Microwave Scanning Antennas: Volume II, 1966) [Djv- 8.0M] Под редакцией Р.К. Хансена. Перевод с английского под редакцией Г.Т. Маркова и А.Ф. Чаплина. (Москва: Издательство «Советское радио», 1969). - 496 с.
3. Хансен, Р.К. Сканирующие антенные системы СВЧ. Том 3. (Microwave Scanning Antennas: Volume III) [Djv-12.2M] Под редакцией Р.К. Хансена. Перевод с английского под редакцией Г.Т. Маркова и А.Ф. Чаплина. (Москва: Издательство «Советское радио», 1971). – 464 с.
4. Хансен, Р.К. Фазированные антенные решетки : пер. с англ./Р. К. Хансен. – 2-е изд. – М. : Техносфера, 2012. – 560 с.
5. Фролова, О.П. Любительские антенны КВ и УКВ: пер. с полск. /Под ред. О.П. Фролова- М.: Радио и связь, 1983.-480 с., ил.
6. Шифрин Я.С. Вопросы статистической теории антенн. Москва: Издательство «Советское радио», 1970. – 384 с.
7. Марков Г.Т. Антенны. Учебник для студентов радиотехнических специальностей вузов// Г.Т. Марков, Д.М. Сазонов - М.: Энергия, 1975. – 528с.
8. Зелкин, Е.Г. Методы синтеза антенн// Е.Г. Зелкин, В.Г. Соколов – М.: Сов.радио, 1980.- 296 с.
9. Зелкин, Е.Г. Задачи синтеза антенн и новые методы их решения. Кн. 1./ Е.Г. Зелкин, В.Ф. Кравченко – М.: ИПРЖР, 2002. - 72 с.
10. Филимонова, Ю.О. Синтез амплитудных распределений антенных решеток с повышенным коэффициентом использования поверхности раскрыва / Ю.О. Филимонова, К.А. Лайко // Доклады ТУСУР. – 2015. – 162 с.

## ПОВЫШЕНИЕ ДАЛЬНОСТИ ДЕЙСТВИЯ WI-FI СИСТЕМ С ПОМОЩЬЮ ПАССИВНОЙ РЕТРАНСЛЯЦИИ

**Р.И. Воробьев**

**Сибирский государственный университет  
телекоммуникаций и информатики,  
г. Новосибирск, [roman@sibguti.ru](mailto:roman@sibguti.ru)**

**Научный руководитель: Резван И.И., к.т.н., доцент**

*В статье рассматривается возможность повышения дальности действия Wi-Fi систем с использованием кабеля-антенны в качестве ретранслятора.*

*The article considers the possibility of increasing the range of Wi-Fi systems using an antenna cable as a repeater.*

В 21 веке беспроводные сети нашли широкое применение в повседневной жизни. Основное назначение беспроводных локальных сетей (WLAN) - организация доступа к информационным ресурсам внутри здания. Вторая наиболее важная область применения - организация общественных коммерческих точек доступа в людных местах [1].

Под аббревиатурой Wi-Fi понимают семейство стандартов для организации беспроводных локальных сетей в соответствии со спецификацией IEEE 802.11.

Основные преимущества беспроводных сетей можно описать так:

- гибкость архитектуры, то есть способность динамически изменять топологию сети при подключении, перемещении и отключении мобильных пользователей без значительной потери времени;
- высокая скорость передачи данных (1-70 Мбит /с и выше);
- скорость проектирования и развертывания;
- высокая степень защиты от несанкционированного доступа;
- отказ от дорогой и не всегда возможной прокладки или аренды оптоволоконного или медного кабеля.

Возможно, одной из основных проблем, типичных для сетей Wi-Fi, являются помехи, то есть пересечение зон приема от разных станций. В связи с тем, что передача сигнала осуществляется на свободной частоте, качество связи может быть значительно снижено из-за помех со стороны различных видов электроприборов. Кроме того, условия приема и передачи ухудшают стены, железобетонные полы, металлические перегородки и т. д. [2].

Наконец, недостатки WLAN включают ограниченный диапазон действий, который не превышает 100 метров в прямой видимости и 50 метров в передаче информации в зданиях.

Решение этой проблемы было найдено в устройствах, которые называются повторителями, они позволяют увеличить дальность действия Wi-Fi систем. Используют активный или пассивный повторители. Активный ретранслятор имеет антенну (или несколько антенн), радиоприемник, радиопередатчик, источник электропитания, оборудование для дистанционного управления и контроля оборудования, а также оборудование для автоматизации. Пассивный ретранслятор характеризуется тем, что он не содержит приемного или передающего оборудования, а прием и передача осуществляются исключительно антенными системами. В отличие от пассивных повторителей, активные имеют ограничения по количеству линий связи и пропускной способности, определяемой его оборудованием [3,4].

В данной работе представлены результаты исследований различных вариантов построения малоразмерной беспроводной локальной сети как с активными ретрансляторами для отдельных удаленных рабочих мест, так и с пассивными. При этом учитывается специфика типовой аппаратуры стандарта Wi-Fi и дальность действия. Проведены реальные испытания компонентов сетевого оборудования в конкретном помещении для принципиальной оценки возможности её реализации.

Активный ретранслятор имеет в своем составе приемопередатчик диапазона Wi-Fi, подсистему управления и адаптер электропитания от сети 220вольт .

В качестве пассивного ретранслятора был использован отрезок коаксиального кабеля определенной длины с выступающими на 7 сантиметров концами центральной жилы, очищенными от внешней оплетки. При этом, один конец кабеля следует расположить рядом с антенной точки доступа, второй – в месте установки компьютера удаленного рабочего места. Предполагается, что ослабление мощности радиочастотного сигнала Wi-Fi с учетом потерь на электромагнитных стыках и самом кабеле – ретрансляторе будет намного меньше, чем при распространении в свободном пространстве.

Режимы измерений следующие:

- измерения уровня принимаемого сигнала измерительного комплекса от точки доступа в свободном пространстве (без препятствий между ними);
- измерения уровня принимаемого сигнала при наличии препятствий в виде стен и перегородок помещений с применением удлинителя TP-LINKTL-WA855RE с сетевым питанием и проложенным коаксиальным

кабелем, конфигурированным в виде фидерного устройства и антенны Wi-Fi с круговой диаграммой направленности с четвертью длины волны Wi-Fi диапазона.

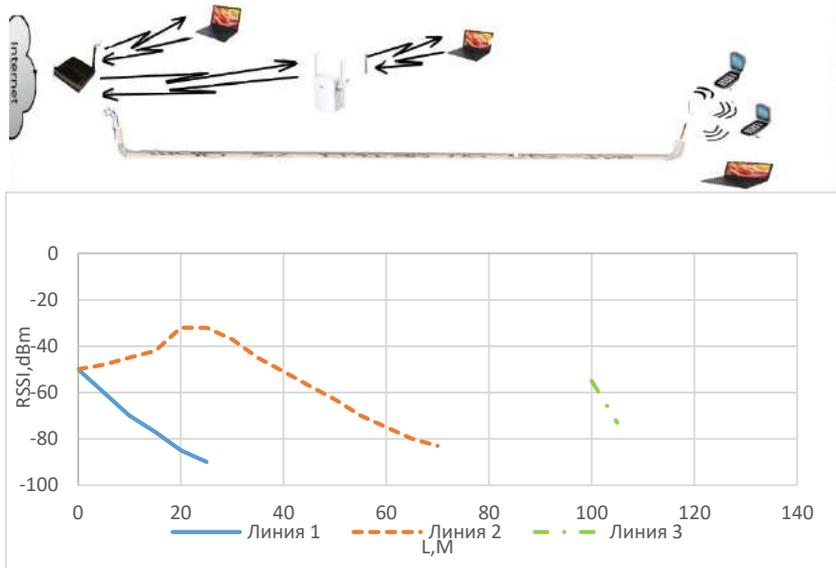


Рис.1 – Сравнительный анализ показателя уровня принимаемого сигнала при активной и пассивной ретрансляции: линия 1-точка доступа; линия 2-усилитель сигнала; линия 3- высокочастотный кабель

Результаты проведенных измерений уровня принимаемых адаптером Wi-Fi компьютера сигнала показывают, что в режиме свободного распространения работоспособность системы нарушается на расстоянии около 26 метров. В случае использования активного ретранслятора типа TP-LINKTL-WA855RE нормальная связь прекращается на дистанции в 73 метра. При применении пассивного ретранслятора на коаксиальном кабеле типа RG6 75 Ом наблюдалась устойчивая работа компьютера удаленного доступа на расстоянии трех метров от антенны коаксиального ретранслятора. Общее расстояние от исходной точки доступа, достигаемое в последнем измерении, составляет 103 метра (рис.1).

Таким образом, пассивная ретрансляция при помощи кабеля дает свои преимущества для расширения сети в офисных помещениях.

## Заключение

Представленные результаты, проведенных натурных испытаний формирования участка сети Wi-Fi в режиме удаленного доступа, показали несомненное преимущество ретранслятора на коаксиальном кабеле в обеспечении дальности действия при одинаковой скорости передачи информации. Кроме того, стоимость коаксиального кабеля значительно ниже стоимости активного ретранслятора, что весьма выгодно с экономической точки зрения.

## Литература:

1. ТЕСНProof Системы передачи информации “Особенности развития технологий беспроводного доступа” RL:<http://www.techproof.ru/prunids-877-1.html>
2. Срочная компьютерная помощь “Преимущества и недостатки WiFi” URL: <https://wefavor.ru/article/146-s-wi-fi> (дата обращения: 1.06.19)
3. Gelezo. Наладим все. “Пассивные ретрансляторы” URL: [http://gelezo.com/antennas/antennas\\_types/110500/110507/passivnie\\_retranslyatori.html](http://gelezo.com/antennas/antennas_types/110500/110507/passivnie_retranslyatori.html) (дата обращения: 1.06.19)
4. Пассивная ретрансляция Wi – Fi URL: <https://vk.com/@meteosputnik79>

## АЛГОРИТМ ДЕМОДУЛЯЦИИ DPSK-СИГНАЛОВ В УСЛОВИЯХ ДЕЙСТВИЯ УЗКОПОЛОСНОЙ ИМПУЛЬСНОЙ ПОМЕХИ

**Н.С. Хайло, А.В. Кривецкий, А.Г. Вострецов**  
**Новосибирский государственный технический университет,**  
**г. Новосибирск, [onirs@corp.nstu.ru](mailto:onirs@corp.nstu.ru)**

*Синтезирован алгоритм демодуляции DPSK-сигналов, наблюдаемых на фоне шума с неизвестным распределением вероятностей и узкополосных импульсных помех с неизвестными параметрами. Характеристики эффективности получены методом компьютерного моделирования. Показано, что режекция узкополосных импульсных помехи необходима, если отношение помеха/сигнал превышает 10 дБ. Для преодоления априорной неопределенности распределения шума при синтезе алгоритма используется принцип асимптотической робастности.*

*We synthesize an algorithm for demodulating DPSK signals observed against noise with an unknown probability distribution and narrowband*

*pulsed interference with unknown parameters. Performance characteristics were obtained by computer simulation. It is shown that the narrowband pulse interference rejection is necessary if the interference/signal ratio exceeds 10 dB. The asymptotic robustness principle is used in the algorithm synthesis to overcome the a priori uncertainty of the noise distribution.*

Системы связи, обеспечивающие взаимодействие в группе рассредоточенных подвижных объектов, часто подвержены воздействию внешних помех – помех от радиотехнических систем, действующих в том же диапазоне частот, мешающих отражений от подстилающей поверхности и местных предметов [1]. Кроме того, индустриальные и атмосферные помехи обуславливают негауссовский характер шумов. Существующие алгоритмы демодуляции, как правило, рассчитаны на ситуацию приема на фоне аддитивного гауссовского шума и фиксированных внешних помех. В настоящей работе предлагается робастный алгоритм демодуляции DPSK-сигналов, наблюдаемых на фоне шума с неизвестным распределением вероятностей и комплекса помех с неизвестными параметрами.

В качестве сигнала, используемого в системе передачи данных, принимается сигнал с прямым расширением спектра [2] за счет применения псевдослучайных последовательностей (ПСП) с большой базой. Сигнал модулирован с использованием DPSK. При синтезе алгоритма демодуляции предполагается, что доплеровским сдвигом несущей частоты можно пренебречь [3]. Кроме полезного сигнала на входе приемника действует шум, распределение которого полагается априорно неопределенным, помехи, обусловленные зеркальным отражением от подстилающей поверхности и местных предметов, а также узкополосные импульсные сигналы, создаваемые сторонними радиотехническими системами. Для демодуляции используется сигнал прямого прохождения, имеющий минимальную задержку относительно синхронизирующего сигнала. В качестве модели распределения шума используется расширенная модель приближенно финитных распределений.

В качестве наблюдаемой выборки принят выборочный вектор  $\mathbf{x} = (x_1, \dots, x_N)^T$  ( $T$  – знак транспонирования), составленный из отсчетов комплексной огибающей процесса на выходе линейного тракта приемника с полосой пропускания  $\Delta f$ , взятых в соответствии с теоремой Котельникова,  $N$  – размер выборки. Для демодуляции DPSK-сигналов выборка  $\mathbf{x}$  формируется на двух соседних тактовых интервалах длительностью  $T$  каждый, то есть  $N = 2B = 2\lfloor \Delta f T \rfloor$ ;  $B$  – база сигнала

ПСП  $s_{\text{ПСП}}(t)$ , расширяющего спектр;  $[\cdot]$  – обозначение целой части числа. Вектор  $\mathbf{x}$  представляет собой сумму векторов, составленных из отсчетов полезного сигнала  $s^{(m)}(t)$ , зеркальных отражений полезного сигнала от подстилающей поверхности и местных предметов  $s_3(t)$ , узкополосной импульсной помехи  $S_{\text{ИИ}}(t)$  и шума  $\eta(t)$ , взятых с интервалом  $1/\Delta f$ :

$$\mathbf{x} = \mathbf{S}^{(m)} + \mathbf{S}_3 + \mathbf{S}_{\text{ИИ}} + \boldsymbol{\eta}, \quad (1)$$

где  $\mathbf{S}^{(m)} = \frac{U_c}{\sqrt{N}} \mathbf{s}^{(m)}$ ,  $U_c$  – энергетический параметр сигнала,

$\mathbf{s}^{(m)} = (s^{(m)}_1, \dots, s^{(m)}_N)^T$ ,  $s^{(m)}_i = \frac{e^{j\gamma_m}}{\sqrt{2}} s_{\text{ПСП}}(i/\Delta f) + \frac{e^{j\gamma_m}}{\sqrt{2}} e^{j2\pi m/M} s_{\text{ПСП}}(i/\Delta f - T)$ ,  $M$  – кратность модуляции,  $\gamma_m$  – начальная фаза сигнала первой посылки,

$$i = 1, \dots, N; \quad \mathbf{S}_3 = (S_{31}, \dots, S_{3N})^T,$$

$$S_{3i} = S_3 \left( \frac{i}{\Delta f} \right) = \sum_{\nu=1}^{N_3} \left[ U_\nu e^{j\frac{2\pi F_\nu i}{\Delta f}} \sum_{k=0}^{L_c-1} e^{j\gamma_{\nu,k}} e^{j\frac{2\pi m_k}{M}} s_{\text{ПСП}} \left( \frac{i}{\Delta f} - kT - t_\nu \right) \right],$$

где  $N_3$  – число мешающих зеркальных отражений,  $U_\nu$ ,  $F_\nu$ ,  $\gamma_{\nu,k}$  – энергетические параметры, доплеровские сдвиги и начальные фазы мешающих отражений соответственно,  $t_\nu$  – время задержки  $\nu$ -го мешающего сигнала относительно сигнала прямого прохождения,  $L_c = T_{ce}/T$  – число тактовых интервалов за время сеанса связи  $T_{ce}$ . В работе [3] показано, что при  $N_3 = 1 \dots 4$  зеркально отраженные сигналы хорошо подавляются согласованным коррелятором при использовании ПСП с малым (меньше 0.1) уровнем боковых лепестков автокорреляционной функции, например, сигналов Баркера с базой  $B > 10$  или  $m$ -последовательностей с базой  $B > 100$ .

Отсчеты узкополосной импульсной помехи представлены в виде

$$\mathbf{S}_{\text{ИИ}} = (S_{\text{ИИ}1}, \dots, S_{\text{ИИ}N})^T, \text{ где } S_{\text{ИИ}i} = U_{\text{ИИ}} e^{j\frac{2\pi F_{\text{ИИ}} i}{\Delta f}} \sum_{k=1}^{N_{\text{И}}} h \left( \frac{i}{\Delta f} - \tau_k \right), \quad i = 1, \dots, N,$$

$F_{\text{ИИ}} \in (-\Delta f/2, \Delta f/2)$  – сдвиг несущей частоты импульсной помехи относительно несущей частоты полезного сигнала;  $N_{\text{И}}$  – число

импульсов помехи на интервале наблюдения;  $U_{III}$  – энергетический параметр помехи,  $h(t - \tau_k)$  – импульсы помехи;  $\tau_k$  – задержка  $k$ -го импульса относительно полезного сигнала.

Шумовая выборка  $\boldsymbol{\eta} = (\eta_1, \dots, \eta_N)^T$  представляет собой вектор статистически независимых отсчетов комплексной огибающей, взятых в моменты времени  $t_i = i / \Delta f$ ,  $i = 1, \dots, N$ .

В качестве вероятностной модели шума примем расширенную модель приближенно финитных плотностей распределения вероятностей (ПРВ) [2], представленных множеством

$$\mathcal{P} = \left\{ p(t) = \frac{1}{\sigma} w\left(\frac{t}{\sigma}\right), w \in \mathcal{W}, \sigma \in (0, \infty) \right\}, \quad (2)$$

где  $\mathcal{W} = \left\{ w : \int_{-1}^1 w(t) dt = q, I(w) < \infty \right\}$  – класс ПРВ с нулевым средним и

фиксированной вероятностью  $q$  интервала  $[-1, 1]$ ,  $I(w) = \int_{-\infty}^{\infty} \psi_w^2(t) w(t) dt$

– информация Фишера о сдвиге,  $\psi_w(t) = \frac{d}{dt} \ln w(t)$  – логарифмическая производная ПРВ.

Синтез алгоритма осуществим в 2 этапа. На первом этапе оценивается несущая частота импульсной помехи, в качестве которой берется частота, соответствующая максимальному значению модуля компонента вектора  $\mathbf{x}\mathbf{f} = (xf_0, \dots, xf_{N-1})^T$ , полученного в результате вычисления дискретного преобразования Фурье (ДПФ) наблюдаемой выборки, затем в полосе, равной ожидаемой ширине спектра импульсной помехи  $\Delta f_{III}$ , режектируется часть спектра наблюдаемой выборки. Затем по выборке после режекции  $\mathbf{x}\mathbf{r} = F^{-1}(\mathbf{x}\mathbf{f} \odot \mathbf{r}\mathbf{f}) = (xr_1, \dots, xr_N)^T$ ,  $\mathbf{r}\mathbf{f} = (rf_0, \dots, rf_{N-1})^T$  – частотная характеристика режекторного фильтра,  $\odot$  – обозначение поэлементного умножения векторов, осуществляется демодуляция по алгоритму  $\boldsymbol{\varphi}(\mathbf{x}\mathbf{r}) = \{\varphi^{(1)}(\mathbf{x}\mathbf{r}), \dots, \varphi^{(M)}(\mathbf{x}\mathbf{r})\}^T$ ,

$$\varphi^{(m)}(\mathbf{x}\mathbf{r}) = \begin{cases} 1, & \text{при } \max_{k=1, \dots, M} \left| \left\langle \mathbf{r}\mathbf{f}^{(k)}, \boldsymbol{\Psi}_{w^*} \left( \frac{\mathbf{x}\mathbf{r}}{\hat{\sigma}} \right) \right\rangle \right| = \left| \left\langle \mathbf{r}\mathbf{f}^{(m)}, \boldsymbol{\Psi}_{w^*} \left( \frac{\mathbf{x}\mathbf{r}}{\hat{\sigma}} \right) \right\rangle \right|; \\ 0, & \text{в противном случае, } m = 1, \dots, M. \end{cases} \quad (3)$$

Здесь  $\varphi^{(m)}(\mathbf{r})$  – вероятность принятия решения в пользу  $m$ -го сигнала,  $\langle \cdot, \cdot \rangle$  – скалярное произведение,  $\mathbf{r}^{(k)}$  – сигнальная выборка  $k$ -го сигнала после режекции,  $\hat{\sigma}$  – эквивариантная оценка параметра масштаба распределения (2),

$$\psi_w^*(t) = \begin{cases} -B & , t \in (-\infty, -1); \\ \text{Atg}(At/2), & t \in [-1, 1]; \\ B & , t \in (1, \infty). \end{cases} \quad \text{Параметры } A \text{ и } B \text{ зависят от}$$

величины  $q$  и определяются из уравнений  $\int_{-1}^1 w^*(t) dt = q$ ,  $\text{Atg}(A/2) = B$  при  $C = \cos^2(A/2) / [1 + (2/B)]$ . Алгоритм (3) является оптимальным асимптотически робастным инвариантным алгоритмом [2].

#### Литература:

1. Громов Г.Н., Герчиков А.Г., Наливайко Д.А. и др. Принципы построения локально-глобальной многоабонентной системы относительной навигации // Вопросы радиоэлектроники. Серия ОВР. 1990. Вып. 21. С. 3–12.
2. Богданович В.А., Вострецов А.Г. Применение принципов инвариантности и робастности при разработке алгоритмов демодуляции для широкополосных систем связи // Радиотехника и электроника. – 2009. Т. 54, № 11. – С. 1353–1362.
3. Богданович В.А., Герчиков А.Г., Пономаренко Б.В., Вострецов А.Г. Демодуляция широкополосных ДФМ-сигналов при воздействии комплекса помех с априорно неопределенными характеристиками // Известия вузов России. Радиоэлектроника. 2010. Вып. 3. – С. 26-37.

# СПОСОБ СОКРАЩЕНИЯ ОБЪЁМА ИЗМЕРЕНИЙ АКТИВНЫХ ПАРЦИАЛЬНЫХ ДИАГРАММ ПРИ РАСЧЁТЕ ДИАГРАММЫ АНТЕННОЙ РЕШЁТКИ

К.Д. Зайков

Томский государственный университет систем управления и  
радиоэлектроники, г. Томск, [zaykov.k.126-2@e.tusur.ru](mailto:zaykov.k.126-2@e.tusur.ru)  
Научный руководитель: А.С. Аникин, к.т.н., доцент каф. РТС

*В докладе описывается способ сокращения объёма измерений активных парциальных диаграмм, которые необходимы для построения диаграммы антенной решётки. С помощью диаграмм направленности, измеренных изолированно и в составе антенной решётки, выполнен анализ предложенного способа сокращения измерений. По результатам анализа метода установлено, что при симметричных диаграммах и достаточной точностью их измерения количество измерений активных парциальных диаграмм можно уменьшить до 75%.*

*In this paper, we consider a way to reduce the number of measurements of active-element pattern, which are necessary for constructing an antenna array pattern. The patterns obtained as a result of modeling and experimental measurements are considered separately from each other in the paper, and the simplification method is analyzed on their basis. Based on the results of the analysis of the method, it was found that with symmetrical patterns and sufficient accuracy of their measurement, the number of measurements of active-element patterns can be reduced to 75%.*

## Введение

Метод активных парциальных диаграмм – это метод, который позволяет учесть искажения диаграмм излучающих антенн в составе антенной решётки. Искажения вызваны взаимным влиянием между антенными элементами (АЭ).

Активная парциальная диаграмма (АПД) АЭ измеряется в составе антенной решётки. Возбуждается антенный элемент единичным током, остальные АЭ нагружены на сопротивления тракта [1, 2]. В результате итоговая диаграмма  $\dot{F}(\theta, \varphi)$  будет рассчитываться по формуле:

$$\dot{F}(\theta, \varphi) = \sum_{i=1}^N \dot{I}_n \cdot e^{j \cdot k \cdot (X_n \cos(\varphi) + Y_n \sin(\varphi)) \cos(\theta)} \cdot \dot{F}_n^{АПД}(\theta, \varphi), \quad (1)$$

где  $\dot{I}_n$  – комплексный ток на входе n-го АЭ,  $\dot{F}_n^{АПД}(\theta, \varphi)$  – активная парциальная диаграмма n-го АЭ,  $k$  – волновое число,  $N$  – количество АЭ,  $X_n$  и  $Y_n$  – координаты n-го АЭ.

При измерении всех АПД многоэлементных (больших) антенных решёток потребуются значительные затраты времени. Поэтому в работе [3] предлагается сократить объём измерений АПД следующим образом. Сначала выявляется один или несколько (группа) «опорных» АЭ, для которых обеспечивается в определённом смысле геометрическая симметрия (зеркальная, осевая, вращательная и т.д.). Затем для «опорных» АЭ и АЭ без геометрической симметрии измеряются АПД. Измеренные диаграммы направленности «опорных» АЭ дублируются и, при необходимости, инвертируются для остальных симметричных антенных элементов антенной решётки.

Цель доклада – продемонстрировать эффективность способа сокращения объёма измерений АПД путём моделирования и измерений.

### Исходные данные моделирования и расчёта

В настоящей работе в качестве исходных данных для моделирования использовались:

- Модельный излучающий элемент – открытый конец волновода WR-75 с размерами по широкой стенке 19 мм, по узкой стенке 9,5 мм;
- Антенная решётка из 84 элементов, в плоскости широкой стенки волновода – 12 элементов с шагом 21 мм, узкой стенки – 7 элементов с шагом 23 мм;
- Длина волны  $\lambda_p = 30$  мм, частота 10 ГГц.

Схематичное расположение элементов представлено на рисунке 1. Симметричные АЭ отмечены светло-серым цветом, тёмно-серым цветом – «опорные» АЭ, белым цветом – элементы без геометрической симметрии антенные элементы.

84	83	82	81	80	79	78	77	76	75	74	73
72	71	70	69	68	67	66	65	64	63	62	61
60	59	58	57	56	55	54	53	52	51	50	49
48	47	46	45	44	43	42	41	40	39	38	37
36	35	34	33	32	31	30	29	28	27	26	25
24	23	22	21	20	19	18	17	16	15	14	13
12	11	10	9	8	7	6	5	4	3	2	1

Рис. 1 – Схематичное расположение элементов

В качестве исходных данных, которые получены в результате эксперимента, использовались:

- Излучающий элемент – Рупор с размерами раскрыва по широкой стенке 86 мм, по узкой стенке 66 мм;
- Антенная решётка из 4 элементов, в плоскости широкой стенки 2 элемента с шагом 122 мм, узкой стенки – 2 элемента с шагом 155 мм.
- Длина волны  $\lambda_0 = 30$  мм, частота 10 ГГц.

Модельные и измеренные АПД АЭ использовались при расчёте диаграммы направленности антенной решётки с помощью формулы (1).

### Результаты

Эффективность способа учёта «опорных» АПД оценивалась по разнице между диаграммой антенной решётки с учётом симметрии и диаграммой антенной решётки с использованием всех АПД (опорная диаграмма).

Для модельных диаграмм направленности разница представлена на рисунке 2. На этом же рисунке продемонстрирована диаграмма «идеальная», АПД которой измерялись изолированно друг от друга.

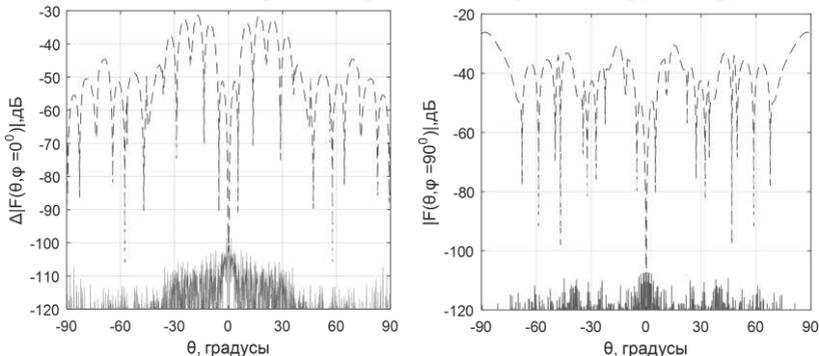


Рис. 2 – Разница полученных диаграмм антенной решётки: сплошная линия – опорная и с введёнными осями симметрии, штриховая линия – опорная и идеальная

Анализ рисунка 2 показывает, если при расчётах по формуле (1) диаграммы антенной решётки использовать идеальные парциальные диаграммы (изолированные), то погрешность расчёта будет достигать минус 30 дБ. В случае применения «опорных» АПД, погрешность уменьшается и не превышает минус 100 дБ.

