

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ  
МЕЖДУНАРОДНАЯ АКАДЕМИЯ ИНФОРМАТИЗАЦИИ  
МИНИСТЕРСТВО ПРОМЫШЛЕННОСТИ, ИННОВАЦИОННЫХ  
И ИНФОРМАЦИОННЫХ ТЕХНОЛОГИЙ РЯЗАНСКОЙ ОБЛАСТИ  
РЯЗАНСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ РАДИОТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ

**МЕЖДУНАРОДНАЯ НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКАЯ  
И НАУЧНО-МЕТОДИЧЕСКАЯ КОНФЕРЕНЦИЯ  
«СОВРЕМЕННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ В НАУКЕ  
И ОБРАЗОВАНИИ»  
СТНО-2016**

Сборник трудов

Том 1

Рязань 2016

УДК 004 + 001.1 + 681.2+ 681.2+ 681.3+681.5  
С568

Современные технологии в науке и образовании – СТНО-2016 [текст]: сб. тр. междунар. науч.-техн. и науч.-метод. конф.: в 4 т. Т.1./ под общ. ред. О.В. Миловзорова. – Рязань: Рязан. гос. радиотехн. ун-т, 2016; Рязань. – 328 с.

Сборник включает труды участников конференции «Современные технологии в науке и образовании» СТНО-2016. Освещаются вопросы математического моделирования, новых технологий в радиоэлектронике, телекоммуникации, измерительной технике и системах, биомедицинских технологиях, вычислительных сетях, САПР, машиностроительном и нефтехимическом производстве, в образовании, экономике, гуманитарной сфере и космических технологиях.

**Организационный комитет:**

Таганов А.И. – председатель, проректор по научной работе РГРТУ, д.т.н., проф.;

Миловзоров О.В. – зам. председателя, зам. директора ин-та магистратуры РГРТУ по научной работе, к.т.н., доц; Устинова Л.С. – отв. за информационную поддержку, нач. отдела информационного обеспечения; Трубицына С.Г. – секретарь оргкомитета

**Члены оргкомитета:** Алпатов Б.А. – зав. каф. АИТУ, д.т.н., проф.; Бухенский К.В. – зав. каф. ВМ, к.ф.-м.н., доц.; Витязев В.В. – зав. каф. ТОР, д.т.н., проф.; Демидов С.В. – директор Гуманитарного института, д.и.н., проф.; Еремеев В.В. – директор НИИ «Фотон», д.т.н., проф.; Жулев В.И. – зав. каф. ИИБМТ, д.т.н., проф.; Кириллов С.Н. – зав. каф. РУС, д.т.н., проф.; Корячко В.П. – зав. каф. САПР, д.т.н., проф.; Кошелев В.И. – зав. каф. РТС, д.т.н., проф.; Мусолин А.К. – зав. каф. АИТП, д.т.н., проф.; Паршин Ю.Н. – зав. каф. РТУ, д.т.н., проф.; Перфильев С.В. – зав. каф. ГМиКУ, д.э.н., проф.; Пылькин А.Н. – декан ФВТ, зав. каф. ВПМ, д.т.н., проф.; Степнов И.М. – зав. каф. ЭиФМ, д.э.н., проф.; Холомина Т.А. – зав. каф. МНЭЛ, д.ф.-м.н., проф.; Чиркин М.В. – зав. каф. ЭП, д.ф.-м.н., проф.

ISBN 978-5-7722-0314-9

© Рязанский государственный  
радиотехнический университет, 2016

## СЕКЦИЯ: «РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ И УСТРОЙСТВА»

УДК 004.932; ГРНТИ 89.57.35

### РЕАЛИЗАЦИЯ РАБОТЫ С SD КАРТОЙ НА БАЗЕ FPGA ФИРМЫ ALTERA С ПРИМЕНЕНИЕМ NIOS II ПРОЦЕССОРА

Д. Лазэр, Т. Шестакова

*Технический Университет Молдовы,*

*Республика Молдова, Кишинэу, diane.lazar@yahoo.com*

*Аннотация.* В данной работе описана реализация работы с SD картой на базе ресурсов FPGA фирмы Altera с применением как аппаратного модуля (IP core) работы с SD картой, так и программных библиотек для сгенерированного на FPGA Nios II процессора. Проводится сравнительный анализ реализации обмена данными с SD картой в SD режиме и SPI режиме.

*Ключевые слова.* SD карта, FPGA, процессор Nios II, IP Core, система хранения изображений

### IMPLEMENTATION OF SD CARD INTERFACING BASED ON ALTERA'S FPGA AND USING NIOS II PROCESSOR

D. Lazar, T. Shestakova

*Technical University of Moldova,*

*Republic of Moldova, Chisinau, diane.lazar@yahoo.com*

*Abstract.* This paper deals with the implementation of SD card interfacing based on Altera's FPGA resources using hardware module – SD card IP Core and using software libraries for Nios II processor generated on FPGA. A comparative analysis of SD card data exchange implementation via SD mode and SPI mode is carried out.

*Keywords.* SD card, FPGA, Nios II processor, IP Core, image storage system

#### 1. Введение

Изображения, принятые со спутника, характеризуются значительными искажениями и требуют существенной обработки. Наиболее эффективные методы обработки требуют значительных аппаратных и временных ресурсов, так что обработка их на ПК оказывается нецелесообразной. Поэтому в основе наземной станции используются FPGA, позволяющие за счет распараллеливания операций резко увеличить скорость обработки информации.

В Техническом Университете Молдовы реализуется проект по разработке студенческого спутника SATUM. В качестве наземной станции спутника SATUM используется отладочная плата DE2-115 на базе FPGA фирмы Altera. Таким образом, возникает задача реализации системы хранения изображений на основе ресурсов данной отладочной платы.

Наиболее оптимальным решением задачи хранения изображений, принятых со спутника SATUM, является применение SD карты, что, во-первых, дает доступ к флэш-памяти больших размеров, а во-вторых, позволяет быстро переносить принятые изображения на компьютер или на любое другое устройство, поддерживающее SD карты. Кроме этого, подобная реализация дает возможность осуществлять обработку изображений в любой момент времени, а также позволяет использовать наземную станцию не только в целях обработки данных со спутника, но и для выполнения любой другой обработки больших объемов данных на высокой скорости. Так, например, на ее основе можно проводить исследования в области обработки изображений, что зачастую невозможно выполнять на ПК.

#### 2. Принципы чтения/записи на SD карту

SD карта имеет встроенный микроконтроллер, а все средства управления flash-памятью (стирание, чтение, запись и защита от ошибок) полностью сосредоточены внутри карты [5].

Распиновка SD карты представлена ниже на рис. 1.

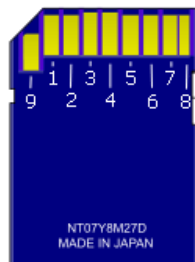


Рис. 1. Распиновка SD карты [5]

Назначение контактов SD карты представлено ниже в табл. 1 [5].

Таблица 1. Назначение контактов SD карты

Контакт	SD режим		SPI режим	
	Название	Описание	Название	Описание
1	CD/DATA3	Наличие SD карты / 3-я линия данных	CS	Выбор устройства
2	CMD	Команда / Линия ответа	DI	Вход данных
3	Vss1	GND	VSS	GND
4	Vdd	Питание	Vdd	Питание
5	CLK	Тактирование	SCLK	Тактирование
6	Vss2	GND	Vss2	GND
7	DAT0	0-вая линия данных	DO	Выход данных
8	DAT1	1-я линия данных		
9	DAT2	2-я линия данных		

Существуют два метода реализации обмена данными с SD картой:

- 1) SD режим;
- 2) SPI режим.

SD режим позволяет использовать передачу данных параллельно по 4 линиям данных, обеспечивая таким образом максимальную скорость обмена данными (до 100Мбит/с).

Режим SPI является альтернативным режимом работы с SD картой и является упрощенным интерфейсом обмена данными с SD картой. Данный режим уступает в скорости в 4 раза за счет последовательной передачи данных [1].

### 3. Реализации работы с SD картой с помощью ресурсов платы DE2-115

Для работы с SD картой на базе отладочной платы DE2-115 существуют следующие ресурсы:

1. Реализация SD режима на базе Nios II процессора с помощью разработанных фирмой производителем библиотек на языке С.

2. Secure Data Card Intellectual Property Core (IP Core) – разработанный фирмой производителем на языке Verilog и VHDL в рамках университетской программы – University Program модуль для работы с SD картой в SPI режиме [2].

*1. Реализация интерфейса на базе Nios II процессора с помощью разработанных фирмой производителем библиотек на языке С*

Для реализации данного метода необходимо создать систему на базе процессора Nios II в среде Quartus II. Для подключения SD карты используется порт ввода-вывода, выходы которого подключаются к контактам SD карты. Интерфейс работы с SD картой реализуется на процессоре на языке С++.

Для Nios процессора фирмой производителем были разработаны библиотеки работы с SD картой на языке С. Данные библиотеки позволяют реализовать интерфейс чтения с SD карты по 4-битному SD режиму с возможностью работы через файловую систему FAT16 или FAT32. Иерархия обращения к SD карту через файловую систему представлена на рис. 2.

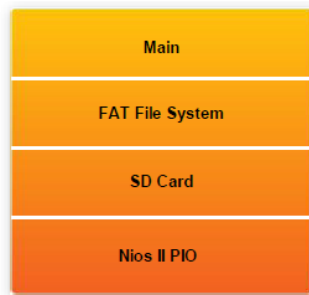


Рис. 2. Программный стек для работы с SD картой через файловую систему [2]

Ниже представлено подключение применяемых библиотек для Nios II процессора.

```
#include <stdio.h>
#include ".\terasic_lib\terasic_includes.h"
#include ".\terasic_fat\FatFileSystem.h"
```

«FatFileSystem.h» – это библиотека работы с файловой системой. Она использует внутреннюю библиотеку «FatInternal.h», которая, в свою очередь, подключает библиотеки работы с SD картой – «sd\_lib.h» -> «sd\_protocol.h» -> «crc7.h» и «sd\_hal.h».

Ниже представлен пример использования библиотек на примере чтения текстового файла с SD карты:

```
if (Fat_FileRead(hFile, szRead, nReadSize)){ // Если чтение выполнилось успешно,
    int i;
    for(i=0;i<nReadSize;i++){ // цикл по символам текстового файла
        printf("%c", szRead[i]); // вывод на экран текста из файла
    }
    nTotalReadSize += nReadSize; }
```

На рис. 3 представлен результат работы программы, выполняющей чтение изображения в формате bmp, преобразованного в текстовый файл, и передача его на компьютер на консоль среды программирования Eclipse.



Рис. 3. Чтение с SD карты текстового файла с помощью отладочной платы DE2-115

Для чтения с SD карты напрямую используется функция `SDLIB_ReadBlock512(SD_Addr, Read_buf)`, где через переменную `SD_Addr` указывается физический сектор карты памяти.

Данный метод осуществляет работу в 4-битном SD режиме, что позволяет поднять скорость обмена данными, однако она также ограничивается скоростью работы портов ввода-вывода Nios процессора. Кроме этого, данная реализация позволяет осуществлять только чтение данных без возможности записи результата. Данный метод целесообразно использовать при проигрывании музыки или при выводе на экран изображений без возможности их редактировать. Для нашего случая больше подходит использование Secure Data Card IP Core.

## 2. Модуль Secure Data Card Intellectual Property (IP) Core

IP Core для работы с SD картой можно сгенерировать на языке Verilog или VHDL. При этом управление данным блоком может выполняться как через FPGA (на языке Verilog или VHDL), так и с помощью Nios II процессора, для которого разработаны библиотеки фирмой производителем на языке C [3].

Пример создания системы на основе Nios процессора и интерфейса работы с SD картой показан на рис. 4. Система может быть создана в программе SOPC Builder или в более новой версии – Qsys.

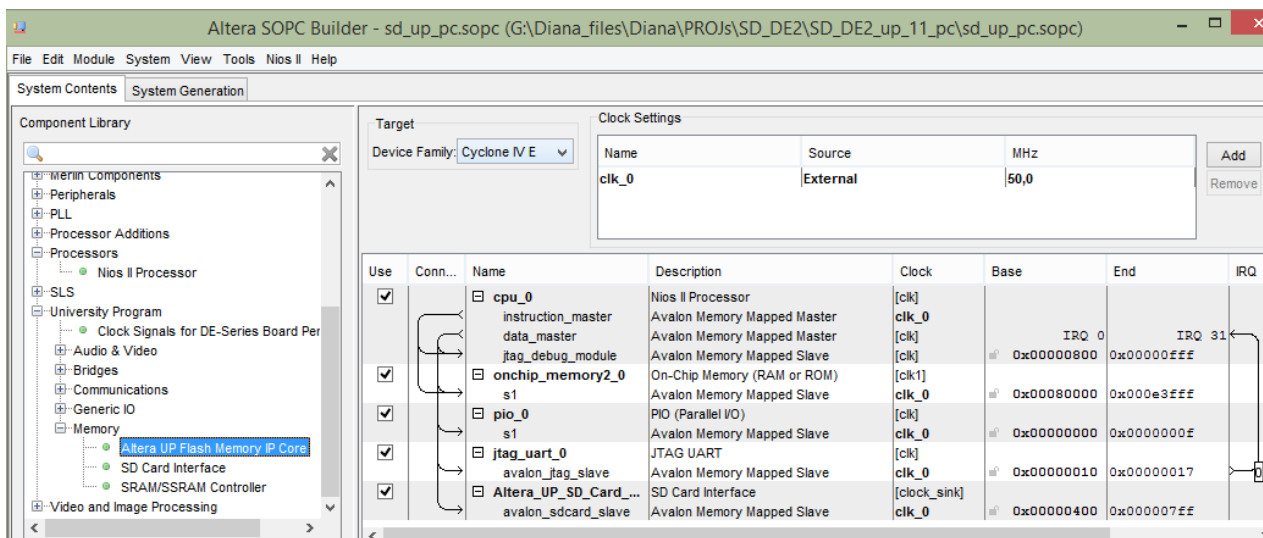


Рис. 4. Создание системы для работы с SD картой на базе Nios процессора

Доступ к SD карте можно осуществить как через файловую систему FAT16, так и напрямую. Пример выполнения инициализации SD карты с помощью библиотек Altera University Program показан ниже:

```
#include <altera_up_sd_card_avalon_interface.h>
<...>
```

```
alt_up_sd_card_dev *sd_card_dev =
```

```
alt_up_sd_card_open_dev(ALTERA_UP_SD_CARD_AVALON_INTERFACE_0_
NAME);
```

```
if(sd_card_dev != 0) {
    if(alt_up_sd_card_is_Present()) {
<...>
```

```
        int index = 0;
        while (buffer[0] != '\0')
        {
```

```
            alt_up_sd_card_write(sd_fileh, buffer[index]);    // запись файла на SD
```

карту

```
            index = index + 1; }
            alt_up_sd_card_fclose(sd_fileh);
```

Функция “alt\_up\_sd\_card\_open\_dev” отвечает за инициализацию драйвера SD карты, а параметром этой функции является имя компоненты Altera UP SD Card IP Core в системе SOPC Builder или Qsys. При корректном создании процессорной системы в качестве результата данная функция выдает адрес этой компоненты в системе [3].

На основе данного примера реализации предполагается разработка системы чтения изображений, их обработки и последующей записи результата на SD карту.

### Выводы

Наиболее эффективным решением задачи хранения и передачи на ПК фотографий является использование SD карты. Существуют два метода реализации системы обмена данными с SD картой на основе ресурсов FPGA отладочной платы наземной станции, а именно, метод на основе SD режима или использование упрощенного SPI режима. Так, SD режим позволяет получать более высокие скорости обмена данными (до 100Мбит/с), однако для ресурсов на наземной станции спутника SATUM реализованы библиотеки, выполняющие лишь чтение с SD карты. Данный метод целесообразно использовать при проигрывании музыки

или при выводе на экран изображений без возможности их редактировать [4]. Для осуществления как чтения, так и записи используется Secure Data Card IP Core, работающий в SPI режиме, управление которым выполняется через Nios процессор.

Применение SD карты для хранения и передачи данных позволяет использовать ресурсы отладочной платы для реализации высокоскоростной обработки любых цифровых данных, что в сотни раз сократит скорость обработки по сравнению с ПК. Реализация чтения и записи изображений на SD карту при помощи FPGA позволяет использовать данную систему для реализации любой обработки изображений, загруженных с компьютера или другого устройства.

### **Библиографический список**

1. SD Specifications. Part 1. Physical Layer Simplified Specification. SD Group (Panasonic, SanDisk, Toshiba) and SD Card Association. 2013.
2. DE2-115 User Manual. Terasic Technologies Inc. 2012.
3. Secure Data Card IP Core. Altera Corporation - University Program. 2014.
4. S. Moslehpour, K. Jenab, E. H. Siliveri, Design and Implementation of NIOS II System for Audio Application, IACSIT International Journal of Engineering and Technology, Vol. 5, No. 5, October 2013.
5. SD/MMC карта памяти и микроконтроллер AVR [Электронный ресурс], URL: <http://avrlab.com/node/156> (дата обращения 16.11.15).

УДК 621.396.96; ГРНТИ 47.49.29

## **КОМПЕНСАЦИЯ МЕШАЮЩИХ ОТРАЖЕНИЙ, ПРЕВЫШАЮЩИХ ПО ИНТЕНСИВНОСТИ ПОЛЕЗНЫЙ СИГНАЛ, ПРИ ИЗМЕРЕНИИ МАЛЫХ РАССТОЯНИЙ ЧМ-ДАЛЬНОМЕРОМ**

**А.Ю. Чигин**

*Рязанский государственный радиотехнический университет*

*Россия, Рязань*

*Аннотация.* В системах контроля и управления технологическими процессами актуальной является задача точного и сверхточного измерения количества жидкого вещества, находящегося в некотором замкнутом объеме. Для этой цели можно использовать современные радиоволновые дальномеры с частотно – модулирующим излучением. Фактором, ограничивающим область применения радиодальномеров с частотной модуляцией, является наличие мешающих отражений, а в частности, отражений, превышающих по интенсивности полезный сигнал. Одним из путей, позволяющим уменьшить влияние мешающих отражений, является их компенсация.

*Ключевые слова.* ЧМ-дальномер, мешающие отражения, компенсация мешающих отражений.

## **CLUTTER COMPENSATION, EXCEEDING ON INTENSITY THE USEFUL SIGNAL, WHEN MEASURING SHORT DISTANCES BY FM-RANGEFINDER**

**A.Y. Chigin**

*Ryazan State Radio Engineering University*

*Ryazan, Russia*

*Annotation.* The task to measure the amount of liquid substance in a certain confined space with high accuracy is considered to be important in the systems of technological processes monitoring and control. For this purpose, you can use of modern radio wave rangefinders with frequency-modulated emission. The main factor, which limits the application area of radio rangefinders with frequency modulation is the presence of clutter, in particular reflection exceeding on intensity the useful signal. One of the ways allowing decreasing the influence of clutter is its compensation.

*Keywords.* FM-rangefinder, clutter, clutter compensation.

В современных системах контроля и управления технологическими процессами актуальной является задача точного измерения дальности до уровня жидкой среды, находящейся в замкнутом объеме. Высокая точность измерения дальности может обеспечиваться с помощью современных радиоволновых дальномеров с непрерывным частотно-модулированным излучением (ЧМ дальномеров) и определением дальности по разности частот между излучаемым и отраженным сигналом. В отсутствие помех многие способы обработки сигнала разностной частоты позволяют достаточно точно измерять частоту биений и, соответственно, точно измерять дальность (с погрешностью, не превышающей долей мм). На практике в

сигнале разностной частоты, кроме шума, присутствует помеховая составляющая, которая вызвана мешающими отражениями (МО) от элементов конструкции резервуара, его стенок и от дна. В этом случае сигнал биений (СБ), снимаемый с выхода смесителя дальномера (без учета высокочастотных составляющих, которые подавляются фильтром низких частот), может быть представлен на интервале времени  $0 \leq t \leq T/2$  в виде

$$s(t) = s_c(t) + s_m(t) + \xi(t) = S_c \cos[\omega_0 \tau_{zc} + 2\Delta\omega_\partial \tau_{zc} t / T_{mod} + \varphi_0(\tau_{zc})] + \sum_{m=1}^M S_m \cos[\omega_0 \tau_{zm} + 2\Delta\omega_\partial \tau_{zm} t / T_{mod} + \varphi(\tau_{zm})] + \xi(t), \quad (1)$$

где  $\omega_0$  – минимальное значение частоты передатчика;  $\Delta\omega_\partial$  – диапазон перестройки частоты передатчика;  $T_{mod}$  – период модуляции;  $S_c$  и  $S_m$  – амплитуды полезного и помеховых сигналов;  $\tau_{zc}$  – задержка сигнала, соответствующая расстоянию до измеряемого уровня;  $\tau_{zm}$  – задержка сигнала, соответствующая расстоянию до  $m$ -го мешающего отражателя;  $M$  – число мешающих отражателей;  $\xi(t)$  – белый нормальный шум;  $\varphi_0(\tau_{zc})$  и  $\varphi(\tau_{zm})$  – фазы полезного и помехового сигналов, обусловленные фазочастотной характеристикой и диэлектрическими свойствами отражающей поверхности.

Согласно (1) измерение частоты  $\omega_\partial$  СБ, связанной с измеряемым расстоянием  $R$  соотношением  $R = T_{mod} c \omega_\partial / 4\Delta\omega_\partial$ , производится на фоне имитирующих помех с неизвестными частотами, амплитудами и начальными фазами. В современных дальномерах частота СБ измеряется в спектральной области. Обычно за частоту СБ принимается та частота, на которой находится максимальная спектральная составляющая амплитудного спектра в базисе Фурье, то есть используется алгоритм

$$G(\omega) = \max_{\omega} . \quad (2)$$

При применении этого алгоритма максимальное значение погрешности измерения дальности вызвано влиянием МО. Причиной появления погрешности  $\Delta R$  является взаимное влияние спектров полезного и мешающего сигналов (как основного, так и боковых лепестков спектра).

Для уменьшения погрешности  $\Delta R$  предложены различные способы. Это компенсация помех, использование методов многопараметрической оптимизации и параметрического спектрального анализа [1-3]. Последние два метода имеют общие недостатки – требуют значительных вычислительных затрат и чувствительны к таким специфичным для ЧМ – дальномерам искажениям СБ, как паразитная амплитудная модуляция и нелинейные искажения.

На практике часто встречается ситуация, когда амплитуда отраженного сигнала существенно превышает амплитуду полезного сигнала. В этом случае использование алгоритма (2) вызывает существенные затруднения, поскольку интенсивность максимальной спектральной составляющей спектра помехи (или боковых лепестков) может превышать интенсивность максимальной спектральной составляющей полезного сигнала. Использование алгоритма (2) в этом случае будет приводить к аномальным ошибкам. Одним из путей исключения аномальных ошибок является компенсация СБ, обусловленная МО.

Компенсация помеховых сигналов требует формирование компенсирующих сигналов, для чего необходимо оценить дальность до МО, амплитуду и фазу СБ, соответствующих отражению от МО. Оценка упомянутых параметров будет производиться с ошибками, обусловленными влиянием полезного сигнала.

Для минимизации погрешности оценивания параметров компенсирующего сигнала наиболее целесообразно воспользоваться методом максимального правдоподобия [4,5].

Ограничиваясь случаем одного МО, запишем по аналогии с логарифмом функции отношения правдоподобия следующую функцию

$$\ln l_m(\tau) = \frac{1}{N_0} \int_0^{T_{mod}} [2\xi(t)S(t,\tau) - S^2(t,\tau)] dt, \quad (3)$$



где  $\xi(t) = S_c(t) + S_m(t) + \xi(t)$ ;  $S(t)$  - опорный сигнал функции отношения правдоподобия при  $S_m(t)=0$ ;  $N_0$  - спектральная плотность шума  $\xi(t)$ .

Функция

$$q_m(\tau) = \frac{2}{N_0} \int_0^{T_{mod}/2} \left\{ S_c \cos \left[ \tau_{zc} + \frac{\Delta\omega_0 \tau_{zc} t}{T_m} + \varphi_o(\tau_{zc}) \right] + S_m \cos \left[ \omega\tau_{zm} + \frac{\Delta\omega_0 \tau_{zm} t}{T_{mod}} + \varphi(\tau_{zm}) \right] \right\} S_{on} \cos \left[ \omega\tau_{zon} + \frac{\Delta\omega_0 \tau_{zon} t}{T_{mod}} + \varphi_{on}(\tau_{zon}) \right] dt, \quad (4)$$

где  $\varphi_{on}(\tau_{zon})$ ,  $\tau_{zon}$ ,  $S_{on}$  - фаза, время задержки и амплитуда опорного сигнала; при  $\omega_0 T_{mod} \gg 1$  будет полностью определять точность измерения частоты  $\omega_0 = 2\Delta\omega_0 \tau_{zc} / T_{mod}$  СБ. Вычисляя интеграл в (3), пренебрегая слагаемыми с удвоенной частотой, получаем, что

$$q_m(\tau) = \frac{T_{mod}}{2N_0} \left\{ S_c S_{on} \cos[\omega(\tau_{zc} - \tau_{zon}) + \varphi_o(\tau_{zc}) - \varphi_{on}(\tau_{zon})] \frac{\sin[\Delta\omega_0(\tau_{zc} - \tau_{zon})/2]}{\Delta\omega_0(\tau_{zc} - \tau_{zon})/2} + S_m S \cos[\omega(\tau_{zm} - \tau_{zon}) + \varphi(\tau_{zm}) - \varphi_{on}(\tau_{zon})] \frac{\sin[\Delta\omega_0(\tau_{zm} - \tau_{zon})/2]}{\Delta\omega_0(\tau_{zm} - \tau_{zon})/2} \right\}. \quad (5)$$

Функция  $q_m(\tau)$  является осциллирующей функцией с периодом  $\lambda/2$  ( $\lambda$  - длина волны на частоте  $\omega_0$ ). При отсутствии полезного сигнала ее главный экстремум соответствует задержке  $\tau_{zm}$ , соответствующей частоте  $\omega_0$ .

Однако влияние полезного сигнала приводит не только к смещению положения экстремумов функции  $q_m(\tau)$ , но и к изменению их значений.

Уже при отношении  $q_{cn} < 30$  дБ экстремум, соответствующий задержке  $\tau_{zc}$ , может не быть глобальным. Поэтому в процессе измерения задержки (или частоты  $\omega_0$ ) мешающего отражателя на основе (4) должно быть реализовано слежение за экстремумом, в окрестностях которого находится искомая величина  $\tau_{zm}$  (или частота  $\omega_0$ ). Захват глобального экстремума функции  $q_m(\tau)$  осуществляется перед входом полезного отражателя в интервал дальностей с повышенной погрешностью, то есть в тот интервал, в котором влияние полезного сигнала на мешающий несущественно. Оценка  $\tau_c$  осуществляется на основе поиска максимальной спектральной спектра СБ  $G(\omega)$ . На основе последнего оцененного значения  $\tau_c$  перед входом в зону повышенной погрешности формируется интервал задержек  $\varepsilon$ , внутри которого ищется экстремум функции  $q_m(\tau)$ . Оптимальное значение  $\varepsilon$ , пересчитанное в расстояние, составляет  $\lambda/2$ . Смещение интервала задержек, обеспечивающее слежение за полезным экстремумом, реализуется либо смещением интервала  $\varepsilon$ , используя  $n-1$  измеренное значение  $\tau_{zc}$ , либо на основе вычисления приращения  $\tau_{zc}$  при двух последовательных измерениях с помощью алгоритма (4). Поиск экстремума функции  $q_m(\tau)$  в узком диапазоне задержек позволяет исключить появление аномальных ошибок.

Таким образом, процедура оценки расстояния до полезного отражателя заключается в следующем.

1. Используя априорные сведения о местоположении мешающего отражателя и полезного сигнала, необходимо произвести оценку частоты СБ, соответствующего МО, найдя экстремум функции (3).

2. Сформировать компенсирующий сигнал.

3. Поскольку параметры компенсирующего сигнала будут определяться с ошибками, полной компенсации не произойдет. Для оценки частоты СБ необходимо использовать следящий измеритель, основанный на поиске функции глобального экстремума функции(3) [5].

В процессе моделирования было принято, что отношение сигнал/помеха равно – 20 дБ. Мешающий отражатель находится на расстоянии 5.8 м. В ходе моделирования осуществлялось постоянное слежение за главным экстремумом функции (3), производилась оценка местоположения помехи, формировался компенсирующий сигнал, и после компенсации МО производилась оценка местоположения полезного отражателя на основе следящего измерителя [5]. Так же было положено, что фазы и амплитуды полезного и мешающего сигналов известны. Из рисунка 2 следует, что и при помехе, превышающий по интенсивности полезный сигнал, возможно точное измерение дальности до отражающей поверхности. Лишь на расстоянии примерно 1.5 см до МО происходит срыв слежения.

Одним из путей исключения ошибок, связанных со срывом слежения, является применение алгоритма, в котором на первом этапе производится компенсация полезного сигнала.

Тогда процедура оценки расстояния до полезного отражателя заключается в следующем.

1. Используя априорные сведения о местоположении мешающего отражателя и полезного сигнала, необходимо произвести оценку частоты СБ соответствующего полезного сигнала до входа в зону повышенной погрешности.

2. Сформировать компенсирующий сигнал для полезного сигнала.

3. Произвести компенсацию полезного сигнала и произвести оценку частоты СБ, соответствующей МО. Поскольку параметры компенсирующего сигнала будут определяться с ошибками, полной компенсации не произойдет.

4. Сформировать компенсирующий сигнал для МО.

5. Произвести компенсацию МО и произвести оценку частоты СБ, соответствующей полезному сигналу.

На рисунке 1 показана мгновенная погрешность измерения дальности до полезного отражателя в зависимости от расстояния при использовании алгоритма, в котором на первом этапе производится компенсация полезного сигнала.

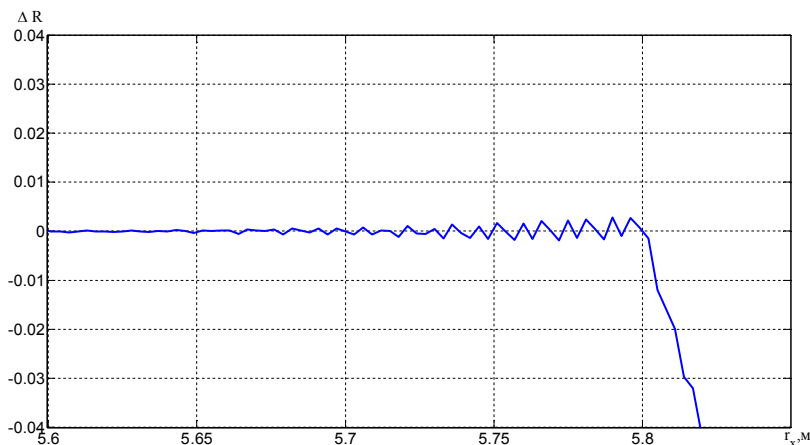


Рис. 1. – Мгновенные зависимости погрешности измерения в зависимости от расстояния до полезного сигнала

Сравнивая данные методы, можно убедиться, что при использовании алгоритма, в котором на первом этапе производится компенсация полезного сигнала, также происходит срыв слежения. Однако выигрыш перед предыдущим методом составляет 1.5 см, так как срыв происходит на расстоянии, соответствующем положению МО.

Следует также отметить, что при уменьшении отношения помеха/сигнал происходит увеличение точности оценки местоположения МО, так как влияние полезного сигнала в этом случае на положение главного экстремума функции (3) уменьшается. Результаты моделиро-

вания позволяют утверждать, что при отношении сигнал/помеха менее -22 дБ, точность оценки компенсирующего сигнала достаточна для того, чтобы компенсировать сигнал, соответствующий МО, и последующим определением расстояния до полезного отражателя с погрешностью менее 3 мм. Погрешность оценки расстояния образуется из-за того, что расстояние до МО определяется с погрешностью, а, следовательно, компенсирующий сигнал формируется неточно.

### **Библиографический список**

1. Brumbi D. Fundamentals of Radar Technology for Level Gauging. 3-rd Revision. – Krohne Messtechnik, Duisburg, 1999.
2. Марпл С.П.-мл. Цифровой спектральный анализ и его приложения / пер. с англ. под ред. О.И. Хабарова и Г.А. Сидоровой. – М.: Мир, 1990. –584 с.
3. Паршин В.С., Езерский В.В., Багдадюлян А.А. Улучшение характеристик ЧМ дальномера при наличии мешающих отражений с помощью параметрического спектрального анализа / Труды Российского НТО радиотехники, электроники и связи им. А.С. Попова. Серия: Цифровая обработка сигналов и ее применение. Выпуск 6, т. 1. М., 2004.
4. Тихонов В.И. Оптимальный прием сигналов. – М.: Радио и связь, 1983. – 320 с.
5. Атаянц Б.А., Давыдочкин В.М., Езерский В.В., Паршин В.С., Смольский С.М. Прецизионные системы ближней частотной радиолокации промышленного применения. – М.: Радиотехника, 2012. –414 с.

УДК 621.396.25; ГРТНИ 47.47

## **ИНФОРМАЦИОННО-УПРАВЛЯЮЩИЙ КАНАЛ В СИСТЕМЕ ДИСТАНЦИОННОГО УПРАВЛЕНИЯ БПЛА**

**С.В. Хромов, В.А. Степашкин**

*Рязанский государственный радиотехнический университет,  
Россия, Рязань, cerkshrom@mail.ru*

*Аннотация.* Рассматриваются общие принципы построения систем дистанционного управления, вопросы организации и комплексирования радиоканалов для различных беспилотных летательных аппаратов, а также выбора оптимальных видов модуляции.

*Ключевые слова.* Дистанционное управление, информационно-управляющий канал, БПЛА.

## **INFORMATION AND CONTROL CHANNEL IN THE UAV REMOTE CONTROL SYSTEM**

**S.V.Hromov, V.A. Stepashkin**

*Ryazan State Radio Engineering University,  
Ryazan, Russia, cerkshrom@mail.ru*

*Abstract.* We consider the general principles of remote control systems, organization and aggregation of radio channels for a variety of unmanned aerial vehicles, as well as the choice of the optimal modulation types.

*Keywords.* Remote control, information control channel, the UAV.

Дистанционное управление (ДУ) — передача управляющего воздействия от оператора к объекту управления, находящемуся на расстоянии, из-за невозможности передать сигнал напрямую, если объект движется, находится на значительном расстоянии или в агрессивной среде и т. п. [4].

Системы ДУ различаются, прежде всего, по типу канала связи:

- 1) механический канал;
- 2) электрический канал (проводной канал; радиоканал; ультразвуковой канал; инфракрасный канал).

*Применение:*

- 1) В авиации
- 2) В космической технике
- 3) В технике связи
- 4) В охранных системах и системах допуска
- 5) В компьютерной технике
- 6) В военном деле (подробная информация о применении ПДУ для современных средств спецназначения носит преимущественно закрытый характер).

*Принцип работы*

На передающей стороне формируется высокочастотный сигнал определенной частоты. На него накладывается информационный сигнал, который нужно передать — происходит модуляция несущей информационным сигналом. Модулированный сигнал излучается передающей антенной в пространство в виде радиоволн.

На приёмной стороне радиоволны наводят модулированный сигнал в приемной антенне, откуда он поступает в радиоприёмник. Здесь система фильтров выделяет из множества наведенных в антенне токов от разных радиопередатчиков и от других источников радиоволн сигнал с определённой несущей частотой, а детектор выделяет из него модулирующий информационный сигнал. Получаемый сигнал может несколько отличаться от передаваемого радиопередатчиком вследствие влияния разнообразных помех [4].

Специфической характеристикой беспроводной технологии передачи данных является полоса радиоспектра, в которой передается сигнал. Обычный узкополосный сигнал передается в узкой полосе радиоспектра, окружающего его несущую частоту. Недостаток этого метода заключается в том, что узкополосный сигнал должен обладать значительной энергией, поэтому он становится довольно сильным источником помех и, наоборот, сам оказывается уязвимым для внешних шумов [2].

Эти проблемы удастся решать, используя широкополосный сигнал. Под данным термином подразумеваются две достаточно далекие друг от друга технологии, общим свойством которых является то, что сигнал занимает значительно более широкий, по сравнению со своим узкополосным собратом, спектр частот. Обе технологии, используя псевдослучайное кодирование сигнала позволяют многим передатчикам, применяющим ортогональное кодирование, работать в одной полосе радиоспектра, не мешая друг другу. Кроме того, эти технологии позволяют значительно повысить помехоустойчивость. В настоящее время они используются в основном в трех диапазонах частот - 913 МГц, 2,4 и 5,7 ГГц. Пропускная способность - от 1 до 4 Мбит/с [2].

Беспилотный летательный аппарат — летательный аппарат без экипажа на борту. Создан для воздушной съёмки и наблюдения в реальном времени за наземными объектами [3].

Классификация [1]

Различают беспилотные летательные аппараты:

- беспилотные неуправляемые;
- беспилотные автоматические;
- беспилотные *дистанционно-пилотируемые летательные аппараты* (ДПЛА).

БПЛА принято делить по таким взаимосвязанным параметрам, как масса, время, дальность и высота полёта. Выделяют следующие классы аппаратов:

- «микро» (условное название) — массой до 10 кг, временем полёта около 1 часа и высотой полета до 1 километра;
- «мини» — массой до 50 кг, временем полёта несколько часов и высотой до 3—5 километров;
- средние («миди») — до 1000 кг, временем 10—12 часов и высотой до 9—10 километров;
- тяжёлые — с высотами полёта до 20 километров и временем полёта 24 часа и более.

Актуальной задачей также является передача данных полезной нагрузки ЛА на НКУ. В этом случае требуется обеспечить передачу большого объема данных при заданных требованиях по полосе пропускания, вероятности битовой ошибки и др. [3].

Прохождение управляющего сигнала ДПЛА имеет определенное запаздывание, которое обусловлено расстоянием от ДПЛА до ПДУ, объемом передаваемой информации и временем для его обработки [3].

Выбор рабочего частотного диапазона радиоканала связи обуславливается несколькими факторами:

- 1) требованиями к массе, габаритам и потреблению приемопередающего устройства БПЛА;
- 2) необходимой дальностью работы при заданной вероятности битовой ошибки;
- 3) возможностью получения лицензии на работу в необходимом диапазоне или возможностью безлицензионной работы.

Для когерентного детектирования сигналов BPSK и QPSK необходимо применение схем восстановления несущего колебания в приемнике. При этом возникает проблема решения фазовой неоднозначности восстанавливаемого несущего колебания, которая может быть решена несколькими способами:

- 1) использованием фазоразностной манипуляции (ФРМ);
- 2) введением уникальной последовательности бит перед блоком данных, дающей острый автокорреляционный пик при приеме сигнала;
- 3) использованием методов канального кодирования.

Для значения вероятности битовой ошибки  $P_{BER} = 10^{-8}$  отношение  $E_b/N_0 = 12$  дБ, для  $P_{BER} = 10^{-3}$  отношение  $E_b/N_0 = 7$  дБ (рисунок 1), при отношении  $R/B_T = 0,5$  получим следующие ОСШ на входе приемника: 9 дБ и 4 дБ соответственно. Мощность сигнала на входе приемника должна быть не ниже уровня мощности шума на данные величины. Кроме того, значения необходимых ОСШ могут быть уменьшены при спектральном расширении сигнала [3].

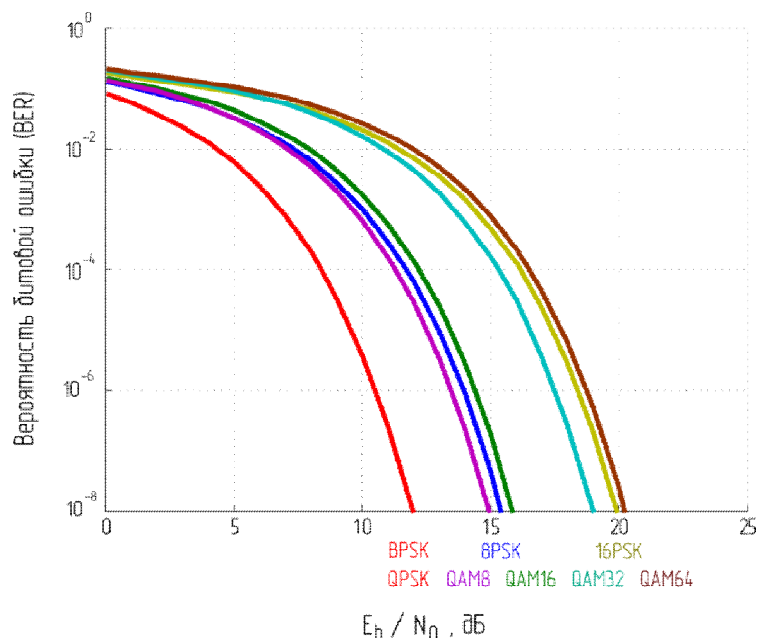


Рисунок 1 – Вероятности битовой ошибки для различных видов модуляции (когерентное детектирование, идеальная синхронизация, без кодирования)

Сведем в таблицу полученные данные (таблица 1).

Таблица 1 – Анализ канала связи [3]

Наименование позиции	Усиление/ослабление, (дБм)	дБ	Итого, дБм
Выходная мощность передатчика	+30		+30
Потери в фидере и разъемах НКУ	-1,5		+28,5
Усиление антенны НКУ	+24		+52,5
Потери на распространение (2,4 ГГц, 30 км)	-130		-77,5
Усиление бортовой антенны	+2		-75,5
Потери в бортовом фидере и разъемах	-1,5		-77

Наименование позиции	Усиление/ослабление, (дБм)	дБ	Итого, дБм
Чувствительность приемника	-90		+13
Итого, бюджет канала связи			13

Как видно из таблицы 1, для обеспечения связи между бортом ЛА и НКУ в диапазоне 2,4 ГГц на расстоянии 30 км необходимо иметь наземную антенну с большим коэффициентом усиления (более 20 дБ). Ширина диаграммы направленности (ДН) такого типа антенн менее  $10^\circ$ , что накладывает ограничения на применение их в условиях близкого полета ЛА.

При сравнении различных видов модуляции пользуются критериями спектральной и энергетической эффективности (рисунок 2). Основным требованием при создании системы связи с БПЛА является обеспечение возможности передачи данных с заданной скоростью и вероятностью ошибки при больших расстояниях между ЛА и НКУ. Максимальное значение полосы частот, занимаемой радиосистемой, ограничивается требованиями государственной комиссии по радиочастотам (ГКРЧ) и зависит от рабочего диапазона частот и типа работы [3].

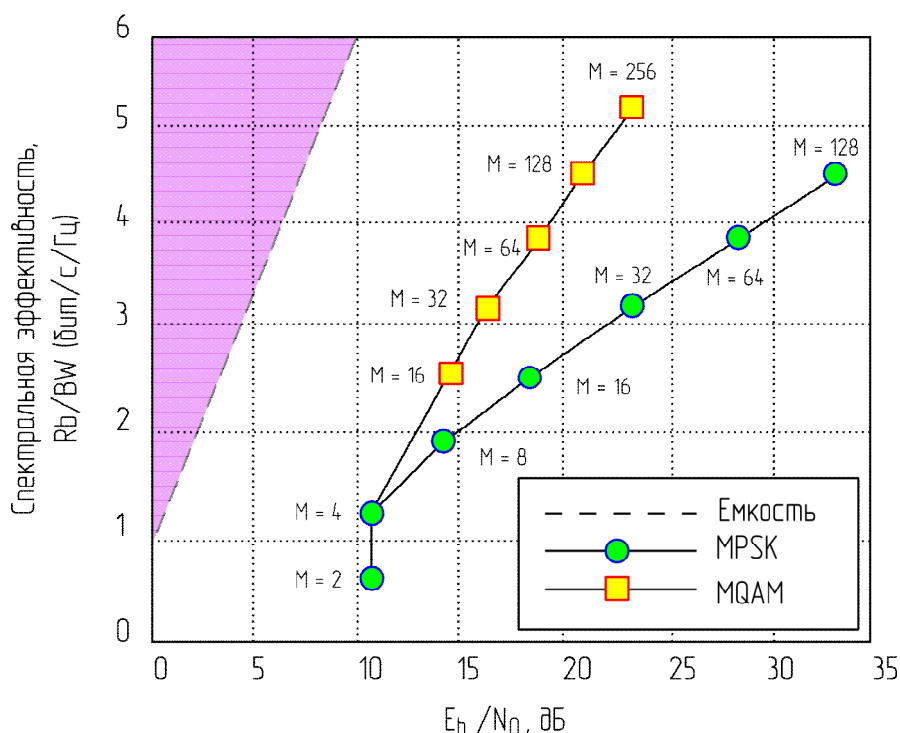


Рисунок 2 – Сравнение спектральной эффективности различных видов модуляции

Одной из актуальных задач на сегодня является создание сетевых систем связи с кодовым разделением, позволяющих передавать данные как между БПЛА и НКУ, так и транзитом через все доступные БПЛА. При этом для обеспечения устойчивой связи с удаленным БПЛА возможно использовать малые БПЛА в качестве ретрансляторов сигнала [3].

### Библиографический список

1. Анализ радиолиний связи с беспилотными летательными аппаратами. [Электронный ресурс]. URL: [http://radio-systems.org/uav\\_communications\\_links](http://radio-systems.org/uav_communications_links)
2. Беспроводные каналы связи, классификация, характеристики, область применения.[Электронный ресурс]. URL: <http://mamaatakuet.narod.ru/lvs/38.doc>
3. Беспилотные авиационные системы [Электронный ресурс]. URL: <http://www.aex.ru/docs/8/2009/2007/4/16/33/print/>
4. Материал из Википедии — свободной энциклопедии [Электронный ресурс]. URL: [https://ru.wikipedia.org/wiki/Дистанционное\\_управление](https://ru.wikipedia.org/wiki/Дистанционное_управление)

## **Н-МОСТ НА МОЩНЫХ ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРАХ, УПРАВЛЯЕМЫЙ ОДНИМ ШИМ-СИГНАЛОМ**

**А.А. Собко, М.Е. Комнатнов, А.В. Демаков, А.В. Осинцев**

*Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники,  
Россия, Томск, alexfreetibet@gmail.com*

*Аннотация.* Показаны разработанные структурная и принципиальная схемы Н-моста на мощных полевых транзисторах, управляемого одним сигналом широтно-импульсной модуляции. Пояснена физика работы. Так же описана топология разработанной печатной платы. Показан лабораторный макет с указанием результатов его работы.

*Ключевые слова.* Н-мост, полевые транзисторы, управление, ШИМ, шаговые двигатели, элементы пельтье.

### **POWER MOSFET H-BRIDGE TO ONE PWM SIGNAL CONTROL**

**A.A. Sobko, M.E. Komnatnov, A.V. Demakov, A.V. Osintsev**

*Tomsk state university of control systems and radioelectronics,  
Russia, Tomsk, alexfreetibet@gmail.com*

*Abstract.* Showing developed structural and principal schemes H-bridge on powerful MOSFETs, by one pulse width modulation signal controlled. Explain the physics work. As described topology developed circuit board. Showed a laboratory model with an indication of the results of his work.

*Keywords.* H-bridge MOSFETs, Controlled, PWM, stepper motor, Peltier element.

Необходимость изменять полярность напряжения часто возникает при управлении двигателями или в схемах мостовых преобразователей напряжения. Например, подобная задача требует решения в робототехнике при балансировании [1], движении [2] и управлении [3] робототехнического комплекса а также для поддержания его работоспособности в жестких климатических условиях [4]. Она возникает и при разработке терморегуляторов с использованием термоэлектрических элементов Пельтье (ЭП), полярность питания которых необходимо менять для смены режима работы с нагрева на охлаждение и наоборот. Например, разработаны терморегуляторы для исследования оптических эффектов, возникающих в кристалле вследствие его нагрева [5], и для теплового воздействия на полупроводниковый диод, используемый в волоконно-оптической связи [6]. Терморегуляторы содержат микроконтроллер (МК) с программной реализацией пропорционально интегрально дифференциального ПИД алгоритма, температурный датчик (ТД) и термоэлектрический модуль ЭП, посредством которого поддерживается необходимая температура исследуемого объекта (ИО). Подобные устройства обеспечивают для плоской поверхности с ИО достаточно высокую точность поддержания температуры [7]. Однако они имеют недостатки, такие как отсутствие возможности управления производительностью с применением только электронных устройств в системе контроля либо функции изменения режима работы, с нагрева на охлаждение, и наоборот, без механических манипуляций. Такие недостатки можно исправить применением схемы так называемого Н-моста. Существуют Н-мосты с интегральным исполнением и простые схемы на биполярных и полевых транзисторах. Однако помимо различных плюсов и минусов каждого вида Н-мостов все они имеют один существенный недостаток – для управления мостовой схемой необходимо наличие не менее двух сигналов широтно-импульсной модуляции (ШИМ). Это осложняет управление большим количеством Н-мостов и, как следствие, в частности, различными двигателями либо ЭП, так как МК имеют небольшое и ограниченное количество выводов с аппаратной реализацией ШИМ.

В данной работе поставлена задача разработать Н-мост, позволяющий обеспечить силу тока на ЭП до 12 А при напряжении питания 12 В, управляемый только одним ШИМ сигналом, чтобы снизить количество требуемых от МК выводов с аппаратным ШИМ сигналом. В статье приведены разработанные структурная и принципиальная схемы, пояснена физика работы. Также описана топология разработанной печатной платы и показан лабораторный макет с указанием результатов его работы.

В структурной схеме разработанного Н-моста (рис. 1 а) основным отличием от простых схем является наличие дополнительных активного АЕ5 и управляющего СЕ3 элементов, которые позволяют управлять Н-мостом, используя один ШИМ сигнал, что снижает в

два раза количество используемых выводов ШИМ сигнала МК. Элементы CE1 и CE2 управляются простым сигналом логической единицы, и управляют транзисторами AE1–AE4, изменяющими направление протекания тока через ЭП.

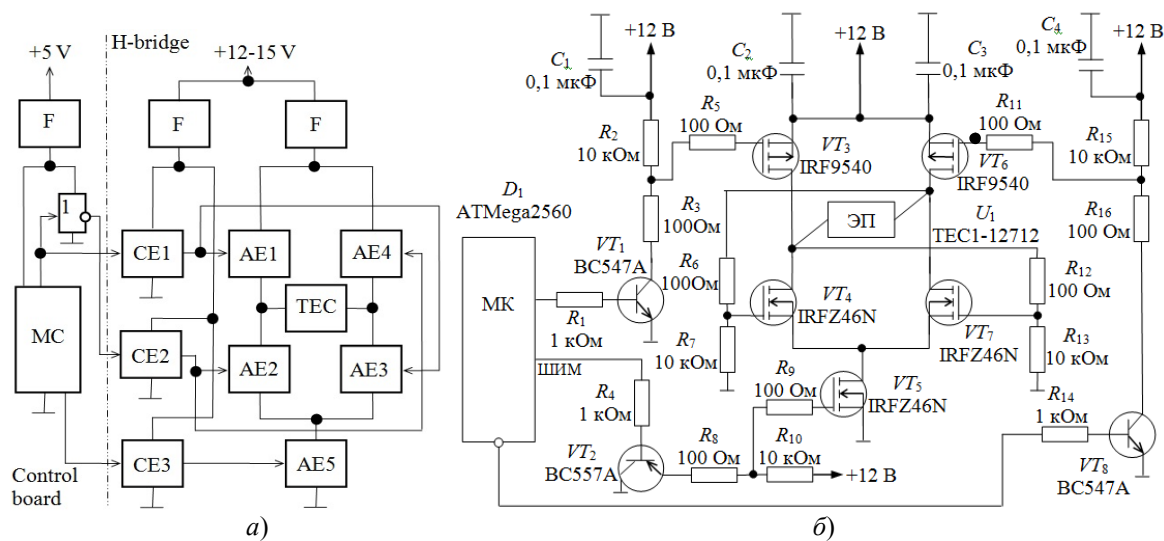


Рис. 1. Схема Н-моса, структурная (а), принципиальная (б)

Применение транзисторов с разными каналами AE1, AE4 (IRF9540) и AE2, AE3 (IRFZ46) исключает возможность короткого замыкания в схеме Н-моста, поскольку при пробое любого из них, при высоком и низком уровнях на элементах CE1 и CE2 (BC547), ток будет протекать через нагрузку – ЭП. Появление одновременно на CE1 и CE2 высокого уровня исключается использованием инвертирующего буфера. Для снижения уровня кондуктивных и излучаемых помех по цепям "земля-питание" предусмотрены фильтры (F). Один Н-мост (рис. 1 б), способен управлять одним ЭП, реализующим как нагрев, так и охлаждение. При помощи ключей на транзисторах VT1 и VT8, выполняющих роль элементов CE1 и CE2, МК меняет напряжение на затворах полевых транзисторов VT3 и VT6, тем самым задавая направление протекания тока через ЭП. Полевой транзистор VT5 управляется сигналом ШИМ от МК ATmega2560, находящегося на плате управления. Необходимое для отпираания напряжение на затворах полевых транзисторов обеспечивается усилительными каскадами по напряжению на биполярных транзисторах VT1, VT2, VT8. Нагрузочные резисторы R2, R10, R15 в цепях коллекторов транзисторов VT1, VT2, VT8 необходимы для задания логического уровня равным напряжению питания. Резисторы R5, R9, R11 обеспечивают ограничение тока заряда емкостей «затвор-исток» Cзи полевых транзисторов. Схема не имеет защитных диодов, так как в транзисторах IRF9540 и IRFZ46 уже присутствуют встроенные защитные диоды. После проведения моделирования, подтвердившего работоспособность схемы, была разработана топология печатной платы (ПП) (рис. 2). На плате реализовано два канала управления ЭП с двумя схемами Н-моста.

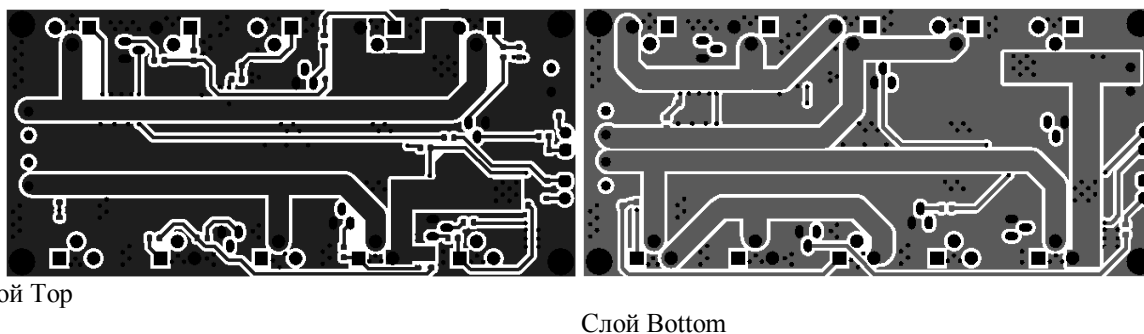


Рис. 2. Н-мост, топология ПП

При трассировке ПП принята во внимание минимизация паразитных электромагнитных связей между трассами, например пересечение трасс, находящихся на разных слоях ПП под углом 90°, и устранение лицевой связи на большом протяжении. В особенности, это ка-



сается связи силовых трасс, идущих на выход устройства для подключения ЭП, с управляющими, идущими от входа устройства к транзисторам  $VT_1$ ,  $VT_2$ , и  $VT_8$ . Помимо этого, учтено довольно большое значение силы тока, до 12 А, протекающего по силовым линиям к ЭП. Для этого цепи, по которым может протекать большой ток, реализованы с толщиной не менее 3 мм. Выполнена минимизация габаритов ПП и реализована возможность радиаторного охлаждения полевых транзисторов. После разработки топологии для экспериментального подтверждения работоспособности устройства был изготовлен лабораторный макет (Рис. 3).



Рис. 3. Лабораторный макет H-моста

Работа макета показала возможность управления температурой ЭП от  $+2^{\circ}\text{C}$  до  $+125^{\circ}\text{C}$ . Данный диапазон температур получен при комнатной температуре без радиаторного блока на ЭП, из-за чего диапазон отрицательных температур не достигался.

*Работа выполнена в рамках государственного задания №8.1802.2014/К Министерства образования и науки Российской Федерации.*

#### **Библиографический список**

1. D. Pratama, F. Ardilla, E.H. Binugroho, D. Pramadihanto, "Tilt set-point correction system for balancing robot using PID controller", 2015 Int. Conf. on Control, Electronics, Renewable Energy and Communications (ICCEREC), pp.129-135, 2015.
2. E.M. Jafarov, M.N.A. Parlakci, Y. Istefanopulos, "A New Variable Structure PID-controller design for robot manipulators", vol. 13, IEEE Trans. on Control System Technology, pp. 122-130, Jan. 2005.
3. B.H. Prasetio, "Ensemble Kalman filter and PID controller implementation on self balancing robot", 2015 Int. Electronics Symp. (IES), pp.105-109, 2015.
4. M. Dienot, E. Batista, I. Ramos "Thermal-electromagnetic susceptibility behaviors of PWM patterns used in control electronic circuit", Proc. of the 10th In. Workshop on the Electromagn. Compat. of Integrated Circuits (EMC Compo), Edinburgh, UK, 10–13 pp. 190–195, Nov. 2015.
5. A.N. Dubrovin, A.E. Mandel', S.M. Shandarov, S.S. Shmakov "A thermostatic controller for investigating temperature dependencies of optical effects in crystals", Instruments and Experimental Techniques. V. 54. № 4. pp. 593-595., 2011.
6. M. Cong, W. Xu, Y. Wang, "Design of temperature controller for laser diode based on DSP and Fuzzy-PID control", 2010 Int. Conf. on Electrical and Control Engineering, pp. 786-789, 2010.
7. Y. Jun-hong, B. Xi-yan, "High-precision temperature control system based on PID algorithm", 2010 Int. Conf. on Computer Application and System Modeling (ICCASM 2010), vol. 12, pp. 568–571, 2010.

## АНАЛИЗ СИСТЕМЫ ИНВАРИАНТНОЙ ОБРАБОТКИ МНОГОЧАСТОТНЫХ СИГНАЛОВ

Д.И. Попов

Рязанский государственный радиотехнический университет,  
Россия, Рязань, [adop@mail.ru](mailto:adop@mail.ru)

*Аннотация.* Проведен анализ характеристик обнаружения системы инвариантной обработки многочастотных сигналов, позволяющий определить теоретический предел усовершенствования реальных систем данного класса и направления поисков новых систем.

*Ключевые слова.* Доплеровская фаза, многочастотные сигналы, обработка сигналов, пассивные помехи, характеристики обнаружения.

## ANALYSIS INVARIANT PROCESSING SYSTEM OF MULTIFREQUENCY SIGNALS

D.I. Popov

Ryazan State Radio Engineering University,  
Ryazan, Russia, [adop@mail.ru](mailto:adop@mail.ru)

*Abstract.* The analysis of the detection characteristics of the invariant processing system conducted that allows to determine the theoretical limit of improvement of real systems of this class and the direction of the search for new systems.

*Keywords.* Doppler phase, multifrequency signals, signals processing, clutter, detection characteristics.

В работе [1] синтезирован алгоритм обработки многочастотного сигнала на фоне пассивных помех, инвариантный к доплеровским сдвигам фаз компонентов многочастотного сигнала и реализуемый в условиях априорной неопределенности спектрально-корреляционных характеристик помехи путем адаптивной когерентной матричной фильтрации исходных отсчетов и последующего некогерентного суммирования результатов матричной фильтрации. При марковских аппроксимациях гауссовской помехи матричный фильтр преобразуется в векторный (одноканальный) адаптивный режекторный фильтр, который в случае произвольных корреляционных свойств помехи может выполняться с комплексными весовыми коэффициентами [2], определяемыми с помощью адаптивных алгоритмов по максимально правдоподобным оценкам корреляционных параметров помехи [3]. Другим решением является использование синтезированных в работе [4] алгоритмов оценивания, на основе которых предложены принципы построения и структурные схемы автокомпенсаторов доплеровской фазы пассивных помех с обратной [5] и прямой [6] связью, позволяющие реализовать последующее режектирование «остановленной» помехи фильтрами с действительными весовыми коэффициентами [7-9].

Исследование характеристик системы, использующей синтезированный алгоритм инвариантной обработки, позволит определить теоретический предел усовершенствования реальных систем данного класса и направления поисков новых систем. Для определения характеристик обнаружения системы, соответствующей данному алгоритму обработки, необходимо найти закон распределения решающей статистики, вычисляемой системой. С этой целью алгоритм (2) работы [1] представим в виде квадратичной формы

$$v = \sum_{l=1}^L v_l = \sum_{l=1}^L \mathbf{U}_l^* \mathbf{Q}_l \mathbf{U}_l = \sum_{l=1}^L \sum_{j,k=1}^N Q_l(j,k) U_{jl}^* U_{kl}, \quad (1)$$

где  $\mathbf{Q}_l$  – матрица обработки  $l$ -го частотного компонента, элементы которой

$$Q_l(j,k) = \sum_{n=1}^N W_l(k,n) W_l^*(j,n).$$

В соответствии с интерпретацией алгоритма (1) система инвариантной обработки должна осуществлять весовое суммирование всех возможных комбинаций попарных произведений поступающих отсчетов каждого частотного компонента. Весовые коэффициенты являются элементами матриц обработки  $\mathbf{Q}_l$ , определяемых по элементам обратных корреляционных матриц помехи, параметры которых при анализе полагаются известными.

Универсальную методику анализа в рассматриваемом случае дает метод характеристических функций [10]. Характеристическая функция величины  $\nu$  определяется следующим образом:

$$\Theta_\nu(it) = e^{\overline{it\nu}} = \prod_{l=1}^L \overline{e^{it\nu_l}} = \prod_{l=1}^L \int_{-\infty}^{\infty} \dots \int_{-\infty}^{\infty} P(\mathbf{U}_l) e^{it\nu_l} d\mathbf{U}_l,$$

где  $P(\mathbf{U}_l) = (2\pi)^{-N} (\det \mathbf{W}_l) \exp\left(-\frac{1}{2} \mathbf{U}_l^{*\text{T}} \mathbf{W}_l \mathbf{U}_l\right)$  – совместная плотность вероятности вектора  $\mathbf{U}_l = \{U_{jl}\}^T$ ,  $j = \overline{1, N}$ ,  $l = \overline{1, L}$ ;  $\mathbf{W}_l$  – матрица, обратная корреляционной матрице  $\mathbf{R}_l$  вектора  $\mathbf{U}_l$ ;  $d\mathbf{U}_l = dU_{1l} dU_{2l} \dots dU_{Nl}$ .