В результате введённое упрощение позволяет не проводить измерения АПД для 50 – 75 % антенных элементов (в зависимости от конструкции антенного полотна).

Оценим эффективность учёта «опорных» диаграмм направленности симметричных антенных элементов на основе измеренных диаграмм антенных элементов.

Для измеренных диаграмм направленности разница представлена на рисунке 3. Анализ рисунка показывает, что использование «опорных» АПД не имеет смысла. Этот эффект наблюдается, потому что изолированные диаграммы АЭ неидентичны (имеют значительные отличия в нулях и в пределах главного лепестка), см. рисунок 4.

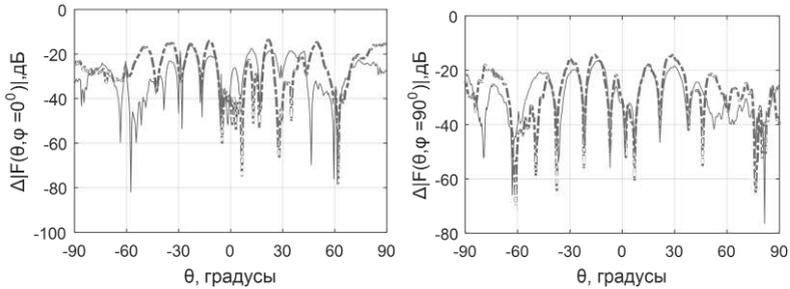


Рис. 3 – Разница полученных экспериментальных диаграмм антенной решётки: сплошная линия – опорная и с введёнными осями симметрии, штрих-пунктирная линия – опорная и идеальная

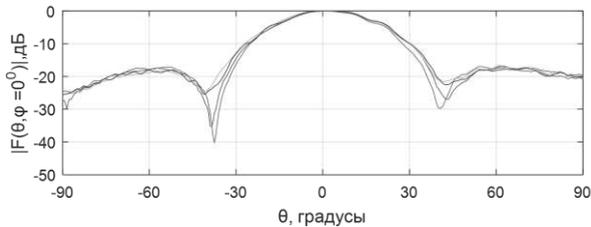


Рис. 4 – Измеренные изолированные парциальные диаграммы рупоров в плоскости  $\varphi = 0^{\circ}$

### Заключение

Результаты моделирования позволяют сделать следующие выводы:

- если при расчётах диаграммы антенной решётки использовать изолированные диаграммы и не учитывать взаимное влияние между антенными элементами, то погрешность расчёта будет большой и достигать 30 дБ (см. рисунок 2);
- если вводить оси симметрии (и производить копирование диаграмм с соответствующими преобразованиями), погрешность расчёта диаграммы антенной решётки не превышает 100 дБ.

Выявление «опорных» диаграмм обеспечивает сокращение до 50 измерения до 50 – 75 % измерений АПД (в зависимости от конструкции антенного полотна).

Обработка результатов измерения реальных диаграмм показала, что данный метод не может быть применён, когда парциальные диаграммы большинства антенных элементов значительно отличаются друг от друга.

#### Литература

1. *Takamizawa, Koichiro*. Analysis of Highly Coupled Wideband Antenna Arrays Using Scattering Parameter Network Models. — Virginia Polytechnic Institute and State University, 2004. Vita. Abstract. Includes bibliographical references.

2. *Abdul Malek, Norun & Khalifa, Othman & Zainal Abidin, Zuhairiah & Mohamad, Sarah & Rahman, Nur.*. Beam Steering using the Active Element Pattern of Antenna Array. *Telkomnika (Telecommunication Computing Electronics and Control)* no. 16. pp. 1542-1550. — 2018

3. *Зайков, К. Д.* Методы учёта взаимного влияния излучателей антенной решётки на её диаграмму направленности / К. Д. Зайков, Ю. В. Лукьянова // Шарыгинские чтения: Всероссийская научная конференция ведущих научных школ в области радиолокации, радионавигации и радиоэлектронных систем передачи информации. – 2021. – Т. 1. – № 1.

## **ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННЫЕ СИГНАЛЫ В РЛС С ПЛОСКОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКОЙ**

**Д.Н. Зима, А.А. Спектор**

**Новосибирский государственный технический университет,  
г. Новосибирск, d.zima@corp.nstu.ru**

*В работе приводится анализ сигналов, наблюдаемых на плоской антенной решетке, и их представления в качестве пространственно-временных процессов. Сигналы, поступающие на антенную решетку, обретают особые свойства при их рассмотрении в качестве многомерных сигналов. Положение активной области многомерного спектра для разных углов прихода колебания различно, что является основой для разделения сигналов. Данное свойство характерно как для высокочастотных сигналов, так и для их комплексных огибающих.*

*The paper describes the analysis of signals observed on a flat antenna array and their representation as spatiotemporal processes. Signals arriving at the antenna array acquire special properties when viewed as multidimensional signals. The position of the active domain of the multidimensional spectrum for different angles of arrival of the oscillation is*

*different, which is the basis for signal separation. This property is characteristic of both high-frequency signals and their complex envelopes.*

Важной задачей функционирования радиолокационных систем (РЛС) является обеспечение обнаружения полезного сигнала при воздействии внешних помех. Надежность обнаружения воздушных объектов в РЛС с антенными решетками зависит в значительной степени от методов формирования и обработки сигналов. При использовании антенных решеток и широкополосных сигналов возникают проблемы обработки, связанные с приобретением сигналом широкополосных в пространственном смысле свойств [1].

Сигнал, формируемый на антенной решетке, имеет не только временную функциональную зависимость, но и зависимость от двух разных пространственных координат, определяющих положение антенных элементов, то есть является трехмерным пространственно-временным сигналом.

Отличительной особенностью спектров пространственно-временных сигналов является сильная зависимость их локализации в многомерной спектральной области от пространственного направления на источник излучения [2]. Так спектр пространственно-временного сигнала на плоской антенной решетке можно представить в виде

$$\dot{U}(\omega_t, \omega_y, \omega_z) = \dot{U}(\omega_t) y_m \frac{\sin[(\omega_t k_y + \omega_y) y_m / 2]}{(\omega_t k_y + \omega_y) y_m / 2} z_m \frac{\sin[(\omega_t k_z + \omega_z) z_m / 2]}{(\omega_t k_z + \omega_z) z_m / 2}, \quad (1)$$

где  $\dot{U}(\omega_t)$  – спектр одномерного сигнала;  $y_m$  и  $z_m$  – размеры плоской антенной решетки;  $\omega_y$  и  $\omega_z$  – пространственные частоты, соответствующие пространственным колебаниям на плоской антенной решетке;  $\omega_t$  – временная частота, соответствующая временному колебанию;  $k_y$  и  $k_z$  – коэффициенты преобразования временной и пространственных координат, зависящие от угловых координат цели азимута  $\alpha$  и угла места  $\beta$

$$k_y = \frac{\cos \beta \sin \alpha}{c} \quad \text{и} \quad k_z = \frac{\sin \beta}{c}.$$

Множители вида  $\sin(\cdot)/(\cdot)$  в (1) образуют ненулевую полосу на частотной плоскости вдоль прямых линий  $\omega_y = -\omega_t k_y$  и  $\omega_z = -\omega_t k_z$ , ширина которой определяется размером антенны, а положение на плоскости определяется углами прихода цели, т.е. азимут и угол места.

Квадратурные компоненты сигналов на несущей и промежуточной частотах совпадают. Сигнал на промежуточной частоте обладает теми же свойствами многомерного спектра высокочастотного сигнала, а пространственно-временной спектр сигналов сосредоточен в узких областях.

Низкочастотные пространственно-временные колебания комплексных огибающих полностью характеризуют сигналы и высокой, и промежуточной частот. Это позволяет при моделировании и обработке принимаемых сигналов использовать метод комплексных огибающих. Фазовые сдвиги  $\omega_0 k_y y$  и  $\omega_0 k_z z$ , формирующиеся на высокой частоте, присутствуют в комплексной огибающей этого сигнала. Это проявляется в свойствах пространственно-временных спектров

$$\begin{aligned} \dot{S}(\omega_t, \omega_y, \omega_z) = & \dot{S}_0(\omega_t) y_m \frac{\sin\{[(\omega_0 + \omega_t)k_y + \omega_y]y_m/2\}}{[(\omega_0 + \omega_t)k_y + \omega_y]y_m/2} \times \\ & \times z_m \frac{\sin\{[(\omega_0 + \omega_t)k_z + \omega_z]z_m/2\}}{[(\omega_0 + \omega_t)k_z + \omega_z]z_m/2}, \end{aligned} \quad (2)$$

где  $\omega_0$  – частота несущей сигнала,  $\dot{S}_0(\omega_t)$  – одномерный спектр комплексной огибающей, учитывающий модуляцию радиосигнала. Невозможно напрямую изобразить спектр (2), поэтому изобразим одно из возможных сечений трехмерного амплитудного спектра сигнала, сформированного на плоской антенной решетке, а именно в плоскости  $\omega_y \omega_z$ . Из рисунка 1 видно разнесение спектральных зон в многомерной спектральной области сигналов при соответствующем различии угловых направлений прихода сигнала цели. Ненулевые участки соответствуют прямым линиям

$$\omega_y = \omega_z + (\omega_0 + \omega_t)(k_z - k_y).$$

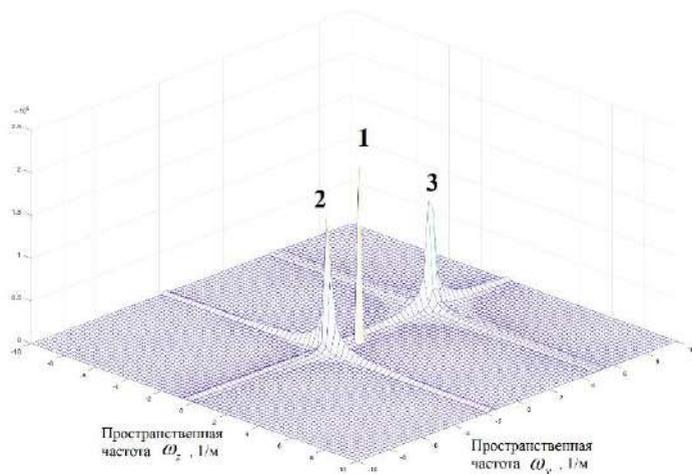


Рис.1 – Пространственно-временной спектр комплексной огибающей сигнала в плоскости  $\omega_y, \omega_x$  при разных значениях угловых координат цели: 1 –  $\alpha = 0^\circ$ ,  $\beta = 0^\circ$ ; 2 –  $\alpha = 10^\circ$ ,  $\beta = 1^\circ$ ; 3 –  $\alpha = -30^\circ$ ,  $\beta = 3^\circ$

Описание сигналов в РЛС с плоскими антенными решетками в качестве многомерных процессов может стать основой в задачах оптимального приема сигналов. Многомерный спектр пространственно-временного процесса формируется в узкой области в виде узких участков и характеризует возможность решения различных задач обработки сигналов, например, для ослабления действия помех, угол прихода которых отличается от угла прихода полезного сигнала.

#### Литература:

1. Лукошкин А.П. и др. Обработка сигналов в радиотехнических системах. – Л.: Изд-во Ленинградского ун-та, 1987. – 400 с.
2. Investigation and Modeling of the Spatiotemporal Signal Recorded by the Digital Antenna Array / D. N. Zima, A. A. Spector, D. O. Sokolova, // 2021 IEEE 22nd International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices (EDM), Altai, Russia, 2021-June, P. 218–221– doi: 10.1109/EDM52169.2021.9507710.

# МИКРОПОЛОСКОВЫЙ СВЧ АТТЕНУАТОР БОЛЬШОЙ МОЩНОСТИ

**Н.В. Кнаус, А.С. Митьков, В.П. Разинкин**  
Новосибирский государственный технический университет,  
г. Новосибирск, [knaus.nikita.98@mail.ru](mailto:knaus.nikita.98@mail.ru)

*В работе описана конструктивная реализация и топология микрополоскового пленочного СВЧ аттенюатора, выполненного на подложке из бериллиевой керамики. Аттенюатор предназначен для работы в диапазоне частот 0-1,25 ГГц при уровне входной мощности 50 Вт. Анализ частотных свойств проведен на основе эквивалентной схемы в распределенном элементном базисе.*

*The paper describes the constructive implementation and topology of a microstrip film microwave attenuator made on a beryllium ceramic substrate. The attenuator is designed to operate in the 0-1.5 GHz frequency range with an input power of 50 W. The analysis of frequency properties is carried out on the basis of an equivalent circuit in a distributed elemental basis.*

## **Введение**

Микрополосковые СВЧ аттенюаторы являются базовыми элементами широкополосных СВЧ трактов различного назначения. Они используются для понижения интенсивности электрических или электромагнитных колебаний. Мощные аттенюаторы могут также применяться в качестве эквивалента антенны для радиопередающих устройств. В этом случае к выходу аттенюатора подключаются измерительные приборы, которые, как правило, работают с малым уровнем входного сигнала. Для построения широкополосных аттенюаторов применяют пленочные резисторы. С целью обеспечения режима согласования и заданного вносимого ослабления пленочные резисторы включают по П-образной или Т-образной схеме.

### **1. Синтез схемы аттенюатора**

В дециметровом диапазоне длин волн для описания частотных свойств пленочного резистора целесообразно использовать в качестве его модели линию передачи со значительными диссипативными потерями. Такой подход позволяет получить достаточно высокую точность расчетов для резистивных микрополосков. Отметим также, что в типовую схему П-образного аттенюатора в продольные ветви предложено ввести корректирующие индуктивности, как показано на схеме рис. 1. Данные индуктивности позволили обеспечить хорошую равномерность амплитудно-частотной характеристики (АЧХ).

Сосредоточенные емкости, показанные на схеме рис. 1, учитывают паразитную емкость контактных площадок, используемых для конструктивного соединения отрезков линий передачи.

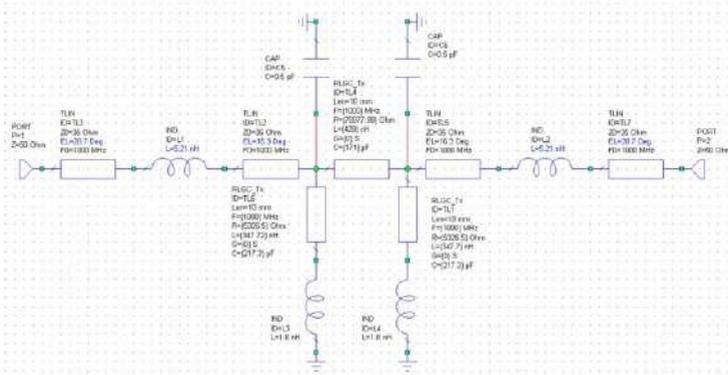


Рис. 1 – П-образный аттенуатор с согласующими цепями

Таким образом, в схеме исследованного П-образного аттенуатора используются не только отрезки линий передачи, но и сосредоточенные индуктивности и емкости. Представление пленочного резистора в виде линии передачи с потерями позволяет адекватно учесть реактивные параметры пленочного резистора, которые определяются погонной емкостью  $C'$  и индуктивностью  $L'$ :

$$C' = \frac{\sqrt{\varepsilon_r}}{3 \cdot 10^8 \cdot \rho}, \quad L' = C' \cdot \rho^2, \quad (1)$$

где

$\varepsilon_r$  - относительная диэлектрическая проницаемость подложки;  $h$  - толщина подложки;  $W$  - ширина микрополоскового резистора,  $\rho$  - волновое сопротивление микрополоскового резистора:

$$\rho = 60 \cdot \left( \left( 6 + (2\pi - 6) \cdot \exp \left( - \left( 30,666 \cdot \frac{h}{W} \right)^{0,7528} \right) \right) \cdot \frac{h}{W} + \sqrt{1 + \left( \frac{2h}{W} \right)^2} \right).$$

На входе и выходе П-образного аттенуатора применена согласующая цепь в виде чебышевского фильтра нижних частот (ФНЧ) 3-го порядка.

В качестве емкостных элементов ФНЧ используются короткие отрезки микрополосковых линий передачи с волновым сопротивлением 35 Ом.

## 2. Полученные результаты

В схемотехническом редакторе пакета программ Microwave Office (MWO) был проведен расчет амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) и частотной зависимости коэффициента стоячей волны по напряжению (КСВ) микрополоскового аттенюатора. Разрабатываемый аттенюатор предназначен для работы на уровень входной мощности 50 Вт и выполнен на диэлектрической подложке из бериллиевой керамики ( $\epsilon_r = 6,6$ ). Погонная емкость  $C'$  [Ф/м] и погонная индуктивность  $L'$  [Г/м] были рассчитаны по соотношениям (1) и введены в MWO. Результаты моделирования частотных характеристик аттенюатора представлены на рис. 2 и рис. 3.

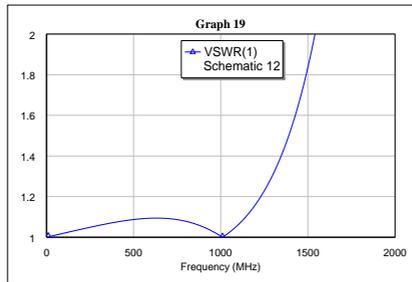


Рис. 2 – Частотная зависимость КСВ микрополоскового аттенюатора

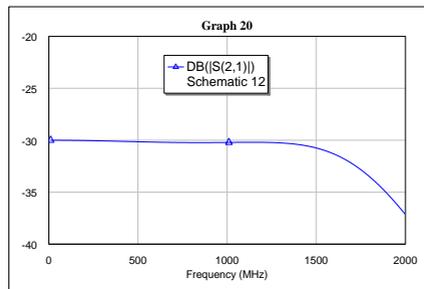


Рис. 3 – АЧХ микрополоскового аттенюатора

**Выводы.** Как следует из результатов компьютерного моделирования частотных свойств исследуемого аттенюатора, полоса рабочих частот составляет 1,25 ГГц. При этом неравномерность АЧХ не превышает 0,5 дБ. При установке подложки из бериллиевой керамики на внешний радиатор обеспечивается рассеивание СВЧ мощности порядка 50 Вт.

## Литература

1. Богомолов П.Г. Многокаскадные СВЧ аттенюаторы на планарных пленочных резисторах / П.Г. Богомолов, В.П. Разинкин, В.А. Хрусталеv, К.Я. Аубакиров // Успехи современной радиоэлектроники, 2016, № 11. С 233-237..
2. Разинкин В.П. Синтез согласующих цепей для пленочных СВЧ нагрузок и аттенюаторов / В.П. Разинкин, Г.Г. Савенков, М.Г. Рубанович, В.В. Югай // Вопросы радиоэлектроники. 2017. № 4. С.77-80.
3. Богомолов П.Г, Разинкин В.М., Савенков Г.Г., А.А. Столяренко. Широкополосные многокаскадные СВЧ аттенюаторы /старт в будущее - 2017: труды четвертой науч. -техн. конф. молодых ученых и специалистов (Санкт-Петербург, 19 апр. 2017 г.) / АО «Концерн ВКО Алмаз-Антей», АО «КБСМ».
4. Патент РФ № 2746544, Н01Р 1/24. Микрополосковая нагрузка. Каратовский А.Ю., Кнаус Н.В., Митьков А.С., Разинкин В. П, Рубанович М.Г, Столяренко А.А., Хрусталеv В.А. 15.04.21,БИ № 11.
5. Кнаус Н. В. Микрополосковый СВЧ-аттенюатор [Электронный ресурс] / Н. В. Кнаус, В. П. Разинкин, А. С. Митьков // Современные проблемы телекоммуникаций: материалы междунар. науч.-техн. конф., Новосибирск, 23–24 апр. 2020 г. – Новосибирск : Изд-во СибГУТИ, 2020. – С. 523–527

## **РАЗРАБОТКА ИСТОЧНИКА ОПОРНОГО НАПРЯЖЕНИЯ ДЛЯ 14-РАЗРЯДНОГО ЦАП**

**Д.Б. Колосков**

**Новосибирский государственный технический университет,  
г. Новосибирск, dimakoloskov2009@gmail.com**

**Научный руководитель: Глухов А.В., к.т.н., доцент**

*В работе предложены принципиальные электрические схемы Vandgar-источника опорного напряжения (ИОН) и ОУ в его составе, предназначенные для использования совместно с 14-разрядным цифро-аналогового преобразователем (ЦАП). С помощью PSPICE моделирования получены характеристики стабилизации ИОН по температуре и напряжению питания. Значение температурной стабилизации в диапазоне [-60; 85 °С] составляет 4,9 ppm/°С. Этот*

*результат позволяет эффективно использовать предложенную конструкцию совместно с ЦАП и АЦП разрядностью вплоть до 14-ти.*

*The paper proposes the designs of Bandgap voltage reference and an inner Op-Amp circuits, intended for use in conjunction with a 14-bit digital-to-analog converter (DAC). The characteristics of voltage reference stabilization in terms of temperature and supply voltage are obtained using PSPICE simulation. Temperature stabilization value in the range [-60; 85 °C] is 4.9 ppm / °C. This result makes it possible to effectively use the proposed design in conjunction with a 14-bit (or lower) DAC and ADC circuits.*

В настоящее время разрядность (точность) главных элементов систем передачи данных – ЦАП и АЦП – ограничивается возможностями источников опорного напряжения (ИОН).

В связи с этим для производства ЦАП и АЦП более высокой разрядности необходим поиск новых конструктивно-технологических решений по разработке интегральных прецизионных ИОН. В данной работе рассматривается Bandgap-источник [1] для 14-ти разрядного ЦАП.

Исходя из требований для функционирования конкретного 14-ти разрядного ЦАП, напряжение питания схемы должно лежать в пределах диапазона [3,0; 3,6 В], а диапазон рабочих температур должен составлять [-60; 85 °С]. Bandgap генерирует опорное напряжение на уровне 1,12 В.

В качестве основы разрабатываемого ИОН использована модифицированная разновидность Bandgap схемы Видлара [2], представляющая собой дифференциальную пару биполярных транзисторов в диодном включении, к коллектору (или эмиттеру у р-п-р) одного из которых подключен резистор. В качестве источников тока используются р-МОПТ (М1, М2, М4 на рис. 1), связанные в токовое зеркало. Для снижения температурной зависимости опорного напряжения эти МОПТ обладают сравнительно большой длиной канала.

Операционный усилитель является крайне важным компонентом Bandgap-ИОН, так как от его характеристик напрямую зависит точность стабилизации выходного напряжения. Принципиальная схема разработанного ОУ показана на рис. 2.

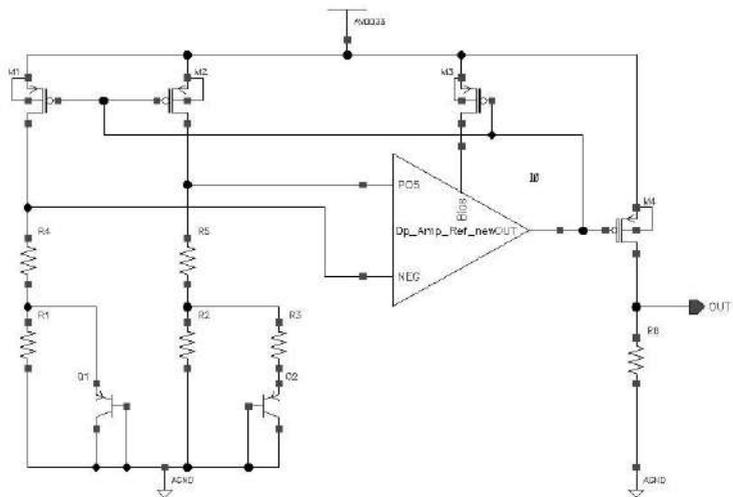


Рис. 1 – Принципиальная электрическая схема Bandgar-ИОН

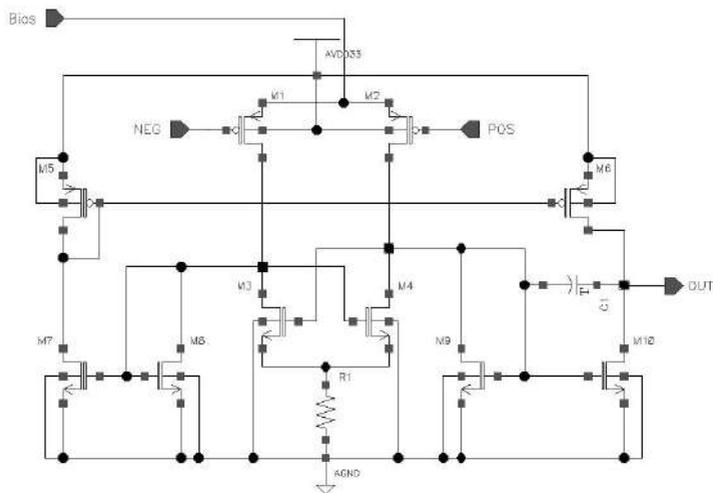


Рис. 2 – Принципиальная электрическая схема разработанного ОУ

Особенность представленного ОУ заключается в дополнительной петле усиления – n-МОПТ М3 и М4 со «скрещенными» затворами. Для лучшей предсказуемости поведения этой части схемы добавлен резистор небольшого номинала R1, гарантирующий протекание через М3, М4

меньшего тока, нежели через соседние М8, М9. В результате введения такого схемотехнического решения собственный коэффициент усиления ОУ повышается без значительного возрастания потребляемого тока.

На рис. 3. показаны характеристики температурной стабилизации опорного напряжения, полученные с помощью PSPICE-моделирования (типовых моделей). Три кривые соответствуют трём уровням напряжения питания: 3 В, 3,3 В (номинал) и 3,6 В. Как видно, кривые практически совпадают на большей части диапазона, а в месте около экстремума они расходятся менее чем на десятую часть от размаха кривой.

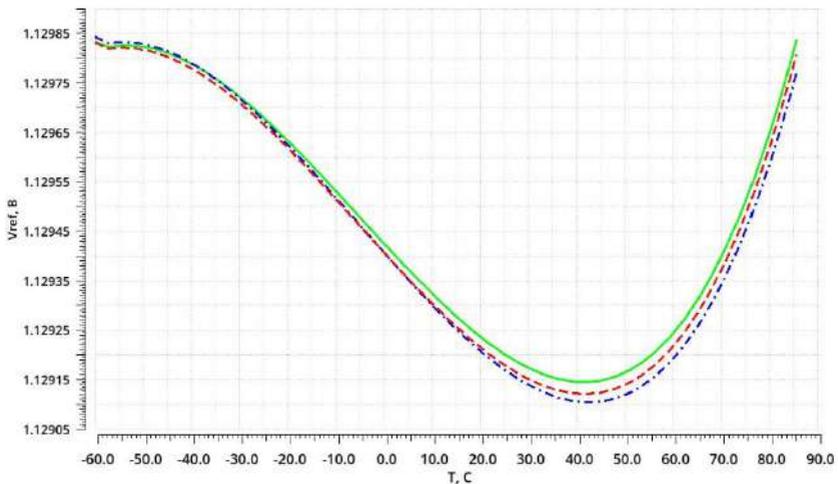


Рис. 3 – Характеристика температурной стабилизации разработанного ИОН при трёх уровнях напряжения питания: зелёная сплошная линия – 3,3 В (номинал); красная пунктирная – 3,6 В; синяя штрихпунктирная – 3,0 В.

Численное значение величины температурного дрейфа, рассчитанное методом прямоугольника [3] по выражению (1), равно 4,88 ppm/°C.

$$TC_V = \frac{1}{V_{\min}} \frac{V_{\max} - V_{\min}}{T_{\max} - T_{\min}} 10^6 \quad (1)$$

Полученное значение температурного дрейфа в рассматриваемом диапазоне удовлетворяет требованиям для использования с 14-ти

разрядным ЦАП и сравнимо с результатами зарубежных исследователей для Bandgap ИОН. В заключение стоит отметить, что предложенная принципиальная схема отличается малым потреблением тока и невысокими требованиями к технологическому процессу изготовления, что даёт возможность использования её как самостоятельной ИС.

Литература:

1. Старченко, Е.И. Источники опорного напряжения на основе ширины запрещённой зоны кремния / Е.И. Старченко, П.С. Кузнецов // Известия ЮФУ. Технические науки, 2011. – С. 105-111.
2. Widlar, R.J., New developments in IC voltage regulators / R.J Widlar // IEEE International Solid-State Conference. – 1970, Session FAM 13.3
3. Harrison, L.T. Current Sources & Voltage References / L.T. Harrison – Newnes/Elsevier, 2005. – 569 p.

## **АДАПТАЦИЯ СИГНАЛОВ С МНОЖЕСТВЕННЫМ ДОСТУПОМ НА ОСНОВЕ РАЗРЕЖЕННЫХ КОДОВ К СОСТОЯНИЮ КАНАЛА ПЕРЕДАЧИ**

**Д.А. Покаместов, Я.В. Крюков, А.С. Мырзахметов  
Томский государственный университет систем управления и  
радиоэлектроники, г. Томск, dmaltomsk@mail.ru**

*При разработке концепции систем связи пятого поколения (5G) был предложен ряд прорывных технологий физического уровня, способных значительно повысить помехоустойчивость и спектральную эффективность. Одна из таких технологий – метод множественного доступа на основе разреженных кодов. Этот метод неортогонального множественного доступа имеет ряд преимуществ по сравнению с классическими решениями на основе ортогонального мультиплексирования. В этой работе показан метод адаптации сигналов с множественным доступом на основе разреженных кодов к состоянию канала передачи для многоантенных и одноантенных систем и проанализирована их помехоустойчивость.*

*In developing the concept of fifth-generation communication systems (5G), a number of promising physical layer technologies capable of significantly improving noise immunity and spectral efficiency were proposed. One of these technologies is the sparse code multiple access. This non-orthogonal multiple access method has several advantages over classical solutions based on*

*orthogonal multiplexing. This paper shows a method for adapting sparse code multiple access signals to the state of the transmission channel for multi-antenna and single-antenna systems and analyzes their noise immunity.*

Множественный доступ на основе разреженных кодов SCMA (Sparse Code Multiple Access) – один из перспективных методов неортогонального множественного доступа NOMA (Non Orthogonal Multiple Access) [1]. В системе связи с SCMA  $J$  абонентов,  $K$  ресурсных элемента (например, поднесущих), причем каждый абонент использует только  $d_j$  ( $1 < d_j < K$ ) из них. Сигналы абонентов накладываются друг на друга, каждый ресурсный элемент несет  $dk$  ( $1 < dk < J$ ) сигналов. Сигнал (символ) абонента называется кодовым словом  $\mathbf{CW}_{j,m} \in \mathbf{CB}_j$ , где  $\mathbf{CB}_j$  – кодовая книга  $j$ -го абонента, размерность кодовой книги ( $M, K$ ),  $M$  – индекс модуляции, определяющий скорость абонент ( $\log_2(M)$ ),  $m \in [1 \dots M]$ . Параметры кодовой книги и ее содержание определяют основные характеристики связи: скорость, помехоустойчивость, количество абонентов, ресурсных элементов и т.д. Задача создания кодовых книг является нетривиальной и может быть решена разными способами. Например, широкое распространение получил метод формирования базового вектора сигнального созвездия и его последующего поворота для всех абонентов [2]. Мы в этой работе основываемся на схожем подходе, описанном в [3]. Для детектирования (демодуляции) SCMA символов используется алгоритм передачи сообщений MPA (Message Passing Algorithm). SCMA символ может быть получен как суперпозиция кодовых слов всех абонентов:

$$\mathbf{X} = \sum_{j=1}^J \mathbf{CW}_{j,m_j} \quad (1)$$

Классическим подходом в организации физического уровня современных систем связи (4G LTE, 5G NR, последние версии Wi-Fi) является использование технологии ортогонального частотного разделения каналов OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing), которая подразумевает формирование сигнала в частотной области, а единицей ресурса является поднесущая. Сигнал во временной области получается с помощью быстрого преобразования Фурье. Этот подход можно использовать в комбинации с методом SCMA, в этом случае  $\mathbf{X}$  соответствует комплексным амплитудам вектора поднесущих OFDM.

Другой перспективной технологией, получившей широкое распространение в современных беспроводных системах передачи,

является использование многоантенных систем MIMO (Multiple Input Multiple Output) и пространственно-временного кодирования. В этой работе мы рассматриваем как систему связи с MIMO, так и одноантенную связь SISO (Single Input Single Output). MIMO реализуется по схеме Аламоути с двумя передающими и двумя приемными антеннами:

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} \mathbf{X}(t) & -\mathbf{X}(t+1)^* \\ \mathbf{X}(t+1) & \mathbf{X}(t)^* \end{bmatrix}, \quad (2)$$

где  $\mathbf{S}$  – матрица сигналов двухантенной системы связи, строки которой соответствуют антеннам передатчика, а столбцы моментам времени.  $\mathbf{X}(t)$  и  $\mathbf{X}(t+1)$  –  $t$ -ый и  $t+1$ -ый SCMA символы,  $()^*$  - операция комплексного сопряжения.

Сигнал на входе антенн приемника в частотном домене (операции по формированию и обработке OFDM символов для краткости мы опускаем) может быть записан как:

$$\mathbf{Y} = \mathbf{H}\mathbf{S} + \mathbf{N}, \quad (3)$$

где  $\mathbf{H}$  – канальная матрица вида  $\begin{bmatrix} \text{diag}(\mathbf{h}_{11}) & \text{diag}(\mathbf{h}_{12}) \\ \text{diag}(\mathbf{h}_{21}) & \text{diag}(\mathbf{h}_{22}) \end{bmatrix}$ ,  $\mathbf{h}_{ij}$  – вектор коэффициентов АЧХ (амплитудно-частотной характеристики) канала между  $j$ -ой приемной и  $i$ -ой передающей антеннами.  $\mathbf{N}$  – вектор шума в частотном домене.

Для успешной демодуляции SCMA и OFDM символов и декодирования пространственно-временных кодов необходима оценка канальной матрицы  $\hat{\mathbf{H}}$ . Эта оценка может быть получена путем отправки опорных (пилотных) сигналов – последовательности, известной как передатчику, так и приемнику. Такой прием широко применяется в современных системах связи, а опорные сигналы используются также для частотной и временной синхронизаций [4].

В этой работе мы предлагаем использовать оценку  $\hat{\mathbf{H}}$  для адаптации сигналов SCMA OFDM MIMO к состоянию канала. Подробно такой подход для систем связи с SISO в моделях каналов передачи, рекомендованных группой 3GPP для 5G NR [5], описан в [6]. Здесь мы рассматриваем эффективность предлагаемого метода для модели плоского канала Рэлея и сравниваем системы с SISO и MIMO. Адаптация сигналов сводится к нормировке спектральных составляющих

относительно коэффициентов АЧХ канала. Для SISO такая адаптация может быть выполнена как:

$$\mathbf{S}_a = \left\{ \frac{s(k)}{\hat{h}(k)} \mid k = 1, \dots, K \right\}, \quad (4)$$

где  $s(k)$  и  $\hat{h}(k)$  – элементы передаваемых символов ( $\mathbf{S}$ ) и оценки АЧХ ( $\hat{\mathbf{H}}$ ) на  $k$ -ой поднесущей. Для случая MIMO (4) может быть обобщено как:

$$\mathbf{S}_a = (\mathbf{H}^* \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^* \mathbf{S} \quad (5)$$

Для предложенного метода выполнено имитационное моделирование системы связи со следующими параметрами SCMA:  $J=6, K=4, dj=3, dk=2, M=4$ . Это классические параметры, которые чаще всего рассматриваются в литературе. Передача идет через SISO, либо MIMO канал с двумя передающими и двумя приемными антеннами. Результатом моделирования является зависимость вероятности битовых ошибок BER (Bit Error Rate) от отношения энергии, приходящейся на один бит переданного сообщения к спектральной плотности мощности шума ( $E_b/N_0$ ). При моделировании на прошедший канал Рэлея сигнал накладывался аддитивный белый гауссовский шум. На рисунке 1 приведены данные зависимости для систем связи с SISO и MIMO, с адаптацией (adapted) и без нее.

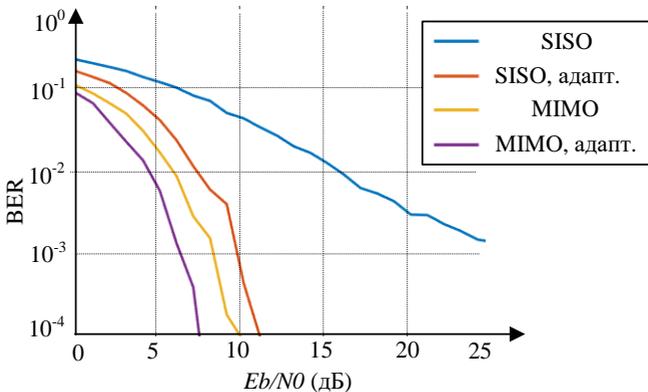


Рис. 1 – Зависимости BER от  $E_b/N_0$  для системы связи с SCMA OFDM MIMO с применением адаптации и без

Как видно из рисунка 1, применение адаптации для систем связи с SISO позволяет получить огромный выигрыш в помехоустойчивости (вероятность битовой ошибки  $10^{-3}$  достигается при  $E_b/N_0$  на 15 дБ меньше в случае с адаптацией) за счет того, что адаптация компенсирует влияние АЧХ канала и фактически, приводит его к модели канала с аддитивным белым гауссовским шумом. Применение MIMO само по себе является эффективным методом борьбы с замираниями в канале, добавление же адаптации позволяет получить выигрыш более чем в 3 дБ при вероятности битовой ошибки  $10^{-4}$ . Следует отметить, что результат получен для идеальной оценки АЧХ канала, ошибка оценки способна ухудшить полученные зависимости. Кроме того, применение предложенного метода может ухудшать пик-фактор сигналов.

Адаптация сигналов для систем связи с SCMA MIMO OFDM позволяет улучшить помехоустойчивость связи. Применение схемы формирования сигналов, описанной в этой статье позволит создать перспективные системы беспроводной связи с высокими показателями спектральной эффективности.

Работа выполнена при поддержке гранта Президента Российской Федерации для государственной поддержки научных исследований молодых российских ученых. Грант МК-4952.2021.4.

#### Литература:

1. Nikopour H., Baligh H. Sparse code multiple access //2013 IEEE 24th Annual International Symposium on Personal, Indoor, and Mobile Radio Communications (PIMRC). – IEEE, 2013. – P. 332-336.
2. SCMA codebook design based on constellation rotation / Zhou, Y., Yu, Q., Meng, W., & Li, C. // 2017 IEEE International Conference on Communications (ICC). – IEEE, 2017. – P. 1-6.
3. SCMA Codebooks Generation for Transmission on an Arbitrary Subcarriers Number / Pokamestov, D. A., Kryukov, Y. V., Rogozhnikov, E. V., Demidov, A. Y., Abenov, R. R // 2018 19th International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices (EDM). – IEEE, 2018. – P. 145-148.
4. Kryukov Y., Pokamestov D., Rogozhnikov E. Cell search and synchronization in 5G NR //ITM Web of Conferences. – EDP Sciences, 2019. – Vol. 30. – P. 4-7.
5. ETSI TS 138 141-1 V15.0.0 (2019-04) 5G NR; Base Station (BS) conformance testing Part 1: Conducted conformance testing (3GPP TS 38.141-1 version 15.0.0 Release 15). – 3GPP, 2019, 200 p.
6. Adapting SCMA Codebooks to Channel State / Pokamestov, D. A., Kryukov, Y. V., Rogozhnikov, E. V., & Kanatbekuli, I. // 2021 3rd

International Youth Conference on Radio Electronics, Electrical and Power Engineering (REEPE). – IEEE, 2021. – P. 1-4.

7. Kim J., Konstantinou K. Digital predistortion of wideband signals based on power amplifier model with memory //Electronics Letters. – 2001. – Vol. 37. – №. 23. – P. 1417-1418.

## **АЛГОРИТМ АНАЛИЗА ДАННЫХ, ПОЛУЧЕННЫХ В РЕЗУЛЬТАТЕ МОНИТОРИНГА ВОЛОКОННО-ОПТИЧЕСКИХ СРЕД ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ**

**К.А. Самков, К.Л. Стойчин**

**Сибирский государственный университет телекоммуникаций  
и информатики, г. Екатеринбург, samkov1988@mail.ru  
Научный руководитель: Горлов Н.И., д.т.н., профессор**

*В докладе рассматривается проблема анализа данных, полученных в результате мониторинга волоконно-оптических линий связи и представлен алгоритм анализа данных с условием формирования приоритетов по группе параметров. Преимущество данного метода заключается в том, что оператор не участвует непосредственно в анализе данных, для него формируется реальная картина, на основании которой он может принимать решение об очередности восстановления работоспособности волоконно-оптической линии*

*Report examines the problem of analyzing data obtained as a result of monitoring fiber-optic communication lines and presents an algorithm for data analysis with the condition of forming priorities for a group of parameters. The advantage of this method is that the operator does not participate directly in data analysis, a real picture is formed for him, on the basis of which he can decide on the order of restoring the operability of the fiber-optic line.*

Сегодня появляется большое количество новых телекоммуникационных услуг, требующих от оборудования связи и среды передачи дополнительных ресурсов. Наиболее перспективными с точки зрения надежности и скорости передачи данных являются волоконно-оптические среды передачи или волоконно-оптические линии связи. Но не смотря на очевидные преимущества перед системами радио- и проводной связи, данные линии имеют высокую чувствительность к различного рода воздействиям, например, деформациям (изгибам, кручениям), загрязнениям или механическим повреждениям оптической компоненты[1]. Из этого вытекает необходимость проведения

диагностики волоконно-оптических линий связи вне зависимости от того, магистрального они уровня или обслуживают локальный участок, ведь по ним может происходить передача значимой, а в случае критической информационной инфраструктуры, крайне важной информации [2].

Задача диагностики решается при помощи мониторинга. Мониторингом волоконно-оптических сетей связи называется процесс, при котором происходит диагностика состояния оптического линейного тракта на участке от оптического передающего модуля до оптического приемного модуля [2]. Существует две разновидности – пассивный и активный. При пассивном мониторинге, анализ оптического линейного тракта осуществляется с отключением активного оборудования от пассивной, разветвленной линии связи, что позволяет оценить оптические потери, уровень отраженного сигнала на линейном участке от передатчика до приемника, а также место возможного повреждения оптоволокна [2, 3].

Активный мониторинг заключается в том, что в отличие от пассивного метода, мониторинг ведется в режиме реального времени передачи данных без отключения активного оборудования. Также среди систем активного мониторинга выделяются системы ранней диагностики, такие системы способны выявлять повреждения оптических кабелей связи позволяют обслуживающему персоналу в реальном масштабе времени (практически мгновенно) узнавать, где произошёл сбой и каков уровень потерь в волокне [1]. Это сокращает время поиска неисправностей и упрощает проведение профилактического обслуживания линии передачи, построенной на базе волоконно-оптической среды. Из вышеизложенного можно сделать вывод о том, что на сегодняшний день многие проблемы, стоящие перед процессом мониторинга волоконно-оптических сред, успешно решены.

Но при наличии большого количества волоконно-оптических линий связи, подлежащих мониторингу, внимание оператора может быть сконцентрировано на линиях, представляющих меньшую важность. Из вышеизложенного следует вывод, что необходимо разработать математический аппарат, который будет на основе анализа данных мониторинга волоконно-оптических линий выдавать пользователю информацию не только о неработоспособности линии, но также о ряде других параметров, определяемых исходя их конкретных задач [4].

В последнее время для решения задач, связанных с анализом данных и выработкой рекомендации нередко используются такие математические структуры, как искусственные нейронные сети. В результате исследования разработана нейронная сеть, получающая

данные о состоянии волоконно-оптической линии связи на вход (от измерительных приборов), а также получающая данные о важности передаваемой по волоконно-оптической линии информации и о затратах, связанных с неработоспособностью линии. Для разработанного алгоритма учитываются следующие параметры: 1. важность линии; 2. качество сигнала в линии; 3. затраты от возможной неработоспособности линии.

Предложен алгоритм формирования аварийного сигнала на основе мониторинга в соответствии с перечисленными условиями и критериями. Нейронная сеть, реализующая алгоритм, представлена на Рис. 1.

Шаблон рисунка и подписи к нему:

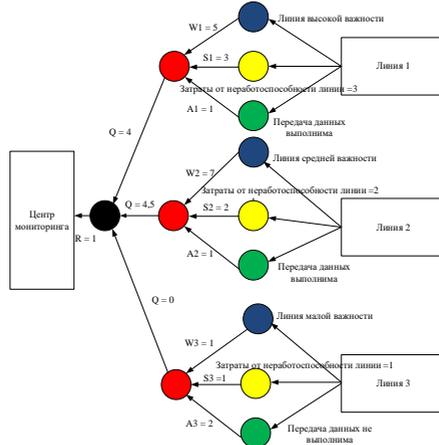


Рис. 1 – Нейронная сеть, используемая для мониторинга и имеющая классическую структуру (входные, скрытые и выходные нейроны)

Входные нейроны разделены по группам: первая отвечает за сбор данных о важности линий (задается оператором), в отношении которых происходит мониторинг; вторая – за сбор данных о затратах от неработоспособности линии (задается оператором), третья – за сбор данных о возможности или невозможности выполнения задачи по передаче данных (получено от измерительных приборов).

Далее при помощи математического аппарата происходит вычисление веса синапса, исходящего из скрытого нейрона в виде следующей зависимости

$$Q = \begin{cases} 0, A_n = 2 \\ \frac{\sum(W_n, S_n, \dots)}{k}, A_n \neq 2 \end{cases} \quad (1)$$

Центр мониторинга принимает решение, что линия 3 может сформировать признак невозможности выполнения передачи данных и передает дальше данные, сигнализирующие об аварии на данной линии. Также оператору предоставляются данные о том, что данная линия является линией малой важности и затраты от ее неработоспособности невелики. На Рис. 2 представлено рабочее окно программы после обработки данных мониторинга.

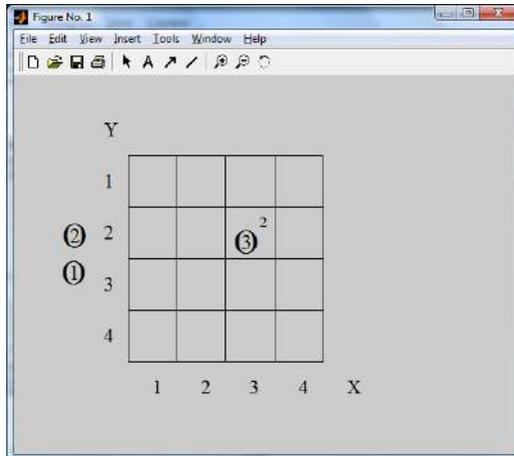


Рис.2 – Графическая интерпретация работы нейронной сети на основе анализа данных, полученных в процессе мониторинга

На изображении показано, что линия 3 имеет малую важность (представлена в 3 ряду по оси ординат) и затраты от ее неработоспособности невелики (цифра 2 в верхнем углу клетки). Линии 1 и 2 не имеют повреждений и в отношении их не проводился мониторинг.

В результате исследования разработан математический аппарат анализа данных мониторинга волоконно-оптических сред. Без предложенного алгоритма определять важность линии и приоритет восстановления было бы необходимо производить оператору, и, как следствие, не исключен фактор человеческой ошибки, который может нести негативные последствия. В результате исследования был разработан программный комплекс в среде MatLab6. Для получения качественных и количественных характеристик были проведены эксперименты, суть которых заключалась в многократном его запуске.

Литература:

1. Валеви́чко, М. Новые форматы модуляции в оптических системах связи / М. Валеви́чко, О. Наний, А. Сусьян // *LighwaveRussianEdition*. – 2005. – №4. – С. 65-68.
2. Султанов А.Х., Гайфуллин Р.Р., Виноградова И.Л. Методы мониторинга волоконно-оптических линий связи на основе применения сложного оптического сигнала. Уфа.: Гилем, 2007. - 150 с.
3. Bogachkov I.V., Gorlov N.I. Researches of the Influence of Temperature Changes in Optical Fibers on the Brillouin Backscatter Spectrum // 13th International Scientific and Technical Conference on Actual Problems of Electronic Instrument Engineering (APEIE - 2016). Proceedings: in 12 volumes. 2016, v.1, pp. 157-161.
4. Новиков, А.Г. Моделирование в среде MatLab6 [Текст] / А.Г. Новиков, В.Н. Трешиков, С.О. Плаксин, А.Ю. Плоцкий, О.Е. Наний // *Фотон-экспресс*. – 2012. – №3(99) – С. 34–37.

**РАЗВИТИЕ НАВЫКОВ САМОРЕГУЛЯЦИИ ПРИ ПОМОЩИ  
ПРОГРАММНО-АППАРАТНОГО КОМПЛЕКСА  
БИОЛОГИЧЕСКОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ**

**Е.В. Андрюшенко**

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

**Научный руководитель: Павлов А.В., к.б.н., доцент**

*В данной работе рассмотрен метод саморегуляции с помощью БОС-терапии на основе показателей дыхания и пульса. Разработан программно-аппаратный комплекс БОС, предназначенный для формирования навыков саморегуляции. Предложен курс профилактики стресса и заболеваний сердечно-сосудистой системы.*

*In this paper, the method of self-regulation with the help of biofeedback therapy based on respiratory and pulse indicators is considered. A software and hardware complex of biofeedback designed for the formation of self-regulation skills has been developed. A course of prevention of stress and diseases of the cardiovascular system is proposed.*

По результатам исследований, в 2020 г. 79% людей ответили, что испытывали стресс. В 2021 г. этот показатель снизился до 72%, однако при этом вырос уровень стресса (с 4,5 до 5,4 по шкале от 1 до 10).

Стресс — это неспецифическая реакция организма на любой внешний и внутренний раздражитель, будь то физический или психологический, а также соответствующее состояние организма. текст статьи. В некоторой мере, стресс полезен для организма. Но сильный, продолжительный, или частый стресс может стать одной из причин развития заболеваний сердечно-сосудистой, респираторной и других систем организма. Поэтому человеку важно уметь контролировать и регулировать свое состояние.

В этом и состоит суть метода биологической обратной связи (или БОС-терапии). Это метод саморегуляции, который заключается в наглядном отображении человеку информации о состоянии некоторого физиологического показателя его собственного организма с помощью специальных технических устройств. На основе этой информации человек учится самостоятельно менять свое состояние и удерживать эти изменения с целью совершенствования своих функций в норме и коррекции деятельности нарушенных функций при патологии [1].

В данной работе предлагается курс БОС-терапии, направленный на развитие навыков саморегуляции посредством частоты пульса (ЧП) и показателей дыхания. Сначала человек вырабатывает собственные дыхательные техники, параллельно наблюдая за показателями ЧП. Оценивая эффективность техники по наблюдаемым показателям, человек учится осознанно управлять дыханием. Когда человек определил для себя и запомнил некоторые дыхательные техники, переходим к следующему этапу. Этот этап заключается в доведении до автоматизма полученных навыков.

В качестве регулируемого физиологического показателя было выбрано дыхание, так как оно является произвольно регулируемой функцией нашего организма. Управляя дыханием, можно воспроизводить релаксацию или, наоборот, готовность организма к активной деятельности. Благодаря этому использование дыхательных практик при саморегуляции можно считать весьма перспективным методом биологической обратной связи.

Таким образом, для измерения характеристик дыхания был выбран метод пневмографии с помощью тензометрического (резистивного) датчика, располагающегося на поверхности брюшной стенки.

В качестве контролируемого физиологического показателя был выбран пульс, так как он является наиболее простым, быстрым и доступным способом первичной оценки состояния сердечно-сосудистой системы. Для измерения пульса был выбран рефлектометрический метод фотоплетизмографии (на отражение).

Дыхание выбрано в качестве регулируемого показателя, т. к. оно тесно связано с функциональным состоянием ЦНС и является произвольно регулируемой функцией организма. Управляя дыханием, можно воспроизводить релаксацию либо готовность организма к активной деятельности.

У дыхательных техник есть 3 основные цели:

1. Сделать дыхание более ритмичным.
2. Сделать дыхание более глубоким, брюшным.
3. Найти правильное соотношение длительности вдоха и выдоха.

Методику можно разделить на 2 этапа:

1. Пользователь разрабатывает дыхательные техники, параллельно наблюдая за частотой пульса. Оценивая эффективность техник по наблюдаемым показателям, человек учится осознанно управлять дыханием.

2. Пользователь доводит до автоматизма полученные навыки. На этом этапе человек наблюдает только за частотой пульса [1].

Таким образом, человек вырабатывает собственную технику дыхания и учится осознанно применять её. Такой подход повышает

эффективность сеансов, а выработанные навыки человек может в дальнейшем использовать в жизни.

Для реализации данной методики разработан программно-аппаратный комплекс БОС, который отслеживает и отображает выбранные ранее показатели: частота дыхания и частота пульса.

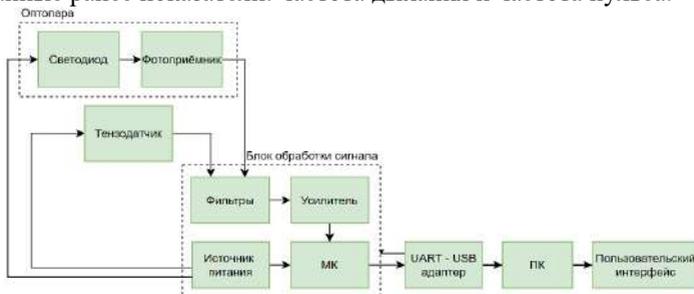


Рис.1 – Структурная схема комплекса

Данный комплекс принадлежит к типу биотехнических систем эргатического типа (БТС-Э). Аппаратная часть комплекса включает оптический и тензометрический датчики, а также Блок обработки сигнала. Аналоговые сигналы с датчиков поступают на Блок обработки, где усиливаются усилителем и пропускаются через фильтры с целью исключения шумов и внешних помех. Полученный сигнал подается в микроконтроллер (МК) со встроенным аналого-цифровым преобразователем (АЦП), где обрабатывается и передается в компьютер (ПК) через USB интерфейс

Программная часть комплекса включает: программирование микроконтроллера и программирование пользовательского интерфейса.

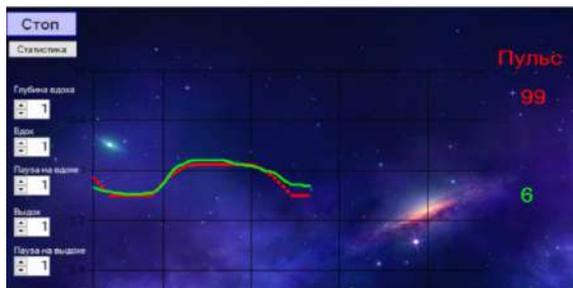


Рис.2 – Интерфейс пользователя в процессе работы. Программная часть реализует приём и обработку данных с датчиков, а также отображение результатов измерений в понятной пользователю форме (текстовой/графической), и управление работой комплекса

В совокупности, аппаратная и программная части представляют собой профилактический комплекс биологической обратной связи, где человек сам анализирует и оценивает результаты своей тренировки, прогресс развития навыков саморегуляции.

Таким образом, в результате проделанной работы был спроектирован и реализован комплекс БОС, предназначенный для выработки навыков саморегуляции.

В дальнейшем планируется усовершенствовать прототип комплекса по следующим направлениям:

- Разработать и запрограммировать новые сюжеты терапии;
- Регистрировать показатели двух типов дыхания (грудного и брюшного) с помощью предусмотренных входов на уже спроектированной плате;
- Установить связь датчиков с персональным компьютером через спецификацию беспроводных сетей.

#### Литература

1. Андрющенко Е. В. Профилактика стресса и ССЗ при помощи БОС-терапии / Е. В. Андрющенко; науч. рук. А. В. Павлов // Интеллектуальный потенциал Сибири: 27-я Региональная научная студенческая конференция (г. Новосибирск, 23-25 сентября 2019 г.): материалы конференции: в 3 частях / Под ред. Соколовой Д.О. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2019, Ч 2: Сборник научных трудов. – с. 218 – 219.

2. Щербатых Ю. В. Психология стресса и методы коррекции. — СПб.: Питер, 2006 — 256 с.