Используя плотности вероятности  $P(\mathbf{U}_l)$  и величины  $\nu_l$  из алгоритма (1), находим

$$\Theta_\nu(it) = (2\pi)^{-LN} \prod_{l=1}^L \left\{ \det \mathbf{W}_l \int_{-\infty}^{\infty} \dots \int_{-\infty}^{\infty} \exp\left[-\frac{1}{2} \mathbf{U}_l^{*\text{T}} (\mathbf{W}_l - 2it\mathbf{Q}_l) \mathbf{U}_l\right] d\mathbf{U}_l \right\}.$$

Учитывая [10], т. 1, что

$$\int_{-\infty}^{\infty} \dots \int_{-\infty}^{\infty} \exp\left(-\frac{1}{2} \mathbf{U}^{*\text{T}} \mathbf{A} \mathbf{U}\right) d\mathbf{U} = (2\pi)^N / \det \mathbf{A} \text{ и } \det \mathbf{W} = (\det \mathbf{R})^{-1},$$

окончательно получаем

$$\Theta_\nu(it) = \prod_{l=1}^L \left\{ \det \mathbf{W}_l [\det(\mathbf{W}_l - 2it\mathbf{Q}_l)]^{-1} \right\} = \prod_{l=1}^L [\det(\mathbf{I} - 2it\mathbf{R}_l\mathbf{Q}_l)]^{-1},$$

где  $\mathbf{I} = \mathbf{R}_l\mathbf{W}_l$  – единичная матрица.

Искомая плотность вероятности теперь определяется при помощи преобразования Фурье

$$p(\nu) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \Theta_\nu(it) e^{-it\nu} dt, \quad (2)$$

вычисление которого предполагает приведение определителя  $\det(\mathbf{I} - 2it\mathbf{R}_l\mathbf{Q}_l)$  в подынтегральном выражении к виду, удобному для интегрирования. С этой целью используем метод собственных значений [2], т. 2, позволяющий представить характеристическую функцию в виде

$$\Theta_\nu(it) = \prod_{l=1}^L \Theta_{\nu_l}(it) = \prod_{l=1}^L \prod_{j=1}^N (1 - 2it\alpha_{jl})^{-1}, \quad (3)$$

где  $\alpha_{jl}$  – собственные значения матриц  $\mathbf{R}_l\mathbf{Q}_l$ ,  $j = \overline{1, N}$ ,  $l = \overline{1, L}$ .

Интегрированием в соотношении (2) с использованием метода вычетов и с учетом выражения (3) находится плотность вероятности  $p(\nu)$ . При этом следует учитывать, что собственные значения  $\alpha_{jl} = \alpha_j$ ,  $l = \overline{1, L}$ , т. е. являются кратными, причем кратность числа  $\alpha_j$  равна  $L$ . Выражение для вероятности превышения порогового уровня обнаружения  $\nu_0$  статистикой  $\nu$  принимает вид

$$P(\nu \geq \nu_0) = \int_{\nu_0}^{\infty} p(\nu) d\nu = \sum_{j=1}^M \frac{1}{(L-1)!} \frac{d^{L-1}}{d\alpha_j^{L-1}} \left[ \alpha_j^{L-1} \exp\left(-\frac{\nu_0}{\alpha_j}\right) \prod_{\substack{k=1 \\ k \neq j}}^N \left(1 - \frac{\alpha_k}{\alpha_j}\right)^{-L} \right], \quad (4)$$

где  $M$  – число различных положительных собственных значений матриц  $\mathbf{R}_l\mathbf{Q}_l$ .

Использование в выражении (4) собственных значений матриц  $\mathbf{R}_{\text{пл}}\mathbf{Q}_l$  приводит к вычислению вероятности ложной тревоги  $F$ , а собственных значений матриц  $\mathbf{R}_{\text{спл}}(\varphi_{cl})\mathbf{Q}_l = [q\mathbf{R}_{cl}(\varphi_{cl}) + \mathbf{R}_{\text{пл}}]\mathbf{Q}_l$  (где  $q$  – отношение сигнал/помеха) – к вычислению вероятности правильного обнаружения  $D$ .

При числовых расчетах использовались совместные флуктуации сигнала и гауссовская корреляционная функция помехи  $\rho_l(j, k) = \exp\{-[\pi\beta r_l(j-k)]^2/2,8\}$ , где  $\beta = \Delta f T$  – нормированная ширина спектра помехи в первом частотном канале,  $r_l = f_l / f_1 < 1$  – отношение несущих частот  $l$ -го и 1-го каналов. Характеристики обнаружения системы инвариантной обработки многочастотных сигналов при  $N = 10$ ,  $F = 10^{-3}$  и  $\beta = 0,15$  приведены на рис. 1. Сплошные кривые соответствуют двухчастотной системе ( $L = 2$ ) при  $r_l = 0,9$  и различных значениях доплеровского сдвига фазы сигнала в первом частотном канале  $\varphi_{c1} = \varphi_c$ . Штриховая кривая соответствует одночастотной системе ( $L = 1$ ) при доплеровском сдвиге фазы сигнала для слепых скоростей цели, т. е.  $\varphi_c = \pm 2\pi k$ ,  $k = 0, 1, 2, \dots$ . Как видим, предельная эффективность двухчастотной системы имеет место при оптимальной скорости цели в одном (первом) частотном канале ( $\varphi_{c1} = \varphi_c = \pi$ ). Однако и на бывших слепых скоростях выигрыш двухчастотной системы в величине порогового отношения сигнал/помеха  $q$  по сравнению с одночастотной системой достигает в зависимости от номера слепой скорости существенных значений (до нескольких десятков децибел).

Таким образом, проведенный анализ системы обработки многочастотного сигнала на фоне пассивных помех, инвариантной к доплеровским сдвигам фаз его компонентов, позволяет установить предельные возможности обнаружения сигнала от цели для этого класса систем и подтверждает целесообразность и эффективность использования систем обработки многочастотных сигналов для борьбы со слепыми скоростями цели.

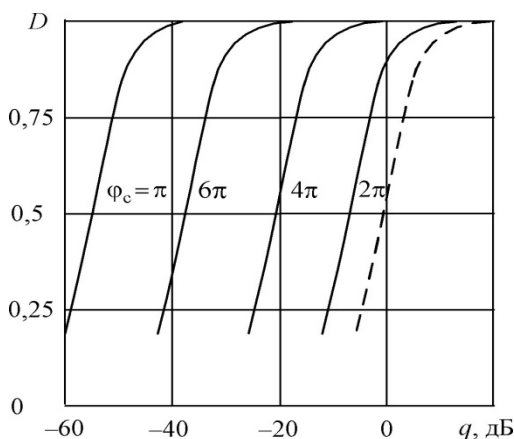


Рис. 1. Характеристики обнаружения системы инвариантной обработки многочастотных сигналов

### Библиографический список

1. Попов Д.И. Синтез алгоритма инвариантной обработки многочастотных сигналов // Сборник трудов Международной научно-технической и научно-методической конференции «Современные технологии в науке и образовании». Рязань: РГРТУ, 2016. С. XX–XX.
2. Попов Д.И. Синтез и анализ эффективности систем адаптивной междупериодной обработки сигналов на фоне помех с неизвестными корреляционными свойствами // Радиотехника и электроника. 1983. Т. 28, № 12. С. 2373–2380.
3. Попов Д.И. Оценивание параметров пассивных помех // Известия вузов. Радиоэлектроника. 2003. Т. 46, № 3. С. 71–80.
4. Попов Д. И. Автокомпенсация доплеровской фазы пассивных помех // Цифровая обработка сигналов. 2009. № 2. С. 30–33.
5. А. с. 711849 СССР, МПК<sup>6</sup> G 01 S 7/36, G 01 S 13/52. Устройство для подавления пассивных помех / Д.И. Попов; заявл. 25.11.1977; опубл. 27.11.1998, Бюл. № 33. – 10 с.
6. А. с. 1015757 СССР, МПК<sup>6</sup> G 01 S 7/36. Устройство подавления пассивных помех / Д.И. Попов; заявл. 05.12.1977; опубл. 27.11.1998, Бюл. № 33. – 12 с.
7. А. с. 875960 СССР, МПК<sup>6</sup> G 01 S 7/36, G 01 S 13/52. Устройство для подавления пассивных помех / Д.И. Попов; заявл. 07.01.1980; опубл. 27.11.1998, Бюл. № 33. – 11 с.
8. А. с. 1098399 СССР, МПК<sup>6</sup> G 01 S 7/36. Устройство адаптивной режекции пассивных помех / Д.И. Попов; заявл. 12.06.1981; опубл. 20.12.1998, Бюл. № 35. – 16 с.
9. А. с. 633353 СССР, МПК<sup>6</sup> G 01 S 7/292. Устройство цифровой когерентной обработки сигналов / Д.И. Попов; заявл. 12.07.1976; опубл. 27.11.1998, Бюл. № 33. – 9 с.
10. Миддлтон Д. Введение в статистическую теорию связи: в 2 т. – М.: Сов. радио, 1961. Т. 1. – 782 с. 1962. Т. 2. – 832 с.

## СИНТЕЗ АЛГОРИТМА ИНВАРИАНТНОЙ ОБРАБОТКИ МНОГОЧАСТОТНЫХ СИГНАЛОВ

Д.И. Попов

*Рязанский государственный радиотехнический университет,  
Россия, Рязань, [adop@mail.ru](mailto:adop@mail.ru)*

*Аннотация.* Рассмотрена инвариантная обработка многочастотных сигналов на фоне коррелированных помех. Путем усреднения оптимального алгоритма обработки синтезирован инвариантный к доплеровским сдвигам фаз алгоритм обработки многочастотных сигналов.

*Ключевые слова.* Априорная неопределенность, доплеровская фаза, многочастотные сигналы, обработка сигналов, пассивные помехи.

## SYNTHESIS ALGORITHMS INVARIANT PROCESSING OF MULTIFREQUENCY SIGNALS

D.I. Popov

*Ryazan State Radio Engineering University,  
Ryazan, Russia, [adop@mail.ru](mailto:adop@mail.ru)*

*Abstract.* The invariant processing of multifrequency signals against the correlated noise have been considered. Invariant to Doppler phase multifrequency signals processing algorithm have been synthesized by averaging the optimal processing algorithm.

*Keywords.* Priori uncertainty, Doppler phase, multifrequency signals, signals processing, clutter.

Обработка многочастотных сигналов на фоне коррелированных (пассивных) и некоррелированных помех рассмотрена в работах [1, 2]. Априорная неопределенность статистических характеристик сигналов и помех приводит к адаптивному построению соответствующих систем обработки. При этом ввиду значительного превышения сигнала помехой адаптация обычно осуществляется только к параметрам помехи. Оптимальная обработка многочастотного сигнала в этом случае в каждом частотном канале реализуется на основе адаптивного (к параметрам помехи) матричного фильтра (АМФ) и неадаптивного многоканального (по доплеровской фазе сигнала) фильтра, вычисляющего дискретное преобразование Фурье выходных отсчетов АМФ [1]. Принципиальные трудности адаптации к параметрам сигнала по данным исходной выборки преодолеваются в случае использования выходных отсчетов АМФ. Достаточно эффективное подавление помехи в результате матричной обработки открывает возможности для адаптивного накопления сигнала, позволяющего избежать традиционного многоканального по доплеровской фазе сигнала построения системы обработки в каждом частотном канале.

В работе [2] синтезирован квазиоптимальный алгоритм оценивания и соответствующий ему измеритель доплеровской фазы многочастотного сигнала по выходным отсчетам АМФ в каждом частотном канале. Исследование свойств получаемых оценок показало возможность их использования в системах обработки с адаптивным накоплением сигнала, позволяющим сократить число доплеровских каналов в каждом частотном канале или при прежнем числе доплеровских каналов уменьшить расстройку между каналами, исключив межканальные потери.

Требования дальнейшего упрощения систем обработки приводят к задаче синтеза более простых систем одноканальных по доплеровской частоте (фазе) сигнала. С теоретической и практической точки зрения представляет интерес синтез алгоритма обработки многочастотного сигнала на фоне пассивных помех, инвариантного к доплеровским сдвигам фаз компонентов многочастотного сигнала. Исследование характеристик системы, использующей такой алгоритм, позволит определить теоретический предел усовершенствования реальных систем данного класса и направления поисков новых систем.

Рассмотрим обработку  $L$  компонентов многочастотного сигнала, каждый из которых представлен последовательностью  $N$  цифровых отсчетов  $U_{jl} = x_{jl} + iy_{jl}$  комплексной огибающей аддитивной смеси сигнала, пассивной (коррелированной) помехи и собственного шума. Отсчеты следуют через период повторения  $T$  и образуют в одном элементе разрешения по дальности совокупность вектор-столбцов  $\mathbf{U}_l = \{U_{jl}\}^T$ ,  $j = \overline{1, N}$ ,  $l = \overline{1, L}$  ("T" – символ

транспонирования). Сигнал и помеха являются узкополосными случайными процессами гауссовского типа, статистически независимыми в частотных компонентах, что достигается разномом их несущих частот, выбираемым из условия малости длин волн, соответствующих разностным частотам, по сравнению с радиальными размерами цели. Статистические свойства совокупности  $\{U_1, \dots, U_L\}$  с точностью до параметров корреляционных матриц  $R_l$  векторов  $U_l$  описываются гауссовской совместной плотностью вероятности [1].

Алгоритм оптимальной обработки  $L$  частотных компонентов, состоящих из  $N$  цифровых отсчетов  $U_{jl}$  ( $j = \overline{1, N}$ ,  $l = \overline{1, L}$ ), определяется на основе отношения правдоподобия, вычисление которого при использовании упомянутого типа плотностей вероятности сигнала и помехи и одной помехи приводит к минимальной достаточной статистике [1]

$$V(\varphi_{c1}, \varphi_{c2}, \dots, \varphi_{cL}) = \sum_{l=1}^L V(\varphi_{cl}) = \sum_{l=1}^L \left| \sum_{k=1}^N e^{-ik\varphi_{cl}} \sum_{j=1}^N W_l^*(j, k) U_{jl} \right|^2, \quad (1)$$

где  $\varphi_{cl}$  – доплеровский сдвиг фазы сигнала за период повторения  $T$ ,  $W_l(j, k) = w_l(j, k) e^{i(j-k)\varphi_{pl}}$  – элементы обратной корреляционной матрицы помехи,  $\varphi_{pl}$  – доплеровский сдвиг фазы помехи за период повторения  $T$ .

Алгоритм (1) описывает оптимальную обработку многочастотного сигнала. Внутренняя сумма алгоритма (1) соответствует матричной фильтрации групп из  $N$  отсчетов. Преодоление априорной неопределенности параметров помехи основывается на адаптивном байесовском подходе, в соответствии с которым неизвестные величины  $W_l(j, k)$  или  $w_l(j, k)$  и  $\varphi_{pl}$  заменяются их состоятельными оценками. Неопределенность величин  $\varphi_{cl}$  в доплеровском интервале однозначности  $[-\pi, \pi]$  первоначально предполагает многоканальное когерентное накопление результатов матричной фильтрации. При этом сигнал от движущейся цели из-за различия доплеровских сдвигов фазы частотных компонентов будет попадать в различные доплеровские каналы каждого из когерентных накопителей, что исключает объединение выходных величин последних в соответствие с алгоритмом (1). Другим вариантом преодоления априорной неопределенности доплеровских сдвигов фазы сигнала является усреднение алгоритма (1) по данным параметрам. Полагая величины  $\varphi_{cl}$  равномерно распределенными в интервале  $[-\pi, \pi]$ , в результате усреднения (1), исключающего неопределенность этих величин в пределах указанного интервала, находим

$$\begin{aligned} v &= (2\pi)^{-L} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \dots \int_{-\pi}^{\pi} V(\varphi_{c1}, \varphi_{c2}, \dots, \varphi_{cL}) d\varphi_{c1} d\varphi_{c2} \dots d\varphi_{cL} = \\ &= \sum_{l=1}^L (2\pi)^{-1} \int_{-\pi}^{\pi} \sum_{k, p=1}^N e^{-i(k-p)\varphi_{cl}} \sum_{j, r=1}^N W_l^*(j, k) U_{jl} W_l(r, p) U_{rl}^* \cdot \end{aligned}$$

Изменяя порядок интегрирования и суммирования, а также учитывая, что

$$(2\pi)^{-1} \int_{-\pi}^{\pi} e^{-i(k-p)\varphi_{cl}} d\varphi_{cl} = \text{sinc}[(k-p)\pi] = \frac{\sin[(k-p)\pi]}{(k-p)\pi} = \begin{cases} 1, & k = p, \\ 0, & k \neq p, \end{cases}$$

получаем

$$v = \sum_{l=1}^L \sum_{k=1}^N \left| \sum_{j=1}^N W_l^*(j, k) U_{jl} \right|^2. \quad (2)$$

Алгоритм (2) определяет структуру системы обработки, инвариантной к доплеровским сдвигам фазы компонентов отраженного многочастотного сигнала. При этом межпериодная обработка отсчетов каждого компонента является комбинированной, т. е. в условиях априорной неопределенности спектрально-корреляционных характеристик помехи распадается на адаптивную когерентную матричную фильтрацию отсчетов и последующее некогерентное суммирование  $N$  результатов матричной фильтрации. Завершается обработка сум-

мированием  $L$  результатов отдельной обработки отсчетов каждого частотного компонента.

Весовыми коэффициентами адаптивного матричного фильтра являются оценки элементов обратной корреляционной матрицы помехи, вычисление которых в условиях априорной неопределенности в общем случае представляет собой трудоемкую процедуру, усложняющую реализацию алгоритма обработки. При марковских аппроксимациях гауссовской помехи матричный фильтр преобразуется в векторный (одноканальный) адаптивный режекторный фильтр [2].

Адаптивный режекторный фильтр (АРФ) в случае произвольных корреляционных свойств помехи может выполняться с комплексными весовыми коэффициентами [3], определяемыми с помощью адаптивных алгоритмов по максимально правдоподобным оценкам корреляционных параметров помехи [4]. При реализации данных АРФ в цифровом виде предполагается использование комплексных множителей, число которых равно порядку фильтра. При этом существенно усложняется структура АРФ, особенно высоких порядков, и повышаются требования к быстродействию арифметических операций для выполнения обработки в реальном масштабе времени. Избежать указанных трудностей можно путем предварительной компенсации доплеровского сдвига фазы помехи, обусловленного взаимным перемещением источника мешающих отражений и носителя радиолокатора. В работе [5] синтезированы алгоритмы оценивания и предложены принципы построения и структурные схемы автокомпенсаторов доплеровской фазы пассивных помех с прямой и обратной связью. Режектирование «остановленной» помехи теперь может быть осуществлено фильтром с действительными весовыми коэффициентами, адаптирующимися к корреляционным свойствам помехи на выходе автокомпенсатора [6-10].

Таким образом, в результате статистического синтеза получен алгоритм обработки многочастотного сигнала на фоне пассивных помех, инвариантный к доплеровским сдвигам фаз его компонентов. Алгоритм может быть реализован на основе адаптивного матричного фильтра, а также на основе традиционных адаптивных режекторных фильтров.

### **Библиографический список**

1. Попов Д.И. Оптимальная обработка многочастотных сигналов // Известия вузов России. Радиоэлектроника. 2013. Вып. 1. С. 32–39.
2. Попов Д.И. Адаптивная обработка многочастотных сигналов // Известия вузов России. Радиоэлектроника. 2013. Вып. 6. С. 15-20.
3. Попов Д.И. Синтез и анализ эффективности систем адаптивной междупериодной обработки сигналов на фоне помех с неизвестными корреляционными свойствами // Радиотехника и электроника. 1983. Т. 28, № 12. С. 2373-2380.
4. Попов Д.И. Оценивание параметров пассивных помех // Известия вузов. Радиоэлектроника. 2003. Т. 46, № 3. С. 71-80.
5. Попов Д.И. Автокомпенсация доплеровской фазы пассивных помех // Цифровая обработка сигналов. 2009. № 2. С. 30-33.
6. А. с. 711849 СССР, МПК<sup>6</sup> G 01 S 7/36, G 01 S 13/52. Устройство для подавления пассивных помех / Д.И. Попов; заявл. 25.11.1977; опубл. 27.11.1998, Бюл. № 33. – 10 с.
7. А. с. 875960 СССР, МПК<sup>6</sup> G 01 S 7/36, G 01 S 13/52. Устройство для подавления пассивных помех / Д.И. Попов; заявл. 07.01.1980; опубл. 27.11.1998, Бюл. № 33. – 11 с.
8. А. с. 1015757 СССР, МПК<sup>6</sup> G 01 S 7/36. Устройство подавления пассивных помех / Д.И. Попов; заявл. 05.12.1977; опубл. 27.11.1998, Бюл. № 33. – 12 с.
9. А. с. 1098399 СССР, МПК<sup>6</sup> G 01 S 7/36. Устройство адаптивной режекции пассивных помех / Д.И. Попов; заявл. 12.06.1981; опубл. 20.12.1998, Бюл. № 35. – 16 с.
10. А. с. 633353 СССР, МПК<sup>6</sup> G 01 S 7/292. Устройство цифровой когерентной обработки сигналов / Д.И. Попов; заявл. 12.07.1976; опубл. 27.11.1998, Бюл. № 33. – 9 с.

## **ИНТЕГРИРОВАННЫЕ НАВИГАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ. ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ СОВРЕМЕННЫХ ИНТЕГРИРОВАННЫХ НАВИГАЦИОННЫХ СИСТЕМ**

**Е.С. Паскаль, П.А. Полянских**

*Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники,  
Россия, Томск, [evgeniapascal@gmail.com](mailto:evgeniapascal@gmail.com), [polyanskix@gmail.com](mailto:polyanskix@gmail.com)*

*Аннотация.* Рассматриваются общие принципы и способы построения интеграционных систем навигации. Дается краткая характеристика интегральных навигационных систем.

*Ключевые слова.* Интегральные навигационные системы, системы радионавигации, комплексированные навигационные системы, гиросtabilизированная платформа.

## **INTEGRATED NAVIGATION SYSTEM. PRINCIPLES OF MODERN INTEGRATED NAVIGATION SYSTEMS**

**E.S. Pascal, P.A. Polyanski**

*Tomsk State University of Control Systems and Radio Electronics,  
Russia, Tomsk, [evgeniapascal@gmail.com](mailto:evgeniapascal@gmail.com), [polyanskix@gmail.com](mailto:polyanskix@gmail.com)*

*Abstract.* We consider the general principles and methods of construction of the integration of navigation systems. A brief description of integrated navigation systems.

*Keywords.* Integrated navigation systems, navigation systems, navigation systems complexed, gyro stabilized platform.

В современном мире большое внимание уделяется вопросам навигации и определения координат различных объектов. Существует множество спутниковых навигационных систем, огромное число потребителей. Однако не всегда существует возможность использования данных, полученных от спутника. Причиной этому могут быть как отсутствие технической возможности, так и невозможность использования только тех данных, которые получает потребитель от спутника. Так, например, в некоторых системах необходимо знать не только координату в пространстве, но и углы отклонения от какой-либо оси, либо система — потребитель используется в условиях, в которых получение данных от спутниковой навигационной системы затруднено либо невозможно. Для решения задач, в которых по некоторым причинам невозможно использование только спутниковой системы, используют несколько систем определения координат, объединяя их в одну, результатом работы которой будут необходимые для потребителя данные. Такие системы называют интегрированными. Обычно объединяют спутниковые радионавигационные системы с инерциальными навигационными системами.

Инерциальные системы позволяют получить информацию о текущем положении объекта измерителями, находящимися только на борту этого объекта. Примером измерителя могут быть гироскопы или часы местного времени. Основной идеей инерциальной навигации является снятие изменений показаний с датчиков, основанных на различных физических свойствах, при изменении силы инерции. Существуют два принципа построения инерциальных систем:

1. ИНС на гиросtabilизированной платформе;
2. Бесплатформенные ИНС(БИНС) [1].

На рис. 1. представлена схема коммутации одного из каналов системы определения уходов (СОУ). Она состоит из комплекса командных приборов (ККП) (24), вычислительного устройства (9), вырабатывающего управляющие сигналы для переключения режимов работы и обрабатывающего показания измерений, а также датчики угловой скорости (ДУС) (8), установленного на корпусе объекта. ККП (24) содержит гиросtabilизированные платформы (ГСП) (1) с установленными на ней гироблоками (ГБ) (2) и акселерометром (5), датчики моментов (ДМ) (6) платформы и датчик угла (ДУ) (7) платформы, установленных на оси платформы, блок интегральной коррекции (21), усилитель (22) и компаратор (23). ГБ (2) содержит датчик момента (4) и ДУП (3), также в схеме имеются блок понижения коэффициента разгрузки (10) и блок преобразования выходной информации (11) [3].



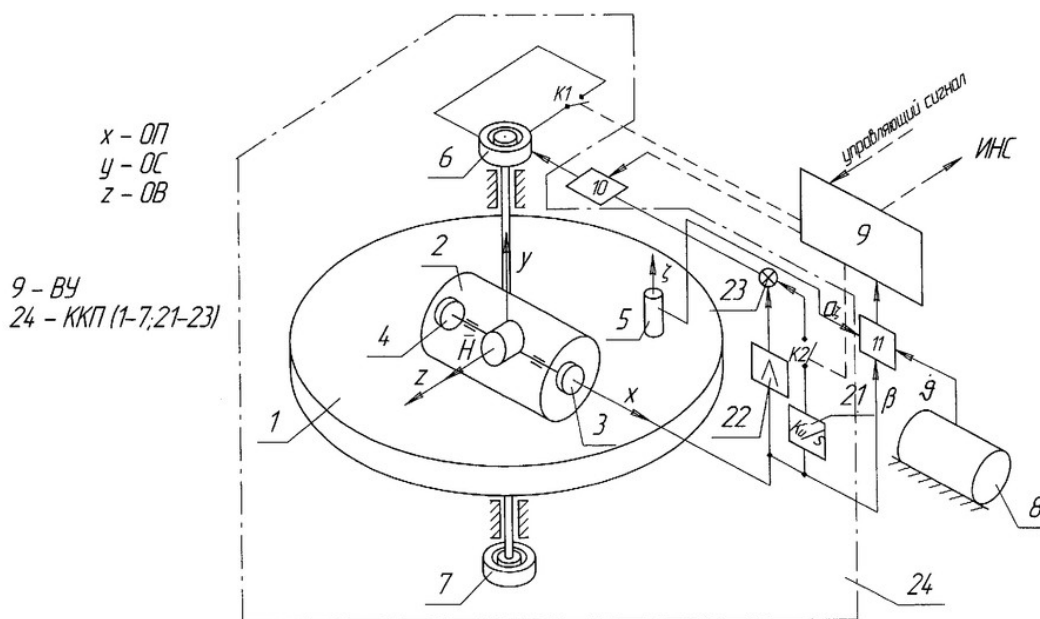


Рис. 1. Схема коммутации одного из каналов СОУ

Платформенные ИНС обладают одним большим недостатком - гиостабилизированная платформа, которая, как правило, имеет большие габариты, вес. Также так как требуется обеспечение большой стабильности от платформы — устройство платформы механически ненадежно. Схема ИНС с коррекцией ИНС представлена на рис. 3. Таких недостатков, связанных с платформой, лишены бесплатформенные ИНС. Но БИНС также не идеальны и предъявляются более высокие требования к точности измерителей. Функционирование БИНС основано на пересчете данных о векторе кажущегося ускорения из связанной системы координат в нормальную, где интегрируются навигационные уравнения. Поэтому немаловажным является вопрос о преобразовании компонент вектора при переходе из одной системы координат в другую. Углы Эйлера-Крылова являются одними из распространенных кинематических параметров, используемых для описания движения твердого тела вокруг неподвижной точки [1]. Обобщенная функциональная схема БИНС представлена на рис. 2.

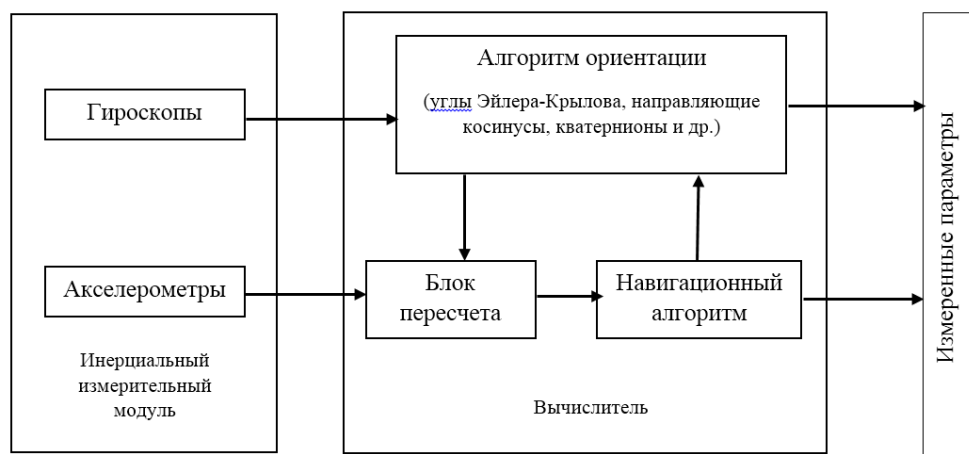


Рис. 2. Обобщенная функциональная схема БИНС

Использование объединенной системы позволит не только получать данные с разных измерителей, но и повысить точность измерения. При этом можно лучшие качества каждой из системы. Переход от нескольких автономных систем к одной интегрированной позволит улучшить точность определения координат, углов поворота и значения угловых скоростей. Однако при создании системы необходимо использовать такую структуру, которая позволила бы получить максимально возможную точность. Принято использовать 4 основных структуры комплексирования измерителей:

- разомкнутая;
- слабосвязанная;
- тесно-связанная;
- глубоко-интегрированная.

Оценка параметра, полученного в результате работы трех последних структур, может быть использована в аппаратуре потребителя для улучшения точности [2].

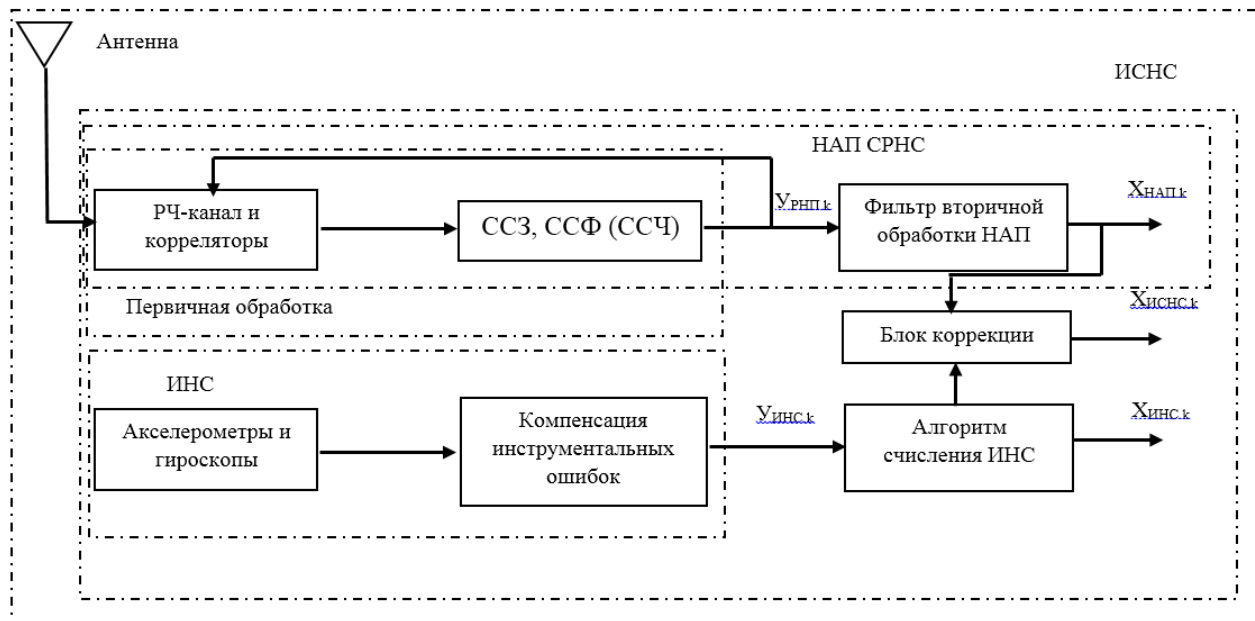


Рис. 3. Схема ИСНС с коррекцией ИНС

В настоящее время инерциальные навигационные системы активно развиваются. Разрабатываются алгоритмы по обработке и фильтрации полученных данных с датчиков ИНС. Ведутся работы по увеличению точности показаний датчиков, использованных в БИНС. Цель интегрирования состоит в том, чтобы использовать информацию об одних и тех же или функционально связанных параметрах, полученных от различных измерителей, для повышения точности и надежности определения местоположения и пространственной ориентации летательного аппарата. Таким образом, ИНС является единой многомерной измерительной системой, в которой процессы получения и обработки информации осуществляются в определенной взаимосвязи, позволяющей дополнить измерения, компенсировать и фильтровать погрешности.