3. ГОСТ 12.2.091-2012 (ИЕС 61010-1:2001) Безопасность электрического оборудования для измерения, управления и лабораторного применения. Часть 1. Общие требования. [Электронный ресурс] URL: <http://docs.cntd.ru/document/1200103145> (Дата обращения: 20.10.2021).

4. ГОСТ 20790-93. Приборы, аппараты и оборудование медицинские. Общие технические условия. [Электронный ресурс] URL: <http://docs.cntd.ru/document/1200022377> (Дата обращения: 20.10.2021).

5. ГОСТ Р 50444-92. Приборы, аппараты и оборудование медицинские. Общие технические условия. [Электронный ресурс] URL: <http://docs.cntd.ru/document/1200134141> (Дата обращения: 20.10.2021).

# ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ИСКУССТВЕННОЙ НЕЙРОННОЙ СЕТИ ДЛЯ РАСПОЗНАВАНИЯ И КЛАССИФИКАЦИИ КАРТИН СВЕЧЕНИЯ КОЖНОГО ПОКРОВА В ОБЛАСТИ БИОЛОГИЧЕСКИ АКТИВНЫХ ЗОН

**И.С. Геворгян, М.А. Сивак, С.В. Белавская**  
Новосибирский государственный технический университет,  
г. Новосибирск, ya.irinagevorgyan2013@yandex.ru  
Научный руководитель: Лисицына Л.И., д.т.н., профессор

*В работе рассмотрен вопрос использования искусственных нейронных сетей для распознавания и классификации картин свечения кожного покрова в области биологически активных зон. Составлен алгоритм ИНС, с использованием которого разработана первичная программа распознавания и классификации изображений. Проведен эксперимент с ошибкой 13%, что является подтверждением возможности использования ИНС для решения поставленной задачи. Указано, что для уменьшения ошибки модели, необходимо набрать обширную статистику и провести повторное обучение модели ИНС на расширенной выборке.*

*This paper considers the use of artificial neural networks (ANN) for recognition and classification of skin glow patterns in the area of biologically active zones. An ANN algorithm has been compiled and a primary program for image recognition and classification has been developed. An experiment with an error of 13% was carried out, which is a confirmation of the possibility to use an ANN to solve the given problem. It is specified, that for reduction of a model error it is necessary to collect extensive statistics and to carry out repeated training of an ANN model on the expanded sample.*

В настоящее время искусственные нейронные сети (ИНС) широко используются на практике благодаря их основным особенностям: возможности обучаться и возможности решения сложнейших задач при должном обучении.

Искусственные нейронные сети представляют собой математическую модель, а также её программное или аппаратное воплощение, построенную по принципу организации и функционирования биологических нейронных сетей — сетей нервных клеток живого организма [1].

ИНС довольно широко применяются для решения задач распознавания, классификации, аппроксимации или оптимизации в медицине. Безусловно, мнение врачей пока более авторитетно по сравнению с «мнением» нейросетей, но как второе мнение и как

инструмент, упрощающий работу врача, они эффективны. Это хорошо видно на примере нейронной сети, которая распознает почечно-клеточный рак и почечные кисты [1].

Трудности в обучении ИНС заключаются в том, что для обеспечения их работы с малым процентом ошибки требуется огромное количество данных, которые в медицине довольно трудно набрать. Поэтому в таких серьезных вопросах, как диагностирование заболеваний (например, онкологических) заключение ИНС может быть только вторым мнением [1]. Сейчас прилагается много усилий ученых, чтобы создавать базы данных, на которых нейросети могут лучше обучаться для их дальнейшего использования. Не так давно ученые создали нейросеть, которую обучили на 4000 гистологических снимках, и теперь она может определять тип рака легких с точностью 97% — даже опережая в этом специалистов [1].

В лаборатории медицинской электроники НГТУ ведутся исследования процессов, протекающих в кожном покрове в области биологически активных зон (БАЗ). Одним из интересных явлений, обнаруженных не так давно, является эффект ответного свечения определенных областей кожного покрова на предварительную засветку. Ответное свечение проявляется в виде картин различной структуры [2].

Все выявленные на сегодня структуры картин свечения можно разделить на 5 основных классов, различающихся между собой яркостью и размером центральной точки, наличием контуров, их яркостью и числом. Причины различия картин свечения пока не ясны. Для выявления этих причин необходимо набрать большое количество примеров картин свечения кожного покрова при различных внешних факторах, параметрах испытуемых и др., а также разработать программу автоматического распознавания и классификации этих картин. С этой целью в работе использована ИНС.

Составлен алгоритм ИНС для решения поставленной задачи (рис.1).

Объект, определяющий входной сигнал в нашем случае — это массив примеров различных картин свечения. Объект, выступающий в роли выходного сигнала, это число выявленных классов картин. Для решения поставленной задачи, ввиду ее сложности, предлагается использовать скрытый слой, не имеющий связи с внешними факторами.

Связи (астоны) между слоями определяются весовыми коэффициентами. Для каждого слоя задается определенное количество нейронов: во входном слое — по размерности изображения (матрицы) в пикселях, в нашем случае — 150 на 150 пикселей, в скрытом слое — по числу нейронов в одном слое матрицы (150), в выходном слое — по числу выявленных классов изображений (5). Далее происходит

компилирование модели (последовательное объединение слоев) и ее обучение. Для этого задается точность, скорость обучения, количество эпох и функция ошибки системы (обратное распространение ошибки) или критерий качества системы (% точности ИНС).

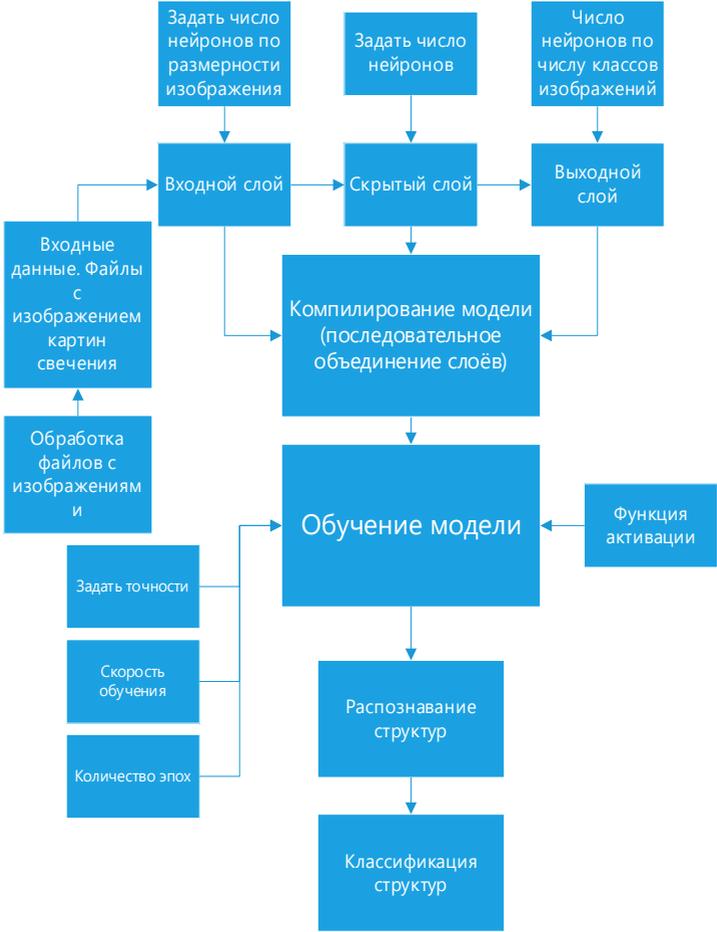


Рис. 1 – Алгоритм модели ИНС

Обучение ИНС в данном случае – с учителем, т.к. используются обучающие пары: входной вектор (примеры картин свечения) и целевой вектор (классы картин свечения), т.е. для каждого входного вектора существует целевой вектор, представляющий собой требуемый вектор

[3]. В процессе работы ИНС выходной вектор сравнивается с целевым, определяется ошибка и далее корректируются веса в соответствии с алгоритмом, стремящимся уменьшить ошибку [3]. В данном случае в качестве функции активации выбрана сигмоида.

После обучения ИНС, их работа по распознаванию и классификации происходит по этому же алгоритму.

С использованием представленного алгоритма ИНС авторами составлена первичная программа по распознаванию и классификации картин свечения. Проведены первичные эксперименты, которые показали, что на данный момент программа работает с погрешностью 13%. Данная ошибка возникла в виду того, что обучение ИНС было проведено на малой выборке – 46 примерах, а проверка работоспособности проведена на тестовой выборке, состоящей из 17 примеров, из которых был неправильно определен класс на трех примерах.

Для увеличения точности можно увеличить количество эпох и полчить ряд моделей, точность которых составит выше 90%. Однако, с учетом того, что обучающая выборка достаточно мала, с большей долей вероятности такие модели будут переобучены, т.е. они будут хорошо работать на целевых данных и плохо на новых картинах свечения.

Для увеличения точности работы программы необходимо набрать более обширную статистику и выполнить повторное обучение модели ИНС на расширенной выборке.

Таким образом, в работе составлен алгоритм ИНС для решения поставленной задачи, с использованием которого разработана первичная программа распознавания и классификации изображений и проведен эксперимент с ошибкой 13%, что является подтверждением возможности использования ИНС для решения поставленной задачи.

#### Литература:

1. Холодова М. Нейронные сети — будущие помощники врачей [Электронный ресурс] // Биология. Медицина. Нейробиология — 2020/2021. URL: <https://biomolecula.ru/articles/neironnye-seti-budushchie-pomoshchniki-vrachei> (дата обращения: 10.11.2021).

2. Patterns of skin luminescence resulting from the visualization of active acupuncture points using optical stimulation / Navrotsky L. G., Blokhin A. A., Belavskaya S. V., Lisitsyna L.I., Lyutkevich A. A., Poteryaeva E. L., Yudin V. I., Litscher G. // Integrative Medicine International. S. Karger AG, Basel. – 2015. – V. 2. – С. 1-8.

3. Гафаров Ф.М., Галимянов А.Ф. ИНС и их приложения. Учебное пособие. – Казань: Изд-во Казанского университета, 2018г. – 121 с.

## РАЗРАБОТКА УСТРОЙСТВА ДЛЯ ОЦЕНКИ ФИЗИОЛОГИЧЕСКОГО СОСТОЯНИЯ ЧЕЛОВЕКА

**А.К. Герасимов, А.В. Павлов**  
**Новосибирский государственный технический университет,**  
**г. Новосибирск, geraplusplus@gmail.com**

*Мониторирование физиологических параметров для своевременного выявления нарушений является актуальной проблемой в сфере здравоохранения. В данной статье рассмотрены существующие методы и устройства для оценки состояния человека. Описывается как носимые датчики помогают медицине и предложен способ создания системы оценки здоровья.*

*Monitoring of physiological parameters for prompt violations detection is an actual problem in the field of healthcare. In this paper existing methods and devices for evaluating human state were considered. The way wearable sensors help medicine were described. The way to create a system for a health assessment was suggested.*

В условиях пандемии возник запрос на развитие устройств, позволяющих выполнять дистанционное мониторирование физиологических параметров организма человека. Развитие инструментов для дистанционного мониторирования должно помочь в выявлении ранних симптомов болезни и позволит контролировать состояние пациента на расстоянии. Снимаемые показания также могут быть использованы врачом для принятия решения при посещении медицинского учреждения или передаваться при телемедицинской консультации [1].

Системы для удаленного контроля за состоянием человека существуют более 50 лет. Первые системы мониторирования использовались в авиации и космонавтике. Датчики размещались под одеждой и снимали как параметры организма, так и окружающей среды. Сбор таких показателей был очень важной частью исследований в космической программе. Эти данные содержали информацию о частоте сердечных сокращений (ЧСС), дыхании, внутренней температуре организма и температуры кожи. Чуть позднее системы мониторинга стали использоваться в военной отрасли для отслеживания состояния солдат. Развитие биосенсоров позволило уменьшить стоимость таких систем, в результате чего в настоящий момент на рынке существует множество устройств, предлагающих потребителю функцию мониторинга здоровья [2]. Однако стоит учитывать, что большинство таких устройств не обладают такой точностью и надёжностью как

медицинское оборудование, и их данные, соответственно, не несут реальной диагностической значимости. Таким образом, возникает важность в выявлении методов и датчиков, которые могут быть полезны для целей здравоохранения.

Ни один из известных на сегодняшний день показателей не позволяет получить полную информацию о состоянии пациента. Продолжительное воздействие стресса может привести к ухудшению физиологического (например, гипертония) и психологического состояния (например, депрессия). Поскольку длительный стресс оказывает влияние на весь организм, то и о наличии стрессового состояния можно судить по мультисенсорным физиологическим параметрам. К таким параметрам относятся, например, вариабельность сердечного ритма (ВСР) и кислотно-щелочной баланс (рН) [3]. Одним из наиболее развитых подходов является анализ ВСР. Это связано с тем, что сердечно-сосудистая система является чувствительным и надёжным индикатором состояния человека, который, к тому же, достаточно легко получить. За долгое время использования ВСР появилось множество способов анализа, такие как: вычисление показателей (NN, Var, SDNN и др.), интегральные индексы (Белевского, вегетативного равновесия, вегетативный показатель ритма и др.), спектральный анализ, корреляционный анализ и др. [4].

В системах для удаленного мониторинга могут использоваться различные подходы в зависимости от данных, которые требуется передавать. Например, можно использовать обычный медицинский монитор для снятия сигнала, а потом, после специальной обработки, передавать показатели на сервер [5]. Такой подход позволяет врачу получить данные о состоянии пациента, пока он находится в машине скорой помощи. В исследовательских целях могут использоваться более сложные методы измерения. Например, для получения индекса физиологического напряжения требуется снятие внутренней температуры тела и частоты сердечных сокращений. Для этого могут использоваться специальные измерительные приборы, которые принимаются вовнутрь [6]. Такие исследования обычно проводятся под наблюдением и для постоянного мониторинга не подходят. А для контроля за «удалёнными» пациентами, которые должны соблюдать диету или выполнять задания данные доктором для реабилитации, могут использоваться системы, представляющие информацию об успешности реабилитации как доктору, так и пациенту [7]. Благодаря таким устройствам у пациента будет больше мотивации выполнять упражнения и правильно питаться, так как он будет сам видеть свой прогресс. Такая

система может включать в себя камеру и фотоплетизмографический датчик для оценки ВСР.

На основе изученных источников можно выделить особенно полезные показатели, которые можно снимать, используя небольшое количество датчиков. К таким данным, к примеру, относится электрокардиограмма (ЭКГ), которая лучше всего характеризует состояние сердечно-сосудистой системы. Однако устройства, снимающие 3 стандартных отведения ЭКГ, являются достаточно громоздкими и будут мешать человеку заниматься активной физической деятельностью. Несмотря на это, если снимать всего одно отведение, то можно расположить электроды так, чтобы они не сковывали движения человека, например, на запястье или ушной раковине [8]. Помимо электрокардиосигнала, судить о состоянии сердечно-сосудистой системы позволяет метод фотоплетизмографии, который получил огромное распространение в фитнес-трекерах. На основе данного метода измеряется кровенаполнение сосуда, из которого можно выделить частоту сердцебиения.

Благодаря достижениям современной схемотехники появилось большое количество датчиков, отличающихся своими малыми размерами. Сами датчики могут располагаться на поверхности тела человека на достаточно малом по площади участке. При этом для уменьшения габаритов и стоимости такого устройства все вычисления можно проводить на смартфоне пользователя при помощи специально разработанного приложения. Также смартфон может использоваться для передачи данных врачу. Исходя из этого была разработана схема (рис. 1), которая может использоваться при разработке устройства оценки физиологического состояния человека. Чтобы датчики не сковывали движения, планируется разместить их на ушной раковине. Поскольку физиологические сигналы содержат множество шумов и артефактов (артефакты движения, электронные шумы и т.д.), то очень важно тщательно отфильтровать сигналы. Прежде всего стоит использовать полосовые фильтры (для ЭКГ от 0.5 до 20 Гц, а для полосы пропускания фотоплетизмографии от 1 до 10 Гц). Для улучшения качества снимаемых параметров было решено использовать нейросеть для фильтрации сигналов по методу, описанному в [9].

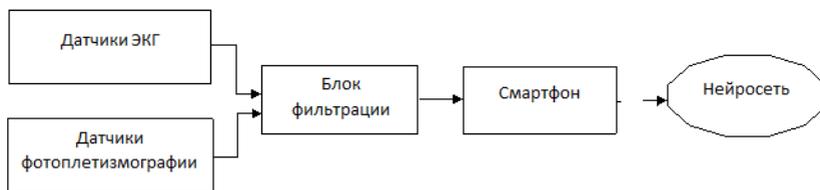


Рис.1 – структурная схема возможной системы

Таким образом, используя всего два датчика, можно получить обширную информацию касательно сердечно-сосудистой системы человека, которая является надёжным индикатором процессов, происходящих в организме. Совместно с продвинутыми системами обработки и интерпретации данных, например, с нейросетью, можно получить современное и компактное устройство для оценки физиологического состояния человека для предоставления данных как пользователю, так и врачу.

#### Литература:

1. Кобринский Б.А. Дистанционный мониторинг в электронном здравоохранении и телеконсультировании // Сибирский вестник медицинской информатики и информатизации здравоохранения. – 2018. – №. 1-2. – С. 4 – 7.
2. Aryel R.M. Physiologic and Space-Based Sensors // Handbook of Biosurveillance. – Academic Press, 2006. – С. 387 – 392.
3. Chen C.M., Anastasova S., Zhang K., Rosa B.G., Lo B.P.L., Assender H.E., Yang G.Z. Towards wearable and flexible sensors and circuits integration for stress monitoring // IEEE journal of biomedical and health informatics. – 2019. – Т. 24. – №. 8. – С. 2208 – 2215.
4. Лебединский К.М., Коваленко А.Н., Курапеев И.С., Ленькин А.И., Субботин В.В., Волков П.А., Мартынов Д.В. Физические и физиологические проблемы медицинского мониторинга // Журнал технической физики. – 2020. – Т. 90. – №. 9.
5. Петраевский В.А., Кузьменко Е.А., Марков А.К. Удаленный мониторинг состояния пациента скорой помощи // ИВД. 2020. №3 (63).
6. Meade R.D., Lauzon M., Poirier M.P., Flouris A.D., Kenny G.P. An evaluation of the physiological strain experienced by electrical utility workers in North America // Journal of occupational and environmental hygiene. – 2015. – Т. 12. – №. 10. – С. 708 – 720.
7. Tey C. K., An J., Chung W. Y. A novel remote rehabilitation system with the fusion of noninvasive wearable device and motion sensing for

pulmonary patients // Computational and mathematical methods in medicine. – 2017. – Т. 2017.

8. Gil B., Anastasova S., Yang G. Z. A smart wireless Ear-Worn device for cardiovascular and sweat parameter monitoring during physical exercise: design and performance results // Sensors. – 2019. – Т. 19. – №. 7. – С. 1616.

9. Rundo F., Conoci S., Ortis A., Battiato S. An advanced bio-inspired photoplethysmography (PPG) and ECG pattern recognition system for medical assessment // Sensors. – 2018. – Т. 18. – №. 2. – С. 405.

## **СПЕКТРАЛЬНЫЙ АНАЛИЗ ВЫНУЖДЕННОГО СВЕЧЕНИЯ КОЖНОГО ПОКРОВА В ОБЛАСТИ БИОЛОГИЧЕСКИ АКТИВНЫХ ЗОН ПРИ СВЕТОВОМ ИМПУЛЬСНОМ ВОЗДЕЙСТВИИ**

**С.Е. Гончаров<sup>1</sup>, Л.Г. Навроцкий<sup>2</sup>, А.А. Блохин<sup>1</sup>**

**<sup>1</sup>Новосибирский государственный технический университет,**

**<sup>2</sup>Институт лазерной физики СО РАН**

**г. Новосибирск, sergej.goncharov.97@mail.ru**

**Научный руководитель: Белавская С.В., к.т.н., доцент**

*Проведено исследование спектров вынужденного свечения кожного покрова в области активных зон при воздействии излучением импульсной ксеноновой лампы с использованием фильтра УФС – 1. Сняты картины свечения кожного покрова в области акупунктурных точек. С помощью программы Origin получены спектры картин свечения. Проведено сравнение этих спектров со спектром излучения ксеноновой лампы с применением указанного фильтра. Обнаружены некоторые отличия, для формулировки которых необходимо продолжать исследования в этом направлении.*

*A study of the spectra of the forced glow of the skin in the area of active zones when exposed to the radiation of a pulsed xenon lamp using a UVF – 1 filter was carried out. The pictures of the glow of the skin in the area of acupuncture points were taken. With the help of the Origin program, the spectra of the glow patterns were obtained. These spectra are compared with the emission spectrum of a xenon lamp using the specified filter. Some differences have been found, for the formulation of which it is necessary to continue research in this direction.*

**Цель данной работы** выяснить ориентировочный спектр излучения кожного покрова в области биологически активных зон (акупунктурных точек).

В настоящее время проявляется интерес в изучении оптических свойств кожного покрова. В данной работе предпринята попытка получить спектры излучения кожного покрова в области биологически активных зон при оптическом воздействии определенного спектра. Спектры воздействующего светового сигнала были сформированы с помощью фильтра УФС-1, установленного после светового источника импульсного излучения лампы ИФК-2000 [2]. Были получены фотографии картин свечения кожного покрова в области акупунктурных точек в формате RAW на специализированной установке. Фотографии были обработаны в программном обеспечении “Спектр-анализатор версии 1.07” на персональном компьютере. Принцип работы данной программы заключается в следующем: была выбрана область в виде красного квадрата центральная часть активной зоны (акупунктурной точки) – рис.1 (а) и зон вне активной поверхности кожного покрова возле точки – рис.1 (б). Проводится обработка в программе Origin и получаются спектры картин свечения.

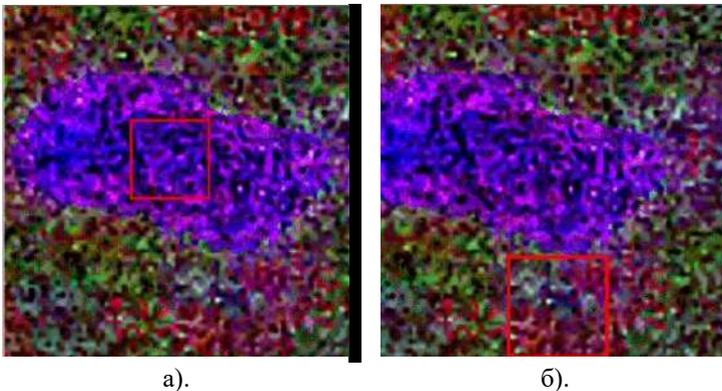


Рис. 1 – Фотографии картин свечения кожного покрова в области акупунктурных точек:

- а) – фотография центральной части активной зоны;
- б) – фотография вне активной поверхности

Таким образом, проведен ряд экспериментов.

На рисунке 2 приведены графики излучаемого спектра свечения внутри активной зоны акупунктурной точки и вне её.

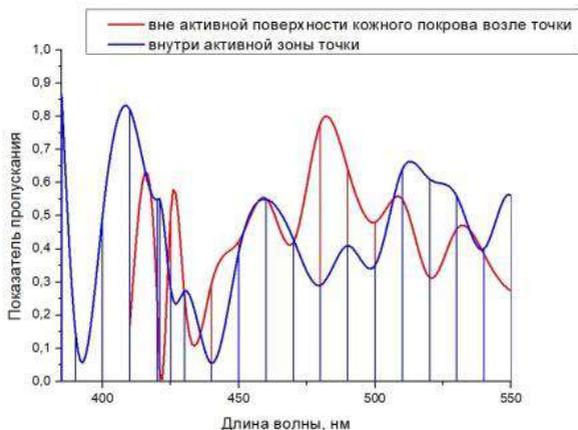


Рис. 2 – Графики анализа спектра картин свечения: внутри активной центральной зоны точки и вне активной поверхности кожного покрова возле нижней границы точки

Так же на рисунке 3 приведено сравнение спектра излучения ксеноновой лампы ИФК-2000 и спектра поглощения светофильтра УФС-1.

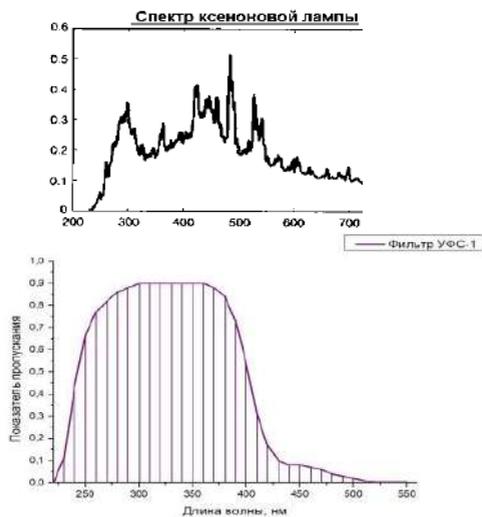


Рис. 3 – спектры излучения лампы ИФК2000 и поглощения фильтра УФС-1

Данное сравнение демонстрирует, что полоса пропускания светофильтра соответствует необходимому диапазону (от 200 до 400 нм), а спектр излучения лампы позволяет обеспечить необходимую длину волны, что удовлетворяет требованиям эксперимента.

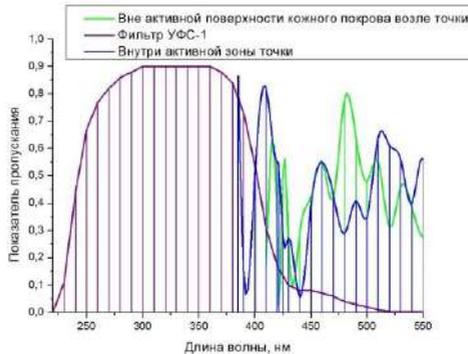


Рис. 4 – полученные спектры воздействующего на кожный покров излучения лампы ИФК-2000 после светофильтра УФС-1 внутри (синий) и снаружи (зелёный) точки

На рисунке 4 изображены спектры воздействующего на кожный покров излучения лампы ИФК-2000 после светофильтра УФС-1 (фиолетовый) и полученный спектр фотографируемой области (синий) и снаружи акупунктурной точки.

Регистрация проводилась фотоаппаратом фирмы Nikon 3300. Так как чувствительность его матрицы от 350 до 650 нм, в спектре отсутствует УФ-диапазон на синем графике. Поэтому необходимо провести дополнительные исследования с применением матрицы, чувствительной в ультрафиолетовом диапазоне спектра излучения.

### **Заключение.**

Максимальные пики интенсивности излучения внутри кожного покрова активной зоны акупунктурной точки находятся на длинах волн 385 нм и 420 нм. Максимальный пик интенсивности кожного покрова вне точки находится на длине волны 480 нм.

### **Литература:**

1. Спектр пропускания фильтра УФС-1 [Электронный ресурс] // Документация: ГОСТ 9411-91 – URL: [http://www.ipz.com.ua/datasheet/UVG1\\_rus.pdf](http://www.ipz.com.ua/datasheet/UVG1_rus.pdf) (дата обращения: 21.11.2021).

2. Лампа ИФК2000 [Электронный ресурс] // URL: <https://www.sibcomplect.ru/wp-content/uploads/2016/02/ifk2000-ifp5000.pdf> (дата обращения: 21.11.2021).

## **ВЛИЯНИЕ ВИРТУАЛЬНОЙ ЭКОТЕРАПИИ НА ПСИХОЭМОЦИОНАЛЬНОЕ СОСТОЯНИЕ ЧЕЛОВЕКА**

**А.В. Давыдов, О.М. Разумникова, М.А. Бакаев**  
Новосибирский государственный технический университет  
г. Новосибирск, a\_r\_v\_a@mail.ru

*В данной работе представлен краткий обзор о возможностях виртуальной экологической терапии и результаты исследования ЭЭГ-данных с применением метода факторного анализа для выявления изменений психоэмоционального состояния в зависимости от предлагаемого контента.*

*This paper presents a brief overview of the possibilities of virtual ecological therapy and the results of the study of EEG-data using the method of factor analysis to identify changes in the psychoemotional state depending on the proposed content.*

В процессе эволюции человека связь с природой необходима для выживания и психологического благополучия. Согласно результатам эпидемиологических исследований люди, проживающие в озеленённых городских зонах или вблизи природной среды, менее подвержены стрессу, более позитивны и удовлетворены своей жизнью [1]. Вторжение промышленных технологий и урбанизация снижает связь человека с природой. Экотерапия (зелёная терапия, природоцентрированная терапия) – это новое направление психотерапевтической техники, основанное на возвращении человека к природе.