### Библиографический список

1. Матвеев В.В. Инерциальные навигационные системы: Учебное пособие. Изд-во ТулГУ, 2012.-199 с.
2. Перов А.И., Харисов В.Н. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования. Изд. 4-е, перераб. и доп. - М: Радиотехника, 2010. 800 с, ил.
3. Способ определения и компенсации ухода гиростабилизированной платформы и устройство для его осуществления [Электронный ресурс]. URL: <http://www.freepatent.ru/patents/2285902> (дата обращения 30.01.2016).

## **ПЯТИФАЗНАЯ ШИРОТНО-ИМПУЛЬСНАЯ МОДУЛЯЦИЯ ТЕРМОРЕГУЛЯТОРА**

**А.В. Осинцев, М.Е. Комнатнов, А.А. Собко, А.В. Демаков**

*Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники,  
Россия, Томск, kubenet@gmail.com*

*Аннотация.* Работа посвящена разработке терморегулятора для климатической экранированной ТЕМ-камеры, для совместных климатических и электромагнитных испытаний. Предложена реализация пятифазного ШИМ для терморегулятора. Предложен вариант распределения нагрузки между ЭП с объединением в группы ЭП, работающих в одной фазе. Приведены исходный код настройки таймеров МК и структурная схема терморегулятора.

*Ключевые слова.* Терморегулятор, термоэлектрический элемент Пельтье, микроконтроллер, широтно-импульсная модуляция.

### **FIVE-PHASE PULSE-WIDTH MODULATION THERMOSTAT**

**Osincev A.V., Komnatnov M.E., A.A. Sobko, A.V. Demakov**

*Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics  
Russia, Tomsk, kubenet@gmail.com*

*Abstract.* The work is devoted to the development of a thermoregulator for climate acrania-THE bath-chamber, for a joint climatic and electromagnetic testing. The proposed implementation of the five-phase PWM for the thermostat. A variant of the distribution of loads between EDS, group EDS operating in the same phase. The source code configure the timers MK and block diagram of the temperature controller.

*Keywords.* Temperature controller, thermoelectric Peltier element, a microcontroller, pulse width modulation.

В научно-исследовательской лаборатории «Безопасность и электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств» ТУСУР разрабатывается климатическая экранированная ТЕМ-камера для совместных климатических и электромагнитных испытаний радиоэлектронных средств [1]. Актуальность данной разработки показана в работах [2-4].

Для управления элементами Пельтье, расположенными на поверхности ТЕМ-камеры, необходим программный регулятор мощности, управляющий с помощью сигнала широтно-импульсной модуляции (ШИМ) затворами полевых транзисторов, питающих элементы Пельтье (ЭП). Известна разработка терморегулятора для исследования зависимости оптических эффектов от температурного воздействия на кристаллы [5]. Однако новизна разрабатываемой камеры [6] требует отдельной разработки с учетом специфики её назначения. Рассмотрен вариант однофазного управления ЭП [7], однако одновременная работа большого количества ЭП, с током потребления каждого более 10 А, создает высокую нагрузку на источник питания. Для её снижения, а также с целью минимизации пульсаций регулируемого напряжения, необходимо использовать многофазные ШИМ регуляторы.

Цель работы – разработать пятифазный ШИМ регулятор терморегулятора для испытательного контейнера климатической экранированной ТЕМ-камеры.

Схема терморегулятора содержит 4 микроконтроллера (МК) ATmega2560, четырехстрочный жидкокристаллический индикатор (ЖКИ) WINSTAR WH1604b, 64 цифровых датчика температуры MAX31725 и 60 ЭП. Управление ЭП осуществляется при помощи мощных полевых транзисторов IRFZ44N, управляемых ШИМ сигналом при помощи ПИД-алгоритма в МК. Структурная схема платы управления (ПУ) терморегулятора изображена на рис. 1.

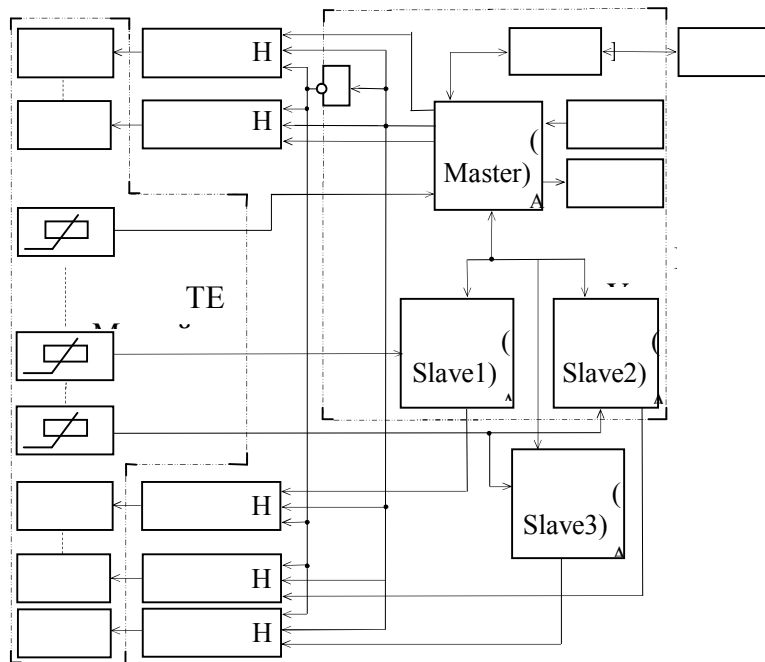


Рис. 1. Структурная схема терморегулятора

Параметры управляющего ШИМ сигнала зависят от выбранного режима работы таймера. В МК предусмотрены следующие режимы работы ШИМ: быстрая ШИМ и ШИМ с точной фазой (рис. 2а). От выбора режима работы зависит форма управляющего ШИМ сигнала. Для импульсных источников питания лучше остальных подходит режим работы ШИМ с точной фазой, т.к. во время изменения скважности ШИМ сигнала не происходит сдвига фазы (рис. 2б), чего нельзя контролировать, используя быстрый ШИМ. Однако максимальная частота ШИМ сигнала снижается вдвое за счет особенности работы счетчика при ШИМ с точной фазой. В режиме быстрой ШИМ счетчик сбрасывается при совпадении с регистром сравнения таймера. В режиме точной фазы ШИМ счетчик считает до совпадения с регистром сравнения таймера и затем производит обратный отсчет до нуля.

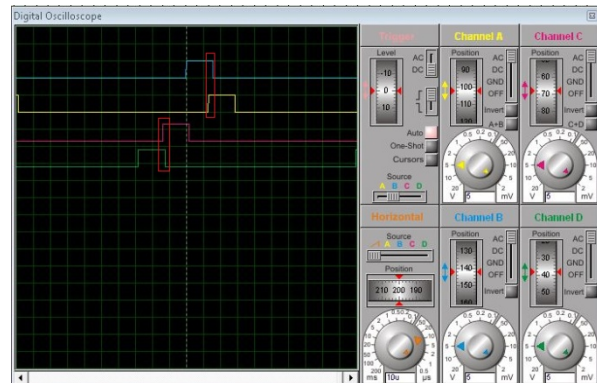
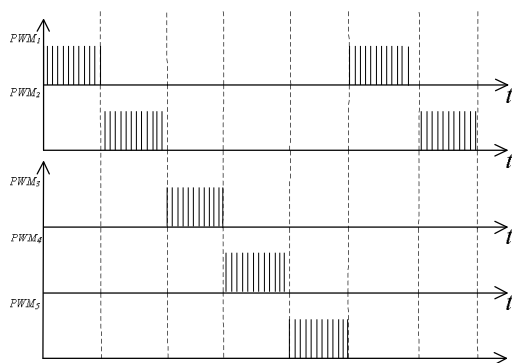


Рис. 2. Диаграмма пятифазного ШИМ сигнала (а), сдвиг фазы ШИМ (б)

В МК имеется 5 аппаратных таймеров, 3 из которых 16-разрядные, что позволяет в режиме ШИМ точной фазы задать верхний предел счетчика 1023. Частота ШИМ сигнала в режиме коррекции фазы ШИМ рассчитывается по формуле: [8]

$$f_{ocnхPCPWM} = \frac{f_{clk\_I/O}}{N \times 510},$$

где  $f_{clk\_I/O}$  – рабочая частота МК,  $N$  – коэффициент делителя частоты ШИМ сигнала может принимать следующие значения: 1, 8, 64, 256, 1024. В терморегуляторе все МК работают на частоте 16 МГц, коэффициент делителя равен 1, таким образом, ШИМ сигнала терморегулятора работает на частоте 31.372 кГц.

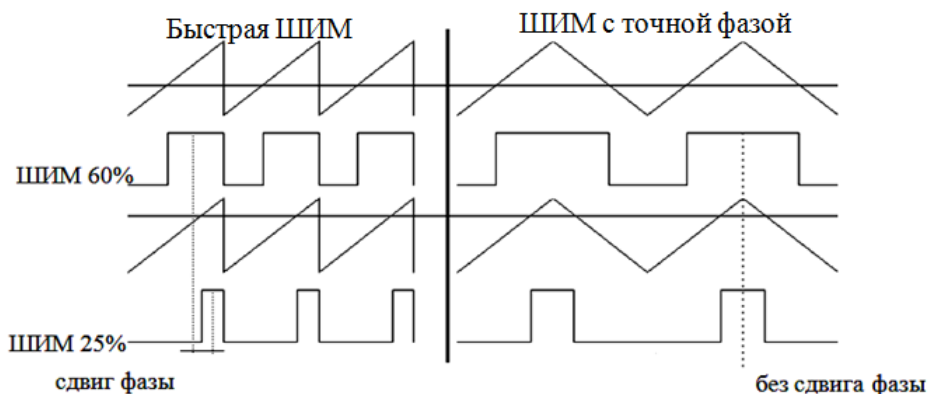


Рис. 3. Режимы работы ШИМ

Для равномерного нагрева или охлаждения поверхности ТЕМ-камеры необходимо контролировать значения температуры с датчиков температуры в различных областях камеры. Это достигается распределением ЭП по поверхности камеры и выделением их в группы по 3 ЭП (рис. 3), т.к. отдельный МК контролирует температуру определенной стороны ТЕМ-камеры. Работа ШИМ (рис. 4) у них будет одинакова, т.к. в один период времени сигнал ШИМ будет подаваться на определенные группы ЭП. Таким образом, достигается управление пятифазным импульсным питанием ЭП терморегулятором.

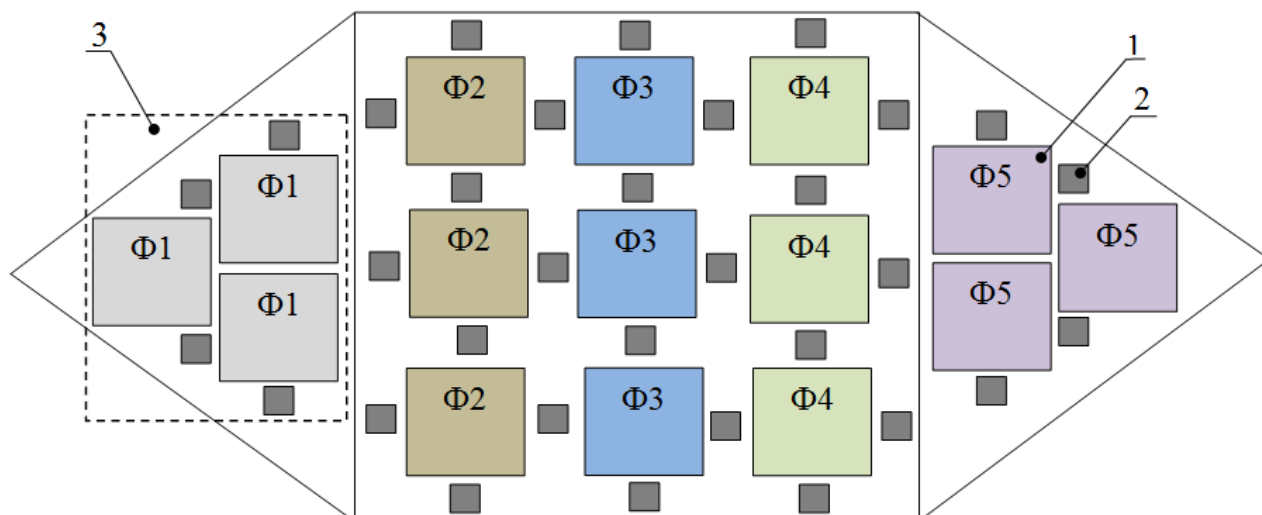


Рис. 4. Расположение элементов Пельтье (1), датчиков температуры (2) на поверхности камеры, группа ЭП, работающих в одной фазе (3)

Для моделирования пятифазного сигнала ШИМ разработана программа на языке Си в среде разработки WinAVR для МК ATmega2560 (листинг 1). Аппаратные таймеры (1, 2, 3, 4, 5) сконфигурированы в режиме точной фазы ШИМ с верхним счетчиком 1023 такта. В качестве источника тактирования выбран системный источник тактирования на 16 МГц. Время периода таймера 0,00012788 с. В качестве управляющего сигнала в таймерах использованы каналы А. После распределения максимального количества тактов таймера 1023 между пятью таймерами, время работы каждого таймера ограничилось до 204 тактов, что и станет максимальным периодом для каждого таймер. Начальные значения счетчиков таймеров приведены в таблице.

Значения счетчиков

Таймер	1	2	3	4	Таймер 5
Инициализация счетчика	0x00	0xCC	0x198	0x264	0x330

#### Листинг 1. Настройка таймера

```
TCCR1A=(1<<COM1A1) | (0<<COM1A0) | (0<<COM1B1) | (0<<COM1B0) |  
(0<<COM1C1) | (0<<COM1C0) | (1<<WGM11) | (1<<WGM10);  
TCCR1B=(0<<ICNC1) | (0<<ICES1) | (0<<WGM13) | (0<<WGM12) | (0<<CS12) |  
(0<<CS11) | (1<<CS10);  
TCNT1H=0x00;  
TCNT1L=0xFF;  
OCR1AH=0x00;  
OCR1AL=0x7F;
```

Разработан пятифазный ШИМ регулятор терморегулятора для испытательного контейнера климатической экранированной ТЕМ-камеры. Проведено моделирование работы пятифазного регулятора ШИМ. Применение данного регулятора управления ЭП позволяет снизить нагрузку на источник питания в 5 раз. Таким образом, разработаны структурная схема, алгоритм работы и ПО терморегулятора испытательного контейнера климатической экранированной ТЕМ-камеры, что позволило перейти к следующему этапу работы: портирование разработанных модулей ПО под ARM архитектуру микропроцессора.

Работа выполнена в рамках государственного задания №8.1802.2014/К Министерства образования и науки Российской Федерации.

#### Библиографический список

1. Пат. 2558706 РФ, Климатическая экранированная камера / Комнатнов М.Е., Газизов Т.Р. (РФ). – Заявка № 2014103639. Заявл.: 3.02.2014; опубл.: 08.07.15.
2. Комнатнов М.Е., Газизов Т.Р. Камера для совместных климатических и электромагнитных испытаний электронных компонентов. Техника радиосвязи. 2014. №3(23). – С. 84–91.
3. Комнатнов М.Е., Газизов Т.Р. О совместных климатических и электромагнитных испытаниях: Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники № 4, 2014. – С. 39-45.
4. Komnatnov M.E., Gazizov T.R. Environmental Shielded TEM Chamber for Biomedical Testing Proc. of IEEE International Microwave Workshop Series on RF and Wireless Technologies for Biomedical and Healthcare Applications (IMWS-Bio 2014), 2014. – С. 64–68.
5. Дубровин А.Н., Мандель А.Е., Шандаров С.М., Шмаков С.С. Терморегулятор для исследований температурных зависимостей оптических эффектов в кристаллах. Приборы и техника эксперимента. 2011. Т. 54. № 4. – С. 593-595.
6. Патент РФ на изобретение №2558706. Комнатнов М.Е., Газизов Т.Р. Климатическая экранированная камера. Заявка № 2014103639. Приоритет изобретения 3.02.2014.
7. Осинцев А.В., Комнатнов М.Е., Программное обеспечение терморегулятора климатической экранированной ТЕМ-камеры, Электронные средства и системы управления: Материалы докладов XI международной научно-практической конференции (25–27 ноября 2015 г.): В2 ч. – Ч. 2. Томск: В-Спектр, 2015. – С. 55-59.
8. Atmel ATmega640/V-1280/V-1281/V-2560/V-2561/V [Электронный ресурс]. URL: [http://www.atmel.com/images/atmel-2549-8-bit-avr-microcontroller-atmega640-1280-1281-2560-2561\\_datasheet.pdf](http://www.atmel.com/images/atmel-2549-8-bit-avr-microcontroller-atmega640-1280-1281-2560-2561_datasheet.pdf) (дата обращения 10.01.2016).

## МОДЕЛИРОВАНИЕ ММО КАНАЛА СВЯЗИ С ВЫСОКОМАНЕВРЕННЫМ ОБЪЕКТОМ ДЛЯ ОЦЕНКИ КОРРЕЛЯЦИОННЫХ СВОЙСТВ КАНАЛЬНЫХ КОЭФФИЦИЕНТОВ

В.И. Кудряшов

*Рязанский государственный радиотехнический университет,  
Россия, Рязань, yachmen@mail.ru*

*Аннотация.* Рассматривается динамическая модель канальных коэффициентов ММО системы передачи информации от высокоманевренного объекта. Показаны корреляционные свойства канальных коэффициентов, которые зависят от конкретной практической ситуации.

*Ключевые слова.* Матрица канальных коэффициентов, оптимальное оценивание, модель отражателей, корреляция, алгоритмы фильтрации.

## MODELING OF MIMO COMMUNICATION CHANNEL WITH HIGHLY MANEUVERABLE OBJECT FOR CORRELATION PROPERTIES EVALUATION OF CHANNEL COEFFICIENTS

V.I. Kudryashov

*Ryazan State Radio Engineering University,  
Ryazan, Russia, yachmen@mail.ru*

*Abstract.* The dynamic model of MIMO communication system channel coefficients from highly maneuverable object is considered. The correlation properties of channel coefficients that depend on specific practical situation are showed.

*Keywords.* Channel coefficients matrix, optimal estimation, reflectors model, correlation, filtering algorithms.

В настоящее время наблюдается интенсивный рост применения движущихся объектов для получения и передачи видеоинформации. Передача видеоинформации с высоким разрешением в реальном времени предъявляет повышенные требования к величине пропускной способности. Для повышения скорости передачи данных в условиях замираний и многолучевости в системах связи с движущимися объектами широко используется технология Multiple Input, Multiple output (ММО) [1]. Высокая пропускная способность канала ММО получается в результате применения пространственного кодирования и декодирования, а также использования нескольких антенн на приемной и передающей стороне. Предельную пропускную способность можно получить, если значения канальных коэффициентов известны абсолютно точно как на приемной, так и на передающей стороне. Значительное влияние на пропускную способность оказывают погрешности в измерении матрицы канальных коэффициентов. Исследование влияния ошибки оценивания матрицы канальных коэффициентов на потенциальную пропускную способность ММО канала выполнено в работах [2–4]. При этом недостаточно исследованы корреляционные свойства канальных коэффициентов в зависимости от скорости движущегося объекта, что не позволяет получить потенциальную точность измерения. Некоторые вопросы, связанные с определением оптимального режима оценивания матрицы канальных коэффициентов, рассмотрены в работе [5], но возможность учета корреляции канальных коэффициентов при их оценивании также не реализована.

Целью работы является повышение пропускной способности ММО системы передачи информации путем анализа корреляции канальных коэффициентов ММО системы связи с движущимися объектами, разработка динамической модели для последующего синтеза алгоритма оптимальной фильтрации матрицы канальных коэффициентов.

Описание распространения сигнала в ММО канале основано на геометрической однокольцевой модели отражения (рис. 1) [6]. Прохождение сигнала от передающей антенны к приемной антенне можно представить в виде линейного преобразования амплитуды и фазы сигнала. Комплексные коэффициенты преобразования образуют канальную матрицу:

$$\mathbf{H} = \{h_{nm} = a_{nm} e^{j\psi_{nm}}, n = 1, \dots, N_R, m = 1, \dots, N_T\}, \quad (1)$$

где  $a_{nm}$  – коэффициент передачи амплитуды сигнала,  $\psi_{nm}$  – фазовый сдвиг сигнала,  $N_R$ ,  $N_T$  – число приемных и передающих антенн соответственно.

Антенная система пункта приема содержит  $N_R$  элементов с координатами  $x_n, y_n$  в системе координат  $O_1$ , связанной с антенной системой пункта приема. Антенная система движущегося объекта работает в режиме передачи и содержит  $N_T$  элементов с координатами  $x_m, y_m, m = 1, \dots, N_T$ , в системе координат  $O_2$ , связанной с движущимся объектом. Начало системы координат  $O_2$  располагается в точке  $(S, H)$ , характеризующей положение движущегося объекта, а ее зависимость от времени задает траекторию движения. Каждый из  $N$  отражателей располагается на окружности радиусом  $R$  с центром в точке  $O_1$ ; координаты отражателей соответственно равны:  $x_n = R \cos \phi_n, y_n = R \sin \phi_n$ . Угловая координата отражателей  $\phi_n = n \frac{2\pi}{N}, n = 1, \dots, N$ , задается из условия равномерного распределения отражателей по окружности.

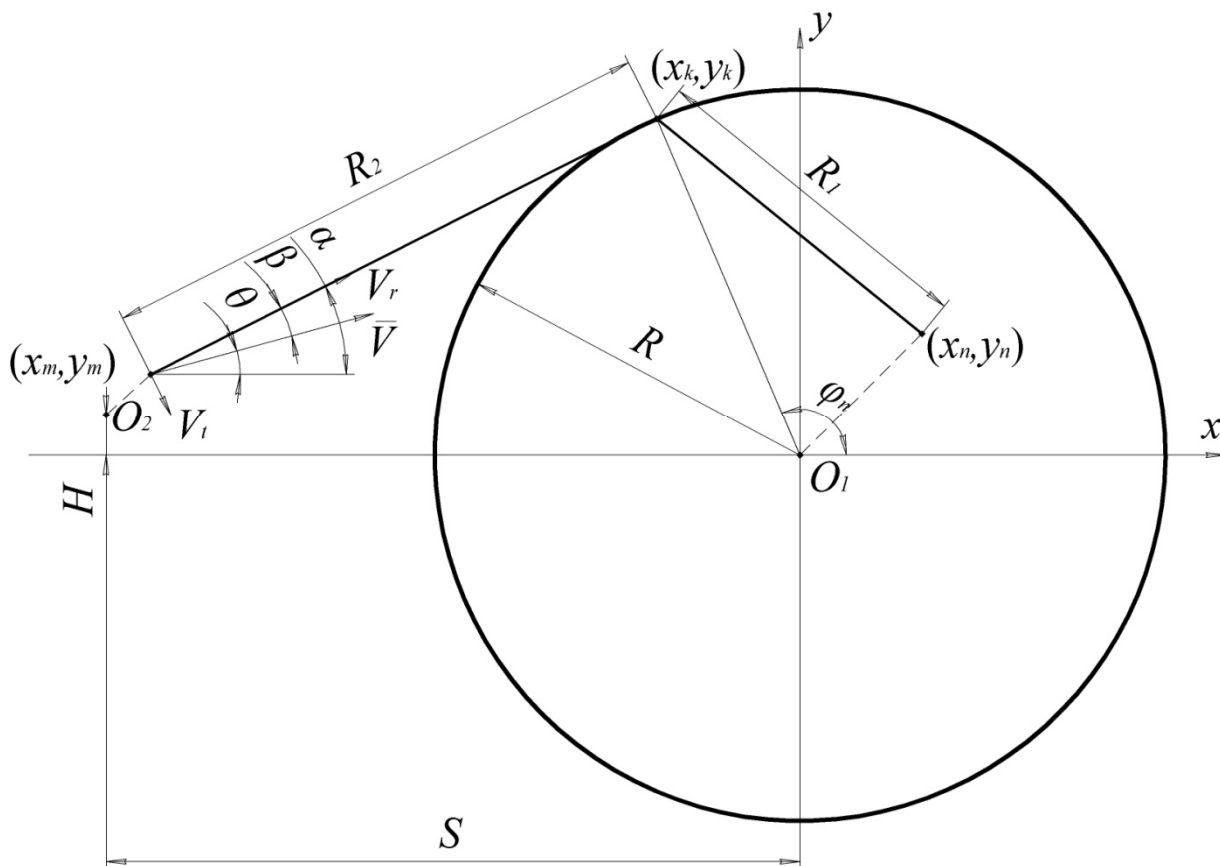


Рис. 1. Однокольцевая геометрическая модель отражателей

В соответствии с принятой моделью коэффициент канальной матрицы определяется следующим выражением:

$$\hat{h}_{nm}(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=1}^N a_{nm} e^{i2\pi \frac{R_1(t)}{\lambda}} e^{i2\pi \frac{R_2(t)}{\lambda}} e^{i2\pi f_{dk}(t)t} e^{i\theta_k} = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=1}^N A_k(t) e^{i\theta_k}, \quad (2)$$

где  $e^{i2\pi \frac{R_2(t)}{\lambda}}$  – коэффициент, определяющий сдвиг фазы сигнала на участке от передающей антенны до одного из отражателей;  $e^{i2\pi \frac{R_1(t)}{\lambda}}$  – коэффициент, определяющий сдвиг фазы сигнала на участке от одного из отражателей до приемной антенны,  $R_1(t) = \sqrt{(x_k(t) - x_n(t))^2 + (y_k(t) - y_n(t))^2}$  – расстояние от  $n$ -й приемной антенны до  $k$ -го отражателя,  $R_2(t) = \sqrt{(x_k(t) - x_m(t))^2 + (y_k(t) - y_m(t))^2}$  – расстояние от  $m$ -й передающей антенны



до  $k$ -го отражателя,  $\lambda = c / f_0$  – длина волны. Аналогично запишем канальный коэффициент передачи в момент времени  $t + \tau$ :

$$h_{nm}(t + \tau) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=1}^N a_{nm} e^{i2\pi R_1(t+\tau)} e^{i2\pi R_2(t+\tau)} e^{i2\pi f_{dk}(t+\tau)(t+\tau)} e^{i\theta_k} = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=1}^N \underline{B}_k(t + \tau) e^i \quad (3)$$

Доплеровский сдвиг частоты радиосигнала определяется радиальной составляющей скорости движущегося объекта в направлении на пункт приема,  $f_{dk} = f_{\max} \cos \beta_k$  – значение доплеровского сдвига радиосигнала при отражении от  $k$ -го отражателя,  $\cos \beta_k = \frac{(x_k - x_m) \cos \theta - (y_k - y_m) \sin \theta}{\sqrt{(x_k - x_m)^2 + (y_k - y_m)^2}}$ ,  $f_{\max} = Vf_0 / c$  – максимальное значение доплеровского

сдвига частоты,  $V$  – скорость движущегося объекта,  $c = 3 \times 10^8$  м/с – скорость распространения радиоволн. Сдвиги фазы  $\theta_k$ , вносимые в сигнал при его отражении каждым отражателем, являются независимыми одинаково распределенными случайными величинами с равномерным законом распределения на интервале  $[0, 2\pi)$ , причем при расчете всех канальных коэффициентов значения фазы считаются постоянными.

При оценивании канальных коэффициентов и пропускной способности ММО системы передачи информации важное значение имеет характер изменения канальных коэффициентов во времени. В наиболее общем виде эти изменения задаются корреляционной функцией каждого из коэффициентов, зависящей от скорости изменения во времени и особенности изменений модуля и аргумента комплексного канального коэффициента:

$$\begin{aligned} \underline{R}_{nm}(t, \tau) &= \mathbf{M} \left\{ \underline{h}_{nm}(t) \underline{h}_{nm}^*(t + \tau) \right\} = \mathbf{M} \left\{ \frac{1}{N} \sum_{k_1=1}^N \underline{A}_{k_1}(t) e^{i\theta_{k_1}} \times \sum_{k_2=1}^N \underline{B}_{k_2}^*(t + \tau) e^{-i\theta_{k_2}} \right\} = \\ &= \frac{1}{N} \sum_{k_1=1}^N \sum_{k_2=1}^N \underline{A}_{k_1}(t) \underline{B}_{k_2}^*(t + \tau) \mathbf{M} \left\{ e^{i(\theta_{k_1} - \theta_{k_2})} \right\}. \end{aligned} \quad (4)$$

Так как сдвиги фазы  $\theta_k$ , вносимые каждым отражателем, являются независимыми одинаково распределенными случайными величинами с равномерным законом распределения на интервале  $[0, 2\pi)$ , то справедливо равенство

$$\mathbf{M} \left\{ e^{i(\theta_{k_1} - \theta_{k_2})} \right\} = \begin{cases} 1, & k_1 = k_2, \\ 0, & k_1 \neq k_2, \end{cases} \quad (5)$$

и, следовательно:

$$\underline{R}_{nm}(t, \tau) = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \underline{A}_k(t) \underline{B}_k^*(t + \tau). \quad (6)$$

Для расчета корреляционной функции канальных коэффициентов ММО системы связи  $\underline{R}_{nm}(t, \tau)$  проведено компьютерное моделирование. Условия проведения моделирования: радиус кольца отражателей  $R = 50$  м, интервал дискретизации во времени  $\Delta t = 1$  мкс, количество отражателей  $N = 60$ , центральная частота передатчика  $f_0 = 2,4$  ГГц, начальные расстояния от передающих до приемных антенн по осям  $S = 10 \dots 1000$  м,  $H = 100$  м, скорость высокоманевренного объекта  $V = 50$  м/с.

На рис.2 приведены результаты расчетов модуля корреляционной функции одного из канальных коэффициентов при значениях расстояния  $S = 10 \dots 1000$  м.

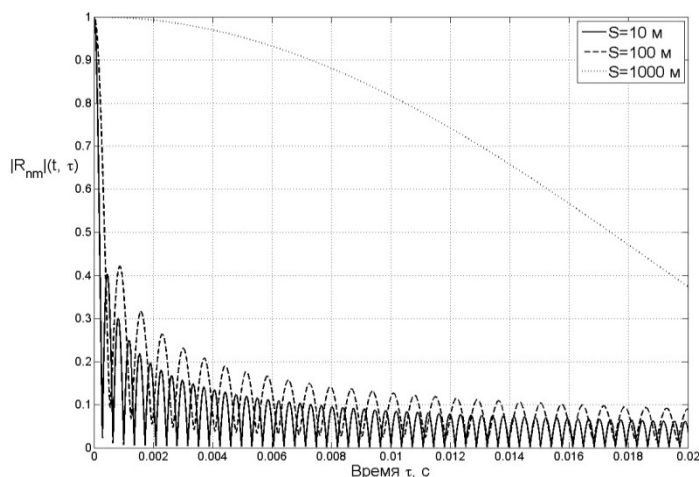


Рис. 2. Однокольцевая геометрическая модель отражателей

На рис.3 приведены результаты расчетов модуля функции взаимной корреляции двух канальных коэффициентов при значениях расстояния  $S = 10...1000$  м.

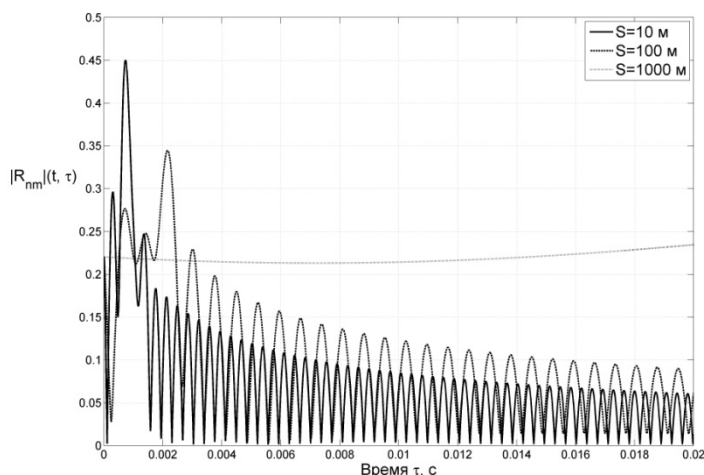


Рис. 3. Однокольцевая геометрическая модель отражателей

Работа выполнена в рамках базовой части государственного задания, проект № 2014/178 в Рязанском государственном радиотехническом университете.

### Библиографический список

1. I. Emre Telatar. Capacity of Multi-antenna Gaussian Channels // European Transactions on Telecommunications. V. 10.- No 6. -1999. - P.585–595.
2. Ermolayev V.T., Flaksman A.G., Kovalyov I.P., Averin I.M. Weight Error Loss in MIMO Systems Using Eigenchannel Technique // Proceedings of the 1<sup>st</sup> International Conference on Antenna Theory and Techniques (ICATT'03). Sevastopol, Ukraine. 2003. P. 333–336.
3. Bevan D.D.N., Ermolayev V.T., Flaksman A.G. Analysis of Weight Error Loss with a Multichannel Beamformer Processor // IEE Proceedings - Radar, Sonar and Navigation. 1998. V. 145, No 1. P. 63–72.
4. Ермолаев В.Т., Аверин И.М., Ковалев И.П., Флакман А.Г. Влияние ошибок оценки канальной матрицы на пропускную способность МИМО систем с параллельной передачей информации // Труды (шестой) научной конференции по радиофизике, посвященной 100-летию со дня рождения М.Т. Греховой. -Н. Новгород: ТА-ЛАМ, май 2002. С. 264–265.
5. Паршин Ю.Н., Кудряшов В.И. Анализ пропускной способности канала передачи информации от беспилотного летательного аппарата при неточной канальной матрице // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. – 2015. – № 52. – С. 19–24.
6. M. Patzold, B. O. Hogstad. A Space-Time Channel Simulator for MIMO Channels Based on the Geometrical One-Ring Scattering Model // Wireless Communications and Mobile Computing. Special Issue on Multiple-Input Multiple-Output (MIMO) Communications. – Nov. 2004. – Vol. 4. – No 7. – P. 727–737.

**ИЗМЕРИТЕЛИ ДОПЛЕРОВСКОЙ ЧАСТОТЫ ОТРАЖЕННОГО СИГНАЛА****В.А. Котов***Рязанский государственный радиотехнический университет  
Россия, Рязань, omgburstlol@gmail.com*

*Аннотация.* Проводится исследование измерителей последовательностей когерентно-импульсных сигналов – традиционного многоканального и синтезированного одноканального измерителей радиальной скорости. Для этих измерителей получены характеристики обнаружения и зависимости для точности измерения радиальной скорости.

*Ключевые слова.* Многоканальный когерентный измеритель, одноканальный когерентный измеритель, измерение радиальной скорости, обнаружение.

**DOPPLER FREQUENCY METERS OF THE REFLECTED SIGNAL****V.A. Kotov***Ryazan State Radio Engineering University,  
Ryazan, Russia, omgburstlol@gmail.com*

*Annotation.* A study gauges sequences coherently-pulse signals - the traditional multi-channel and single-channel meters synthesized radial velocity. For these meters were obtained detection characteristics and dependencies for the accuracy of the measurement of the radial velocity.

*Keywords.* Multi-channel coherent meter, single-channel coherent meter, measure the radial velocity, detection.

Измерение радиальной скорости в случае простого когерентно-импульсного сигнала при неизвестной доплеровской частоте основано на многоканальной фильтрации, позволяющей измерять частоту по номеру канала с максимальной величиной выходного сигнала [1].

Интервалу однозначного измерения доплеровских частот  $[-1/2T_{\Pi}, 1/2T_{\Pi}]$  соответствует интервал доплеровских сдвигов фазы  $[-\pi, \pi]$  или  $[0, 2\pi]$ , который перекрывается  $N$  доплеровскими каналами, настроенными на значения  $\psi_k = k(2\pi/N) = 2\pi k/N$ ,  $k = 1, 2, \dots, N$ . Фазовые сдвиги в  $k$ -м канале  $\psi_{ik} = (N-1-i)\psi_k = 2\pi(N-1-i)k/N$  ( $i = 0, 1, \dots, N-1$ ), а его выходная величина [2]

$$X_k(t) = \sum_{i=0}^{N-1} g_i U_i(t) e^{j(N-1-i)\psi_k} = \sum_{i=0}^{N-1} g_i u(t - iT_{\Pi}) e^{j[i(\varphi_c - \psi_k) + (N-1)\psi_k + \varphi_0]} \quad (1)$$

В канале с ближайшим к доплеровскому сдвигу  $\varphi_c$  значением  $\psi_k$  (т.е.  $\varphi_c \approx \psi_k$ ) все импульсы пачки суммируются синфазно [2].

Реализация данного алгоритма обработки возможна с помощью средств цифровой обработки сигналов. На вход такого устройства в каждом кольце дальности через период повторения  $T_{\Pi}$  поступает последовательность (пачка)  $N$  цифровых отсчетов комплексных огибающих  $U_i = u_{ci} + ju_{si} = u_i e^{j(i\varphi_c + \varphi_0)}$ . Представляя фазовые сдвиги в виде  $\psi_{ik} = 2\pi(N-1)k/N - 2\pi ik/N$  и отбрасывая независимое от  $i$  первое слагаемое, алгоритм когерентного накопления в  $k$ -м канале записывается в виде [2]

$$X_k = \sum_{i=0}^{N-1} g_i U_i e^{-j2\pi ik/N} = \sum_{i=0}^{N-1} g_i U_i W_N^{ik}, \quad k = 1, 2, \dots, N, \quad (2)$$

где  $W_N = e^{-j2\pi/N}$ .

Алгоритм (2) представляет собой дискретное преобразование Фурье (ДПФ) взвешенных отсчетов  $g_i U_i$ , для вычисления которого может использоваться процедура быстрого преобразования Фурье (БПФ). Структурная схема цифрового многоканального когерентного измерителя приведена на рис. 1 [2].

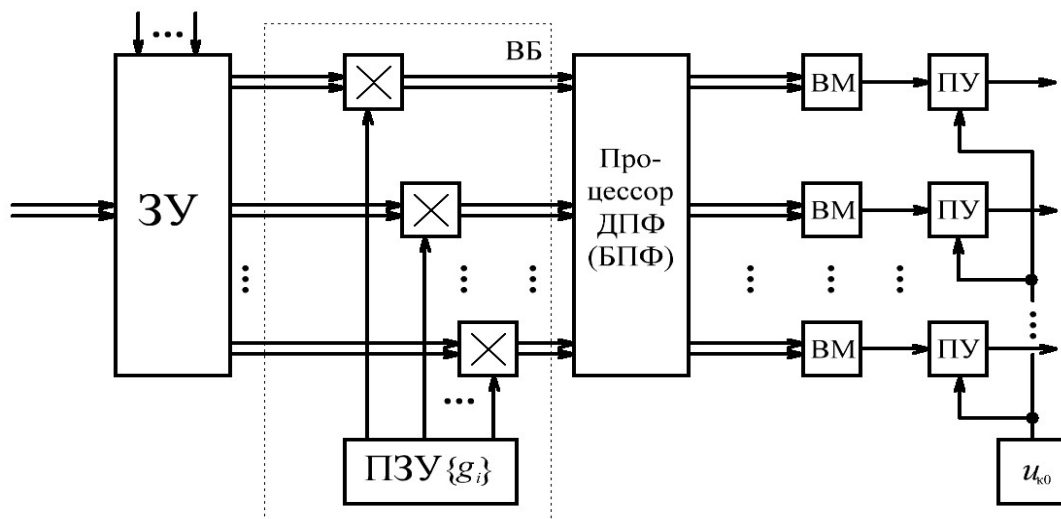


Рис. 1

На вход 3У поступает последовательность цифровых отсчетов. Взвешенные в весовом блоке ВБ  $N$  отсчетов для каждого кольца дальности поочередно поступают в процессор ДПФ (БПФ). Решение об обнаружении сигнала принимается по результатам сравнения с пороговыми уровнями  $u_{k0} = u_{кор0}$  выходных величин  $u_k = |X_k|$  вычислителей модулей ВМ [2].

Характеристики обнаружения многоканального измерителя описываются следующим выражением [3]

$$D = (F / N_u)^{\frac{1}{1+N_u q}}, \quad (3)$$

где  $N_u$  – число импульсов в пачке.

Измерение радиальной скорости производится по номеру канала с максимальной величиной выходного сигнала. Дисперсия оценки доплеровского сдвига фаз для всех каналов определяется как [3]

$$\sigma_{\hat{\varphi}}^2 = \frac{\Delta\psi^2}{12}, \quad (4)$$

где  $\Delta\psi = \frac{2\pi}{N_u}$ .

Так же обнаружение сигнала и измерение доплеровской частоты может осуществляться с помощью синтезированного одноканального обнаружителя-измерителя (рис. 2):

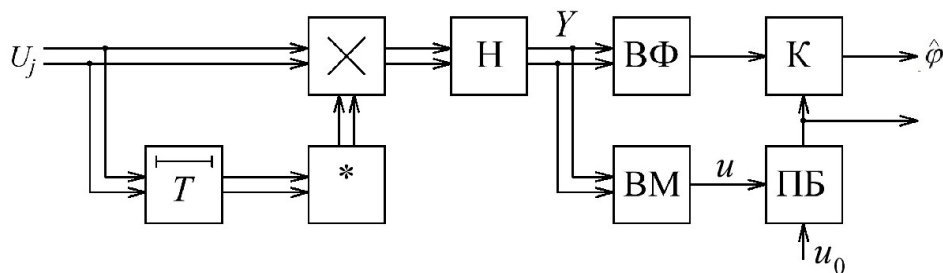


Рис. 2

Алгоритм обнаружения когерентной пачки радиоимпульсов при использовании одно-канального обнаружителя-измерителя:

$$u = |Y| = \left| \sum_{j=2}^N U_{j-1}^* U_j \right| \geq u_0. \quad (5)$$

Оценка доплеровской фазы может быть найдена в соответствии с алгоритмом:

$$\hat{\phi} = \arctg(\text{Im } Y / \text{Re } Y) = \arg Y = \arg \left( \sum_{j=2}^N U_{j-1}^* U_j \right). \quad (6)$$

Значения арктангенса находятся в пределах  $[-\pi / 2, \pi / 2]$ , а в интервале  $[-\pi, \pi]$ :

$$\hat{\phi} = \begin{cases} \arg Y & \text{при } \text{Re } Y > 0 \\ (\text{sgn } \text{Im } Y)(\pi - |\arg Y|) & \text{при } \text{Re } Y < 0 \\ (\text{sgn } \text{Im } Y)\pi / 2 & \text{при } \text{Re } Y = 0. \end{cases} \quad (7)$$

Схема (рис. 2) осуществляет обработку цифровых кодов комплексных отсчетов  $U_j = x_j + iy_j$  и содержит блок задержки на период повторения  $T$ ; блок комплексного со-

пряжения (\*); комплексный умножитель (X); междупериодный накопитель (Н); вычислитель фазы (ВФ), выполняющий вычисления по алгоритмам (6), (7); ключ (К); вычислитель модуля (ВМ) и пороговый блок (ПБ). Ключ открывается и пропускает оценку  $\hat{\phi}$  на выход только в случае вынесения решения об обнаружении сигнала. Оценка доплеровской частоты может быть определена из очевидного соотношения  $\hat{F}_д = \hat{\phi} / 2\pi T$ . При этом однозначное измерение частоты осуществляется в диапазоне  $[-1 / 2 T, 1 / 2 T]$ .

В результате исследования были получены основные зависимости, необходимые для анализа данных измерителей – характеристики обнаружения (зависимости вероятности правильного обнаружения  $D$  от отношения сигнал/шум  $q$ ), зависимости среднеквадратичного отклонения (дисперсии оценки)  $\sigma_{\Delta\phi}^2$  от отношения сигнал/шум  $q$ . Исследования проводились при числе повторений эксперимента  $N_{\text{эксп}} = 1000$ , обработке подвергалась когерентная совместно флюктуирующая пачка радиоимпульсов.

Характеристики обнаружения исследуемых измерителей представлены на рис. 3.

1. Характеристика 1 – обнаружение когерентной совместно флюктуирующей пачки радиоимпульсов (количество импульсов в пачке  $N_{\text{и}} = 21$ ), осуществляемое многоканальным измерителем.

2. Характеристика 2 – обнаружение когерентной совместно флюктуирующей пачки радиоимпульсов (количество импульсов в пачке  $N_{\text{и}} = 11$ ), осуществляемое многоканальным измерителем.

3. Характеристика 3 – обнаружение когерентной совместно флюктуирующей пачки радиоимпульсов (количество импульсов в пачке  $N_{\text{и}} = 21$ ), осуществляемое одноканальным измерителем.

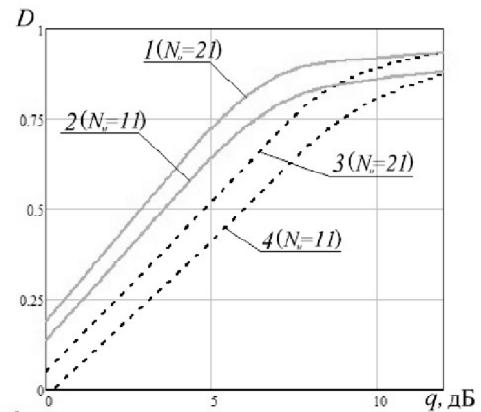


Рис. 3

4. Характеристика 4 – обнаружение когерентной совместно флюктуирующей пачки радиоимпульсов ( количество импульсов в пачке  $N_{и} = 11$  ), осуществляемое одноканальным измерителем.

Из полученных характеристик обнаружения видно, что в рабочем диапазоне пороговых отношений сигнал/шум (соответствующих вероятности правильного обнаружения  $D > 0,5$ ) измеритель, осуществляющий одноканальное обнаружение когерентной совместно флюктуирующей пачки радиоимпульсов, имеет проигрыш в отношении сигнал/шум порядка 2 дБ по сравнению с многоканальным когерентным измерителем.

Точность измерения радиальной скорости при использовании исследуемых алгоритмов отражают зависимости, изображенные на рис. 4.

1. Характеристика 1 – зависимость  $\sigma(q)$ , которой соответствует измеритель, осуществляющий многоканальную обработку когерентной совместно флюктуирующей пачки радиоимпульсов ( количество импульсов в пачке  $N_{и} = 21$ ).

2. Характеристика 2 – зависимость  $\sigma(q)$ , которой соответствует измеритель, осуществляющий многоканальную обработку когерентной совместно флюктуирующей пачки радиоимпульсов ( количество импульсов в пачке  $N_{и} = 11$ ).

3. Характеристика 3 – зависимость  $\sigma(q)$ , которой соответствует измеритель, осуществляющий одноканальную обработку когерентной совместно флюктуирующей пачки радиоимпульсов ( количество импульсов в пачке  $N_{и} = 21$ ).

4. Характеристика 4 – зависимость  $\sigma(q)$ , которой соответствует измеритель, осуществляющий одноканальную обработку когерентной совместно флюктуирующей пачки радиоимпульсов ( количество импульсов в пачке  $N_{и} = 11$ ).

Из анализа полученных зависимостей ясно, что одноканальный измеритель в рабочем диапазоне пороговых значений сигнал/шум ( $D > 0,5$ ) дает меньшую ошибку измерения доплеровской фазы по сравнению с многоканальным измерителем.

По результатам данного исследования сделаны следующие выводы: традиционный многоканальный измеритель имеет недостатки: сложная многоканальная структура; неоднозначность измерения радиальной скорости и невысокая точность ее измерения; не даёт оценки доплеровской частоты; чувствительность к нестабильности частоты. Одноканальный измеритель в рабочем диапазоне пороговых отношений сигнал/шум (соответствующих вероятности правильного обнаружения  $D > 0,5$ ), имея незначительный проигрыш в отношении сигнал/шум, напротив, обеспечивает более высокую точность измерения радиальной скорости. Вместе с тем такой измеритель сочетает когерентность накопления и одноканальность, что делает его значительно проще традиционного многоканального измерителя и вычисляет оценку доплеровской частоты.

### Библиографический список

1. Радиоэлектронные системы: основы построения и теория. Справочник / Я. Д. Ширман, С. Т. Багдасарян, А. С. Маляренко, Д. И. Леховицкий [и др.] ; под ред. Я. Д. Ширмана. — 2-е изд., перераб. и доп. — М. : Радиотехника, 2007. — 512 с.
2. Попов Д.И., Проектирование радиолокационных систем: учеб. пособие. – Рязань: РГРТУ, 2004.- 76 с.
3. Попов Д.И., Статистическая теория радиотехнических систем: учеб. пособие. – Рязань: РГРТУ, 2011.-80 с.

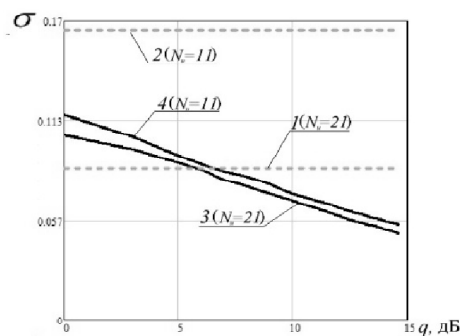


Рис. 4

## ИССЛЕДОВАНИЕ СПЕКТРОВ ТРАЕКТОРНОГО СИГНАЛА САМОЛЕТНОЙ РЛС С СИНТЕЗИРОВАННОЙ АПЕРТУРОЙ

**В.В. Костров, А.А. Сидоров, Н.Д. Комиссарова, В.В. Шутова**

*Муромский институт (филиал) Владимирского государственного университета им. А.Г. и Н.Г. Столетовых  
Россия, Муром, [vyk@mit.ru](mailto:vyk@mit.ru)*

*Аннотация:* Для выяснения особенностей синтеза высокодетальных радиолокационных изображений (РЛИ) и уточнения настройки алгоритмов обработки данных проводится исследование спектров азимутального сигнала, а также сравнение экспериментальных данных и теоретических расчетов.

*Ключевые слова.* Радиолокатор с синтезированной апертурой, спектр, траекторный сигнал, доплеровское смещение частоты.

### STUDY SPECTRUM OF TRAJECTORY SIGNAL AIRBORNE SAR

**V.V.Kostrov, A.A. Sidorov, N.D. Komissarova, V.V. Shutova**

*Murom Institute of Vladimir State University,  
Russia, Murom, [vyk@mit.ru](mailto:vyk@mit.ru)*

*Abstract:* For highly detailed radar images and specification setting data processing algorithms performed a study of the azimuthal signal spectr, as well as a comparison of the experimental data and theoretical calculations.

*Keywords.* SAR, spectr, trajectory signal, Doppler displayment.

Геоинформационные системы содержат в своем составе датчики дистанционного зондирования Земли (ДЗЗ), работающие на различной физической основе (оптические и радиолокационные). Данные с этих датчиков, например радиоголограммы, обрабатываются в наземных пунктах приема, обработки и распределения информации. Формирование изображений, пригодных для практического применения, осуществляется по специализированным алгоритмам, которые для каждого датчика имеют свои особенности работы. Поэтому для получения высококачественных снимков необходимы точная настройка и отладка алгоритмов, направленные на улучшение качества синтезируемых РЛИ [1-4].

Большую роль при настройке алгоритмов играет препроцессорная обработка данных, с помощью которой можно уточнить ряд параметров съемки. Целью работы является изучение алгоритма формирования спектров азимутального сигнала, а также сравнение экспериментальных результатов и теоретических расчетов.

Для проведения теоретических расчетов использованы следующие параметры съемки: данные получены с самолетной РСА, высота полета – 400 м, режим съемки – нормальный боковой, маршрутный. В маршрутном режиме полоса захвата на земной поверхности последовательно облучается серией импульсов при сохранении антенной постоянного положения луча в азимутальной и угломестной плоскостях. В результате съемки формируется полоса изображения с постоянным качеством в направлении азимута. Важное преимущество маршрутного режима состоит в том, что длина снимаемого маршрута может быть произвольной. На рис. 1 представлена геометрия съемки в маршрутном режиме [1]. Вся полоса анализируемой сцены составила 4,2 км при ширине кадра 555 м.

Для синтезирования алгоритма быстрой свертки и получения в результате его работы спектров азимутального сигнала по известным формулам был проведен расчет углов визирования снимаемого участка и частот Доплера по соотношениям

$$\Theta_k = \arctg\left(\frac{R_{az}}{2 \cdot R_k}\right) [\text{радиан}]; \quad F_{d\max} = \frac{2 \cdot V \cdot \sin(\Theta_k)}{\lambda} [\text{Гц}]; \quad F_{d\min} = \frac{-2 \cdot V \cdot \sin(\Theta_k)}{\lambda} [\text{Гц}];$$

где  $R_{az}$  – длина кадра по азимуту, м;  $R_k$  – расстояние по наклонной дальности, м;  $\theta_k$  – углы визирования;  $V$  – скорость движения самолета, м/с;  $\lambda$  – длина волны, м.

На рис. 2 представлена зависимость частоты Доплера от линии пути. Цифра 1 соответствует расстоянию до линии съемки 414 м, 2 – расстоянию до линии съемки 994 м, 3 – расстоянию до линии съемки 2171 м, 4 – расстоянию до линии съемки 3348 м, 5 – расстоянию до линии съемки 4228 м.

По этим частотам были смоделированы траекторные сигналы с ЛЧМ (без шумов и искажений, вносимых в реальных условиях различными дестабилизирующими факторами).

Фрагмент опорного ЛЧМ-сигнала (действительная составляющая) приведен на рис. 3. Моделирование осуществлялось по формуле:

$$U_{on} = \begin{cases} \sin\left(\frac{1}{2} \cdot \mu \cdot t^2\right) \\ \cos\left(\frac{1}{2} \cdot \mu \cdot t^2\right) \end{cases};$$

где  $\mu$  – скорость изменения частоты, рад/с.



Рис. 1 – Геометрия съемки в маршрутном режиме обзора

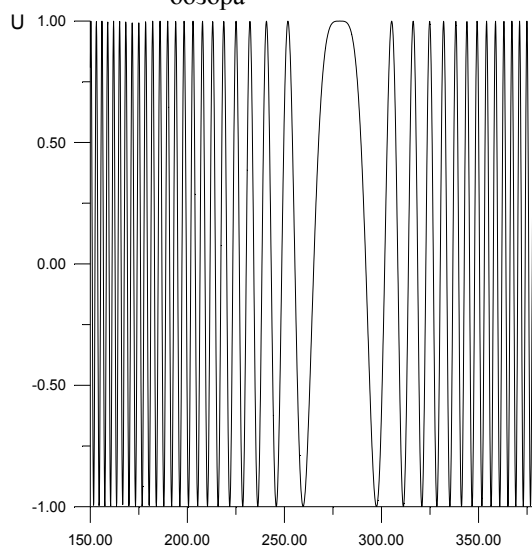


Рис. 3 – Действительная составляющая ЛЧМ сигнала

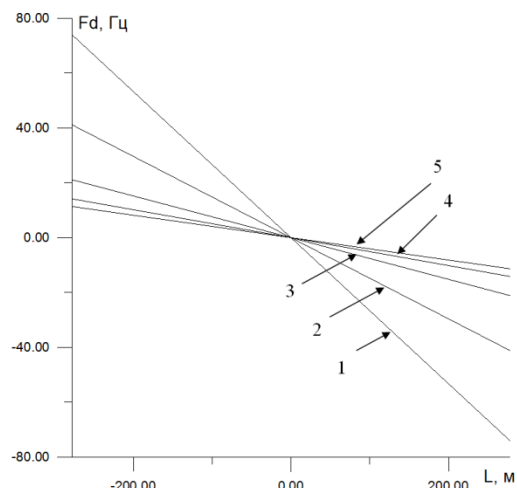


Рис. 2 – Изменение частоты Доплера в зависимости от азимутального расстояния

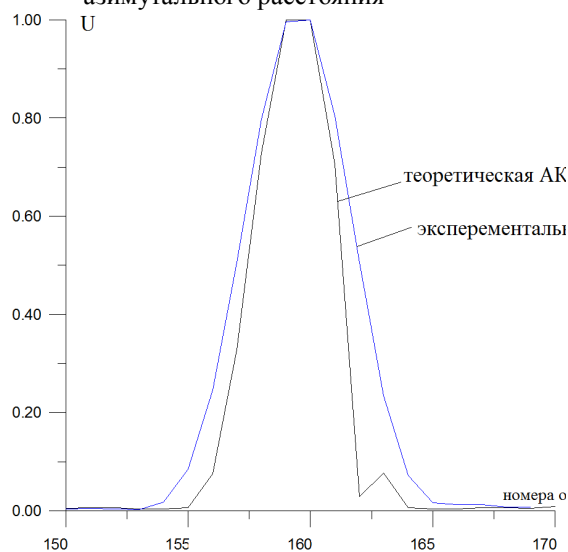


Рис. 4 – Теоретическая и экспериментальная АКФ

Радиолокационные изображения, полученные с помощью самолетной РЛС с синтезированием апертуры, после сжатия по дальности представлены на рис. 5. Этот случай соответствует отсутствию азимутальной обработки, поэтому цели на рис. 5 не сфокусированы.

С целью выяснения спектрального состава полученных данных проведен частотный анализ траекторного сигнала. На рис. 6 и 7 для различных значений представлены результаты спектрального анализа экспериментальных данных (графики под цифрой 1) и ожидаемые теоретические спектры от точечной цели (под цифрой 2). Сравнение графиков показывает, что реальный и ожидаемый спектры могут существенно отличаться. На рис. 6 основные спектральные составляющие расположены вне границ теоретического спектра, что свидетельствует о наличии в траекторном сигнале мощной компоненты сигнала от цели в зоне видимости боковых лепестков.



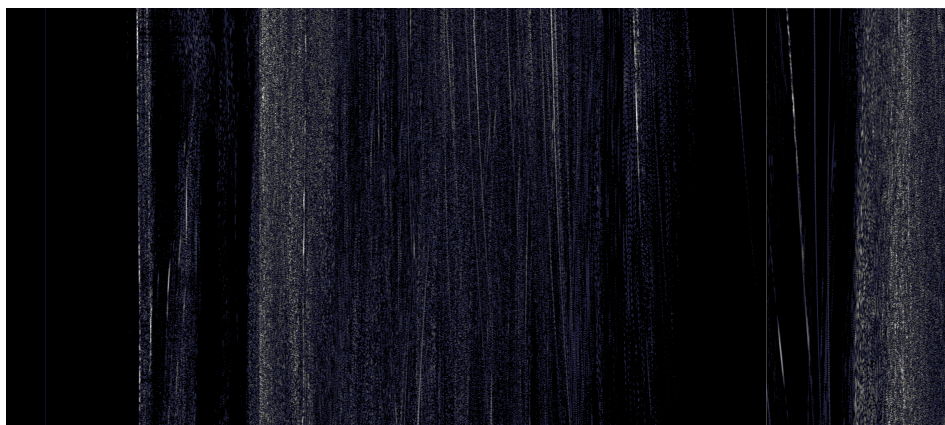


Рис. 5 – Радиолокационное изображение без азимутальной обработки

На рис. 7 такая мощная компонента находится на границе кадра. Это говорит о наличии сильной миграции сигналов по каналам дальности. Как показали расчеты, число мигрирующих каналов траекторного сигнала в рассматриваемом случае может составлять от 6 до 50.

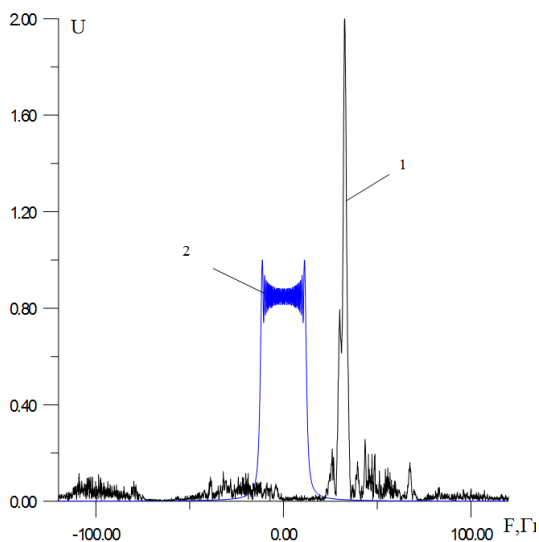


Рис. 6 – Теоретический и экспериментальный азимутальные спектры

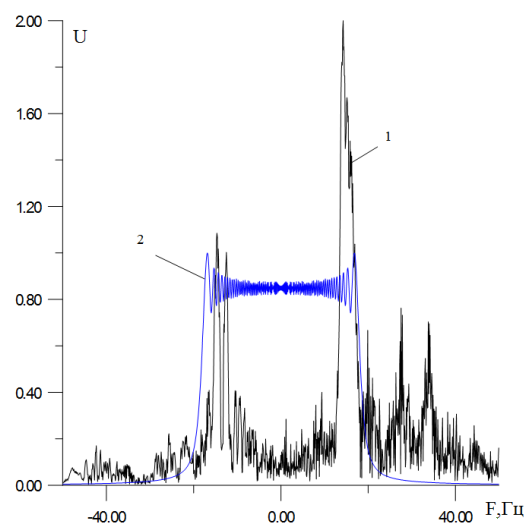


Рис. 7 – Теоретический и экспериментальный азимутальные спектры

Проведенные исследования показывают, что на отдельных участках изображения анализ спектров может дать дополнительную информацию о траекторном сигнале. Состав спектра существенно зависит от параметров радиолокационного датчика и условий съемки. На одних участках спектра доминирующим оказывается влияние миграции сигнала, на других – прием сигналов по боковым лепесткам.

В любом случае, анализ спектра может быть использован для текущей настройки алгоритмов обработки радиоголограммы при формировании радиолокационного изображения.