Экотерапия подразделяется на пять форм [2]:

1. Ландшафтная терапия – созерцание и преобразование ландшафтов;
2. Гарденотерапия – созерцание, создание и преобразование садово-парковых объектов;
3. Агротерапия – выращивание растений и уход за ними;
4. Анималотерапия – взаимодействие с животными;
5. Терапия дикой природы – погружение в дикую природную среду, туризм.

Методы, основанные на экотерапии, доказали свою эффективность при лечении таких заболеваний как гипертония, ожирение, депрессия, при послеоперационном восстановлении, посттравматическом стрессовом расстройстве, гиперкинетическом расстройстве с дефицитом внимания [2].

К сожалению, доступ к природе из-за высокой урбанизации, а также для людей с ограниченными возможностями передвижения оказывается трудным. Решением данной проблемы может являться виртуальная экотерапия. Ведь появляется все больше экспериментальных данных о том, что виртуальная реальность полезна не только для образования или развлечений, но и для медицинской реабилитации.

Виртуальная реальность (VR) создаёт ощущение присутствия человека в заранее заданной локации, исключая или значительно уменьшая сенсорные стимулы из внешнего мира. Тем самым она позволяет людям полноценно погрузиться в смоделированную панорамную природную сцену, в отличие от двухмерного изображения. Полноценное погружение в виртуальное взаимодействие с контентом вызывает ощущение присутствия и соответствующие поведенческие реакции.

Для планируемого сравнения VR – гарнитуры с двухмерным пространством с погружением в природную или техногенную среду мы выполнили анализ данных электрической активности мозга (ЭЭГ), зарегистрированной при восприятии специально созданных фильмов [3].

ЭЭГ регистрировали в течение 2 – 3 минут 1) в фоне с открытыми глазами (ОГЭ), и 2) при просмотре контента, вызывающего предположительно положительное (ЭКО+) или 3) негативное (ЭКО-) эмоциональное состояние. В исследовании участвовали студенты НГТУ (31 человек в возрасте 18 – 20 лет). Первичный сбор и обработка данных с применением 19-ти канального энцефалографа «Мицар-202» были ранее выполнены студенткой ФГО А. Алешиной.

Для анализа мы использовали вычисленные на основе быстрого преобразования Фурье логарифмированные показатели мощности в низкочастотном дельта и высокочастотном бета-2 диапазонах. Эти диапазоны были выбраны на основе известных данных о связи дельта-ритма с мотивационной составляющей деятельности, а бета-ритма – со зрительными процессами и вниманием [4].

Для анализа изменений регионарной структуры биопотенциалов, связанных с восприятием разного контента, использовали факторный анализ с вращением – нормализованный варимакс.

В результате анализа показателей дельта-ритма в ситуации ОГЭ выделен один фактор, объединяющий все области коры (Рис.1. А). При

просмотре ЭКО- сформированы три фактора, значимые нагрузки в которых представляли активность в переднефронтальных (Fr1, Fr2), заднелобных и передневисочных (F7, F8, T3, T4) отведениях (окрашены фиолетовым и желтым цветом на Рис.1. Б) и в задней области коры (красный цвет на Рис.1. Б). Также три фактора характеризовали дельта-активность мозга при просмотре ЭКО+, однако их состав отличался: максимальная нагрузка была представлена фронтально-париетальными отведениями, еще два фактора отражали вклад окципитальных (O1, O2) и лобных (Fr1, Fr2, F8) отделов коры.

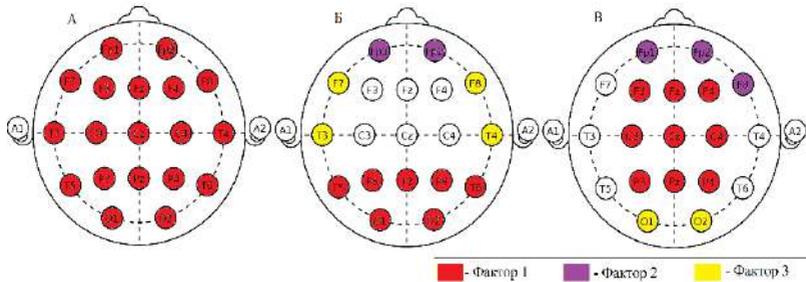


Рис.1 – Структура дельта ритма согласно результатам факторного анализа мощности биопотенциалов, в ситуации фон с открытыми глазами (А), при просмотре техногенных (Б) и природных (В) стимулов

Полученные различия в факторной структуре дельта-ритма, учитывая его функциональное значение в мотивационной составляющей поведения, отражают реорганизацию активности коры головного мозга, связанную с просмотром контента разного эмоционального содержания. Разную представленность височных, центральных и затылочных отделов можно рассматривать как большее вовлечение речевых функций в осмысление содержания ЭКО-.

В результате анализа мощности бета-колебаний для ЭКО- выделено три фактора, а для ситуаций ОГЭ и ЭКО+ – по 2 фактора (Рис.2). Можно отметить, что для ЭКО- характерна отдельная представленность височных областей (Т3, Т4, Т5), тогда как для двух других состояний выделены факторы, включающие передние или задние области коры (соответственно, выделено фиолетовым и красным цветом на Рис.2).

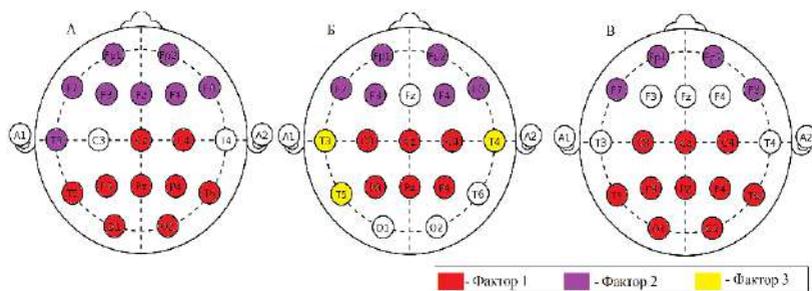


Рис.2 – Структура бета ритма согласно результатам факторного анализа мощности биопотенциалов, в ситуации фон с открытыми глазами (А), при просмотре техногенных (Б) и природных (В) стимулов

Обнаруженные особенности в факторной структуре бета-ритма, связанные с просмотром разного контента, также можно связать с более осмысленным переживанием предъявленных в эксперименте ЭКО-стимулов вследствие выделения активности височных отделов коры. Кроме того, так как височные области имеют наиболее тесную связь с нейронными структурами лимбической системы, в частности амигдалы, можно предположить, что ЭКО- вызывает ожидаемо [3] негативные эмоции и сдвиг внимания с меньшим вовлечением зрительной коры в обработку непривлекательной информации.

Обнаруженная реорганизация активности коры головного мозга на частотах дельта и бета2 ритма при восприятии природной или техногенной среды показывает, что анализ ЭЭГ может быть полезным инструментом для выяснения индивидуальных изменений эмоционального состояния, связанного с виртуальной экотерапией. Решение этого вопроса и является целью нашего дальнейшего исследования.

#### Литература:

1. Song C. Physiological Effects of Visual Stimulation with Forest Imagery // Applied Computational Electromagnetic Society Journal. – 2017. – P.1 – 11
2. Ищенко А.В. Средовые аспекты экотерапии социально дезадаптированных лиц с нарушением интеллекта // Вестник уральской медицинской академической науки. – 2019. – Том 16 (2). – С. 267 – 272.
3. Разумникова О. М. Особенности эмоционального отношения к природным и техногенным ландшафтам в молодом и пожилом возрасте / О. М. Разумникова, И. Н. Варнавский // Валеология. – Ростов-на-Дону: ЮФУ, 2017 г. – С. 55 – 62.

4. Савотина Л. Н. Нейрофизиологические корреляты восприятия мотивационно значимых стимулов и переживания эмоций у человека: автореферат диссертации на соискание ученой степени кандидата биологических наук / Л. Н. Савотина. – Новосибирск: 2005

## **РАЗРАБОТКА УСТРОЙСТВА ДЛЯ УЛУЧШЕНИЯ МИКРОЦИРКУЛЯЦИИ КРОВИ**

**В.В. Иванова**

**Новосибирский государственный технический университет,  
г. Новосибирск, i20vikiv00i@gmail.com**

**Научный руководитель: Павлов А.В., к.б.н., доцент**

*В данной работе рассматриваются проблемы связанные с нарушением кровообращения у людей с малоподвижным образом жизни. Нами был предложен метод для улучшения микроциркуляции крови на отдельных участках тела. Данный метод лежит в основе разрабатываемого прибора.*

*In this paper the problems associated with circulatory disorders among people with a sedentary lifestyle was discussed. A method to improve blood microcirculation in certain areas of the body was proposed. This method is the basis of the device that being developed.*

Ежедневно в России сахарным диабетом заболевает более 700 пациентов, погибает из них более 300. Одним из осложнений сахарного диабета, является поражение периферических нервов и сосудов. Развитие данного состояния приводит к нарушению работы нижних конечностей человека [1]. Так же нарушением кровообращения является малоподвижный образ жизни. Всемирная организация здравоохранения провела исследование, исходя из которого только в России насчитывается около 20 миллионов людей, ведущих малоподвижный образ жизни [2]. Однако в связи с пандемией COVID-19, в 2020 году эта статистика увеличилась. Это связано с ограничением возможностей передвижения, а именно в связи с работой из дома либо вовсе прекращением трудовой деятельности.

Микроциркуляция составляет немаловажную часть кровообращения, которая в свою очередь обеспечивает обмен веществ между тканями и кровью. Нарушением внутрисосудистой микроциркуляции является: замедление тока лимфы, нарушение ламинарного движения крови,

чрезмерное увеличение и ускорение внекапиллярного тока крови [3]. В результате у человека замедляется обмен веществ, развивается гипоксия, ткани не могут получить необходимое количество питательных веществ, кислорода.

Для улучшения работы мышечной ткани, а самое главное лимфатических путей человека, применяется микротоковая терапия с импульсным током малого напряжения с различными частотными характеристиками. Под воздействием слабых электрических импульсов происходит нормализация мышечного тонуса, улучшается кровообращение и лимфоток в тканях, ускоряется обмен веществ, и благотворное влияние на состояние и внешний вид кожи. Активация кровообращения и обмена веществ повышает местный кожный иммунитет, как клеточный, так и гуморальный [4].

Микротоки относятся к классу TENS. TENS означает чрескожную электрическую стимуляцию нервов, термин используется для любого терапевтического устройства, которое обеспечивает местную электрическую стимуляцию, что означает, что оно не проникает в кожу [5]. Существуют исследования, показывающие, что микроток обладает многими дополнительными преимуществами. Большинство устройств класса TENS находятся в диапазоне от 10-600 мкА. Аппарат с микротоками позволяет использовать моно- и биполярные импульсы. Монополярные импульсы чаще всего используются для глубокого введения активных лекарств в кожу. Для этого используются или два активных электрода, или один пассивный, который крепится к коже пациента, и один активный. В гораздо меньшей степени они влияют на мышечный тонус и лимфоток, чем биполярные. Биполярные импульсы оказывают заметное влияние на скорость и интенсивность обменных процессов в тканях, лимфодренаж и мышечный тонус, быстро снимают отеки и обеспечивают детоксикацию [6]. Для процедуры в данном случае используются два активных электрода. Для эффективности процедуры, используются разные типы электродов: подвижные металлические сферы, электродные перчатки, стационарные электроды, аналогичные электродам от устройства ЭКГ. В настоящее время микротоковая терапия применяется в сфере косметологии, но данный способ воздействия на кровообращение может быть использован для терапевтических целей. Стимуляция мышечных волокон с периодическим эффектом сжимания и расслабления оказывает действие на изменение тонуса сосудистой стенки. Исходя из этого, микротоковая стимуляция улучшает микроциркуляцию, вследствие чего клетки начинают снабжаться питательными веществам.

Нами предложен проект устройства микротоковой терапии для улучшения микроциркуляции крови. Работа устройства будет применяться не для непосредственного лечения, а направленно на профилактическое воздействие людям с нарушенным кровообращением: у пациентов с диабетом и для людей с малоподвижным образом жизни. Аппарат включает в себя импульсный ток с частотой от 0,1 до 500 Гц, сила тока варьируется от 1 до 1000 мкА. Максимальный выходной ток до 5 мА, максимальное выходное напряжение – 14 В. Форма выходного сигнала представляет собой биполярные импульсы с гармонической модуляцией частотой следования 0,5 – 2 Гц. Устройство оснащено встроенным микропроцессором, и комплектом хлорсеребряных электродов различной формы (одинарные, двойные, адгезивные пластины).



Рис. 1 – BTC схема

Таким образом, предложенное устройство может быть использовано в терапевтических целях для улучшения микроциркуляции крови. Такая профилактика полезна людям с малоподвижным образом жизни от 25 до 70 лет. Потенциально может быть полезно при нарушении трофики сегментов нижних конечностей у пациентов с сахарным диабетом.

#### Литература:

1. Шестакова М. В., Викулова О. К., Железнякова А. В. Эпидемиология сахарного диабета в Российской Федерации: что изменилось за последнее десятилетие? // Терапевт. архив. – 2019. – № 10. – С. 4 – 13.
2. Засимова Л.С., Хоркина Н.А., Калинин А.М. Роль государства в развитии программ укрепления здоровья на рабочем месте // Вопросы государственного и муниципального управления. – 2014. – № 4. – С. 69 – 94.
3. Ардасенов А. В., Хугаева В. К., Александров П. Н. Микроциркуляторное русло кожи в условиях воспаления и коррекции методом лимфостимуляции. — М.: Научный мир, 2004.

4. Никитина Е.А., Нетрадиционные методы улучшения микроциркуляции в эстетической медицине: достижения и перспективы // Пластическая хирургия и косметология. – 2011. – №3. – С.451 – 470.

5. Blank M (ed) Electroagnetic Fields: Biological Interactions and Mechanisms. Washington, DC: American Chemical Society, 1995

6. McMakin, Carolyn (1998). "Microcurrent treatment of myofascial pain in the head, neck and face". Topics in Clinical Chiropractic. 5 (5): 29 – 35. Retrieved 7 June 2018.

## **К ВОПРОСУ О СОВЕРШЕНСТВОВАНИИ ГЛЮКОМЕТРА: НЕИНВАЗИВНЫЙ МЕТОД**

**П.С. Коваленко**  
**МАОУ лицей № 18,**  
**г. Калининград, polinka.kowalenco@gmail.com**  
**Классный руководитель: Одрина Г.А.**

*Данная статья посвящена исследованию нового способа неинвазивного измерения глюкозы. Автор предлагает проект своего изобретения, которое измеряет уровень сахара по слюне у больного сахарным диабетом человека. Данный способ даст возможность безболезненно определить повышенный уровень глюкозы в организме за пару минут.*

*This article is devoted to the study of a new method of noninvasive glucose measurement. The author offers a project of his invention that measures the level of sugar in the saliva of a person with diabetes mellitus. This method will make it possible to painlessly determine the elevated glucose level in the body in a couple of minutes.*

Результаты анализа проведенных исследований показали, что медицина больше всего нуждается в перспективных технологиях. По информации, представленной вице-премьером Т. Голиковой, в России по состоянию на начало 2020 года официально диагностировано заболевание сахарным диабетом у 5,1 млн взрослых человек и 50 тыс. у детей (таблица 1) [1].

**Таблица 1 - Статистика больных сахарным диабетом по годам<sup>1</sup>:**

года	2006	2011	2014	2015	2020
число больных (млн. человек)	2,5	3,6	4,1	4,4	5,6

---

<sup>1</sup> <https://rusind.ru/statistika-saxarnogo-diabeta.html>

В процентном отношении болеют 3,8 % от всего населения Российской Федерации. Наблюдается постоянная тенденция роста числа больных. Это вызвано как увеличением количества заболевших, так и улучшением диагностики заболевания. Прогнозируется, что к 2030 году количество выявленных случаев составит 5,8 – 6,0 млн. человек [1].

В процессе измерения уровня глюкозы люди с сахарным диабетом должны иметь при себе специальный прибор, чтобы определить её по капле крови. Однако такой способ крайне неудобен и болезненный, поэтому необходимо разрабатывать неинвазивные методы.

Перспективным направлением шадящей диагностики является изучение корреляционных связей уровня глюкозы и холестерина с физиологическими показателями: температурой в отдельных точках тела, слёзной жидкостью, концентрацией ацетона в составе выдыхаемого воздуха и др. [2].

Рассмотрим вариант, при котором уровень глюкозы можно определить по составу слюны. Исходя из исследований ведущих ученых в предметной области, автором был разработан проект глюкометра, действие которого основано на химическом свойстве красителя индигокармина. Данный краситель имеет особенность изменять свой цвет при взаимодействии с глюкозой и кислородом. Алгоритм предлагаемого проекта глюкометра следующий:

1. Открыть стеклянную крышку, закрывающую одноразовую сетку (внутрь попадают молекулы O<sub>2</sub> важные для осуществления реакции).

2. На поверхность сетки через язык передать слюну (желательно в количестве 8 мл., чуть больше чайной ложки), которая проникает так же во внутренний корпус глюкометра.

3. Плотно закрыть сетку стеклянной крышкой.

4. Вытащить разделительную полоску для начала реакции с кислородом и слабощелочным раствором глюкозы (при взаимодействии с кислородом цвет жидкости меняется из синего в зелёный, окисляясь, а затем становится красным и медленно желтеет, восстанавливаясь с помощью глюкозы).

5. По цвету объекта определить количество глюкозы.

При реализации данного проекта глюкометра необходимо учитывать следующие факторы:

1. Сахарный диабет – это заболевание, негативно влияющее на состояние практически всего организма, в том числе и полости рта. Чем хуже контролируется диабет, тем выше вероятность этих проблем. Это связано с тем, что плохо контролируемый диабет негативно влияет на функцию лейкоцитов, выполняющих роль главного защитного барьера организма против бактериальных инфекций, развивающихся в полости

рта. Диабетические больные имеют повышенный риск следующих нарушений: сухость во рту. При неконтролируемом диабете выработка слюны может быть снижена [3]. Поэтому рекомендуется, если такая проблема присутствует, для собирания нужного количества слюны нажать на слюнную железу, которая находится по обеим сторонам нижней челюсти.

2. За 2 часа не употреблять пищу, не чистить зубы. Это связано с возможным попаданием на прибор других веществ.

3. Прибор должен иметь округлую форму, чтобы не поцарапать ротовую полость.

4. Размер основного корпуса должен быть увеличен, чтобы была возможность обеспечивать контакт с языком вне ротовой полости.

5. Необходима удобная палочка для комфортного держания и использования самого глюкометра.

6. Малая стоимость прибора (стоимость применяемого красителя составляет примерно 8 рублей за 1 гр., для одного глюкометра понадобится около 8 гр.).

Многим детям с рождения приходится неприятно укалывать пальцы глюкометрами, а с возрастом от таких постоянных процедур подушечки их пальцев теряют чувствительность. Поэтому для них предлагается усовершенствованный глюкометр, который может иметь вид одноразовой конфеты (леденец на палочке) (рис.1).

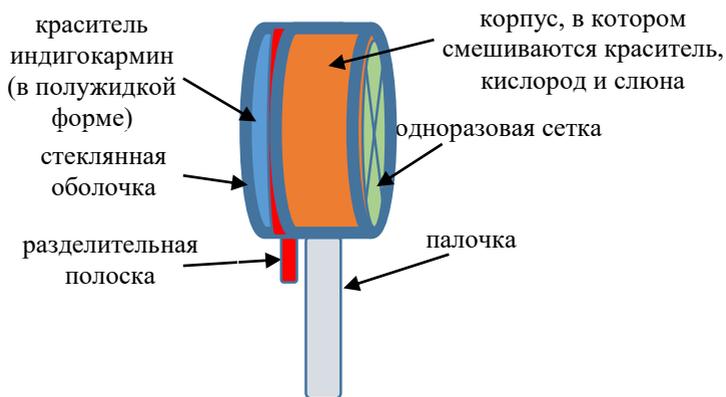


Рис.1 – Структурная схема глюкометра-конфеты

С такой «конфетой», проблема исчезает не только благодаря более дружелюбному дизайну, но и щадящему применению. Прибор имеет положительные характеристики: небольшой размер, простота в

использовании и безболезненное применение. Тем не менее, есть рекомендации по совершенствованию данного изобретения. Есть мнение, что сам по себе краситель индигокармин при употреблении его в пищу опасен для здоровья, так как он – сильный аллерген, обладает мутагенным потенциалом, разрушительно воздействует на систему пищеварения желудочно-кишечного тракта, является одной из возможных причин гиперактивности детей. Однако в данной идее, краситель соприкасается только со слюной, уже находясь в защитной стеклянной оболочке, а значит никакого отрицательного воздействия не оказывает. Несмотря на то, что описанное изобретение не даёт конкретные цифры содержания сахара, тем не менее в инструкции будет специальная табличка цветов, означающих примерное количество глюкозы на полученный оттенок (рис.2).



Рис.2 – Структурная схема глюкометра-конфеты

Человеку с сахарным диабетом это даст возможность лишний раз не травмировать себя уколом.

Таким образом, совершенствование глюкометров является перспективным в современной медицине. Идея замены инвазивных приборов для измерения сахара на неинвазивные – не нова, но применение химических материалов для этой цели недостаточно разработаны. Предложенный проект глюкометра, позволит учесть недостатки предыдущих разработок и обеспечит доступность его использования с учетом экономической выгоды и практической реализации.

Литература:

1. <https://rusind.ru/statistika-saxarnogo-diabeta.html>.
2. Эльбаева А.Д. Неинвазивные методы диагностики концентрации глюкозы и холестерина в крови / Журнал Международный журнал прикладных и фундаментальных исследований. – 2016. – № 6 (часть 2) – С. 301 – 305.
3. Биохимия ротовой жидкости в норме и при патологии. Учебно-методическое пособие для самостоятельной работы студентов по специальности «Стоматология» //ФГБОУ ВО РНИМУ имени Н.И. Пирогова Минздрава России. – М.: Издательство ИКАР. – 2017. – 64 с. С.24.

## МИТОХОНДРИАЛЬНЫЙ ДАТЧИК СВЕТА МОРСКОГО ЖИВОТНОГО TRICHOPLAX H2 (PLASOZOA)

**Козырицкий Д. В.**

**ГБОУ ЦДО «Малая академия наук» г. Севастополя, ГБОУ  
«Гимназия №8 им. Н.Т. Хрусталева», [d.kozyrytski@gmail.com](mailto:d.kozyrytski@gmail.com)  
Научный руководитель: Капцов В.А. д.м.н., профессор, член-  
корр. РАН, руководитель отдела ВНИИ гигиены транспорта  
Роспотребнадзора**

*Trichoplax – животные без нервной системы и мускулов, но уже 780 мил. лет ориентируется в сложной цветовой среде на глубине от 5 до 20м. Для чего у них имеются кристаллические клетки с арагонитом, фланкированным митохондриями. При свете 395нм арагонит светится красным светом, стимулирующим у митохондрий выброс АТФ. Арагонит и митохондрии – это митохондриальный световой датчик (МСД), преобразующий свет 395нм в выброс АТФ. Эффект воздействия света наблюдался через поведенческую реакцию – активность Trichoplax возросла. Исследование помогает понять этапы эволюции цветного зрения у животных.*

*Trichoplax are animals without a nervous system and muscles, but for 780 mil years they have been navigating in a complex color environment at a depth of 5 to 20 m. Why do they have crystal cells with aragonite flanked by mitochondria. At 395nm, aragonite glows red, stimulating the ejection of ATP in mitochondria. Aragonite and mitochondria – this is the mitochondrial light sensor (MSD) - that converts 395nm light into ATP ejection. The effect of exposure was observed through a behavioral response – the activity of Trichoplax increased. The study helps to understand the evolutionary stages of color vision in animals.*

Trichoplax относится к типу Placozoa – группе уникальных морских животных. Используя хемотаксис, Trichoplax находят свою пищу - цианобактерии и микроводоросли [1]. На протяжении веков (с 1891г по 2021г) ученые одержимы первичной «волосатой пластинкой», которая может менять форму, клонировать себя и жить бесконечно. Простое строение тела Trichoplax и образ жизни делает их полезной моделью для исследований, направленных на понимание эволюции различных биосистем многоклеточных животных [2].

Исследователи из Стэнфордского университета C. Chai, L. Kroo, C. Aiello, M. Prakash [3] характеризуют Trichoplax как «новую модельную систему, которая обеспечивает отличную основу для понимания того, как животные интегрируют информацию из сложной среды, в то время как в ней отсутствует традиционная архитектура обработки информации, такая как нервная система». Члены международной группы Leonid L. Moroz (США), Daria Y. Romanova (Россия) и Andrea B. Kohn (Германия) считают, что:

- Placozoa – это идеализированное окно в прошлое, настоящее и будущее животных;
- чисто химический вычислительный интегративный механизм без нейронов и какого-либо анатомически определенного интегративного центра или ядра.

Появляющиеся экспериментальные данные, по-видимому, подтверждают возможность создания универсального химического аналога мозга типа "Солярис" без классического мозга, богатого жесткими нейронами [4].

В 2018 году исследователи Стэнфордского университета [3] отмечали: «Наши текущие исследования сосредоточены на взаимодействии между динамикой ресничек (ответственной за передвижение животных), светочувствительностью отдельных клеток и поведенческой реакцией. Мы также охарактеризуем роль различных типов клеток (среди 6 известных типов клеток Trichoplax) в фототаксисе». Вопрос – «В каких клетках у Trichoplax размещены фотосенсоры?» остается открытым.

В работах [3,4] наличие у животного Trichoplax цветных фотосенсоров не обсуждалось и теоретически не рассматривалось.

В 2020 году мной был экспериментально обнаружен RGB-фототаксис у Trichoplax [5], в 2021 году сделан доклад на XVI международной научной конференции «Актуальные вопросы биологической физики и химии» БФФХ-2021[6]. Однако, остался невыясненным вопрос в каких клетках Trichoplax находится светочувствительная сенсорная система и какова ее структура. Эта система должна охватывать как

светочувствительные опсины *Trichoplax*, так и другие альтернативные светочувствительные структуры, такие как кристаллические клетки.

Решение этой проблемы позволит проводить исследования по влиянию спектра света на модельное животное *Trichoplax* в интересах разрешения медицинских проблем здоровья человека. В частности, исследовать эволюцию циркадных ритмов, цветного зрения и процессов образования кристаллов  $\text{CaCO}_3$ , которые образуются в шишковидной железе человека, гормоны которой определяющим образом влияют на его здоровье и поведение.

Общая схема клеточной структуры тела *Trichoplax* приведена в работе [1]. Кристаллические клетки находятся на краю тела *Trichoplax* между дорсальными и железистыми клетками второго типа, которые контактируют с сетью волоконных клеток. Строение кристаллической клетки хорошо рассмотрено в работах [2,7], а остальных пяти клеток в работах [1]. Меня заинтересовала люминесценция кристалла арагонита  $\text{CaCO}_3$  в кристаллических клетках, которая в работах [2, 3, 4, 7] не рассматривалась. Природа кристалл арагонита использует как двулучепреломляющую линзу в глазах *Трилобитов, Хитонов и Офиур*.

В кристаллической клетке *Trichoplax* кристалл арагонита фланкирован митохондриями. Митохондрия является энергетической станцией клетки, формирует энергетический поток в виде порций АТФ или квантов электрической энергии в нейронах [8].

Арагонит при облучении УФ 395нм люминесцирует красным светом 630нм, который увеличивает митохондриальный потенциал и синтез АТФ. В работе [9] показано, что низкодозовое светодиодное облучение клеток ретинального пигментного эпителия глаз приводит к повышению их митохондриального мембранного потенциала на 16 – 33% при синем свете (450нм при 3,5 Дж/см<sup>2</sup> и времени воздействия 12 минут), а при красном (630нм при 0,2 Дж/см<sup>2</sup> – 12 минут) - более чем вдвое.