### Библиографический список

- Верба В.С., Неронский Л.Б., Осипов И.Г., Турук В.Э. Радиолокационные системы землеобзора космического базирования / Под ред. В.С.Вербы. – М.: Радиотехника, 2010. – 680 с.
- Кондратенков Г.С., Фролов А.Ю. Радиовидение. Радиолокационные системы дистанционного зондирования Земли. – М.: Радиотехника, 2005. – 368 с.
- Радиолокационные системы воздушной разведки, дешифрирование радиолокационных изображений / Под ред. Л.А. Школьного. – М.: Изд. ВВИА им. проф. Н.Е. Жуковского, 2008. – 531 с.
- Moreira A., Mittermayer J., Scheiber R. Extended Chirp Scaling Algorithm for Air- and Spaceborne SAR Data Processing in Stripmap and ScanSAR Imaging Modes // IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, Vol. 34, No. 5, September 1996. P.1123-1136.

## АЛГОРИТМ ОЦЕНИВАНИЯ АППАРАТНОЙ ФУНКЦИИ ПО ПРОРЕЖЕННОЙ МАТРИЦЕ НАБЛЮДЕНИЙ

В.К. Клочко, О.Н. Макарова

Рязанский государственный радиотехнический университет,  
Россия, Рязань, klochkovk@mail.ru

*Аннотация.* Рассматривается алгоритм оценивания аппаратной функции в сканирующей радиометрической системе, отличающийся работой в условиях прореженной матрицы наблюдений, основанный на матричном методе и его модификации.

*Ключевые слова.* Аппаратная функция, радиометрическая система, прореженная матрица наблюдений, восстановление изображений.

## ALGORITHM OF ESTIMATION OF DEVICE FUNCTION ON THE THINNED-OUT MATRIX OF SUPERVISION

V.K. Klochko, O. N. Makarova

Ryazan State Radio Engineering University,  
Ryazan, Russia, klochkovk@mail.ru

*Abstract.* The algorithm of estimation of hardware function in the scanning radiometric system differing in work in the conditions of the thinned-out matrix of supervision, based on a matrix method and its modification is considered.

*Keywords.* Device function, radiometric system, the thinned-out matrix of supervision, recovery of images.

**Введение.** При восстановлении изображений [1, 2] обычно считается, что аппаратная функция (АФ), именуемая также функцией рассеяния точки (ФРТ), задана и соответствует форме диаграммы направленности антенны (ДНА). Однако в действительности АФ зависит от условий наблюдения и тракта первичной обработки, включающего высокочастотное усиление, квадратичное детектирование и фильтрацию низких частот (ФНЧ). Это приводит к необходимости уточнения АФ при выполнении операций восстановления изображений [3].

Цель работы – разработка и исследование алгоритмов оценивания АФ на основе прореженной матрицы радиометрических наблюдений.

**Постановка задачи.** Антенна радиометра построчно сканирует участок местности по азимуту  $\varphi$  и углу места  $\theta$ , при этом шаг сканирования по углу места превышает шаг дискретизации. При каждом  $\theta_i, \varphi_j$ -м угловом положении линии визирования антенны наблюдаемое поле  $X$  усиливается радиометром и после прохождения тракта первичной обработки регистрируется в виде напряжения  $y(\theta_i, \varphi_j) = y(i, j)$ . Суммарная модель наблюдений  $y(i, j)$  в  $i, j$ -х элементах дискретизации поля изображения  $X = \{x(i, j)\}$ ,  $i = \overline{1, M}$ ,  $j = \overline{1, N}$  имеет следующий вид:

$$y(i, j) = \sum_{i_1=-m}^m \sum_{j_1=-n}^n x(i+i_1, j+j_1) \alpha(i_1, j_1) + p(i, j), \quad (1)$$

$$i = \overline{m+1, h, M-m}, \quad j = \overline{n+1, N-n},$$

где  $2m+1$  и  $2n+1$  – ширина ДНА соответственно по углу места и азимуту (на уровне 0,5 мощности) в количестве элементов дискретизации;  $\alpha(i, j)$  – значения АФ;  $p(i, j)$  – белый шум;  $h \geq 1$  – шаг сканирования по углу места;  $h = 1$  – шаг дискретизации.

При  $h > 1$  матрица радиометрических наблюдений  $Y = \{y(i, j)\}$  оказывается прореженной вдоль строк, при этом пропущенные строки или обнуляются, или не рассматриваются.

Задача заключается в оценивании АФ  $\alpha(i, j)$ ,  $i = \overline{-m, m}$ ,  $j = \overline{-n, n}$  по наблюдениям (1).

**Матричный метод оценивания АФ<sup>1</sup>.** Модель наблюдений (2) по аналогии с матричной формой записи [2] представим в следующей векторно-матричной форме:

$$\bar{y} = X_1 \bar{a} + \bar{p}, \quad (2)$$

<sup>1</sup> Идея записи матричных форм принадлежит также Кузнецову В.П.

где  $\bar{y}$  – вектор-столбец измерений, полученный построчным считыванием элементов матрицы  $Y$ ;  $\bar{a}$  – вектор-столбец искомым значений АФ  $\alpha(i, j)$ , записанных построчно;  $\bar{p}$  – вектор-столбец помех  $p(i, j)$ ;  $X_1$  – матрица элементов  $x(i, j)$ , переписанных из матрицы  $X$  по определенному правилу. Ниже показан пример перезаписи элементов  $x(i, j)$  из матрицы  $X$  изображения объектов в предварительно обнуленную матрицу  $X_1$  на языке Matlab:

```
i=0;
for i1=m+1:h:M-m
    j0=0;
    for j1=n+1:N-n
        j0=j0+1; j=0; i=i+1;
        for i2=i1-m:i1+m
            for j2=j0:j0+2*n
                j=j+1; X1(i,j)= X(i2,j2);    (3)
            end %j2
        end %i2
    end %j1
end %i1
```

Из (2) по критерию минимума квадрата нормы

$$J = \|\bar{y} - X_1 \bar{a}\|^2 = (\bar{y} - X_1 \bar{a})^T (\bar{y} - X_1 \bar{a}),$$

находится оптимальная оценка  $\hat{a}$  вектора  $\bar{a}$  с помощью обратной матрицы:

$$\begin{aligned} \partial J / \partial \bar{a} &= -2(\bar{y} - X_1 \bar{a})^T X_1 = 0^T, \quad X_1^T (\bar{y} - X_1 \bar{a}) = 0 \quad \Rightarrow \\ \Rightarrow \quad \hat{a} &= X_1^+ \bar{y}, \quad X_1^+ = (X_1^T X_1 + \delta \cdot E)^{-1} X_1^T, \end{aligned} \quad (4)$$

где матрицу  $X_1^+$  также можно найти в среде Matlab:  $X_1^+ = \text{pinv}(X_1, \delta)$ .

Элементы найденного вектора  $\hat{a}$  построчно переписываются в матрицу оценок значений АФ  $\hat{A} = \{\hat{\alpha}(i, j)\}$ ,  $i = \overline{1, 2m+1}$ ,  $j = \overline{1, 2n+1}$ .

**Алгоритм оценивания АФ.** Алгоритм сводится к следующим операциям:

1. Известная матрица  $X = \{x(i, j)\}$ ,  $i = \overline{1, M}$ ,  $j = \overline{1, N}$  эталонного изображения представляется в форме матрицы  $X_1$  с помощью программы (3).

2. При сканировании поля эталонного изображения  $X$  по пространству  $i = \overline{m+1, M-m}$ ,  $j = \overline{n+1, N-n}$  получается матрица  $Y$ , которая переписывается в вектор  $\bar{y}$ .

3. По формуле (4) вычисляется оптимальный вектор  $\hat{a}$ , элементы которого записываются в матрицу оценок АФ  $\hat{A} = \{\hat{\alpha}(i, j)\}$ .

**Модификация алгоритма.** Исследования показывают, что при  $h > 1$  в матрице оценок  $\hat{A}$  появляются повторяющиеся строки, что придает поверхности АФ ступенчатый вид, причем максимум АФ в строках матрицы  $\hat{A}$  явно не всегда проявляется. Для выделения неявно присутствующей в строках матрицы  $\hat{A}$  искомой АФ алгоритм оценивания АФ дополняется следующей модификацией:

1. Матрица  $\hat{A}$  интерполируется как матрица, прореженная с шагом  $h$ , что позволяет сгладить ступенчатый характер поверхности АФ.

2. Полученная после интерполяции матрица  $\hat{A}$  нормируется: все элементы  $\hat{\alpha}(i, j)$  делятся на максимальный элемент этой матрицы. Выбирается строка с единичным (максимальным) элементом, которая содержит информацию и форме центрального сечения АФ.

3. Элементы выбранной строки, расположенные симметрично относительно центра, усредняются. Тем самым компенсируются ошибки оценивания АФ и учитывается симметричность АФ в центральном сечении.

4. По результатам усреднения составляется функция одной переменной  $b(\rho)$ ,  $\rho = 0, 1, 2, \dots, n$ , представляющая центральное горизонтальное сечение АФ в зависимости от дальности  $\rho$  относительно центра АФ.

5. Для каждого  $i, j$ -го элемента предварительно обнуленной матрицы  $\hat{A}$  ( $i = \overline{1, 2m+1}$ ,  $j = \overline{1, 2n+1}$ ) с координатами  $i_1 = i - m - 1$ ,  $j_1 = j - n - 1$  ( $i_1 = \overline{-m, m}$ ,  $j_1 = \overline{-n, n}$ ) вычисляется его расстояние  $R$  от центра АФ с учетом масштабного множителя  $n/m$  по формуле:

$$R = \sqrt{(i - m - 1)^2 (n/m)^2 + (j - n - 1)^2}.$$

6. По запомненным значениям  $b(\rho)$  для найденного значения  $R$  вычисляется оценка АФ:  $\hat{\alpha}(i, j) = b(R)$  с использованием линейной интерполяции соседних отсчетов функции  $b(\rho)$ .

7. В результате получается матрица оценок АФ  $\hat{A} = \{\hat{\alpha}(i, j)\}$ .

**Альтернативное решение.** В качестве альтернативного решения рассмотрим следующий алгоритм, работающий в условиях непрореженной, но предварительно интерполированной матрицы наблюдений:

1. Матрица наблюдений  $Y$ , прореженная с шагом  $h > 1$ , дополняется до непрореженной матрицы  $Y_1$  ( $h_1 = 1$ ) линейной интерполяцией по столбцам соседних строк матрицы  $Y$ .

2. Для формы записи (2) в виде

$$\bar{y} = X_1 \bar{a} + \bar{p} = X_1 H \bar{b} + \bar{p} = X_2 \bar{b} + \bar{p}, \quad (5)$$

где  $X_2 = X_1 H$ ;  $\bar{a} = H \cdot \bar{b}$ ;  $\bar{b}$  – вектор меньшей размерности чем  $\bar{a}$ , представляющий сечение АФ;  $H$  – матрица, позволяющая восстановить АФ по ее сечению и вычисляемая заранее, например, в Matlab:

```
ii=0;
for i=1:2*m+1
  for j=1:2*n+1
    ii=ii+1;
    R=sqrt((i-m-1)^2*(n/m)^2+(j-n-1)^2);
    for k=1:n+1
      if R>=k-1 & R<k
        H(ii,k)=k-R; if k<=n H(ii,k+1)=R-k+1; end
      end %if
    end %k
  end %j
end %i,
```

на основе эталонного изображения  $X$  вычисляется матрица  $X_1$  в (3) и матрица  $X_2 = X_1 H$ .

3. Для модели (5) вычисляется оптимальная по критерию минимума квадрата нормы  $J = \|\bar{y} - X_2 \bar{b}\|^2 = (\bar{y} - X_2 \bar{b})^T (\bar{y} - X_2 \bar{b})$  оценка вектора  $\bar{b}$ :  $\hat{\bar{b}} = X_2^+ \bar{y}$  с помощью псевдообратной матрицы  $X_2^+$  и оценка вектора  $\bar{a}$ :  $\hat{\bar{a}} = H \cdot \hat{\bar{b}}$ .

В качестве второго альтернативного решения рассматривался алгоритм метода дельта-функции, основанный на свойстве свертки: свертка АФ с дельта-функцией дает значения АФ. При сканировании с шагом  $h > 1$  точечного источника излучения интерполированная матрица наблюдений давала изображение АФ, причем для повышения контраста из полученного изображения вычиталось изображение фона без точечного источника.

**Результаты моделирования.** В таблице представлены оценки среднеквадратического отклонения (СКО), полученные матричным методом на множестве реализаций эксперимента в следующих условиях моделирования: ширина ДНА составляла  $(2m+1) \times (2n+1) = 7 \times 7$ ; отно-

шение сигнал-шум (С-Ш) 30 и 50; шаг сканирования  $h = 1, 2, 3, 4$ ; размер объекта наблюдения  $L \times L = 5 \times 5$ . Данные первой строки значений СКО показывают способность алгоритма при шаге сканирования  $h > 1$  извлекать из прореженной матрицы наблюдений  $Y$  информацию о форме АФ с помощью дополнительной процедуры.

Для сравнения приводятся данные второй строки значений СКО, полученные альтернативным алгоритмом для предварительно интерполированной матрицы наблюдений  $Y = \{y(i, j)\}$ . При  $h = 1$  виден выигрыш точности за счет уменьшения числа оцениваемых параметров в модели (5), но при  $h > 1$  точность теряется из-за ошибок интерполяции. Другой альтернативный алгоритм, основанный на методе дельта-функции, в аналогичных условиях моделирования показал худшие результаты: СКО от 0,300 до 0,330.

С-Ш $h$	30				Таблица 50			
	1	2	3	4	1	2	3	4
Алгоритм	0,015	0,015	0,015	0,015	0,011	0,011	0,011	0,011
Сравнение	0,010	0,030	0,079	0,213	0,009	0,029	0,078	0,213

**Заключение.** Недостатком матричного метода оценивания АФ является необходимость иметь эталонное изображение  $X$ . Достоинством – оптимальность в смысле заложенного в его основу критерия, а также слабая зависимость оценок АФ от формы и местоположения эталонного изображения объекта в матрице  $X$ .

Рассмотренный алгоритм может найти применение в существующих радиометрических системах микроволнового диапазона [4], а также в оптических системах инфракрасного диапазона, предназначенных для обнаружения и распознавания объектов по их восстановленному изображению.

#### Библиографический список

1. Василенко Г.И., Тараторин А.М. Восстановление изображений. М.: Радио и связь, 1986. 304 с.
2. Математические методы восстановления и обработки изображений в радиотеплооптоэлектронных системах / В.К. Клочко. Рязань: РГРТУ, 2009. 228 с.
3. Клочко В.К. Восстановление изображений объектов в условиях атмосферных искажений // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. № 3 (Вып. 33). 2010. С. 24 – 28.
4. Пассивная радиолокация: методы обнаружения объектов / Под ред. Р.П. Быстрова и А.В. Соколова. М.: Радиотехника. 2008. 320 с.

УДК 621.396.2 ГРНТИ 49.43.29

## ВЛИЯНИЕ ФАЗОВОГО ШУМА НА ТОЧНОСТЬ ОЦЕНИВАНИЯ МАТРИЦЫ КАНАЛЬНЫХ КОЭФФИЦИЕНТОВ MIMO СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ ОТ МОБИЛЬНОГО ОБЪЕКТА

Ю.Н. Паршин, П.В. Жариков, П.А. Казначеев

*Рязанский государственный радиотехнический университет,  
Россия, Рязань, stein94@yandex.ru*

*Аннотация.* Проведен анализ влияния фазового шума синтезатора частот на погрешность оценивания канальных коэффициентов, а также расчет ошибки вычисления канальной матрицы MIMO системы передачи при действии комплекса фазового и теплового шумов.

*Ключевые слова.* Канальный коэффициент, MIMO система передачи, фазовый шум, тепловой шум, синтезатор частот, ошибка оценивания.

## PHASE NOISE AFFECT ON MEASUREMENT ACCURACY OF MATRIX CHANNEL COEFFICIENTS MIMO COMMUNICATION SYSTEM FROM MOBILE OBJECT

Yu. N. Parshin, P.V. Zharikov, P.A. Kaznacheev

*Ryazan State Radio Engineering University,  
Ryazan, Russia, stein94@yandex.ru*

*Abstract.* The influence of phase noise frequency synthesizer on the error of estimation of channel coefficients, and the calculation errors computation the channel matrix of the MIMO transmission system by the action of the complex phase and thermal noise.

*Keywords.* Channel coefficient, MIMO transmission, phase noise, thermal noise, frequency synthesizer, estimation error

**Введение.** Важность использования MIMO канала связи в системах передачи информации от мобильных объектов в настоящее время трудно переоценить, так как это позволяет значительно повысить пропускную способность в сложных условиях многолучевого распространения радиоволн. При этом преимущество MIMO (Multiple-Input-Multiple-Output) системы над традиционной системой передачи SISO (Single-Input-Single-Output) будет тем выше, чем сильнее многолучевость в зоне электромагнитной доступности корреспондентов. Однако для MIMO пространственного кодирования и декодирования необходимо максимально точно знать значения канальных коэффициентов, что требует периодического тестирования канальных коэффициентов. Оценивание канальных коэффициентов с использованием ортогональности сигналов в пространственной, частотной и временной областях для исключения помех от соседних передающих антенн, а также при последовательном излучении тестового сигнала каждой передающей антенны предполагает стабильность фаз задающего генератора передатчика и гетеродина приемника на время, равное периоду тестирования.

Таким образом, целью работы является анализ влияния дополнительной ошибки оценивания канального коэффициента, вызванной действием фазового шума, на дисперсию ошибки оценивания. Исследуется влияние фазового шума на точность оценивания канального коэффициента с помощью разработанного программно-аппаратного комплекса [1], назначением которого является тестирование условий передачи информации в различных условиях распространения радиоволн.

**Постановка задачи.** Основными факторами, влияющие на точность оценки канального коэффициента, являются:

- тепловой шум приемника, влияние которого при различных отношениях сигнал-шум рассмотрено в работе [2],

- изменение во времени матрицы канальных коэффициентов, которое может быть вызвано перемещением мобильного объекта в пространстве или появлением/устранением дополнительных отражателей в зоне электромагнитной доступности корреспондентов,

- фазовые шумы задающего генератора передатчика и гетеродина приемника.

Основное отличие фазового шума от теплового шума состоит в зависимости спектральной плотности мощности от частоты вида  $1/f$ . При этом на высоких частотах влияние фазового шума по сравнению с тепловым шумом мало. Тестирование канальных коэффициентов состоит в определении изменения амплитуды и фазы сигналов в каждой приемной антенне относительно сигнала одной из антенн, принятой в качестве опорной. Влияние фазового шума гетеродина приводит к сдвигу фазы преобразованного сигнала, которое зависит от времени прихода сигнала. Возникающее при этом фазовое рассогласование сигнала и канального коэффициента можно представить как дополнительную погрешность определения канального коэффициента.

**Вывод расчетных соотношений.** Величина канального коэффициента MIMO системы равна  $\hat{h}_{ij} = y_{ij} / x_j$ , где  $y_{ij}$  – отсчеты комплексной огибающей сигнала на входе приемной антенны,  $x_j$  – отсчеты комплексной огибающей тестового сигнала,  $i = 1, \dots, N_R$ ,  $j = 1, \dots, N_T$  – номера приемных и передающих антенн. Влияние фазового шума приводит к возникновению дополнительного изменения аргумента комплексного канального коэффициента  $\hat{h}_1 = \underline{h} e^{i\Psi}$ , где  $\underline{h}$  – истинное значение канального коэффициента,  $\Psi$  – случайное значение фазы с дисперсией  $D_\Psi(\tau)$ , которая рассчитывается путем преобразований над спектральной плотностью мощности фазового шума [1],  $\tau$  – интервал времени между оцениванием канального коэффициента и приходом сигнала. Тогда для оценки канального коэффициента с точки зрения влияния фазового и белого шумов получим:

$$\hat{h} = \underline{h}_1 + \underline{\xi} = \underline{h} e^{i\Psi} + \underline{\xi},$$

где  $\underline{\xi}$  – ошибка вследствие влияния аддитивного теплового шума с дисперсией  $D_\xi$ .

Дисперсия ошибки вычисления канального коэффициента равна усредненному квадрату модуля разности истинного значения и оценки [3]:

$$D_h = \overline{|h - \hat{h}|^2} = \overline{|h - h e^{i\Psi} + \xi|^2} = |h|^2 - |h|^2 e^{i\Psi} - |h|^2 e^{-i\Psi} + |h|^2 + D_\xi.$$

Используя формулу Эйлера  $e^{i\Psi} = \cos\Psi + i \sin\Psi$  и приводя подобные слагаемые, окончательно получаем:

$$D_h = 2|h|^2(1 - \overline{\cos\Psi}) + D_\xi.$$

Усреднение косинуса осуществляется по вероятностной мере, которая для фазовых шумов является гауссовской [4], [5]:

$$\overline{\cos\Psi} = \int_{-\infty}^{\infty} \cos\Psi \frac{1}{\sqrt{2\pi D_\Psi(\tau)}} e^{-\frac{\Psi^2}{2D_\Psi(\tau)}} d\Psi = \sqrt{2D_\Psi(\tau)\pi} e^{-\frac{D_\Psi(\tau)}{2}}.$$

Подставляя результат усреднения в выражение для дисперсии ошибки оценивания канального коэффициента, получаем:

$$D_h = 2|h|^2 \left( 1 - \sqrt{2D_\Psi(\tau)\pi} e^{-\frac{D_\Psi(\tau)}{2}} \right) + D_\xi,$$

где  $q = \frac{|h|^2}{D_\xi}$  - отношение сигнал-шум.

**Описание и результаты расчетов.** В состав программно-аппаратного комплекса тестирования матрицы канальных коэффициентов входят передатчик тестового сигнала, цифровой приемник, спроектированный по архитектуре SDR, и пакет программ обработки. Подробное описание комплекса, а также структурная схема приведены в работе [1]. Отсчеты во времени принятого сигнала записываются в энергонезависимую память с помощью программного инструментария GNU Radio, предназначенного для работы с программно-определяемыми радиосистемами. Последующие вычисления канальных коэффициентов осуществляются в пакете прикладных программ MATLAB.

Получены зависимости дисперсии ошибки оценивания комплексного канального коэффициента от интервала времени  $\tau$  для различного отношения сигнал-шум  $q$ . Для сравнительного анализа взяты значения спектральной плотности мощности фазового шума на частоте 2,25 ГГц для синтезаторов, использующих генераторы управляемого напряжения ADF4360-1 и ADF4350. На рисунках 1, 2 приведены зависимости дисперсии оценки канального коэффициента от временной задержки при различных временных интервалах: а) 0...10 мс, б) 0...100 мс.

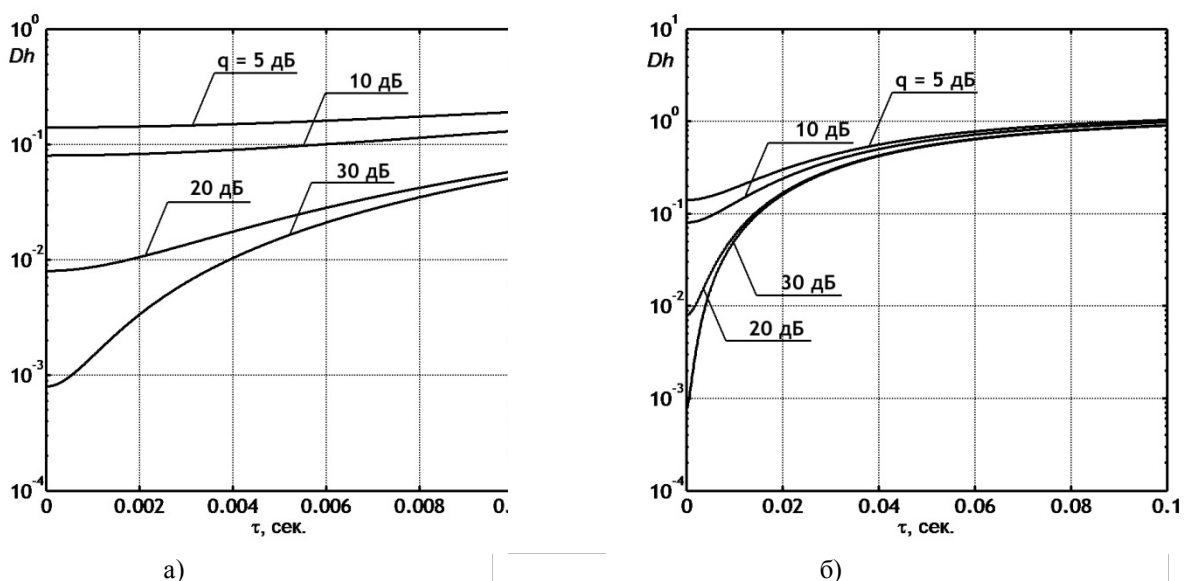


Рисунок 1 – Зависимость дисперсии оценки канального коэффициента от временной задержки для ИМС ADF4350

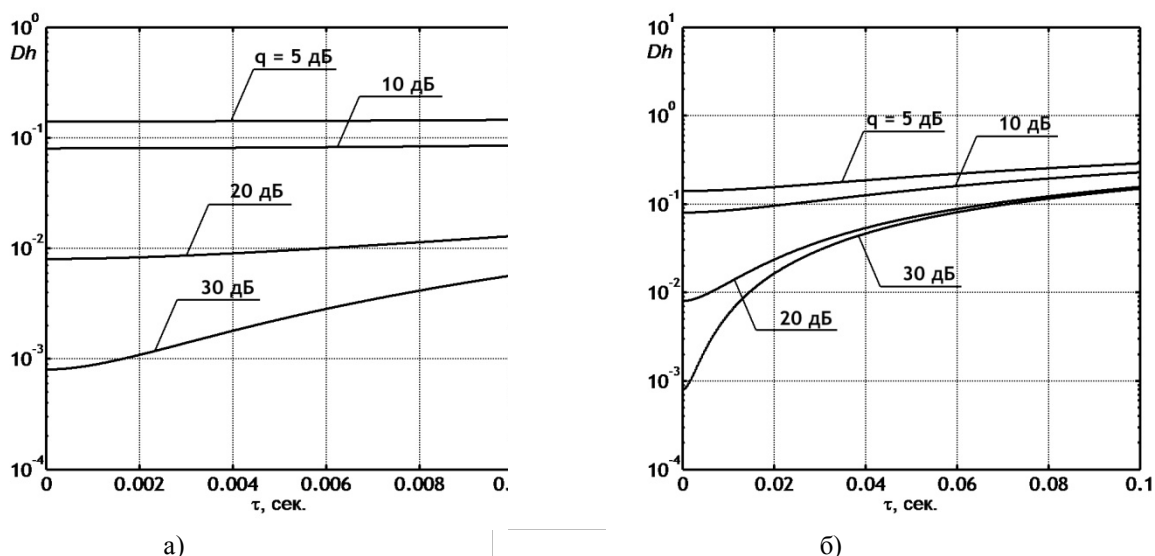


Рисунок 2 – Зависимость дисперсии оценки канального коэффициента от временной задержки для ИМС ADF4360-1

**Анализ полученных данных** позволяет определить величину дополнительной ошибки оценивания канального коэффициента вследствие фазового шума. При этом наибольшее влияние фазового шума на точность оценок отмечено при высоких отношениях сигнал-шум. В связи с этим в системах, требующих высокой точности оценивания канальных коэффициентов и работающих при высоких отношениях сигнал-шум, необходимо дополнительно уменьшать фазовые шумы синтезаторов с помощью фильтров в цепи обратной связи управляемого генератора. Сравнительный анализ двух синтезаторов с различными спектрами фазового шума показал при больших задержках уменьшение дисперсии ошибки на 10 дБ для синтезатора ADF4360-1, имеющего меньшую мощность фазовых шумов, по сравнению с синтезатором ADF4350.

Влияние ошибки оценивания канального коэффициента проявляется вследствие разнесения во времени измерения канального коэффициента момента времени, когда значения канальных коэффициентов применяются для пространственного декодирования принимаемых сигналов. Особенно заметно влияние задержки во времени, когда передающие антенны поочередно излучают тестовый сигнал последовательно во времени. Канальная матрица вычисляется с некоторой периодичностью и используется при пространственном декодировании сигнала. Однако непосредственно операции оценки канального коэффициента и пространственного декодирования сигнала происходят в различные моменты времени. Таким образом, неточность оценки канального коэффициента приведет к уменьшению пропускной способности MIMO системы передачи информации.

Работа выполнена в рамках государственного задания Министерства образования и науки Российской Федерации № 2014/178.

### Библиографический список

1. Паршин Ю.Н., Жариков П.В., Казначеев П.А. Программно-аппаратный комплекс тестирования канальной матрицы MIMO системы передачи информации от подвижного объекта // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета – Рязань: РГРТУ, 2015 №4, вып. 54, Часть 1. – С. 3-8.
2. Жариков П.В., Казначеев П.А. Экспериментальное исследование точности оценивания канальных коэффициентов системы MIMO // Методы и устройства формирования и обработки сигналов в информационных системах. – Рязань: РИЦ РГРТУ, 2015. – С. 61–65.
3. Вентцель Е.С. Теория вероятностей: учебник для вузов. 7-е изд. – М.: Высшая школа, 2001. – 575 с.
4. Манасевич В. Синтезаторы частот: теория и проектирование / пер. с англ. под ред. А.С. Галина. – М.: Связь, 1979. – 384 с.
5. Двайт Г.Б. Таблицы интегралов и другие математические формулы. – М.: Наука, 1966. – 228 с.



## О ГРАФИЧЕСКОМ ИЗОБРАЖЕНИИ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ ВОЛНЫ

И.В. Васильев, И.Д. Козин, И.Н. Федулina

ТОО «Специальное конструкторско-технологическое бюро «Гранит»  
(ТОО «СКТБ «Гранит»), Казахстан, Алматы

*Аннотация.* Работа посвящена рассмотрению вариантов графического изображения электромагнитной волны.

*Ключевые слова.* Максвелл, радиоволна, электромагнетизм.

### ABOUT GRAPHICAL REPRESENTATION OF THE ELECTROMAGNETIC WAVE

I.V. Vasiliev, I.D. Kozin, I.N. Fedulina

JSC "Special Design and Technology Bureau "Granite"  
(JSC "SDTB "Granite"), Kazakhstan, Almaty

*Abstract.* The article is devoted to consideration of variants of graphical representation of an electromagnetic wave.

*Keywords.* Maxwell, radio waves, electromagnetism.

Одним из самых частых вопросов студентов, изучающих распространение радиоволн, является: почему при распространении электромагнитной волны нарушается закон сохранения энергии? Основанием для такого вопроса являются иллюстрации во многих учебниках, описывающие поведение электромагнитной волны в пространстве. Пример такой иллюстрации приведён на рис. 1.

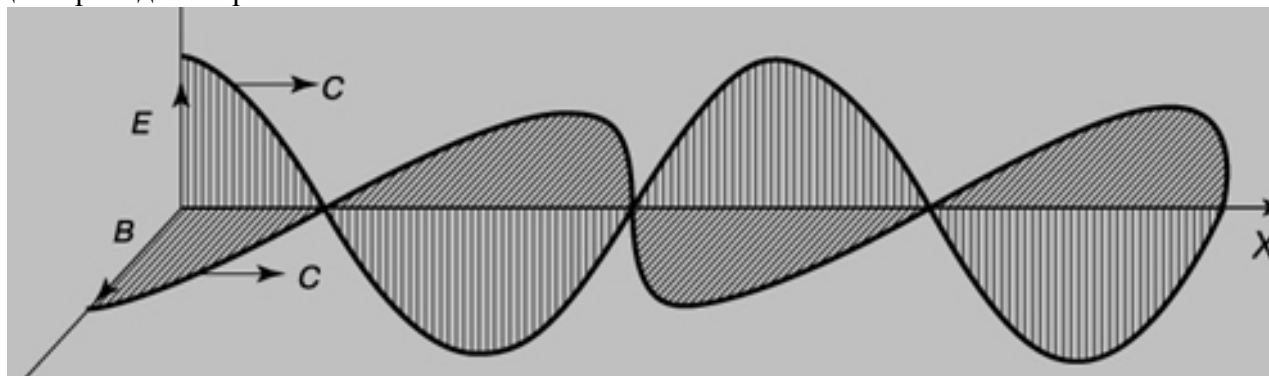


Рис.1. Схема распространения радиоволны

Как видно из рис. 1, в любой точке пространства соотношение между напряжённостью электрического поля ( $E$ ) и магнитной индукцией ( $B$ ) одинаковое. В каких-то точках пространства они одновременно достигают своего максимального значения, а в других – нулевого. Так как  $E$  и  $B$  напрямую связаны с энергией соответствующих полей, то из этого рисунка следует, что энергия электромагнитного поля то появляется, то исчезает, что противоречит как закону сохранения энергии, так и собственно уравнениям Максвелла.