Известно, что компонентами древнейшей сигнальной системы являются АТФ и рецепторы P2X, через которые проходят ионы  $\text{Ca}^{+2}$ . Для функционирования P2X необходимо три молекулы АТФ [10]. Информация о функционировании сенсора артериального уровня  $\text{pO}_2$  и  $\text{pCO}_2$  на базе АТФ-P2X [10] привела меня к формулировке гипотезы, что кристалл арагонита с митохондриями в кристаллической клетке является митохондриальным световым датчиком (МСД).

В пользу этой гипотезы говорят следующие факты:

– на глубине обитания *Trichoplax* от 5 до 20м преобладает зеленый, синий и УФ-свет 395нм;

- кристаллические клетки размещены между слоем дорсальных и волоконных клеток, рядом с железистыми клетками по краю тела животного;

- кристалл арагонит при облучении светом 395нм люминесцирует красным светом около 630нм;

- митохондрии фланкируют кристалл арагонита;

- при облучении митохондрий красным светом 630нм повышается их мембранный потенциал, и они синтезируют больше АТФ.

У МСД входным сигналом является поток УФ-света 395нм, который преобразуется арагонитом в красный свет 630нм, а он воспринимается митохондриями, которые увеличивают синтез АТФ или кванты электрической энергии. Эти носители энергии являются выходным сигналом МСД. Эти сигналы (АТФ) поступают на рецепторы P2X волоконных клеток, которые формируют управляющий поток нейроносителей для вентральных, дорсальных и железистых клеток. В железистых клетках находится серотонин, фермент aaNAT и мелатонин, как в клетках шишковидной железы. Эта маленькая железа управляет концентрацией серотонина и мелатонина через АТФ-зависимый фермент aaNAT, концентрация которого ночью (в темноте) максимальна, а днем (при свете) минимальна. Подавляя концентрацию мелатонина, мы повышаем уровень серотонина – при этом повышается двигательная (поведенческая) активность животного [11]. В совокупности с железистой клеткой второго типа и системой волоконных клеток МСД функционирует как ганглиозная клетка при управлении циркадным ритмом животного. Эффективность работы МСД кристаллических клеток была оценена в ходе проведенных экспериментов по определению поведения реакции животного Trichoplax на воздействие монохромных световых стимулов [5,6], при которых свет 395нм в чашку Петри с Trichoplax подавался сверху. При этом животные проявляли высокую двигательную активность и передвигались в сторону источника УФ-света 395нм. Результаты экспериментов документировались на видео, которое выложено в Youtube. В настоящее время проверяется сформулированная гипотеза, что кристаллические клетки совместно с железистыми клетками второго типа могут образовывать светочувствительную сенсорную систему Trichoplax, чувствительную к зеленому, красному и монохромному УФ-свету 395нм.

Закключение:

1. Кристаллы арагонита, фланкированные митохондриями в кристаллической клетке можно рассматривать как митохондриальные датчики УФ-света 395нм.

2. Экспериментально подтвержден положительный фототаксис у животного *Trichoplax* при воздействии УФ-света 395нм. и его высокая поведенческая активность.

3. При рассмотрении функционирования системы кристаллических клеток с митохондриальными датчиками УФ-света необходимо учитывать реакцию светочувствительных опсинов, гены которых обнаружены у животного *Trichoplax*.

#### Литература:

1. *Smith C.L.; Reese, T.S.; Govezensky, T.; Barrio, R.A.* Coherent directed movement toward food modeled in *Trichoplax*, a ciliated animal lacking a nervous system. Proc. Natl. Acad. Sci. USA 2019, 116, 8901 – 8908.

2. *Mayorova T. D.* Differentiation of Crystal Cells, Gravity-Sensing Cells in the Placozoan *Trichoplax adhaerens* J. Mar. Sci. Eng. 2021, 9, 1229. <https://doi.org/10.3390/jmse9111229>

3. *C. Chai, L. Kroo, C. Aiello, M. Prakash* Information processing in an animal lacking neurons or muscles: Phototaxis in *Trichoplax adhaerens*. Molecular biology of the cell 2018/12/15 29 (26), 43 – 44 AMER SOC

4. *Moroz, L. L., Romanova, D. Y., Kohn, A. B.* Neural versus alternative integrative systems: Molecular insights into origins of neurotransmitters. Phil. Trans. R. Soc. B 376(20190762), 20190761–20190722. <https://doi.org/10.1098/rstb.2019.0762> (2021).

5. *Капцов В.А., Дейнего В.Н., Козырицкий Д.В.* RGB-таксис trichoplax (placozoa), как новый метод гигиенических исследований. Медицина труда и экология человека. 2021;1:6-22DOI: <http://dx.doi.org/10.24411/2411-3794-2021-10101>

6. *Капцов В.А., Дейнего В.Н., Козырицкий Д.В.* Селективная поведенческая реакция TRICHOPLAX (Placozoa на RGB- световые стимулы. Ж. Актуальные вопросы биологической физики и химии 2021, томб №3, с400 – 408.

7. *Mayorova T. D.* Differentiation of Crystal Cells, Gravity-Sensing Cells in the Placozoan *Trichoplax adhaerens* J. Mar. Sci. Eng. 2021, 9, 1229. <https://doi.org/10.3390/jmse9111229>

8. *Чачина Н.А., Курток А.Н., Фролова М.С., Векшин Н.Л.* Митохондрии – силовые электростанции нейронных сетей. Нейроинформатика. Сборник статей. Ч.1. М., 2013:219 – 229.

9. *Сережникова Н.Б., Погодина Л.С., Творогова А.В., Зак П.П., Донцов А.Е.* Исследование митохондриальной активности клеток ретинального пигментного эпителия при низкодозовом светодиодном облучении. Клиническая и экспериментальная морфология, № 4(28), с. 28 – 33 DOI: 10.31088/2226-5988-2018-28-4-28-33

10. Györi J., Kohn A. B., Romanova D. Y., Moroz L. L. ATP signaling in the integrative neural center of *Aplysia californica* Scientific Reports volume 11, Article number: 5478 (2021)

11. Heyland A., Croll R., Goodall S., Kranyak J., Wyeth R. *Trichoplax adhaerens*, an Enigmatic Basal Metazoan with Potential *Trichoplax adhaerens*, February. Methods in molecular biology (Clifton, N.J.).2014;1128:45 – 61.

## **РАЗРАБОТКА АППАРАТНО-ПРОГРАММНОГО КОМПЛЕКСА ДЛЯ МОНИТОРИРОВАНИЯ СОСТОЯНИЯ ДОМАШНЕГО ЖИВОТНОГО**

**Д.А. Кривоногова**

**Новосибирский государственный технический университет,  
krivdah@gmail.com**

**Научный руководитель: Павлов А.В., к.б.н., доцент**

*В работе рассматриваются существующие приборы регистрации основных физиологических параметров домашних животных, такие как частота пульса и содержание O<sub>2</sub>. Изучались основополагающие методы измерения и их недостатки. Предложен новый вид прибора на неиспользуемом методе, расписаны его достоинства и недостатки. Предложены компоненты для создания комплекса и построена схема на основе этих компонентов.*

*In this work were reviewed existent devices for monitoring major physical parameters of pets, such as heart-rate and oximetry. The basic method of measurement, which now used, was analyzed and their drawbacks were highlighted. There was propose new type of device on unused method, its advantages and disadvantages were described. Components were proposed for creating device and scheme was built on these components.*

Заболевания, связанные с работой сердца, являются самыми распространенными причинами смертности не только среди людей, но и в животном мире. Поэтому вопрос мониторингования сердечно-сосудистой системы питомцев среди любителей домашних животных стоит особенно остро. Существуют приборы, предназначенные для отслеживания параметров домашнего животного, но они используются только в стационарных условиях и не предназначены для повседневного или домашнего ношения.

Для слежения за сердечно-сосудистой системой есть несколько параметров и методов, реализуемых аппаратно, в том числе. К числу самых информативных и простых в плане снятия и интерпретации параметров относится частота сердцебиения. При правильном снятии и должной интерпретации, из частоты сердцебиения можно выявить аномальную работу сердца. Другим немаловажным параметром является насыщение крови кислородом. Кислород необходим для питания клеток всего организма и при его недостатке происходит кислородное голодание и отмирание клеток. Перечисленные параметры легко снимаются и интерпретируются, поэтому остановимся на них.

Для измерения выбранных параметров чаще всего используют фотоплетизмографический метод. Существуют два способа измерения фотоплетизмографии: «на отражение» и «на просвет». Сами методы различаются в способе расположения излучателя света и его приемника относительно друг друга. Так в методе «на просвет» приемник света находится с противоположной стороны участка тела от источника света. В методе «на отражение» приемник находится рядом с источником.[2]

Метод «на просвет» является более точным из-за охватываемого просвечиваемого диапазона, но по своей конструкции более сложен, так как требует тонкий участок ткани. Поэтому существующие ветеринарные пульсоксиметры крепятся в большинстве случаев на язык, ухо, конечность или на губу. [1] В предлагаемом приборе будет использован более удобный метод «на отражение», который менее точен, но может облегчить сам способ измерения.

Пульс у животных измеряется в двух местах: на груди рядом с сердцем под левой конечностью и на внутренней стороне правого бедра. Так как волосяной покров животного может стать проблемой для прохождения света, поместим прибор в место с наименьшим скоплением шерсти – на внутреннюю сторону бедра. Тогда, для комфортного ношения животным, прибор должен иметь минимально возможные размеры.

На обобщенной структуре прибора (рис. 1) можно увидеть основные его блоки. Для выполнения задачи минимальных размеров прибора, микроконтроллер должен иметь встроенный в себе Bluetooth-адаптер. Например, микроконтроллер STM32WB. Также для малых размеров будем использовать готовый интегральный датчик пульсоксиметрии. Такой тип датчика способен снимать не только частоту сердцебиения, но и насыщения крови кислородом, при этом находясь в небольшом корпусе. В данном случае нам подойдет датчик MAX30102. Дополнительным преимуществом такого датчика является встроенный



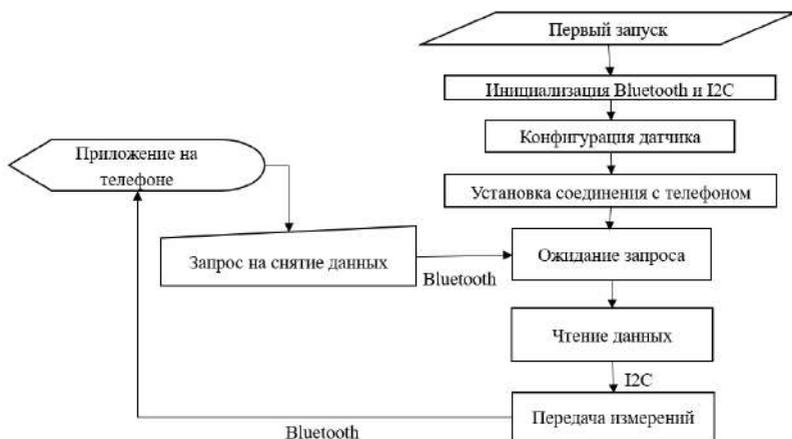


Рис. 3 – Алгоритм работы микроконтроллера

На основе вышеописанных элементов была разработана, сконструирована и изготовлена печатная плата со всеми необходимыми для этого компонентами (рис. 4).

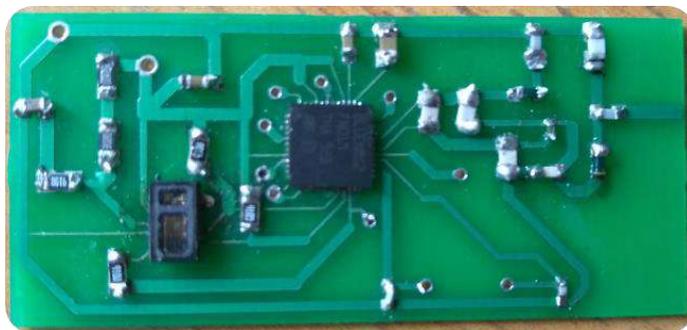


Рис. 4 – Печатная плата

Таким образом, была получена концепция ветеринарного прибора и предложены компоненты для реализации прибора мониторинга для длительного ношения домашним животным в уличных и домашних условиях. Также в результате работы была разработана печатная плата (рис. 4) и программа для микроконтроллера. Разработанное устройство может быть использовано для отслеживания состояния домашнего животного в домашних и уличных условиях, а также в стационаре.

Литература:

1. Крепе Е. М. Оксигемометрия. Техника, применение в физиологии и медицине // Л.: Государственное издательство медицинской литературы – 1959 год.
2. Gerardo Poli. Pulse oximetry is great, but know its limitations [Электронный ресурс] // Vettimes: электронный ветеринарный блог – URL: <https://www.vettimes.co.uk/pulse-oximetry-is-great-but-know-its-limitations> (дата обращения: 01.11.2021)
3. Принцип работы ветеринарного пульсоксиметра [Электронный ресурс] – URL: [dixion.ru/news/useful/printsip-raboty-veterinarnogo-pulsoksimetra](http://dixion.ru/news/useful/printsip-raboty-veterinarnogo-pulsoksimetra) (дата обращения 01.11.2021)
4. Datasheet STM32WB

## **ПРОЕКТ СИСТЕМЫ ДЛЯ ОЦЕНИВАНИЯ ФИЗИОЛОГИЧЕСКОГО СОСТОЯНИЯ КИБЕРСПОРТСМЕНОВ**

**Д.А. Кривоногова**

**Новосибирский государственный технический университет**

**г. Новосибирск, [krivdah@gmail.com](mailto:krivdah@gmail.com)**

**Научный руководитель: Павлов А.В., к.б.н., доцент**

*В данной работе рассматривались существующие системы и исследования, использующие датчики для снятия физиологических показателей с киберспортсменов. Предложена модель для проверки необходимости использования многих параметров для оценки киберспортсменов.*

*In this paper some existing systems and researches, that using sensors for measuring physiological parameters from cyber athletes, were considered. The system model for checking importance of using many parameters for evaluating cyber athletes was suggested.*

Киберспорт — это организованные игровые соревнования, в которых одиночные игроки или команды соревнуются друг с другом, чтобы достичь определенной цели к концу игры. Индустрия киберспорта значительно продвинулась за последнее десятилетие: огромное количество профессиональных и любительских команд принимают участие в многочисленных соревнованиях, призовые фонды которых достигают десятков миллионов долларов США.

Киберспорт является официально признанным видом спорта. И, как и любые другие спортсмены, киберспортсмены должны развивать свои

показатели для улучшения своей результативности. При этом, в силу специфики вида спорта, физиологическое развитие киберспортсменов отличается от развития других спортсменов. Например, в большинстве видов спорта физическое состояние спортсмена и его антропометрические данные имеют немаловажную роль. В случае с киберспортом рост и вес спортсмена не имеют своего существенного значения. Поэтому целью данной работы является проектирование модели системы, которая будет снимать те показатели, которые позволят оценить физиологические (не профессиональные) параметры киберспортсмена.

Рассмотрим несколько из существующих исследований касательно киберспортсменов.

Одним из самых очевидных показателей для оценки киберспортсменов является отслеживание движения глаз. Так в исследованиях [1 – 4] рассматривается как отличаются движения и длительность фиксации глаз у профессиональных игроков и у любителей.

Другим популярным измерением в существующих исследованиях является электроэнцефалограмма (ЭЭГ). Она используется для определения того, как игроки реагируют на игровые события. Например, в [5] авторы продемонстрировали, что негативные игровые события снижают частоты спектра мощности альфа-ритмов ЭЭГ, в то время как позитивные игровые события увеличивают ее. Авторы также показали противоположную зависимость для тета-ритма. В своей работе Менесес-Клаудио и другие [6] определили, что у профессионального игрока меньше вариаций сигнала ЭЭГ, чем у игрока-любителя.

Также для разделения игроков на профессионалов и любителей используются движения на стуле. Работа Смердова и др. [7] показала, что данные, полученные с помощью акселерометра и гироскопа, интегрированные в игровое кресло дают ценную информацию о навыках игрока в Counter Strike: Global Offensive (CS:GO). Эта работа дополнена в [8], где авторы дополнительно исследовали, как игроки реагируют на игровые события с точки зрения движений стула. Оказалось, что профессионалы реагируют на игровые события не так сильно, как новички. Кроме того, авторы показали, что профессиональные игроки двигаются в кресле реже, но их движения быстрее.

Самым очевидным и полезным показателем для исследований являются клавиатура и мышь. Авторы в [9] исследовали связь между навыками игроков в CS:GO и данными с мыши, клавиатуры и глазного трека. В этом исследовании авторы смогли показать, что частота и продолжительность ударов по клавиатуре являются важными игровыми

данными, которые также можно использовать для оценки уровня игроков.

Как можно заметить, идея использовать данные датчиков в исследованиях киберспорта не нова, предварительная работа по этому вопросу, как правило, ограничивается использованием одного датчика. Это сужает круг изучаемых сведений, поскольку зависимости от нескольких датчиков не фиксируются. К тому же, данные исследования направлены на разделение на игроков-профессионалов и игроков-любителей, что не задает вопрос физиологии киберспортсменов с медицинской точки зрения.

На основе рассмотренных исследований можно определить минимальный набор параметров, которых должно быть достаточно для оценки физиологического состояния киберспортсмена. Далее мы рассмотрим эти возможные параметры.

Самым очевидным параметром являются движение мыши и слежение за передвижением глаз. Эти данные могут быть получены через соответствующее программное обеспечение. Следующим важным параметром является оценка сердечно-сосудистой системы, что можно оценить через наиболее информативный параметр – частоту пульса. Главными деморализующими факторами во время соревновательной игры являются физическое напряжение, что ведет к усталости и снижению активности, и стресс, что негативно влияет на физическое и психологическое состояния игрока. В качестве показателя физического напряжения можно рассматривать электромиографию (ЭМГ) на запястье, самой активно двигающейся части тела. Как известно, во время стрессового состояния увеличивается потоотделение, поэтому для отслеживания стрессового состояния можно использовать кожно-гальваническую реакцию (КГР).

Помимо этого, хотя ЭЭГ и меняется во время игры, его снятие является недостаточно информативным и сильно затратным в плане ресурсов, необходимых потратить для получения качественного сигнала. Передвижение стула во время игры, хотя и несут в себе существенные данные касательно профессиональности игрока, для нас не представляют интереса.

Важным фактором является возможность непрерывного снятия данных во время игры, чтобы игроки не отвлекались на датчики и не вносили свои субъективные изменения в полученные данные. Самым удобным местом для снятия показателей является грудная часть, так как грудной пояс меньше привлекает к себе внимание и дает наиболее точные значения для измерения сердечно-сосудистого состояния.

Однако, в целях измерения ЭМГ, прибор будет крепиться на запястье по принципу умных часов (рис. 1).

Очевидным является необходимость в централизованном способе сбора и обработки данных. Для этого можно использовать микроконтроллер семейства STM32, как одни из самых популярных и распространенных. В качестве датчиков, для минимизации занимаемого места, возможно использовать готовые интегральные датчики. К примеру, такие разрабатываются все той же компанией ST Microelectronics.

На основе проведенного анализа, была получена схема, представленная на рисунке 2.



Рис. 1 – пример крепления датчиков для снятия физиологических показателей

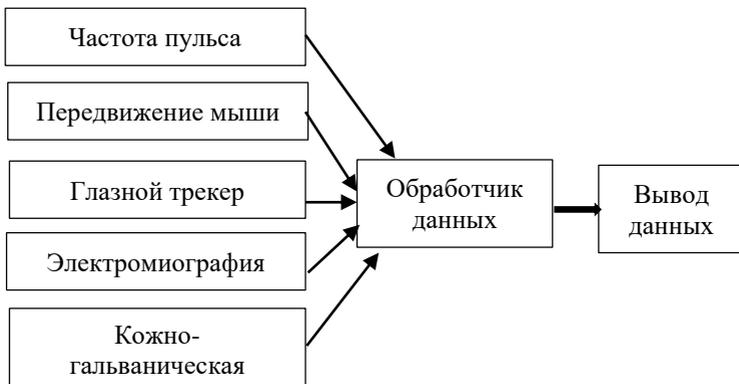


Рис. 2 – структурная схема модели системы для оценки физиологического состояния киберспортсмена

Таким образом, предложенная система может, с использованием минимального количества датчиков и снимаемых данных, объективно оценить физиологическое состояние киберспортсмена. Эти данные могут быть полезны не только для предсказания исхода игры, но и для мониторингования здоровья игрока.

Литература:

1. B. Velichkovsky, N. Khromov, A. Korotin, E. Burnaev, and A. Somov, "Visual fixations duration as an indicator of skill level in esports," in IFIP Conference on Human-Computer Interaction. Springer, 2019, pp. 397 – 405
2. Koposov D., M. Semenova, A. Somov, A. Lange, A. Stepanov, and E. Burnaev, Analysis of the reaction time of esports players through the gaze tracking and personality trait // IEEE 29th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE) – 2020 – P. 1560 – 1565.
3. G. Choi and M. Kim, "Eye-movement pattern by playing experience in combat system of fps game // IRTT 2015 – 2015 – P. 52 – 56.
4. G. Choi and M. Kim, Eye gaze information and game level design according to fps gameplay beats // Journal of information and communication convergence engineering – 2018 – Vol.16 – P. 189 – 196
5. Z. Minchev, G. Dukov, and S. Georgiev, EEG spectral analysis in serious gaming: An ad hoc experimental application // Bio Automation – 2009 – Vol. 13, No. 4 – P. 79 – 88, 2009
6. Meneses-Claudio B. and A. Roman-Gonzalez, Study of the brain waves for the differentiation of gamers category between a newbie and a hardcore in the game Dota 1 // Congreso Argentino de Ciencias de la Informatica y Desarrollos de Investigaci ´ on (CACIDI) – 2018 – P. 1 – 4.
7. Smerdov A., A. Kiskun, R. Shaniiazov, A. Somov, and E. Burnaev, Understanding cyber athletes behaviour through a smart chair: CS:GO and Monolith team scenario // IEEE 5th World Forum on Internet of Things (WF-IoT) – 2019 – P. 973 – 978.
8. Smerdov A., E. Burnaev, and A. Somov, Esports pro-players behavior during the game events: Statistical analysis of data obtained using the smart chair // IEEE SmartWorld, Ubiquitous Intelligence Computing, Advanced Trusted Computing, Scalable Computing Communications, Cloud Big Data Computing, Internet of People and Smart City Innovation - 2019 – P. 1768 – 1775.
9. Khromov N., A. Korotin, A. Lange, A. Stepanov, E. Burnaev, and A. Somov, Esports athletes and players: a comparative study // IEEE Pervasive Computing – 2019 - Vol. 18, No. 3 – P. 31 – 39, 2019.

## КАЛИБРОВКА МОДЕЛИ НАСЫЩЕНИЯ ДРЕЙФОВОЙ СКОРОСТИ ЭЛЕКТРОНОВ ПРИ НИЗКИХ ТЕМПЕРАТУРАХ В СРЕДЕ TCAD SENTAUROS

М.А. Кузнецов

Новосибирский государственный технический университет,  
г. Новосибирск, kuznecov\_aprel85@mail.ru

*Моделирование полупроводниковых приборов, в том числе МОП-транзисторов, требует точных электрофизических моделей их параметров. В данной работе представлена калибровка модели насыщения дрейфовой скорости электронов в среде моделирования TCAD Sentaurus. Данная калибровка позволяет получить точные значения дрейфовой скорости в температурном диапазоне 77 – 300 К.*

*Modeling semiconductor devices, including MOSFET, requires accurate electrophysical models of their parameters. This paper presents the calibration of the electron drift velocity saturation model in the TCAD Sentaurus. This calibration provides accurate drift velocity values over a temperature range of 77 – 300 K.*

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: кубиты и квантовые вычисления, космические аппараты, и т.д. [1].

Эффективное проектирование элементной базы ИМС, работающей в криогенном диапазоне температур, невозможно без высокоточного математического моделирования 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].

Подвижность описывает степень влияния приложенного электрического поля на движение электрона и является коэффициентом пропорциональности между дрейфовой скоростью электрона и напряженностью электрического поля [4]. При не больших значениях напряженности поля подвижность является постоянной величиной, а дрейфовая скорость мала по сравнению с тепловой скоростью. Однако в сильных полях увеличивается интенсивность процессов рассеяния, в результате чего электроны отдают излишнюю энергию решетке. Это приводит к насыщению дрейфовой скорости [5]. Подвижность электронов в свою очередь начинает уменьшаться.

Насыщение дрейфовой скорости носителей заряда является важным эффектом в современных МОП-транзисторах и относится к эффектам короткого канала. Ограничение дрейфовой скорости снижает напряжение насыщения ВАХ транзистора и ток насыщения. А также данный эффект является причиной модуляции длины канала МОПТ напряжением сток-исток. Эта модуляция приводит к нарастанию тока стока при увеличении напряжения сток-исток в пологой области ВАХ [6].

В среде TCAD моделирования Sentaurus при моделировании рассчитываются значения подвижности носителей заряда и напряженность электрического поля. Зная их значения можно получить значение дрейфовой скорости. В приложении SDevice TCAD Sentaurus учет эффекта насыщения дрейфовой скорости производится с помощью моделей подвижности High-Field Saturation [7]. Данная модель в качестве параметров использует максимальную дрейфовую скорость и низкополевую подвижность носителя заряда. Оба этих параметра зависят от температуры. Расчет низкополевой подвижности осуществляется с помощью соответствующей модели. В настоящее время наилучшей моделью низкополевой подвижности является модель Клаассена [8]. Данная модель очень точно описывает температурную зависимость носителей заряда [9].

Сравнение результатов моделирования с экспериментальными данными [10] представлено на рис.1. Видно, что при малых напряженностях (меньше  $10^3$  В/см) скорость линейно зависит от поля. Использование модели Клаассена дает точное соответствие расчета эксперименту в линейной области.

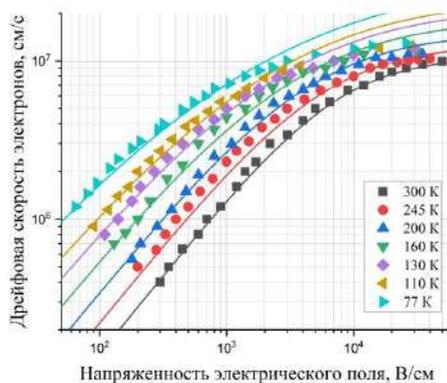


Рис.1 – Сравнение расчета модели High-Field Saturation с экспериментальными данными [10] дрейфовой скорости электронов

При напряженности больше  $10^3$  В/см начинается насыщение скорости. Точность расчетов зависит в этой области от модели High-Field Saturation. На графике зависимости видно, что для температур выше 200 К рассчитанные значения скорости очень близки экспериментальным. Однако на температурах меньше 200 К расчет дает завышенные значения максимальной скорости.

Для более корректной работы модели High-Field Saturation при низких температурах была проведена калибровка численных параметров модели. Калибровка проводилась методом математической аппроксимации экспериментальных данных. Далее новые численные параметры можно использовать при расчетах в TCAD Sentaurus. Результаты расчета откалиброванной модели High-Field Saturation представлены на рис. 2.

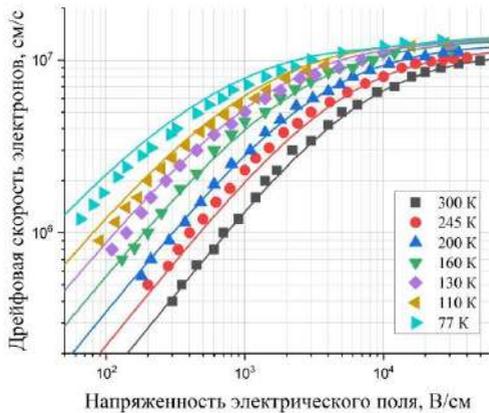


Рис.2 – Сравнение расчета модели High-Field Saturation с экспериментальными данными [10] дрейфовой скорости электронов после проведения калибровки

На графике видно, что после калибровки расчет точно описывает экспериментальные данные при любой температуре.

Дальнейшая работа связана с проверкой модели High-Field Saturation при расчете дрейфовой скорости дырок. Также требуется проверить влияние этой модели на моделирование МОП-транзистора.

Литература:

1. *Cressler J.D.* Low-Temperature Electronics. Georgia Institute of Technology, 2008.
2. *K. O. Petrosyants*, "Compact Device Models for BiCMOS VLSIs Simulation in the Extended Temperature Range (from -200°C to +300°C)," 2018 24rd International Workshop on Thermal Investigations of ICs and Systems (THERMINIC), 2018, pp. 1 – 6
3. *Swirhun S. E., Kane D. E. and Swanson R. M.* Temperature dependence of minority electron mobility and bandgap narrowing in p<sup>+</sup> Si. Technical Digest., International Electron Devices Meeting. IEEE, 1988.
4. *Маллер Р., Кейминс Т.* Элементы интегральных схем: Пер. с англ. — М.: Мир, 1989. — 630 с, ил.
5. *Грундман М.* Основы физики полупроводников. Нанозифика и технические приложения. — 2-е изд. / Пер. с англ. под ред. В. А. Гергеля. — М.: ФИЗМАТЛИТ, 2012.
6. *Старосельский, В. И.* Физика полупроводниковых приборов микроэлектроники: учеб. пособие / В. И. Старосельский — М.: Высшее образование; Юрайт-Издат, 2009. — 463 с.
7. Synopsys Inc., Sentaurus Device User Guide, Version M-2016.12, December 2016
8. *D. B. M. Klaassen*, "A Unified Mobility Model for Device Simulation—II. Temperature Dependence of Carrier Mobility and Lifetime," Solid-State Electronics, vol. 35, no. 7, pp. 961 – 967, 1992
9. *H. Y. Wong*, "Calibrated Si Mobility and Incomplete Ionization Models with Field Dependent Ionization Energy for Cryogenic Simulations," 2020 International Conference on Simulation of Semiconductor Processes and Devices (SISPAD), 2020, pp. 193 – 196
10. *C. Canali, G. Ottaviani, A. Alberigi Quaranta*, Drift velocity of electrons and holes and associated anisotropic effects in silicon, Journal of Physics and Chemistry of Solids, Volume 32, Issue 8, 1971, Pages 1707 – 1720.

## СРАВНИТЕЛЬНЫЙ ОБЗОР ФУНКЦИОНАЛЬНЫХ ГЕНЕРАТОРОВ ДЛЯ ПОВЕРКИ И ТЕСТИРОВАНИЯ КАРДИООБОРУДОВАНИЯ

Д.Ю. Переводчиков

Национальный исследовательский Томский  
политехнический университет, г. Томск, [dyp7@tpu.ru](mailto:dyp7@tpu.ru)  
Научный руководитель: Дикман Е.Ю. к.т.н., доцент

*Описаны основные принципы построения функциональных генераторов. Приведен сравнительный анализ параметров и характеристик отечественных и зарубежных генераторов для поверки и тестирования кардиооборудования.*

*The basic principles of building functional generators are described. A comparative analysis of the parameters and characteristics of domestic and foreign generators for the verification and testing of cardiac equipment is given.*

Первая запись электрокардиограммы (ЭКГ) была зафиксирована в 1904 году. Тогда еще не предполагали, что электрокардиограмма станет одним из самых ценных диагностических инструментов в медицинской практике. С пришествием времени технологии визуализации ЭКГ развились и сегодня электрокардиография является одним из доступных неинвазивных и информативных средств диагностики заболеваний сердечно-сосудистой системы. Залогом качества полученной диагностической информации является техническая исправность медицинского устройства. Усложнение схем обработки ЭКГ сигнала, встраиваемых во входные части современных электрокардиографов накладывают определённые ограничения на стандартные методы поверки с помощью стандартных сигналов: пила, синус, меандр. А с развитием компьютерных технологий в электрокардиографах появляются новые функции и возможности, такие как автоматический анализ сигналов ЭКГ или по-другому система поддержки принятия врачебных решений, основной задачей которой является помощь медицинским работникам с принятием клинических решений. Поэтому проверка алгоритмов работы данного сервиса также важна наряду с проверкой работы самих электрокардиографов. Таким образом, очевидно, что наилучшим способом для определения правильности работы всех вышеперечисленных аппаратов и функций необходимо устройство, имитирующее биопотенциалы человека.

Требования к техническим характеристикам и функционалу устройства для поверки кардиооборудования изложены в ГОСТР

50.2.009-2011 “Электрокардиографы, электрокардиоскопы и электрокардиоанализаторы. Методика поверки” [1]. Отличительной особенностью генераторов электрокардиосигнала (далее ЭКС) от любых других функциональных генераторов является наличие в оконечной части устройства схемы согласования, состоящей из резисторов и конденсаторов, необходимой для обеспечения заданного в [1] импеданса имитирующего съём сигнала с реального человека.

Принцип построения функционального генератора зависит от выбранной разработчиком математической модели описания сигнала. Но строго говоря, основных схемотехнических решений всего 2, а именно аналоговый принцип построения и цифровой.

Аналоговый принцип отличается рядом преимуществ таких как: низкая стоимость, простота схемы и надёжность работы. Принцип работы такого генератора основан на линейном методе моделирования сигнала, в котором участки сигнала задаются отрезками прямых и кривых второго порядка, чаще всего парабол. Проще всего достигается это использованием RC-цепочек укорачивающего и интегрирующего типа, постоянные времени которых выбираются в соответствии с необходимой длительностью фрагмента сигнала, который необходимо смоделировать. Так, например, на отечественном рынке пользуется спросом подобное устройство - простой малогабаритный прибор для проверки кардиографов [2]. В схеме присутствуют таймер и генератор опорной частоты, которые задают время генерации каждого отдельного сегмента ЭКС, а форма задаётся с помощью укорачивающих и интегрирующих RC-цепочек.

Таким прибором вполне можно провести испытание основных функций электрокардиографов, но вследствие сложности точного подбора рассчитанных номиналов и неидеальной модели, погрешность воспроизведения сигнала может быть существенной, что накладывает определённые ограничения на использование такого устройства.

Избежать всех озвученных недостатков можно лишь путем усложнения схемы – используя цифровой принцип построения, например с помощью наиболее часто используемого сейчас метода – прямого цифрового синтеза. В таком генераторе сигнал является результатом цифро-аналогового преобразования информации из ПЗУ. В простейшем случае управлением последовательностью отсчетов сигнала, записанных в ПЗУ, занимается двоичный счетчик, на вход которого поступает сигнал с опорного генератора. Главным недостатком такого решения является неудовлетворительное разрешение перестройки по частоте. Решить эту проблему можно используя накапливающий сумматор взамен счетчика или заменить все управляющие элементы схемы микроконтроллером,

который одновременно выполнял бы и функцию опорного генератора и счетчика для ПЗУ и селектора частот. Именно с использованием последнего описанного способа и строятся большинство современных функциональных генераторов, в частности генераторы ЭКС.

Рассмотрим еще некоторые отечественные приборы, разработанные для проверки кардиооборудования.

Первый из них – генератор, разработанный сотрудниками Томского Государственного университета систем управления и радиоэлектроники [3]. Генератор выполнен на 8 битном микроконтроллере фирмы STM8L152C6. Для реализации возможности подключения генератора к персональному компьютеру, через порт USB установлен контролер USB-FIFO – это позволяет в любой момент обращаться к запоминающему устройству с целью записи новых форм сигналов. Разработчиком заявлено 4 основных типа сигнала – 2 прямоугольных сигнала, синусоиду и сигнал ЭКГ.

Другим примером отечественной разработки является патент RU 182373 U1 [4], в котором приведена и описана структурная схема генератора ЭКС. В данном устройстве микроконтроллер также выполняет роль управляющего инструмента, который считывает из памяти данные о сигнале и пропускает его через цифро-аналоговый преобразователь. Существенным преимуществом данного устройства является наличие сопряжения с ПК в качестве инструмента автоматической оценки параметров воспроизводимого сигнала, что облегчает работу оператора, повышает качество поверочных мероприятий и снижает вероятность ошибки.

Данные устройства еще находятся в разработке и не подошли к стадии производства. На сегодняшний день официально в России выпускается 2 варианта устройства, которое может быть применено для поверочных и тестовых мероприятий с кардиоборудованием это «Диатест», стоимостью 63000 т.р. и «Диатест-4», стоимостью почти 200 т.р., выпускаемых ООО «Руднев-Шиляев».

Обратимся к первому устройству. «Диатест» представляет собой небольшой автономный прибор, предназначенный для проведения первичной и периодической проверки электрокардиографов. Виды выходных сигналов: синусоидальный, прямоугольный, ЭКГ, ЧСС1, ЧСС2, ЧСС3, ЧСС4. В основе формирования сигнала генератора 'ДИАТЕСТ' лежит прецизионное цифро-аналоговое преобразование кодового образа, находящегося в постоянной памяти микроконтроллера. Связи с ПК в данном устройстве не реализовано. И хотя согласно методике проверки данного устройства вполне достаточно, для тестирования работоспособности системы помощи принятия решений,

которая присутствует во многих современных кардиографах, использовать данный прибор невозможно ввиду отсутствия форм сигнала, имитирующих патологические состояния сердечно-сосудистой системы.

Обращаясь к устройствам, выпускаемым за рубежом, можно выделить следующие.

Симулятор пациента MiniSIM 1000 – это автономный многопараметрический симулятор пациента, предназначенный для быстрого и простого тестирования и проверки производительности систем мониторинга пациента, производимый в США. Устройство обеспечивает полное моделирование ЭКГ по 12 отведениям, а также имитирует 45 различных аритмий, два инвазивных артериальных давления с выбором из 12 статических давлений и 6 динамических сигналов. Стоимость устройства около 1000 долларов.

Еще один прибор для проверки кардиомониторов, выпускаемый компанией "BC Biomedical", США – PS-2210. Устройство представляет собой портативный многофункциональный прибор с 10 каналами формирования ЭКГ с широким спектром селекции частот и регулировкой амплитуды выходной сигнала. Принцип работы данного устройства идентичен описанным ранее. Стоимость прибора от 260 т.р.

Таким образом можно сделать следующие заключения. Приборы, производимые отечественными и зарубежными компаниями, подходящие для проверки и тестирования кардиооборудования выполнены по одной и той же схеме и отличаются между собой лишь набором функций, количеством испытательных сигналов и прецизионность регулировки выходных параметров сигнала. Ни в одном из представленных в производстве устройств нет функции связи с ПК и возможности загрузки собственных форм сигнала ЭКГ, однако данная функция была бы полезна не только при проведении поверочных мероприятий, но и при подготовке медицинских кадров в области электрокардиографии, а также проведении исследовательских работ студентами медицинских образовательных учреждений.

Литература:

1. ГОСТР 50.2.009-2011 Электрокардиографы, электрокардиоскопы и электрокардиоанализаторы. Методика проверки. – Введ. 2013-01-01. – М.: Стандартиформ, 2006. – 26 с.

2. Симулятор ЭКГ для проверки кардиографов, кардиогенератор, имитатор ЭКГ [Электронный ресурс] – Режим доступа: <https://medilas.com.ua/developing/cardio-generator.html> (дата обращения 15.10.2021).

3. Шкарупо С.П. Разработка функционального генератора для тестирования регистраторов ЭКГ//Электронные средства и системы управления. Материалы докладов международной научно-практической конференции. –2011. –№1. – С118 – 120.

4. Патент на полезную модель №RU 179919/Имитатор для метрологической поверки и испытаний электрокардиографов / Брико А.Н., Давыдов Д.В., Егоров И.А., Филимонов П.В./заявитель и патентообладатель Общество с ограниченной ответственностью (ООО) "Альтомедика"; заявл. 13.03.2018; опубл. 29.05.2018.

## **ОБЗОР ТЕХНИЧЕСКИХ СРЕДСТВ, ПРИМЕНЯЕМЫХ ДЛЯ СНИЖЕНИЯ РИСКА ОЖОГОВ ТКАНЕЙ В ПРОЦЕССЕ БИПОЛЯРНЫХ ЭЛЕКТРОХИРУРГИЧЕСКИХ ОПЕРАЦИЙ**

**Д.С. Серпенев**

**Национальный исследовательский Томский  
политехнический университет, г. Томск, dss38@tpu.ru**

*В данной работе представлен литературный обзор технических средств, способных уменьшить риск ожогов в ходе электрохирургической операции с применением активного и нейтрального электрода – биполярной электрохирургии. Также описаны достоинства и недостатки представленных систем.*

*This paper presents a literature review of technical means that can reduce the risk of burns during electrosurgical surgery using an active and neutral electrode – bipolar electrosurgery. The advantages and disadvantages of the presented systems are also described.*

В настоящее время в хирургических вмешательствах часто используется электрохирургическое воздействие. Электрохирургия – медицинская процедура, заключающаяся в прохождении высокочастотного переменного электрического тока через ткань для достижения определенного хирургического эффекта – рассечения или коагуляции тканей [1].

Любой ЭХ-аппарат включает в себя генератор высокочастотного тока, а также два электрода, через которые протекает ток. Электрогенераторы вырабатывают переменный ток в диапазоне частот от 200 кГц до 5,5 МГц.

Основной принцип работы таких аппаратов заключается в преобразовании высокочастотного тока в тепловую энергию.

Электрокоагуляция происходит, когда ткань нагревается ниже точки кипения и подвергается термической денатурации [2].

Существует два режима электрохирургии: монополярный и биполярный. В монополярной электрохирургии используется небольшой активный электрод и нейтральный электрод (далее – НЭ) с большой поверхностью. Тепловыделение практически полностью ограничено областью с высокой плотностью тока, то есть областью, находящейся рядом с активным электродом. Схема монополярной электрохирургии представлена на рисунке 1. В отличие от монополярной электрохирургии, где тело пациента является составной частью электрической цепи, в биполярной электрохирургии в электрическую цепь включается только ткань, зажатая между кончиками биполярных щипцов. Эти биполярные щипцы фактически представляют собой два активных электрода [3, 4]. Поэтому, в биполярной электрохирургии НЭ не используется (рис. 2).

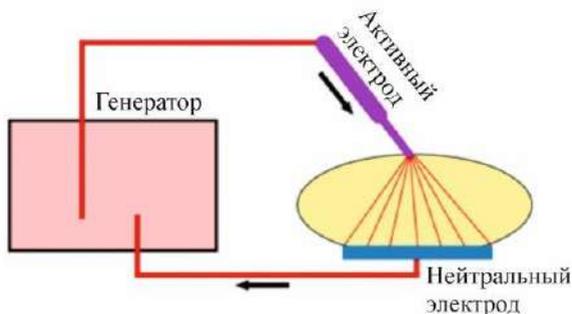


Рис. 1 – Схема монополярной электрохирургии

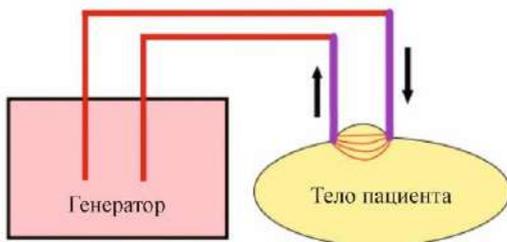


Рис. 2 – Схема биполярной электрохирургии

Размеры НЭ должны быть достаточно большими для того, чтобы уменьшать плотность проходящего через него тока во избежание нагрева тканей. НЭ должен соответствовать требованиям ГОСТа Р МЭК 60601-2-2-2013.

Основная причина ожогов пациентов – уменьшении площади контакта между пациентом и электродом, что приводит к повышению плотности тока и, следовательно, к повышению температуры (рис. 3).

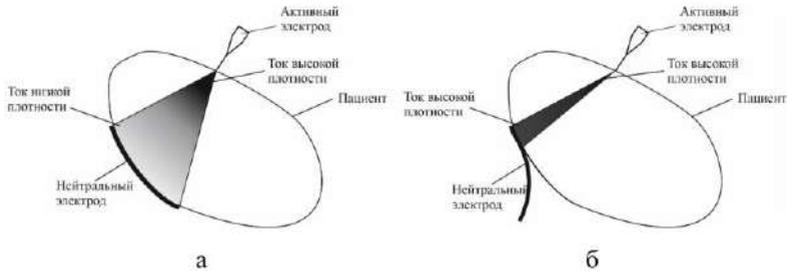


Рис. 3 – Плотность тока:  
а) Правильное наложение НЭ,  
б) Неправильное наложение НЭ

Существуют системы предотвращения ожогов тканей около НЭ. Наиболее часто используемая – Монитор качества контакта. Это цепь в высокочастотном электрохирургическом аппарате или вспомогательном изделии, предназначенная для соединения с мониторируемым НЭ с целью обеспечения срабатывания тревожной сигнализации в случае, если контакт НЭ с пациентом становится недостаточным [5]. Данный метод был разработан в начале 1980-х годов. Он требует разделения НЭ на две части, что необходимо для контроля сопротивления между телом пациента и НЭ [6].

Если во время электрохирургической процедуры НЭ выходит из строя, или частично отсоединяется от пациента, то схема МКК обнаруживает увеличение импеданса и блокирует работу электрохирургического аппарата, при этом посылая хирургу звуковой сигнал.

Принцип работы схемы МКК основан на прохождении постоянного тока низкого уровня через пациента (между двумя участками НЭ), в результате чего определяется сопротивление между электродом и тканью.

Схема МКК приведена на рисунке 4. Схема МКК имеет пороговое значение сопротивления, при превышении которого на (30 – 50) % (в зависимости от производителя) электрохирургический аппарат отключается, защищая пациента от ожога НЭ. Увеличение импеданса указывает на то, что уменьшилась площадь контакта между пациентом и НЭ или что НЭ поврежден. Любой из этих сценариев может привести к ожогу пациента.

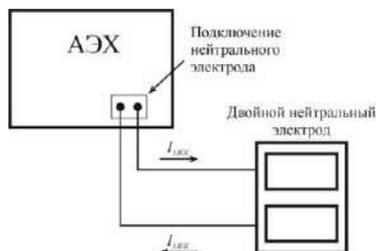


Рис. 4 – Схема определения сопротивления системой МКК

Однако, исследование N.H. Nessler и M. Salchner показало, что использование системы МКК несет в себе скрытые риски, связанные с тем, что необходимо учитывать гораздо больше параметров, кроме уменьшения площади: верхний предел импеданса, емкость кожи, время размещения электрода на коже и т.д. [6].

Во время работы сопротивление МКК уменьшается из-за увеличения влажности кожи и некоторых типов электродов, из чего следует, что системы МКК без предварительного измерения импеданса нецелесообразно.

Более 20 лет назад компанией Megadyne был разработан НЭ Mega Soft, радикально отличающийся от обычных НЭ. НЭ Mega Soft обеспечивает емкостную связь с пациентом во время операции. Благодаря этому, данный электрод не требует прямого контакта с пациентом. Электрод Mega Soft представлен на рисунке 5. Во время операций, человек всем телом лежит на электроде.

Использование Mega Soft практически полностью исключает вероятность возникновения ожога у пациента. Главный недостаток данного электрода – его стоимость (около 2,500 долларов США [7]).

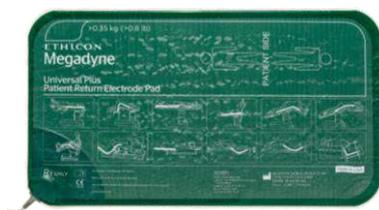


Рис. 5 – Электрод Mega Soft

Таким образом можно сделать вывод, что несмотря на широкое распространение биполярной хирургии, проблема возникновения ожогов не является до конца решенной, а системы, разработанные для их предотвращения не идеальны. Проводятся исследования по разработке

новых и совершенствованию уже имеющихся решений для предотвращения появления ожогов во время электрохирургических воздействий биполярным методом.

Литература:

1. Taheri A., Mansoori P., Sandoval L.F., Feldman S.R., Pearce D., Williford P.M. Electrosurgery: part I. Basics and principles // Journal of the American Academy of Dermatology. – 2014. – №4.
2. Brill A.I. Electrosurgery: principles and practice to reduce risk and maximize efficacy // Obstetrics and Gynecology Clinics of North America. – 2011. – №4.
3. Brill A.I. Bipolar electrosurgery: convention and innovation. // Obstetrics and Gynecology Clinics of North America. – 2008. – №1.
4. Sebben J.E. Electrosurgery principles: cutting current and cutaneous surgery — part I. // The Journal of Dermatologic Surgery and Oncology. – 1988. – №1. ГОСТ Р МЭК 60601-2-2-201. Изделия медицинские электрические Часть 2-2. Частные требования безопасности с учетом основных функциональных характеристик к высокочастотным электрохирургическим аппаратам и высокочастотным электрохирургическим принадлежностям.
5. Nessler N.H., Salchner M., CQM – the Unknown Risk in Electrosurgery. // IFMBE Proceedings. – 2009. – №6.
6. Borgmeier P.L., Ricketts C.D., Clymer J.W., Gangoli G., Tommaselli G.A., A Review of Capacitive Return Electrodes in Electrosurgery. // Journal of Surgery, – 2021, – №1.

## **РАЗРАБОТКА СИСТЕМЫ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ЛОКАЛЬНОЙ ГИПЕРТЕРМИИ ПРИ ЭЛЕКТРОКОАГУЛЯЦИИ**

**Д.С. Серпнев**

**Национальный исследовательский Томский политехнический университет, г. Томск, dss38@tpu.ru**

*Целью настоящей работы является разработка системы определения локальной гипертермии при электрокоагуляции, способной уменьшить риск ожогов в ходе электрохирургической операции путем отслеживания температуры нейтрального электрода. Результатом разработки является макет устройства определения локальной гипертермии при электрокоагуляции.*

*The purpose of this work is to develop a system for determining local hyperthermia during electrocoagulation, which can reduce the risk of burns during electrocoagulation surgery by monitoring the temperature of the neutral electrode. The result of the development is a mock-up of a device for determining local hyperthermia during electrocoagulation.*

Целью настоящей работы является разработка системы определения локальной гипертермии при электрокоагуляции, способной уменьшить риск ожогов в ходе электрохирургической операции путем отслеживания температуры нейтрального электродами, внедренными в него термодатчиками.

Современные электрохирургические аппараты считаются относительно безопасными. Однако при проведении хирургических операций с использованием монополярной электрохирургии существует вероятность получения ожогов пациентом в области нейтрального электрода аппарата. Данные травмы рассматривались в работах Saud A. Sultan, F. M. Barra Bisinotto, M. Saaiq и других [13-15]. Ожоги возникают вследствие двух основных причин:

1. попадание биологических жидкостей на нейтральный электрод;
2. уменьшение площади контакта нейтрального электрода с пациентом.

Площадь поверхности может быть уменьшена, например, при частичном отсоединении электрода от пациента.

Тепловыделение на участке контакта кожи пациента с нейтральным электродом увеличивается вследствие закона Джоуля-Ленца:

$$Q = (I / S)^2 \cdot R \cdot t, \quad (1)$$

где  $Q$  – количество тепловой энергии, Дж;  $I$  – сила тока, А;  $S$  – площадь поперечного сечения проводника, через которую протекает ток, м<sup>2</sup>;  $R$  – сопротивление проводника, Ом  $t$  – время протекания тока, с;

Размеры нейтрального электрода должны быть достаточно большими для того, чтобы уменьшать плотность проходящего через него тока во избежание нагрева тканей.

В работе используется нейтральный электрод, состоящий из трех слоев: два слоя токопроводящей силиконовой смеси, между которыми находится латунная сетка (рис. 1). Размеры электрода: 240x170x4 мм. В работе использовались 10 аналоговых датчиков температуры, основанных на терморезисторах.

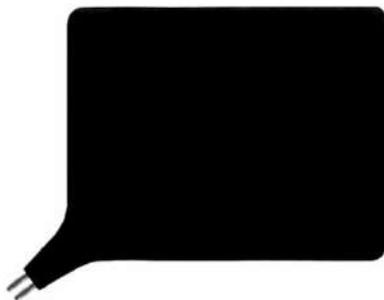


Рис. 1 –Нейтральный электрод

На рисунке 2 представлена структурная схема системы определения локальной гипертермии тканей в области нейтрального электрода в процессе электрохирургической операции.

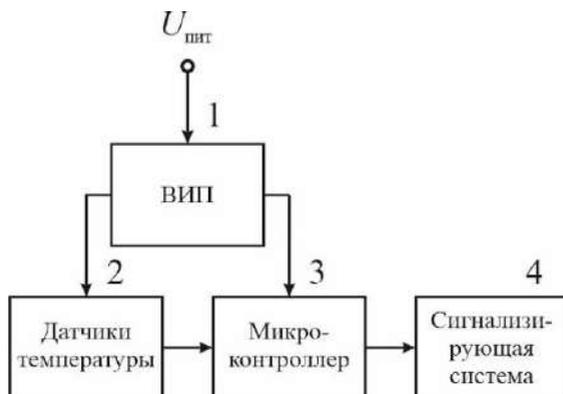


Рис. 2 – Структурная схема системы определения локальной гипертермии тканей в области нейтрального электрода в процессе электрохирургической операции

1. Вспомогательный источник питания, необходимый для преобразования напряжения питания с переменного напряжения 220 В до величины допустимой для питания элементов схемы.

2. Датчики температуры, для наилучшего покрытия нейтрального электрода с размерами 240 x 170 мм, площадью 408 см<sup>2</sup> будет использоваться 10 термодатчиков.

3. Микроконтроллер. В ходе измерения температуры, на термисторе изменяется напряжение, которое считывается АЦП микроконтроллера. Далее на микроконтроллере производится расчет температуры в градусах

Цельсия. Также, микроконтроллер необходим для управления сигнализирующей системой.

4. Сигнализирующая система необходима для оповещения медицинского персонала о превышении температурой установленного предела. Сигнализирующая система включает в себя звуковой и визуальный источники сигнала.

Результатом разработки является макет устройства определения локальной гипертермии при электрокоагуляции. Устройство представлено на рисунке 3.

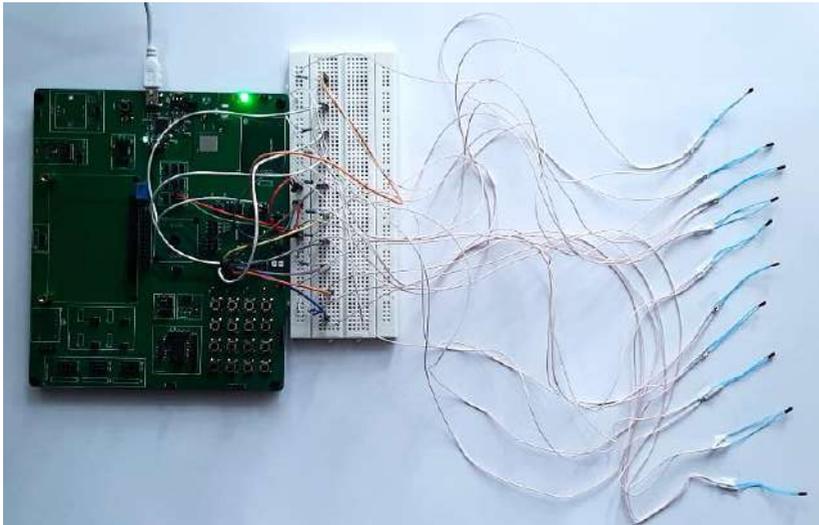


Рис. 3 – Прототип системы определения локальной гипертермии при электрокоагуляции

Для определения эффективности и целесообразности использования разработанной системы для определения локальной гипертермии при электрокоагуляции были проведены экспериментальные исследования (рис. 4).

На два нейтральных электрода, находящихся на расстоянии двух сантиметров, друг от друга помещался образец для испытаний (в данном эксперименте – кусок свиного мяса) размером 8х18 сантиметров. При этом площадь контакта образца с электродами – 8х8 сантиметров. Методика проведения эксперимента заключалась в следующем. Температура каждого нейтрального электрода измерялась пятью внедренными в верхний слой силикона датчиками. К каждому

нейтральному электроду подключался вывод электрохирургического аппарата. Далее через экспериментальный образец пропускали электрический ток на протяжении 60 секунд. С каждым электродом исследование проводилось дважды, при чем после первого измерения экспериментальный образец поворачивали в горизонтальной плоскости, после чего спустя некоторое время, пока образец остынет, проводилось второе измерение.