Для подтверждения этого заключения обратим внимание на два уравнения, описывающих закон индукции Фарадея (1), и теорему о циркуляции магнитного поля (2).

$$\nabla \times E = -\frac{\partial B}{\partial t} \quad (1),$$

$$\nabla \times H = j + \frac{\partial D}{\partial t} \quad (2),$$

где  $j$  – плотность электрического тока (в единицах СИ - А/м);  $E$  - напряжённость электрического поля (в единицах СИ - В/м);  $H$  - напряжённость магнитного поля (в единицах СИ - А/м);  $D$  - электрическая индукция (в единицах СИ - Кл/м<sup>2</sup>);  $B$  - магнитная индукция (в единицах СИ - Тл = Вб/м<sup>2</sup>);  $\nabla$  - дифференциальный оператор набла.

Первое из этих уравнений описывает порождение вихревого электрического поля при изменении магнитной индукции, а второе - порождение вихревого магнитного поля при изменении электрической индукции. Но если электрическая и магнитные составляющие электромагнитного поля изменяются во времени синусоидально, то из этих уравнений однозначно следует, что максимумы полей должны быть не одновременны, а сдвинуты друг относи-

тельно друга на 90 градусов, так как производная синуса есть косинус и наоборот. В общем же случае, своего максимума электрическое поле должно достигать, когда скорость изменения магнитного поля наибольшая, а максимум магнитного поля должен приходиться на момент максимальной скорости изменения электрического поля. В этом случае поля на рисунке правильнее изображать следующим образом.

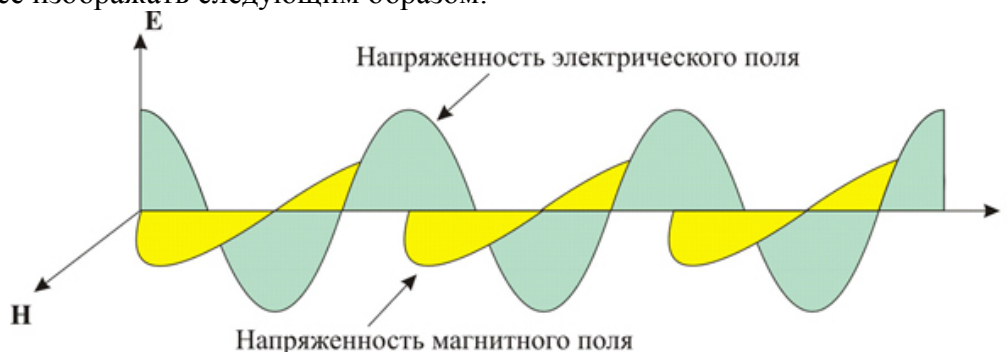


Рис. 2. Правильное изображение электромагнитной волны

Рисунок 2 иллюстрирует наличие энергии в любой момент времени и в любой точке пространства. Сумма энергий электрического и магнитного полей при этом постоянна, так как сумма квадратов синуса и косинуса любого угла равна единице. Энергия переходит из одного вида в другой с частотой электромагнитной волны, аналогично тому, как в механике энергия тела при колебаниях маятника переходит из кинетической в потенциальную и обратно. Закон сохранения энергии – один из наиболее фундаментальных законов природы, согласно которому важная физическая величина – энергия сохраняется в изолированной системе. В изолированной системе энергия может переходить из одной формы в другую, но её количество всегда остаётся постоянным.

Как же произошла эта ошибка с графическим изображением электромагнитной волны? Кто и когда её допустил? Задавшись этим вопросом, мы начали поднимать учебники и монографии всё более и более ранние и во всех находили подобные иллюстрации. Пока не дошли до первоисточника – Максвелла, и его книги «Трактат об электричестве и магнетизме» [1], где в двадцатой главе «Электромагнитная теория света» он привел следующий рисунок (рис.3).

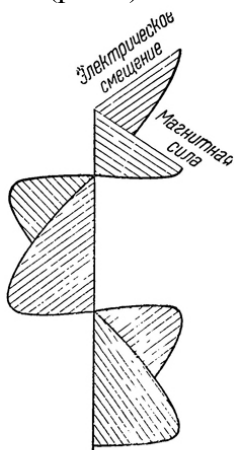


Рис. 3. Изображение световой волны Максвеллом

Во фрагменте работы, который иллюстрировал настоящий рисунок, было написано, что «значения магнитной силы и электродвижущей интенсивности в некоторый момент в различных точках луча представлены на рис... для случая простого гармонического возмущения в одной плоскости». Далее, рассчитывая величины электростатической и электрокинетической энергий (так он называл энергию электрического и магнитного полей) электромагнитного поля на единицу объёма, он делал следующее заключение: «В силу уравнения ... эти два выражения равны для единичной волны, так что в любой точке волны внутренняя энергия среды является наполовину электростатической и наполовину электрокинетической».

Казалось бы его рисунок полностью соответствует его же тексту, однако далее, комментируя выведенные значения энергий, он отмечал, что «если возмущение любого рода состоит из членов, заключающих синусы или косинусы углов, изменяющихся во времени, то максимальная энергия вдвое больше средней энергии». Тем самым он подтверждал, что речь в уравнениях идёт не о текущих, а именно о средних значениях энергий. В той же работе «Динамическая теория электромагнитного поля» [1], он в явной форме постулировал, что «распространение колебаний состоит в непрерывном преобразовании одной из этих форм энергии в другую попеременно, и в **любой момент** количество энергии во всей среде разделено поровну,

так что половина энергии является энергией движения, а другая половина - энергией упругого напряжения».

Таким образом, можно констатировать, что Максвелл просто ошибся, делая этот рисунок. Он утверждал лишь то, что в целом в пространстве энергия магнитного и электрического полей равны, но не об их соотношениях в конкретной точке и в конкретное время. Однако его авторитет был и остаётся настолько высоким среди учёных всего мира, что большинство авторов, описывавших электромагнитные явления, продолжали пользоваться максвелловским рисунком, лишь несколько видоизменяя его для удобства изложения своего материала.

Конечно, Максвелл делал свои выводы исходя из предположений, что электромагнитная волна распространяется в некоей субстанции, именуемой «эфиром», и замкнутые силовые линии электрического поля он называл «молекулярными вихрями», так как не мог предложить другой аналогии. Он не считал эту субстанцию «плотным телом», но считал, что она «обладает способностью быть приводимой в движение, передавать это движение от одной своей части к другой». Тем не менее, его уравнения позволяют адекватно описывать процесс распространения радиоволн в различных средах и широко используются учёными и инженерами.

### **Библиографический список**

1 Максвелл Д.К. Избранные сочинения по теории электромагнитного поля: пер. с нем., государственное издательство технико-теоретической литературы, М., 1952. - 687 с.

УДК 550.38; ГРНТИ 37.15.31

## **О ВОЗМОЖНОСТИ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЙ ПРОВЕРКИ ТЕОРИИ ПРОИСХОЖДЕНИЯ МАГНИТНОГО ПОЛЯ ЗЕМЛИ**

**И.В. Васильев**

*ТОО «Специальное конструкторско-технологическое бюро «Гранит»  
(ТОО «СКТБ «Гранит»»), Казахстан, Алматы, iv@granit.kz*

*Аннотация.* Описана экспериментальная установка и выполнен расчёт её параметров, обеспечивающих экспериментальную проверку теории происхождения магнитного поля Земли в условиях учебных лабораторий. Приведено общее описание гипотезы о возникновении магнитного поля из-за гравитационной ориентации молекул кварца, находящихся в земной коре и верхней мантии.

*Ключевые слова.* Гравитация, кварц, конденсатор, магнитное поле Земли.

## **ON THE POSSIBILITY OF EXPERIMENTAL VERIFICATION OF THE THEORY OF ORIGIN OF EARTH'S MAGNETIC FIELD**

**I.V. Vasiliev**

*JSC "Special Design and Technology Bureau "Granite"  
(JSC "SDTB "Granite"), Kazakhstan, Almaty, iv@granit.kz*

*Abstract.* Experimental installation is described and calculation of its parameters providing experimental check of the theory of origin of Earth's magnetic field in the conditions of educational laboratories is executed. The general description of a hypothesis about origin of magnetic field because of gravitational orientation of quartz molecules in the Earth crust and the top mantle is resulted.

*Keywords.* Gravitation, quartz, the condenser, a magnetic field of the Earth.

Природа возникновения магнитного поля Земли была и остаётся одной из главных геофизических проблем. Ещё в 1600 г. Уильям Гильберт в книге «О магните, магнитных телах и о большом магните - Земле» описал свои опыты по изучению намагниченного железного шара. Им было установлено, что вблизи намагниченного железного шара направление магнитных сил такое же, как у Земли. Он сделал заключение: причина земного магнетизма - внутри нашей планеты.

В 1820 г. Эрстед обнаружил действие на магнитную стрелку тока, протекающего в проводнике. Создаваемое проводником с током поле стали называть «магнитное». Так была связана природа магнитного поля с движением заряженных частиц.

Одно из основных направлений поисков причин возникновения магнитного поля у макрообъектов – его генерация вследствие вращения этих объектов. Изучением вопроса возникновения магнитного поля у вращающихся объектов занимались Гаусс, Фарадей, Шустер, Лебедев, Эйнштейн и многие другие.

Карл Фридрих Гаусс опубликовал в 1838 году свою книгу «Общая теория земного магнетизма», в которой сделал предположение, что наблюдаемое на поверхности магнитное поле Земли в основном связано с источниками, расположенными внутри её.

В настоящее время теория, связывающая магнитное поле Земли с токами внутри её жидкого ядра, является доминирующей, это теория гидромагнитного динамо - механизма усиления или поддержания стационарного, в частности колебательного, состояния магнитного поля гидродинамическими движениями проводящей среды. Впервые идею о том, что движения плазмы могут приводить к усилению магнитного поля, выдвинул Дж. Лармор в 1919 году в связи с объяснением природы магнетизма Земли и Солнца [1]. Название «гидромагнитное динамо» возникло из-за схожести процесса с работой динамо-машины (генератора тока).

Об обнаружении реальной взаимосвязи между гравитационными и магнитными аномалиями Земли впервые сообщил геофизик Почтарёв [2] в 50-х годах 20 века. К настоящему моменту уже доказана высокая корреляционная взаимосвязь (с коэффициентом корреляции более 0,9) для нескольких десятков аномалий, и, в первую очередь, связь гравитационных аномалий с недипольным магнитным моментом Земли [3].

Наличие особенностей поля, неспособных быть описанных в рамках одной теории, свидетельствует о том, что магнитное поле Земли создаётся несколькими механизмами различной природы, важнейшими из которых являются:

- а) магнитное поле, порождаемое жидкой внешней короной ядра Земли;
- б) намагниченные горные породы в земной коре;
- в) поле, возникающее вне земного шара в ионосфере и магнитосфере;
- г) магнитное поле, порождаемое токами, текущими в земной коре под влиянием внешних вариационных полей;
- д) магнитные эффекты океанского тока [4].

Привлекательна была гипотеза Сазерленда о том, что «... в каждом нейтральном атоме центры тяжести его разноименных зарядов не совпадают и так сдвинуты друг относительно друга, что центры отрицательных зарядов описывают большие пути, чем положительные...». Физическая же причина смещения зарядов по гипотезе Сазерленда – гравитационное воздействие. Механизм этого воздействия оставался нераскрытым. Лебедев предположил, что это могло бы происходить под действием гравитационных сил, но его эксперименты с заменой гравитационных сил на центробежные были неудачны. Лишь в 1984 году в Дубне, Васильевым Б.В. с помощью квантового магнитометра были обнаружены «признаки» эффекта, о котором говорил Сазерленд.

Теоретические исследования, связанные с проблемой генерации магнитного поля за счет вращения электрически заряженных тел, были выполнены Е.В. Григорьевой. Она пришла к выводу, что покоящийся относительно Земли наблюдатель должен фиксировать магнитное поле, создаваемое стационарно распределёнными во вращающейся Земле электрическими зарядами, связанными, по её мнению, с бароэлектрическим эффектом.

В 2014 году [5] автором была предложена иная модель, связывающая появление магнитного поля с вращением Земли. Источником поля по этой гипотезе являются заряды в земной коре, находящиеся в электрически нейтральных молекулах, имеющих, в силу их асимметрии, дипольный момент. При кристаллизации любого вещества молекулы структурно упорядочиваются и их взаимная ориентация в дальнейшем не меняется. Под действием гравитационного поля асимметричные молекулы должны принимать ориентацию, как правило, таким образом, чтобы более тяжёлые атомы фиксировались преимущественно в направлении центра притяжения. Если эти молекулы обладают дипольным моментом, то ориентация электрических диполей молекул не будет произвольной. Конечно, в целом все эти заряды

компенсируют друг друга и земные породы поэтому электрически нейтральны. Тем не менее, наличие структуры в ориентации молекулярных диполей может приводить к возникновению магнитных эффектов при их вращательном движении, величину которых можно оценить расчётным путём.

В отличие от гипотезы Сазерленда, рассматривавшего любые нейтральные атомы, предлагается принимать во внимание не атомы, а молекулы и только те, которые обладают электрическим дипольным моментом. Эффект от гравитационного смещения электронных оболочек относительно ядер атомов слишком мал, чтобы им можно было бы объяснить магнитное поле Земли. Раскручивание дисков и цилиндров из меди и золота (материалов с высокой электропроводностью) не позволило зафиксировать эффекта появления магнитного поля.

По мнению автора, основным веществом, обладающим дипольным моментом и создающим магнитное поле, является двуокись кремния (кварц). В несимметричной молекуле двуокиси кремния вес атома положительно заряженного кремния почти вдвое превышает вес отрицательно заряженного атома кислорода. Доля его в земной коре составляет 60%, а в верхней мантии – 46%, что существенно превосходит в процентном отношении доли других веществ. Кора и верхняя мантия принимаются в расчёт исходя из того, что в этих частях Земли вещества находятся уже в твёрдом состоянии и являются структурно ориентированными.

Дипольный момент молекулы кварца в среднем составляет 0,5 Дебая или  $1,67 \cdot 10^{-30}$  Кл·м. Учитывая, что 1 Кл равен заряду  $6,24 \cdot 10^{18}$  электронов, то можно представить эту молекулу в виде электрона и протона, разнесённых в пространстве на  $1,05 \cdot 10^{-11}$  м. Обозначим это расстояние между зарядами символом  $d$  и рассчитаем напряжённость магнитного поля, которое создадут эти два заряда при их вращении вокруг оси Земли. Так как напряжённость магнитного поля в центре рамки с током определяется выражением  $H = \frac{I}{2R}$ , то задача сво-

дится к определению радиуса вращения ( $R$ ) и силы тока ( $I$ ), создаваемого каждым из этих двух зарядов. Так как мы рассматриваем одиночные заряды, движущиеся со скоростью вращения Земли, а в земных сутках 86400 секунд, то каждый заряд в 1 Кулон будет создавать ток  $1/86400$  ампер или  $1,16 \cdot 10^{-5}$  А, а заряд протона будет создавать ток, соответственно, в  $6,24 \cdot 10^{18}$  раз меньше, или  $0,19 \cdot 10^{-23}$  А.

Поле, создаваемое положительным зарядом, будет равно  $H_+ = \frac{I}{2R}$  в центре вращения,

а поле отрицательного  $H_- = \frac{I}{2(R+d)}$ , так как отрицательный заряд в молекуле расположен

дальше от центра Земли. Разностное поле получится равным

$$\Delta H = H_+ - H_- = \frac{I}{2} \cdot \frac{R+d-R}{R^2+dR} \approx \frac{Id}{2R^2}. \quad (1)$$

Интегрируя поля от всех зарядов молекул кварца, находящихся в коре и верхней мантии, получается поле 55,65 А/м. Эта цифра несколько больше, чем у наблюдаемой экспериментально дипольной составляющей поля Земли, что может свидетельствовать о не строго идеальной ориентации молекул кварца относительно центра притяжения Земли. Даже при отклонении в ориентации молекул относительно центра тяжести на 25 градусов снижение уровня поля, ей создаваемой, будет менее 10%.

Предложенная гипотеза поддается экспериментальной проверке. Сейчас в радиоэлектронике начали широко использоваться малогабаритные многослойные керамические плоские конденсаторы. Структура этих конденсаторов (рис. 1) подобна структуре поляризованных молекул кварца, находящихся в литосфере. Если вместо электрических диполей расположить подобные конденсаторы по окружности диэлектрического диска и зарядить их, то при вращении этого диска должно создаться магнитное поле в соответствии с базовой гипотезой. Направление этого поля будет связано с полярностью заряда конденсаторов и с на-

правлением вращения диска, а напряжённость поля – со скоростью вращения, радиусом диска и величиной заряда. Если ёмкость конденсаторов и, соответственно, величина их зарядов будет не одинакова, то должно наблюдаться смещение центра получаемого при вращении диска дипольного магнитного поля относительно оси вращения.

Используя формулу (1), можно рассчитать параметры экспериментальной установки, которые позволят уверенно зафиксировать появление магнитного поля при вращении диска с конденсаторами. Примем значение заряда единичного конденсатора равным  $q$ , а его линей-

ный размер равным  $l$ . На окружности диска с радиусом  $R$  можно смонтировать  $n = \frac{2\pi R}{l}$  конденсаторов. Суммарный заряд батареи конденсаторов будет равен  $Q = nq$  или, выразив заряд через ёмкость конденсаторов и их напряжение,

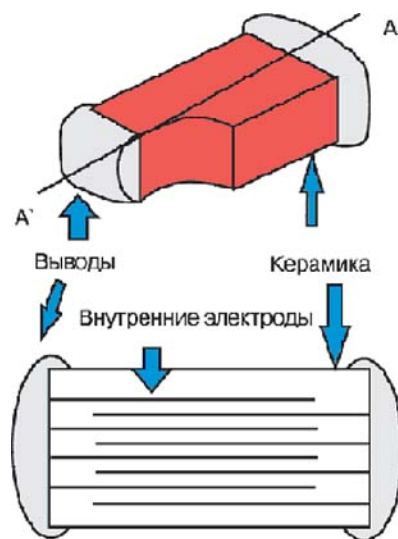
$$Q = nCU = \frac{2\pi RCU}{l}$$


Рис. 1. Структура многослойного керамического конденсатора

С другой стороны, весь этот заряд пройдёт через поперечное сечение за один период вращения диска, значит ток, создаваемый положительными и отрицательными зарядами, бу-

дет равен  $I = \frac{Q}{T} = \frac{\omega Q}{2\pi} = \frac{\omega RCU}{l}$ . Подставив это выражение в формулу (1) получим значение разностного поля равное

$$\Delta H = \frac{\omega CUd}{2Rl} \quad (2)$$

Зададимся чувствительностью спин-магнитометра модели JR-4, используемого для измерения намагниченности горных пород, равной 0,1 мА/м, радиусом диска 1 см и скоростью вращения бытовой дрели – 1000 оборотов в минуту.

Выберем в качестве конденсаторов для использования в установке изделия модели X5R фирмы Murata типоразмером 0805 (ширина 5 мм) ёмкостью 22 мкФ и напряжением 10В [6]. Расстояние между обкладками у этой модели конденсаторов около 2 мкм. Переведа все единицы в систему СИ, получим по формуле (2) ожидаемую величину напряжённости поля.

$$\Delta H = \frac{16,7 \cdot 22 \cdot 10^{-6} \cdot 10 \cdot 2 \cdot 10^{-6}}{2 \cdot 0,01 \cdot 5 \cdot 10^{-3}} = 7,3 \cdot 10^{-5} \text{ А/м} \quad (3)$$

Как видно из (3), получаемая напряжённость магнитного поля будет находиться на пороге чувствительности выбранного для эксперимента измерительного прибора. Разместив конденсаторы (а их на диске радиусом 10 миллиметров и длиной окружности соответственно

62,8 мм помещается всего 12 штук) в 2-3 слоя или увеличив скорость вращения диска, легко достигнуть предела чувствительности измерителя.

### Библиографический список

1. Моффат Г. К. Возбуждение магнитного поля в проводящей среде // пер. с англ., М., 1980.
2. Почтарев В. И. Земля - большой магнит // Ленинград. Гидрометеоздат, 1958.
3. Чуйкова Н.А., Алахвердова Н.В. Земное ядро как общий источник гравитационных и магнитных аномалий: предварительные результаты // Труды ГАИШ, Москва, 1996. - Т. 45.
4. Кузнецов В. В. Физика Земли // Новосибирск, 2011.
5. Васильев И.В. Влияние гравитации на формирование магнитного поля Земли// Журнал проблем эволюции открытых систем, Алматы, т.1 (16), 2014. - С.48-55.
6. Степуков В.Керамические конденсаторы большой ёмкости// Новости микроэлектроники [Электронный ресурс]. URL: [http://chipnews.gaw.ru/html.cgi/arhiv/02\\_06/10.htm](http://chipnews.gaw.ru/html.cgi/arhiv/02_06/10.htm) (дата обращения 21.02.2016).

УДК 621.37; ГРНТИ 47.45.29

## МОДЕЛИРОВАНИЕ КОЛЬЦЕВОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ КРУГОВОГО ОБЗОРА

Л.В. Аронов

Рязанский государственный радиотехнический университет,  
Россия, Рязань, [rgrtu@rsreu.ru](mailto:rgrtu@rsreu.ru)

*Аннотация.* Проведено математическое моделирование кольцевой антенной решетки кругового обзора на основе математической модели антенной решетки произвольной формы. Получены результаты численного моделирования кольцевой антенной решетки кругового обзора, оптимизированной по радиусу и количеству излучателей.

*Ключевые слова.* Математическая модель, антенная решетка, кольцевая антенная решетка, множитель антенной решетки, численное моделирование.

### PANORAMIC VIEW CIRCULAR ANTENNA ARRAY SIMULATION

L.V. Aronov

Ryazan State Radio Engineering University,  
Ryazan, Russia, [rgrtu@rsreu.ru](mailto:rgrtu@rsreu.ru)

*Abstract.* Panoramic view circular antenna array mathematical simulation is performed based on arbitrary shape antenna array mathematical model. Number of radiating elements and radius has been optimized and results of panoramic view circular antenna array numerical simulation has been obtained.

*Keywords.* Mathematical model, antenna array, circular antenna array, array factor, numerical simulation.

Требования к современным антенным системам привели к появлению множества узкоспецифичных конструкций, имеющих свои технические особенности, методики расчета и проектирования, согласования с фидером и т.д. Одной из таких конструкций является кольцевая антенная решетка. Эта антенна представляет собой частный случай плоской двумерной антенной решетки (АР). Благодаря круговой симметрии, такие решетки используются для получения ненаправленных (в плоскости решетки) амплитудных диаграмм направленности, а также для создания направленных амплитудных диаграмм направленности, слабо меняющихся при сканировании в пределах 360°.

Антенные системы, где взаимодействием между излучателями нельзя пренебречь, требуют сложного электродинамического анализа, но обычно при расчете делается допущение, что излучатели не взаимодействуют между собой или их взаимное влияние пренебрежимо мало. В этом случае диаграмма направленности (1) АР находится как произведение множителя АР на диаграмму направленности одного излучателя [1]:

$$F_{\text{реу}}(\theta, \varphi) = F_1(\theta, \varphi) F_N(\theta, \varphi). \quad (1)$$

Моделирование решетки произведено на основе математической модели антенной решетки произвольной формы. В общем виде множитель АР, состоящей из N излучателей, имеет вид [2]:

$$F_{\Sigma}(k) = A_0 e^{jk\vec{r}_0(\varphi, \theta)d_0} + A_1 e^{jk\vec{r}_0(\varphi, \theta)d_1} + A_2 e^{jk\vec{r}_0(\varphi, \theta)d_2} + \dots + A_N e^{jk\vec{r}_0(\varphi, \theta)d_N}, \quad (2)$$

где  $N$  – число излучателей решетки;

$A_i$  – мощность излучения  $i$ -го элемента;

$k = \frac{2\pi}{\lambda}$  – волновое число;

$\vec{r}_0(\varphi, \theta)$  – единичный вектор в сферической системе координат;

$\vec{r}_0(\varphi, \theta) = (\cos(\varphi) + \sin(\varphi)) \cdot \sin(\theta) + \cos(\theta)$ .

$d_i$  – множитель, учитывающий фазовый сдвиг, обусловленный пространственным расположением излучателей. В прямоугольной системе координат  $d_i$  приобретает вид:

$\vec{d}_i = (X_i, Y_i, Z_i)$ ,

где  $X_i, Y_i, Z_i$  – координаты  $i$ -го элемента по осям  $x, y, z$  декартовой системы координат.

Тогда произведение  $d_i \cdot \vec{r}_0(\varphi, \theta)$  имеет вид:

$d_i \cdot \vec{r}_0(\varphi, \theta) = (X_i \cdot \cos(\varphi) + Y_i \cdot \sin(\varphi)) \cdot \sin(\theta) + Z_i \cdot \cos(\theta)$ ,

а множитель антенной решетки приобретает форму:

$$F_{\Sigma}(\theta, \varphi) = \sum_{i=1}^N A_i e^{-jk((X_i \cdot \cos(\varphi) + Y_i \cdot \sin(\varphi)) \cdot \sin(\theta) + Z_i \cdot \cos(\theta))} \quad (3)$$

Рассмотрим множитель кольцевой АР из 16 излучателей (рисунок 1), расположенных равномерно по окружности диаметром  $D$ .

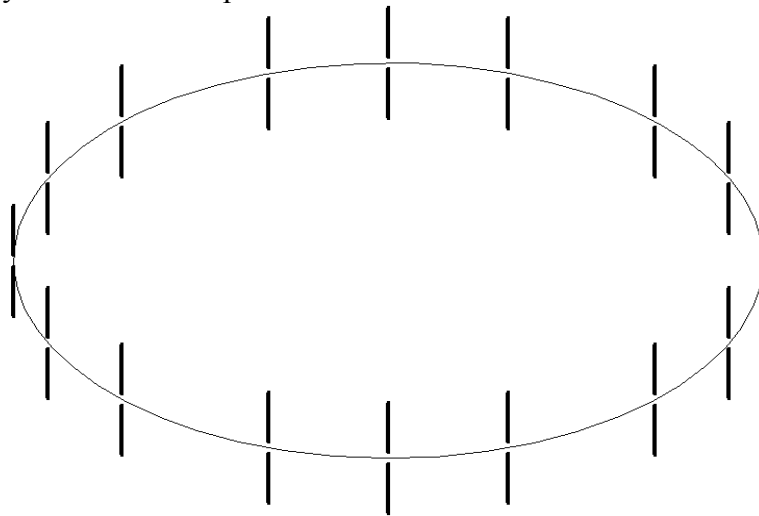


Рисунок 1 – Кольцевая антенная решетка из 16 излучателей

Воспользовавшись формулой (3), проведем расчет диаграммы направленности (ДН) АР для диаметров  $0,5\lambda$ - $4\lambda$  (Таблица 1).

Таблица 1 – Ширина ДН и уровень боковых лепестков (УБЛ)

Диаметр, $D, \lambda$	0,5	1	2	3	4
Ширина ДН, $2\Delta\theta, ^\circ$	94	44	20	15	10
УБЛ, $U/U_{\max}$	–	0,3	0,4	0,4	0,4

Анализ полученных данных показывает, что боковые лепестки в множителе появляются при диаметре АР  $D = 1\lambda$ , по мере увеличения диаметра достигают максимума при  $2\lambda$  и дальнейшее увеличение диаметра к росту УБЛ не приводит. Относительно высокое значение УБЛ = 0,4, значительно выше, чем у прямоугольной (УБЛ = 0,21), что ограничивает возможности использования кольцевой решетки [1]. Для снижения УБЛ применяются многокольцевые АР [3], ДН которых также можно рассчитать по формуле (3).



Одно из возможных практических применений однокольцевой АР, создание антенной системы с круговым обзором. В этом случае используются или антенны, ненаправленные по азимуту, например вибраторные антенны, или направленные антенны, но в этом случае направление каждой антенны зависит от её расположения в решетке («квазирешётка»). Расчет «квазирешёток» по формуле (3) невозможен. Рассмотрим АР, состоящую из полуволновых вибраторов, расположенных как показано на рисунке 1. При данном расположении максимум излучения вибраторов приходится в боковом направлении. Сравнительный анализ кольцевых АР диаметром  $D = 1\lambda$  и  $D = 2\lambda$  (рисунок 2а,2б) показывает, что создание решетки с круговым обзором возможно лишь при  $D = 1\lambda$ , потому что при данном диаметре максимум боковых лепестков приходится на направление перпендикулярное к продольной оси решетки.

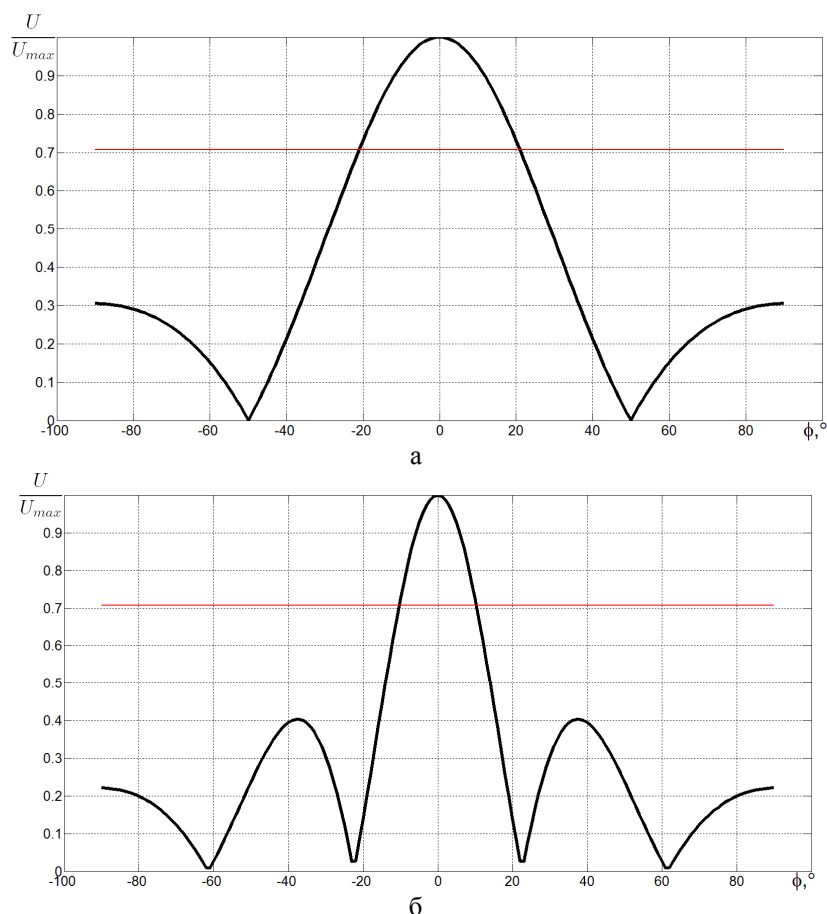


Рисунок 2 – Диаграммы направленности множителя 16-ти элементной кольцевой АР  
а –  $D = 1\lambda$ , б –  $D = 2\lambda$

Рассчитанная 16-ти элементная кольцевая АР кругового обзора имеет коэффициент усиления  $G=5,4\text{дБ}$ , т.е. её выигрыш по сравнению с полуволновым вибратором составляет 3,25 дБ. Кроме того, в диаграмме направленности содержатся «выбросы», вызванные попаданием ДН вибратора в основной лепесток множителя АР.