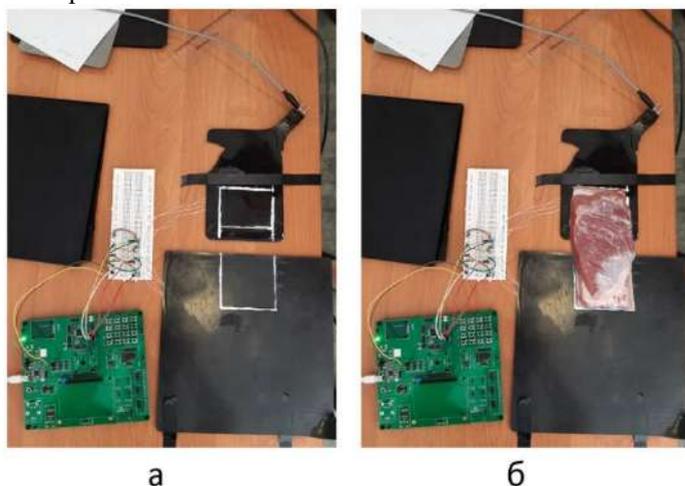


Рис. 4 – Экспериментальная установка:

а) – без экспериментального образца; б) – с экспериментальным образцом

Результаты показали повышение температуры нейтрального электрода на несколько градусов Цельсия. Исходя из результатов исследования, можно сделать вывод, что система способна измерять температуру нейтрального электрода в ходе воздействия электрического тока на экспериментальный образец.

#### Литература:

1. Sultan A.S., Alahmadi B., Mohabbat A., Hand Skin Burn as a Complication of Electrosurgery Use in Prone Position in Surgery: A Case Report // The Cureus Journal of Medical Science. – 2020. – №8.
2. Barra Bisinotto F.M., Dezena R.A., Martins L.B., Galvao M.C., Sobrinho J.M., Calcado M.S., Burns related to electrosurgery – Report of two cases // Brazilian Journal of Anesthesiology. – 2017. – №5.
3. Saaiq M., Zaib S., Ahmad S., Electrocautery burns: experience with three cases and review of literature // International Journal of Euro-Mediterranean Studies. – 2012. – №4.

## МОДЕЛИРОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК УДАРНОГО МИКРОГЕНЕРАТОРА

**Р.Е. Синицкий, В.П. Драгунов**

**Новосибирский государственный технический университет,  
г. Новосибирск, sinitsky.rodion@yandex.ru**

*В работе представлены результаты исследования влияния количества соударений между электродами за период колебания корпуса ударного микрогенератора и высоты ограничителей движения на величину вырабатываемой мощности и оптимального сопротивления нагрузки.*

*The work is devoted to assessing the influence of the number of impacts between the electrodes during the period of oscillation of the impact type microgenerator housing and the value of the height of the movement limiters on the value of the generated power and the optimal load resistance.*

Развитие автономных электронных устройств различного назначения связано с активным поиском средств увеличения времени автономной работы, среди которых одним из наиболее перспективных является совмещение таких устройств с микрогенераторами (МГ), преобразующими энергию окружающей среды в электрическую непосредственно в месте размещения автономного устройства [1]. За счет широкого распространения возобновляемых источников механической энергии и технологических особенностей изготовления микрогенераторы электростатического типа обладают рядом преимуществ перед другими типами МГ [2]. Среди возможных путей увеличения вырабатываемой мощности электростатических МГ многообещающим является использование эффекта ударного воздействия, вызывающего отскок подвижного электрода и приводящего к неоднократному изменению емкости электромеханического преобразователя за период действия внешней механической силы [3].

Данная работа посвящена оценке влияния высоты ограничителей движения и количества соударений электродов МГ ударного типа за период колебания корпуса на максимально достижимую мощность МГ и оптимальное сопротивление нагрузки.

Основным элементом электростатического микрогенератора ударного типа является микроэлектромеханический преобразователь (МЭМП), представляющий собой переменный конденсатор. Упрощенная схема двухэлектродной конструкции такого МЭМП представлена на рис. 1. Он состоит из жестко соединенных между собой стенок корпуса. На правой стенке корпуса жестко закреплен неподвижный электрод

переменного конденсатора. Второй электрод закреплен на упругих подвесах и может свободно перемещаться между левой и правой стенками корпуса (ЛСК и ПСК, соответственно). Исключение возможности залипания электродов обеспечивают ограничители движения. При анализе считали максимальную величину зазора между ограничителями на ПСК и подвижным электродом равной  $d_0$ . Толщину подвижного электрода полагали равной нулю. Высота ограничителей выбиралась пропорциональной межэлектродному зазору  $d_0$  и равнялась  $md_0$ , где  $m$  – коэффициент пропорциональности.

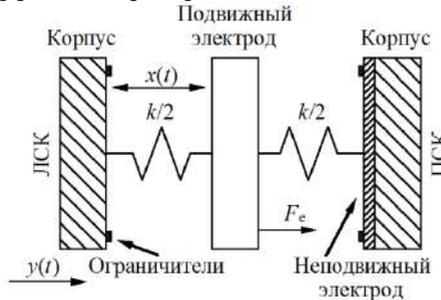


Рис. 1 – Механическая модель двухэлектродного преобразователя

Под действием внешней вынуждающей силы, определяющей движение корпуса по гармоническому закону  $y(t) = A_0 \sin(\omega t)$  (здесь  $A_0$  и  $\omega$  – амплитуда и круговая частота колебаний корпуса), подвижный электрод, закрепленный на упругом подвесе жесткостью  $k$ , участвует в колебательном процессе. В итоге зазор между ЛСК и подвижным электродом изменяется согласно закону  $x(t)$ . С учетом электрических сил притяжения, создаваемых приложенным электрическим напряжением, и силы упругости подвесов  $k/2$ , стремящейся вернуть подвижный электрод в положение равновесия, в линейном приближении для механической силы уравнение баланса сил определяется выражением

$$M_3 \frac{d^2 \delta}{dt^2} + B \frac{d\delta}{dt} + k\delta - F_e = -M_3 \frac{d^2 y}{dt^2}, \quad (1)$$

где  $\delta = d_0 - x$  – текущая величина зазора между ограничителями на ПСК и подвижным электродом,  $F_e$  – электрическая сила,  $B$  – коэффициент механического сопротивления.

Поскольку (1) описывает движение подвижного электрода только в интервалах времени между соударениями с ограничителями для учета ударного взаимодействия в момент механического контакта подвижного электрода с ограничителями использовалась классическая теория удара,

в рамках которой скорости соударяющихся тел после удара определяются уравнением

$$V_{\text{Э}} = v_{\text{Э}} + 2 \frac{M_{\text{К}}}{M_{\text{Э}} + M_{\text{К}}} (v_{\text{К}} - v_{\text{Э}}), \quad (2)$$

где  $M_{\text{Э}}$  и  $M_{\text{К}}$  – масса подвижного электрода и корпуса, соответственно,  $v_{\text{Э}}$  и  $v_{\text{К}}$  – их скорости до удара, а  $V_{\text{Э}}$  – скорость подвижного электрода после удара [4]. При моделировании полагали, что масса корпуса значительно больше массы подвижного электрода, а удар не изменяет характеристик движения корпуса, т.е. скорость корпуса после удара ( $V_{\text{К}}$ ) равна скорости корпуса до удара ( $v_{\text{К}}$ ).

Рассмотрим работу электростатического микрогенератора, представленного на рис. 2, электрическая схема которого включает первичный источник питания  $V_0$ , ключ  $S_w$ , МЭМП  $C_{\text{VAR}}$  и параллельно ему включенное сопротивление нагрузки  $R$ .

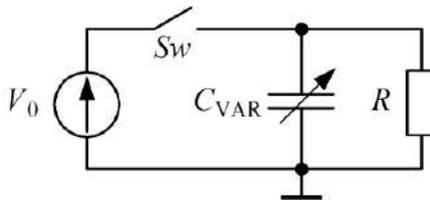


Рис. 2 – Электрическая схема микрогенератора

Процесс преобразования энергии состоит из нескольких этапов: при достижении емкостью переменного конденсатора максимума (при касании подвижным электродом ограничителей на ПСК), замыкается ключ  $S_w$ , и конденсатор  $C_{\text{VAR}}$  подзарядается от первичного источника питания  $V_0$ . Под действием внешней механической силы подвижный электрод отрывается от ограничителей на ПСК, ключ  $S_w$  размыкается, емкость конденсатора  $C_{\text{VAR}}$  уменьшается и происходит его разряд через  $R$  нагрузки. Далее емкость  $C_{\text{VAR}}$  увеличивается, но процесс разряда продолжается до достижения величины максимальной емкости, при достижении которой рабочий цикл повторяется.

Анализ особенностей движения подвижной пластины МЭМП проводился при условии отсутствия электрических сил, механического сопротивления и сил упругости подвеса. Ограничились также случаем, когда подвижный электрод испытывает соударения только с ПСК (в момент касания  $v_{\text{Э}} \neq v_{\text{К}}$ ) и лишь соприкасается с левой (в момент касания ЛСК  $v_{\text{Э}} = v_{\text{К}}$ ).

Для оценки влияния высоты ограничителей движения  $md_0$  и количества соударений электродов  $n$  за период колебания корпуса микрогенератора ударного типа на скорость передачи энергии (мощность) и оптимальное сопротивление нагрузки ( $R_{\text{опт}}$ ) были рассчитаны и построены соответствующие зависимости, представленные на рис. 3 и 4.

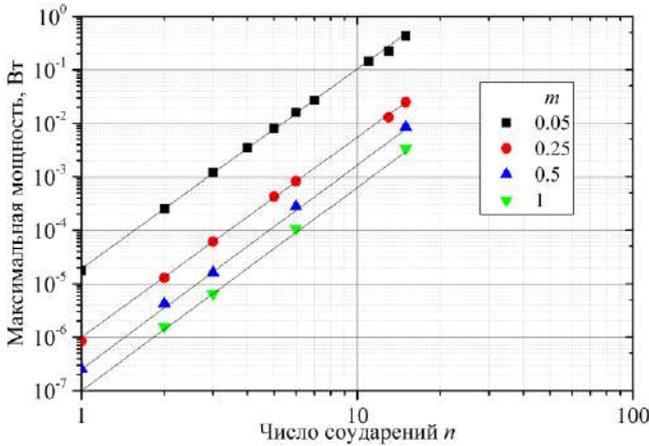


Рис. 3 – Зависимости максимальной мощности от  $n$  ударного МГ

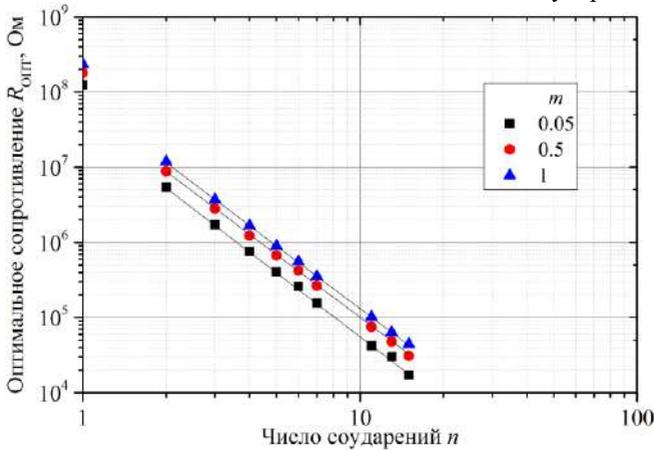


Рис. 4 – Зависимости  $R_{\text{опт}}$  от  $n$  ударного МГ

Согласно расчетам для увеличения числа соударений за период колебаний корпуса при неизменной амплитуде колебаний корпуса МЭМП  $A_0$  необходимо уменьшать максимальную величину зазора между ограничителями на ПСК и подвижным электродом  $d_0$ . Если же

необходимо сохранять  $d_0$ , то необходимо увеличивать  $A_0$ . Установлено, что при использовании ударного преобразователя возможен выигрыш в мощности на несколько порядков при значительном снижении величины оптимальной нагрузки по сравнению с использованием эквивалентного безударного преобразователя). Таким образом, значительно расширяется диапазон применимости электростатических микрогенераторов.

Работа выполнена при поддержке Министерства науки и высшего образования РФ (проект FSUN-2020-0004).

#### Литература

1. Electrostatic vibrational energy converter with two variable capacitors / V.P. Dragunov, D.I. Ostertak, K.G. Pelmenev, R.E. Sinitskiy, E.V. Dragunova // Sensors and Actuators. A: Physical. – 2021. – Vol. 318. – Art. 112501 (12 p.). – doi: 10.1016/j.sna.2020.112501.

2. Dragunov V.P., Ostertak D.I., Sinitskiy R.E. New modifications of a Bennet doubler circuit-based electrostatic vibrational energy harvester // Sensors and Actuators. A: Physical. – 2020. – Vol. 302. – Art. 111812 (14 p.). – doi: 10.1016/j.sna.2019.111812.

3. Le C.P., Halvorsen E. Microscale energy harvester with nonlinearities due to internal impacts // Small-Scale Energy Harvesting. – 2012. – Ch. 11. – P. 265 – 282. – doi: 10.5772/52048.

4. Гольдсмит В. Удар. Теория и физические свойства соударяемых тел. – М.: Стройиздат, 1965. – 448 с.

## СИСТЕМА ОПРЕДЕЛЕНИЯ УРОВНЯ СТРЕССА НА РАННЕЙ СТАДИИ У ДЕТЕЙ С СИНДРОМОМ АУТИЗМ

**А.С. Трофимов**

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

**Научный руководитель: ст. преподаватель А.А. Бизяев**

*Предложена автоматизированная комбинированная система определения и предупреждения стрессового состояния на ранней стадии у детей с синдромом аутизма, на основе показателей variability сердечного ритма (BCP) и кожно-гальванической реакции (КГР). Представлены модель считывающего устройства, структурная и функциональная схемы системы определения стресса.*

*An automated combined system for detecting and preventing stress at an early stage in children with autism is proposed based on indicators of heart*

*rate variability (HRV) and galvanic skin response (GSR), guided by which, it becomes possible to identify and distinguish precursors of stress. The model of the reading device, structural and functional diagrams of the stress detection system are presented.*

С каждым годом количество людей с синдромом аутизма экспоненциально возрастает. Аутизм является самым распространённым расстройством, и не позволяет жить полноценной жизнью. В тяжёлых случаях ребёнок с расстройством не разговаривает, не откликается и не выражает эмоций совсем, то есть мы не знаем его реакцию на окружение. В современных реалиях достаточно много раздражителей. Как мы знаем раздражение – провоцирует стресс, а избыток стресса губительно влияет на организм. В связи с этим актуальным является разработка автоматизированных методов определения и различения стресса на ранней стадии.

За основу взят метод оценки variability сердечного ритма для определения уровня стресса [1]. Его преимуществом является возможность автоматической регистрации параметра при помощи фотоэлектрического датчика сердечного ритма, который можно установить в портативное считывающее устройство (Рисунок 1). Данный метод дополнен вторым потоком данных (Кожно-гальваническая реакция) [2]. Анализ двух потоков данных позволит не только определять стрессовое состояние, но также различать его предвестники и отбрасывать не интересующие нас факторы.

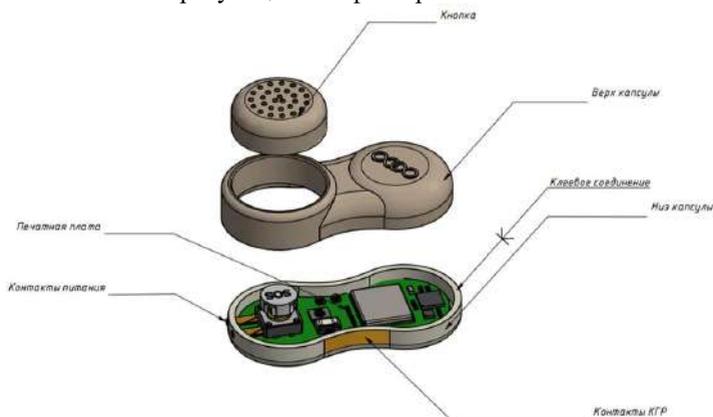


Рисунок 1 – Модель портативного считывающего устройства

Считывающее устройство оснащено датчиками КГР и ВСР, модулем для передачи данных по GSM, а также кнопкой экстренного вызова. С идентификацией в сети GSM нам помогла ПАО «ВымпелКом». Они предоставили нам микросхемы eSIM. Браслет является одним из элементов системы обнаружения и предупреждения стресса на ранней стадии у детей с аутизмом. (Рисунок 2)



Рис. 2 – Функциональная схема системы

Данные с устройства будут отправляться на облачную базу данных. Базу данных будет анализировать самообучающийся алгоритм. А при помощи программного обеспечения мы будем видеть данные в удобном виде и заполнять дневник ребёнка (данные с дневника позволят учесть индивидуальность ребёнка).

На данный момент ведётся работа над созданием портативного макета и его тестировании на целевой группе детей, совместно с центром АВА-терапии «Мозаика» в г. Новосибирск. Также ведётся работа над созданием алгоритма, анализирующий показания с трёх источников. Вариабельность сердечного ритма, кожно-гальваническая реакция и дневник, заполняемый опекунами.

### Выводы

Была предложена система определения и предупреждения уровня стресса на ранней стадии. Разработана модель портативного считывающего устройства. Разработан макет, работающий от сети. Производится набор статистики (на здоровых людях) для определения пороговых значений параметров.

### Литература:

1. Баевский Р.М., Кириллов О.И., Клецкин С.З. Математический анализ изменений сердечного ритма при стрессе. М.: Наука; 1984: 220.
2. Алдерсонс А.А. Механизмы электродермальных реакций. Рига.,1985.

## ИССЛЕДОВАНИЕ ФОТОЛЮМИНЕСЦЕНЦИИ КРЕМНИЕВЫХ СТРУКТУР, ПОЛУЧЕННЫХ МЕТОДОМ МЛЭ

**И.Е. Руденко, А.Ф. Уляшин, А.А. Величко**  
Новосибирский государственный технический университет,  
г. Новосибирск, [ulyashin\\_2018@mail.ru](mailto:ulyashin_2018@mail.ru).  
Научный руководитель: д.т.н., профессор А.А. Величко

*В работе проводилось исследование фотолюминесценции наноразмерной эпитаксиальной структуры  $\text{CaF}_2/\text{Si}/\text{CaF}_2/\text{Si}(111)$ , полученной методом молекулярно-лучевой эпитаксии. Представлен спектр фотолюминесценции, в котором максимум находится на 500 нм, а полуширина спектра равна 267 нм.*

*The paper investigates the photoluminescence of the nanosized epitaxial structure  $\text{CaF}_2/\text{Si}/\text{CaF}_2/\text{Si}(111)$ , obtained by the method of molecular beam epitaxy. The maximum of photoluminescence is 500 nm and the half-width is 267 nm.*

Создание монолитных интегральных оптоэлектронных устройств возможно при наличии источника излучения, технология которого полностью была бы совместима с промышленной планарной технологией [1]. Данные устройства можно было бы применять как для оптоэлектронной диагностики в медицине, так и в бытовых приборах [2]. Поэтому после наблюдения фотолюминесценции в пористом кремнии началось бурное исследование свойств данного материала и нахождение различных способов получения наноструктур кремния [3]. В течение последних 20 лет были выдвинуты разные способы получения структур на основе кремния, способные люминесцировать как в видимой области спектра, так в ИК области. Чтобы увеличить квантовый выход фотолюминесценции применялись различные способы, такие как: введение в кремний специальных примесей с высокой эффективностью внутрицентровых переходов, например,  $\text{Er}^{3+}$  [4, 5], дефектов, создаваемых имплантацией кислорода, фтора, ионов III и V групп и так далее. Наиболее эффективным способом повышения квантового выхода люминесценции кремния является использование свойств наноструктурного материала, в котором изменяется зонная структура материала вследствие квантово-размерного эффекта. Получение таких наноструктурных материалов достигается, например, методом молекулярно-лучевой эпитаксии.

Для получения наноразмерной эпитаксиальной структуры  $\text{CaF}_2/\text{Si}/\text{CaF}_2/\text{Si}(111)$  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 стеклоуглеродным 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  $\text{H}_2\text{O}:\text{H}_2\text{O}_2:\text{HNO}_3$ . Далее подложка загружалась в камеру роста, в которой происходило формирование периодической структуры по методике, представленной в [6].

Чтобы увеличить интенсивность фотолуминесценции эпитаксиальной структуры  $\text{CaF}_2/\text{Si}/\text{CaF}_2/\text{Si}(111)$ , создавалась периодическая структура, в которой слой фторида кальция чередовался с наноразмерным слоем кремния. Толщина каждого слоя Si составляла 1,8 нм, а  $\text{CaF}_2$  – 1,2 нм. Завершающим слоем гетероструктуры является слой  $\text{CaF}_2$  необходимый для обеспечения защиты от образования нежелательных связей Si-O при контакте с воздухом. После получения структуры производился высокотемпературный отжиг для формирования нанокластеров Si.

На Рисунке 1 представлен график зависимость интенсивности фотолуминесценции от длины волны возбуждения. Видно, что пик фотолуминесценции приходится на длину волны равную 500 нм, то есть он находится в видимом спектре излучения. Полуширина спектра составляет 267 нм, при этом сам спектр несимметричен. Возможно, это связано с тем, что во время перекристаллизации структуры под действием высокотемпературного отжига часть атомов кремния стала собираться в кластеры с размерами большими чем толщина слоя. Однако для проверки данного предположения необходимо делать дорогостоящие морфологические исследования.

Важно отметить, что полученная структура обладает фотолуминесценцией, которую можно наблюдать глазом без оборудования.

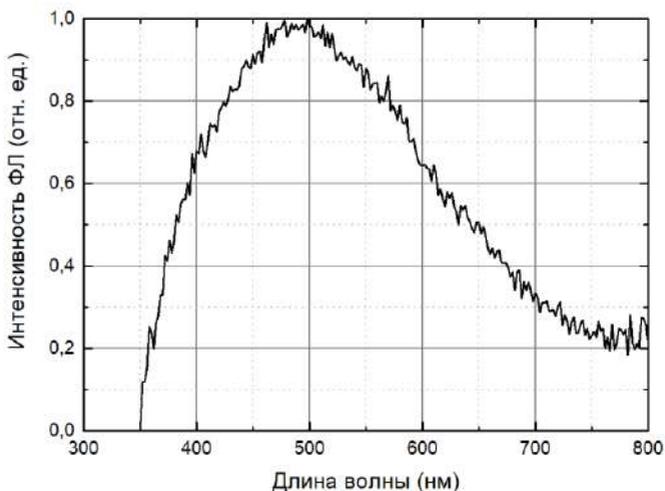


Рис. 1 – График зависимости интенсивности фотолюминесценции от длины воны возбуждения

Если взять зависимость энергии люминесценции от размеров кремниевых зерен [7], то для зерен с толщиной 1,8 нм максимум энергии люминесценции будет примерно равен 2,55 эВ, что соответствует длине волны излучения 486 нм. Так как данное значение довольно близко к максимуму полученной структуры (500нм), то можно сказать, что основной вклад в фотолюминесценцию вносит кванто-размерный эффект.

Таким образом, в данной работе исследована зависимость фотолюминесценции для структуры  $\text{CaF}_2/\text{Si}/\text{CaF}_2/\text{Si}(111)$ , которая обладает излучением в видимом диапазоне. Положение максимума спектра свидетельствует, что фотолюминесценция вызвана квантово-размерными эффектами.

#### 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<sub>2</sub> layers, fabricated by chemical vapor deposition, oxidation, and annealing / Ioannou-Souglideridis 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<sub>2</sub> superlattices/ Ioannou-Souglideridis V., Nassiopoulou A.G., Ouisse T., Bassani F // *Appl. Phys. Lett.*, – 2001. – V.79 (13). – P. 2076 – 2078.
6. Руденко И.Е., Крупин А.Ю., Величко А.А. Методика получения гетероструктур CaF<sub>2</sub>/(Si+CaF<sub>2</sub>)/CaF<sub>2</sub>/Si посредством молекулярно-лучевой эпитаксии // *Наука. Технологии. Инновации: материалы всерос. науч. конф. молодых ученых: Всероссийская научная конференция молодых ученых «Наука. Технологии. Инновации»: – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2020. – Ч. 6. – С. 162– 165.*
7. Физический основы ионно-лучевого формирования и свойства квантовых точек кремния в диэлектрике: учебно-методический комплекс / Михайлов А. Н., Белов А.И., Марычев М.О., Бурдов В.А., Тетельбаум Д.И.; ННГУ им. Р.Е. Алексеева. – Нижний Новгород: ННГУ, 2010. – 22 с.

## СОДЕРЖАНИЕ

### НАУЧНОЕ НАПРАВЛЕНИЕ – ЭЛЕКТРОНИКА И БИОМЕДИЦИНСКАЯ ТЕХНИКА

#### Секция ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНАЯ И СИЛОВАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

Авдюшина В.Н., Гейст А.В.	Новосибирск	3
Зотов Л.Г., Большаков И.М.	Новосибирск	6
Вавилов О.А., Коробков Д.В.	Новосибирск	11
Гаврилов А.В., Удовиченко А.В.	Новосибирск	15
Косых Е.А., Удовиченко А.В., Ефремов А.О.	Новосибирск, Москва	19
Золотов П.Д.	Новосибирск	23
Костров В.А., Михайлова Т.Е., Штейн Д.А.	Новосибирск	25
Кострыкина А.Д.	Новосибирск	29
Леуткин А.А.	Новосибирск	33
Кугучев Д.Б., Удовиченко А.В., Мирзоев А.Х.	Новосибирск, Томск	36
Михайлова Т.Е., Штейн Д.А., Костров В.А.	Новосибирск	40
Наприенко А.С., Штейн Д.А.	Новосибирск	45
Ниткин А.Ю.	Новосибирск	49
Нурлатов Н.В.	Новосибирск	53
Овчаренко А.В., Баховцев И.А.	Новосибирск	57
Пономарев С.В.	Новосибирск	61
Рожко Е.А.	Новосибирск	65
Рыжанков Д.А., Штейн Д.А.	Новосибирск	69
Семянников Д.С., Баховцев И.А.	Новосибирск	72
Шевченко Г.В.	Новосибирск	76

**Секция РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ  
И ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ**

Базанова А.Д., Филимонова Ю.О., Лайко К.А.	Новосибирск	81
Воробьев Р.И.	Новосибирск	86
Хайло Н.С., Кривецкий А.В., Вострецов А.Г.	Новосибирск	89
Зайков К.Д.	Томск	94
Зима Д.Н., Спектор А.А.	Новосибирск	98
Кнаус Н.В., Митьков А.С., Разинкин В.П.	Новосибирск	102
Колосков Д.Б.	Новосибирск	105
Покаместов Д.А., Крюков Я.В., Мырзахметов А.С.	Томск	109
Самков К.А., Стойчин К.Л.	Екатеринбург	114

**Секция БИОМЕДИЦИНСКАЯ И ИЗМЕРИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА**

Е.В. Андрющенко	Новосибирск	119
Геворгян И.С., Сивак М.А., Белавская С.В.	Новосибирск	123
Герасимов А.К., Павлов А.В.	Новосибирск	127
Гончаров С.Е., Навроцкий Л.Г., Блохин А.А.	Новосибирск	131
Давыдов А.В., Разумникова О.М., Бакаев М.А.	Новосибирск	135
Иванова В.В.	Новосибирск	139
Коваленко П.С.	Калининград	142
Козырицкий Д. В.	Севастополя	146
Кривоногова Д.А.	Новосибирск	151
Кривоногова Д.А.	Новосибирск	155
Кузнецов М.А.	Новосибирск	160

Переводчиков Д.Ю.	Томск	164
Серпенев Д.С.	Томск	168
Серпенев Д.С.	Томск	172
Синицкий Р.Е., Драгунов В.П.	Новосибирск	178
Трофимов А.С.	Новосибирск	181
Руденко И.Е., Уляшин А.Ф., Величко А.А.	Новосибирск	184

**НАУКА. ТЕХНОЛОГИИ. ИННОВАЦИИ**

**XV Всероссийская научная конференция молодых ученых,  
посвященная Году науки и технологий в России  
г. Новосибирск, 06-10 декабря 2021 г.**

**Сборник научных трудов в 10 частях**

**Часть 6**

*Под редакцией Соколовой Д.О.*

Подписано в печать 15.12.2021. Формат 60×84/16. Бумага офсетная.

Уч.-изд. л. 11,16. Печ. л. 12,00. Тираж 100 экз. Заказ № Р-00570

Отпечатано в типографии

Новосибирского государственного технического университета  
630073, г. Новосибирск, пр. К. Маркса, 20