Применение такой решетки на практике нецелесообразно как с технической, так и с экономической точки зрения. Для борьбы с «выбросами» на ДН, упрощения и удешевления конструкции можно уменьшить число излучателей. Выявлено, что наибольший выигрыш по коэффициенту усиления, по сравнению с одиночным излучателем, достигается при количестве элементов  $N=6$  (выигрыш при этом составляет 4,53 дБ). При этом УБЛ не превышает 0,15 (рисунок 4).

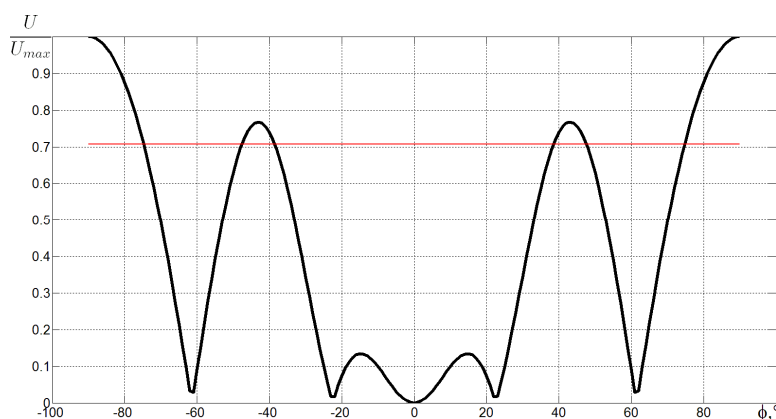


Рисунок 3 – Диаграммы направленности 16-ти элементной кольцевой АР полуволновых вибраторов

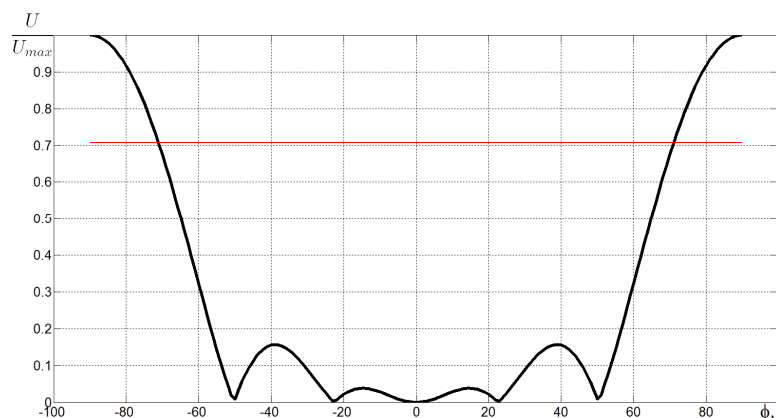


Рисунок 4 – Диаграммы направленности 6-ти элементной кольцевой АР полуволновых вибраторов

Анализ кольцевой АР показал, что для проектирования АР кругового обзора выигрыш по коэффициенту усиления составляет 3,25 дБ для 16-ти элементной АР, 4,53 дБ для 6-ти элементной АР (наибольшее полученное значение), 3,87 дБ для 4-х элементной АР и 1,5 дБ для 3-х элементной АР. Ширина ДН во всех рассмотренных случаях составляет около 30°.

Таким образом, на основании полученных данных можно сделать следующие выводы:

1. Создание кольцевой АР кругового обзора возможно при диаметре решетки  $D = 1\lambda$ ;
2. Оптимальное количество излучателей, позволяющее обеспечить наибольший выигрыш при наименьших аппаратных затратах и дающее возможность получить ДН без «выбросов» в побочных направлениях, составляет от 3 до 6 ненаправленных по азимуту излучателей.

Кольцевая АР может применяться в случаях, когда необходимо получение равномерной по азимуту ДН, например, в системах управления роботизированными платформами, системах связи с подвижными объектами, такими как железнодорожный подвижной состав, колесные и гусеничные машины, речные и морские суда. Увеличение коэффициента усиления возможно за счет создания кольцевых «квазирешёток» направленных излучателей, в которых направление излучения зависит от расположения в АР, но это требует углубленного электродинамического анализа и существенно более сложных расчетов.

### Библиографический список

1. Сазонов Д.М. Антенны и устройства СВЧ : Учеб. для радиотехнических. спец. Вузов [Текст] / Д. М. Сазонов . – М . : Высш. Шк. , 1988 . – 432 с.
2. Orfanidis S. J. Electromagnetic Waves and Antennas [Электронный учебник] / S. J. Orfanidis . – Rutgers University, 2004 . – 798 p.
3. Воскресенский Д. И. Устройства СВЧ и антенны [Текст] / Д. И. Воскресенский, В. Л. Гостюхин, В. М. Максимов, Л. И. Пономарев . – М. : Радиотехника, 2006 . – 376 с.

## МЕТОДИКА ПОСТРОЕНИЯ IP-СЕТИ И ИССЛЕДОВАНИЕ КАЧЕСТВА ИСПОЛЬЗУЕМЫХ КОДЕКОВ

**В.Т. Дмитриев, А.Д. Суздальцев**

*Рязанский Государственный Радиотехнический Университет,  
Россия, Рязань, vol77@rambler.ru*

*Аннотация.* Рассмотрена методика проектирования IP-телефонии, приведены исследования по построению сети. Показаны и проанализированы оценки указанных кодеков в сетях связи.

*Ключевые слова.* IP-телефония, кодек, IP-АТС Asterisk, методика проектирования, алгоритм PESQ.

### A METHOD OF CONSTRUCTING AN IP NETWORK AND STUDY THE QUALITY OF THE USED CODECS

**V.T. Dmitriev, A.D. Suzdaltsev**

*Ryazan State Radio Engineering University,  
Russia, Ryazan, vol77@rambler.ru*

*Abstract.* In this paper, the technique of designing IP-telephony, presented a study on the construction of the network. Showing and analyzed evaluating these codecs.

*Keywords.* IP-telephony, codec, IP-PBX Asterisk, design technique, the algorithm PESQ.

На сегодняшний день одной из приоритетных задач телекоммуникаций является качественная, дешевая и надежная связь. Учрежденческие автоматические телефонные станции (АТС) предоставляют доступ сотрудникам предприятия при наличии ограниченного числа городских телефонных линий. Программные АТС являются выбором для малого бизнеса или организации. Среди их достоинств отмечают: быстроту развертывания системы, доступность и стоимость содержания. Речь представляется в виде пакетов данных, используя протокол Voice over Internet Protocol. При этом не требуется создание новых сетей, так как работа системы осуществляется с помощью существующей компьютерной сети [1].

IP-телефония позволяет сократить расходы на междугородные и международные соединения. Связь через IP получается дешевле по ряду причин. Во-первых, в IP-телефонии используются широко распространенные и экономичные сети с коммутацией пакетов, в отличие от более дорогостоящих сетей с коммутацией каналов, применяемых в традиционной телефонии. Во-вторых, с использованием кодеков добиваются существенного сжатия речевой информации. Так, в системах цифровой телефонии при передаче голосового потока требуется канал 64 кБит/с (ISDN). В системах IP-телефонии, с использованием популярных кодеков, требуется гораздо меньшая пропускная способность (порядка 4-10 кБит/с) [1].

Проведен анализ известных методик проектирования телекоммуникационных сетей и сетей IP-телефонии [2,3]. На их основе разработана методика проектирования сетей IP-телефонии. Отличие данной методики от других заключается в том, что она более понятная для начинающих проектировщиков и отлично подходит студентам технических ВУЗов при выполнении курсовых проектов и выпускных квалификационных работ.

Данная методика состоит из нескольких этапов:

1. На первом этапе методики необходимо осуществить выбор – каким образом будет использоваться сеть IP-телефонии: в отдельном здании или в городе (необходимо определить, где мы будем использовать сеть IP-телефонии, так как для различного расположения сетей предъявляются свои требования).

2. На втором этапе методики необходимо определить необходимо ли прокладывать свою сеть или планируется арендовать существующую кабельную систему. (Для офиса (внутри здания) можно проложить свою кабельную систему. Но нужно учитывать тот факт, что если офис был взят в аренду, то в нем может находиться уже проложенная сеть (обычный телефон). Тогда, чтобы подключиться к IP-сети понадобится IP-шлюз, что позволит снизить расходы, но может повлиять на качество передаваемой речи.

Если сеть будет прокладываться между зданиями или по всему городу, то здесь нужно учитывать как технические, так и экономические аспекты прокладки кабельной сети. Если у фирмы есть достаточно бюджета для прокладки своей кабельной сети (оптический кабель),

то нужно учитывать оптимальное расположение районной АТС, при котором затраты на абонентскую сеть минимальны. Если же дешевле будет арендовать сеть, то нужно учитывать технические характеристики, так как передача речи по сети.)

а) Если необходимо прокладывать свою сеть, то переходим к пункту 4.

б) Если необходимо арендовать сеть, то переходим к пункту 3.

3. Расчет параметров для аренды. Если полученные данные в пункте 3 не удовлетворяют требованиям, переходим к пункту 4.

4. Проектирование сети связи.

а) Выбор топологии сети.

б) Расчет и выбор параметров кабеля.

в) Выбор технологии проектирования локальной сети.

г) Выбор вида сигнализации.

5. Выбор протокола передачи:

а) IPv4 (в качестве основного протокола сетевого уровня в стеке протоколов TCP/IP применяется протокол IP, который изначально проектировался как протокол передачи пакетов в сетях, состоящих из большого количества локальных сетей);

б) IPv6 (Протокол IP решает потенциальную проблему нехватки адресов за счет расширения разрядности адреса до 128.);

в) TCP (Протокол управления передачей информации (Transmission Control Protocol - TCP) был разработан для поддержки интерактивной связи между компьютерами. Протокол TCP обеспечивает надежность и достоверность обмена данными между процессами на компьютерах, входящих в общую сеть.

г) UDP (Протокол передачи пользовательских дейтаграмм) предназначается для обмена дейтаграммами между процессами компьютеров, расположенных в объединенной системе компьютерных сетей.

6. Выбор вида соединения:

а) Телефон-Телефон;

б) Телефон-Компьютер;

в) Компьютер-Компьютер.

7. Расчет производительности узла доступа.

8. Выбор оборудования.

9. Расчет экономических затрат.

В силу ряда известных проблем IP-телефонии ставится вопрос оценки качества речевых сигналов на выходе. При передаче по каналу связи речь рассматривается с точки зрения случайного процесса и его характеристики определяют параметры передаваемого сигнала, которые могут быть точно измерены [4].

Так как переданный речевой сигнал воспринимается человеком, то он оценивается слуховой системой. При этом субъективная оценка требует создания голосовой базы, сбора бригады экспертов и результаты тестов отображают усредненное качество. Все это нужно будет повторять при различных перестроениях и задержках в сетях связи. В качестве объективной оценки качества речевых сигналов осуществлен выбор оценки PESQ – одной из наиболее точных методов объективной оценки. Она представляет собой алгоритм определения качества речевой связи, который реализован в виде программы.

В настоящее время наиболее распространенной IP-АТС является Asterisk. Она поддерживает множество протоколов, поэтому сеть связи разработана на ее основе [1]. Для проведения исследования была построена сеть связи, состоящая из компьютера с установленной программой АТС, коммутатора, IP-телефонов. Для изучения кодеков была произведена контрольная запись голоса, которая воспроизводилась на одном телефоне и регистрировалась на другом. На рис. 1 показаны настройки для индивидуальной локальной сети, а также возможность выбора кодека.

**LINKSYS**  
A Division of Cisco Systems, Inc.

Linksys Telephone Configuration

Info | System | SIP | Regional | Phone | **Ext 1** | Ext 2 | Ext 3 | Ext 4 | User

User Login | basic | advanced  
Personal Directory | Call History

**General**  
Line Enable: yes

**NAT Settings**  
NAT Mapping Enable: no | NAT Keep Alive Enable: no

**SIP Settings**  
SIP Port: 5060 | SIP Debug Option: none

**Call Feature Settings**  
Message Waiting: no | Default Ring: 1  
Mailbox ID:

**Proxy and Registration**  
Proxy: 192.168.1.6 | Register: yes  
Make Call Without Reg: no | Register Expires: 3600  
Ans Call Without Reg: no

**Subscriber Information**  
Display Name: 101 | User ID: 101  
Password: \*\*\*\*\* | Use Auth ID: no  
Auth ID: 000000

**Audio Configuration**  
Preferred Codec: G711u | Use Pref Codec Only: no  
Second Preferred Codec: Unspecified | Third Preferred Codec: Unspecified  
Silence Supp Enable: no | DTMF Tx Method: Auto

Undo All Changes | Submit All Changes

Рис. 1. Настройки IP-телефона и выбор кодека

Используя алгоритм PESQ, были проведены исследования качества связи кодеков, использующиеся в IP-АТС Asterisk и IP-телефонах Linksys: G.723, G.726-16, G.726-24, G.726-32, G.726-40, G.729a. Объективная оценка учитывает искажение при кодировании сигнала, ошибки при передаче, потерю пакетов, время задержки пакетов, что является существенной проблемой при передаче через IP-протокол. Самые худшие результаты по качеству речи обеспечили кодеки G.729a и G.723. Это объясняется тем, что для этих кодеков требуется большая вычислительная мощность из-за специальных алгоритмов сжатия для уменьшения затрат на ширину передачи данных. Следовательно, их лучше использовать в условиях жестких ограничений по объемам трафика, например, на внешние соединения. Семейство кодеков G.726 получило самую высокую оценку. Показано, что алгоритмы кодирования со скоростью 40 кбит/с и 32 кбит/с имеют практически одинаковое качество речи. G.726-16, G.726-24 заняли промежуточные позиции [5]. При исследовании стандартных кодеков IP-АТС Asterisk с помощью алгоритма PESQ получены следующие усредненные оценки качества речевых сигналов: G.723 – 3,98 баллов; G.726-16 – 4,03 баллов; G.726-24 – 4,05 баллов; G.726-32 – 4,12 баллов; G.726-40 – 4,15 баллов; G.729a – 3,68 баллов.

На основе предложенной методики и по результатам проведенного исследования разработаны две лабораторные работы, позволяющие построить фрагмент сети на базе программной АТС Asterisk, настроить ее, а также сравнить качество кодеков, используемых в IP-телефонии. Они предназначены для студентов по направлению «Инфокоммуникационные технологии и системы связи».

### Библиографический список

1. Меггелен Дж., Мадсен Л., Смит Дж.: Asterisk: будущее телефонии, 2-е издание. – Пер. с англ. – СПб: Символ-Плюс, 2009. – 656 с.
2. Гольштейн Б.С., Пинчук А.В., Суховицкий А. Л.: IP-телефония.- М.: Радио связь. 2001.- 366 с.
3. Ананьев А.Н. и др. Построение современных корпоративных сетей // Вестник связи. №2. 2001.
4. Сергеев В.С., Барин В.В., Сжатие данных, речи, звука и изображений в телекоммуникационных системах, ИП «РадиоСофт», 2009. – 360 с.
5. Дмитриев В.Т., Суздальцев А.Д. Методика построения сети связи и изучение качества речевых сигналов // Математические методы в технике и технология ММТТ-28. - Саратов, 2015.№9.- С: 96-99.

## ПРОГРАММНОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ ДЛЯ ОТЛАДКИ ПЛИС

А.В. Демаков, М.Е. Комнатнов, А.А. Собко, А.В. Осинцев

Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники,  
Россия, Томск, vandervals@inbox.ru

*Аннотация.* Представлена программа-конфигуратор, целью которой является обновление программного обеспечения плат ПЛИС. Описаны функциональные возможности и дальнейшие направления улучшения разработанного программного продукта.

*Ключевые слова.* Qt, JTAG, ПЛИС, отладочная информация.

## SOFTWARE FOR PLD DEBUGGING

A.V. Demakov, M.E. Komnatnov, A.A. Sobko, A.V. Osintsev

Tomsk State University of Control Systems and Radio electronics,  
Tomsk, Russia, vandervals@inbox.ru

*Abstract.* Program-configurator aimed to update the software of PLD is presented. The functionality and future directions for improving of developed software product are described.

*Keywords.* Qt, JTAG, PLD, debugging information.

Печатные платы с программируемыми логическими интегральными схемами (ПЛИС) широко используются в радиотехнических системах (РТС) в качестве устройств цифровой обработки сигналов. В ходе эксплуатации РТС возникает необходимость в обновлении программного обеспечения (ПО) ПЛИС, входящих в состав системы. Современные печатные платы с ПЛИС оснащены интерфейсом JTAG (Joint Test Action Group), предназначенным для подключения плат к устройствам отладки и тестирования. При эксплуатации плат ПЛИС в составе готового оборудования обновление ПО становится затруднительным ввиду размещения разъема JTAG непосредственно на плате.

Целью работы является разработка программы-конфигуратора для отладки печатных плат с ПЛИС.

Для передачи данных между программой и печатной платой ПЛИС используется последовательный интерфейс RS-232, разъем которого располагается в доступном для конечного пользователя оборудования месте – на корпусе готового устройства. Принцип передачи данных представлен на рисунке 1.

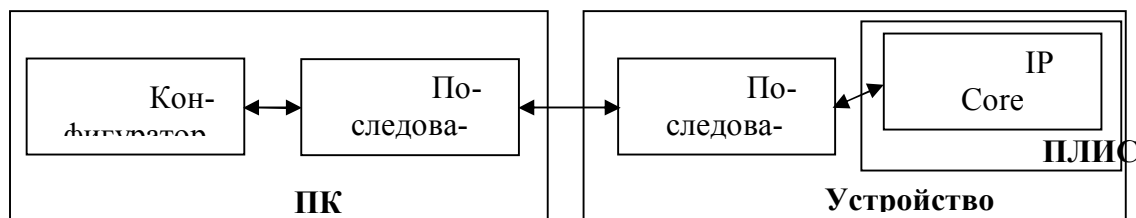


Рис. 1 – Блок схема работы конфигуратора

Обмен информацией является запросно-ответным. Разработан протокол, описывающий структуру пакета данных. Структура пакета представлена на рисунке 2.

Сетевой заголовок	Номер команды	Данные	Контрольная сумма
4 байта	2 байта	N байт	2 байта

Рис. 2 – Структура пакета данных

Для приема и передачи пакетов данных со стороны печатной платы с ПЛИС было настроено софт-процессорное ядро IP Core Microblaze в соответствии с разработанным протоколом. Сетевой заголовок определяет, какой плате соответствует отправленный пакет в случае использования нескольких ПЛИС в составе устройства. Номер команды задаёт правило синтаксического анализа следующих за ним данных. Поскольку при передаче пакетов через последовательный порт возможна их потеря, к каждому сообщению добавляется контрольная сумма, рассчитанная по алгоритму CRC16 [1]. При приеме пакета вновь рассчитывается контрольная сумма и сравнивается с переданным значением; в случае несоответствия двух значений отсылается запрос на повторную отправку ошибочного пакета.

Программа-конфигуратор написана на языке C++ в среде разработки Qt Creator. Для работы с последовательным портом был использован модуль QSerialPort, входящий в состав основных библиотек Qt 5.5.0. [2]. Главное окно программы представлено на рисунке 3.

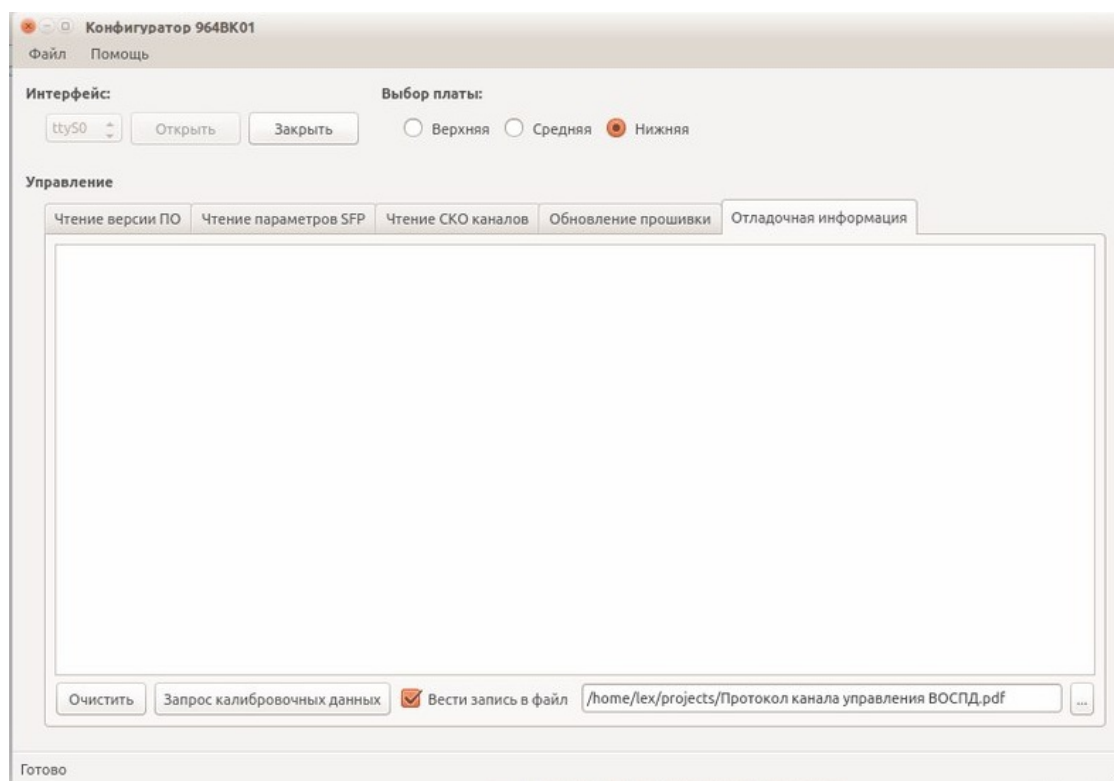


Рис. 3 – Главное окно программы-конфигуратора

В верхней части главного окна программы расположены инструменты для выбора подключаемого порта и печатной платы с ПЛИС. Во вкладке “Управление” представлен основной функционал программного продукта: чтение данных о текущей версии ПО ПЛИС, обновление ПО ПЛИС, запрос информации о состоянии подключаемых к печатной плате с ПЛИС устройств и микросхем, вывод служебной информации и её запись в отдельном файле.

Окно обновления ПО ПЛИС представлено на рисунке 4. Для хранения данных в печатной плате с ПЛИС организована файловая система, в которую с помощью программы можно передавать файлы ПО. Для применения изменений программа передает на плату команду для записи образа файловой системы.

Данная программа информирует пользователя о любой произошедшей ошибке с помощью всплывающего окна с кодом ошибки, эти данные можно также сохранять в файл лога программы.

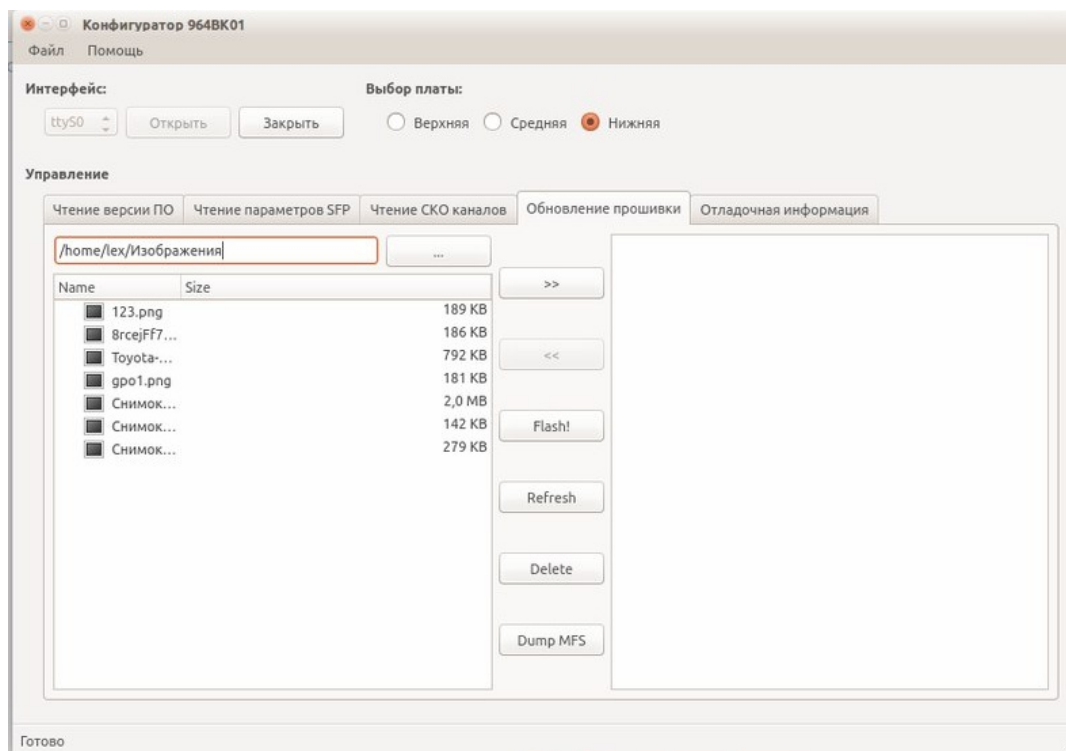


Рисунок 4 – Окно обновления ПО ПЛИС

Поставленная цель была достигнута. Разработано ПО для конфигурации печатных плат с ПЛИС, входящих в состав эксплуатируемых РТС. Использование библиотек Qt позволило сделать программный продукт кроссплатформенным. Планируется дальнейшее расширение функционала программы и его графического интерфейса.

#### Библиографический список

1. Документация по среде разработки Qt [Электронный ресурс]. URL: <http://qt-project.org/doc/qt-4.8/> (дата обращения – 17.11.2015)
2. Шлее М. Профессиональное программирование на C++ - СПб.:БХВ-Петербург, 2012

УДК 621.3.038; ГРНТИ 47.57

## ПРИМЕНЕНИЕ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ ЛАЗЕРНЫХ МОДУЛЕЙ ДЛЯ СПЕКТРОСКОПИИ АТМОСФЕРНЫХ ГАЗОВ

**Е.В. Васильев\*, В.М. Кравчук\*, Е.Я. Черняк\*\***

\* *Рязанский государственный радиотехнический университет,  
Россия, Рязань, ua3sjq@mail.ru*

\*\* *ООО «Шибболет», Россия, Рязань, info@shibbolet.ru*

*Аннотация.* Рассматриваются теоретические и практические вопросы разработки лазерного инфракрасного детектора взрывоопасных и токсичных газов, присутствующих в атмосфере. В качестве источника излучения предполагается использовать телекоммуникационный лазерный модуль, предназначенный для волоконно-оптических сетей стандарта DWDM.

*Ключевые слова.* Дистанционное лазерное зондирование, молекулярные спектры поглощения, спектроскопия атмосферных газов, телекоммуникационный лазерный модуль.

## THE APPLICATION OF TELECOMMUNICATION LASER MODULES FOR SPECTROSCOPY OF ATMOSPHERIC GASES

**E.V. Vasilyev\*, V.M. Kravchuk\*, E.Y. Chernyak\*\***

\* *Ryazan State Radio Engineering University,  
Ryazan, Russia, ua3sjq@mail.ru*

\*\* *Shibbolet ltd., Ryazan, Russia, info@shibbolet.ru*

*Abstract.* Theoretical and practical issues of laser IR atmospheric gases detector development are considered. The telecommunication laser module designed for fiber optic DWDM network standard will be used as the IR radiation source.

*Keywords.* Remote laser sensing, absorption spectra of molecules, spectroscopy of atmospheric gases, telecommunication laser module.



Обнаружение и измерение концентрации взрывоопасных и токсичных газов в атмосфере является актуальной задачей при проведении экологического мониторинга окружающей среды, а также обеспечении промышленной безопасности на предприятиях химической, нефтегазодобывающей и нефтеперерабатывающей отраслей. Наличие в атмосфере токсичных газов, концентрация которых превышает предельно допустимую, может привести к ухудшению самочувствия и состояния здоровья людей, в том числе к самым тяжелым последствиям. Утечки взрывоопасных газов с концентрациями, превышающими нижний концентрационный предел воспламеняемости, приводят к взрывам, пожарам и разрушениям, последствия которых можно периодически наблюдать на предприятиях нефтеперерабатывающей и горнодобывающей промышленности. К наиболее часто встречающимся в атмосфере токсичным и взрывоопасным газам, связанным с промышленной деятельностью человека, относятся предельные углеводородные газы (метан, пропан, бутан и пр.), аммиак (используется в качестве хладагента в промышленных холодильных установках), сероводород, хлор и др.

В настоящее время существует значительное количество типов промышленно выпускаемых локальных (точечных) газоанализаторов, в основном каталитического действия, имеющих датчики на конкретные виды газов. Менее распространены трассовые газоанализаторы, позволяющие контролировать загазованность не в отдельной точке, а на протяженной трассе, например, вдоль газопровода или по периметру холодильной установки, использующей аммиак. Пример разработки и практической реализации трассового газоанализатора можно найти в [1].

Трассовые газоанализаторы построены на основе принципа оптической абсорбционной спектроскопии [2, 3]. Они более сложны в исполнении, чем каталитические газоанализаторы, но отличаются тем существенным преимуществом, что не «отравляются», т.е. не теряют работоспособности при длительных повышении концентрации определяемого газа.

Целью настоящей работы является исследование возможности создания трассового оптического газоанализатора на основе лазерного модуля с полупроводниковым инжекционным гетеролазером, имеющим одночастотный спектр излучения и перестраиваемым по длине волны за счет изменения температуры кристалла. Для этого в состав стандартного лазерного модуля входят, помимо собственно лазерного кристалла с распределенной обратной связью, термоэлектрический охладитель на основе эффекта Пельтье, термистор и фотодиод обратной связи.

В связи с поставленной целью в настоящей работе была сделана попытка решения следующих задач:

- определения типов лазерных модулей, пригодных для создания лазерных трассовых газоанализаторов как по перекрываемому диапазону длин волн, так и с точки зрения экономической целесообразности;

- определения газов, из числа токсичных и взрывоопасных, которые могут быть обнаружены газоанализатором на основе таких лазерных модулей.

С целью определения требований, предъявляемых к параметрам лазерных модулей, были изучены посредством работы с базой спектров газов *spectra.iwo.ru* Института оптики атмосферы (г. Новосибирск, [4]) спектры некоторых токсичных и взрывоопасных газов, в частности, метана и аммиака. Установлено, что эти газы, а также некоторые другие, имеют линии поглощения в диапазоне 1560...1650 нм. При этом в нормальных условиях ширина линии поглощения на половине ее высоты составляет около 0,05 нм, а расстояния между соседними линиями поглощения могут быть не менее 0,1...0,2 нм.

Следует отметить, что спектры интересующих нас газов рассматривались в атмосфере, т.е. в присутствии других атмосферных газов, линии поглощения которых могут мешать их обнаружению, а именно – азота, кислорода, углекислого газа и водяного пара. Водяной пар и углекислый газ, как правило, являются наиболее существенной помехой в решении задач ИК спектроскопии, подобных поставленной в настоящей работе.

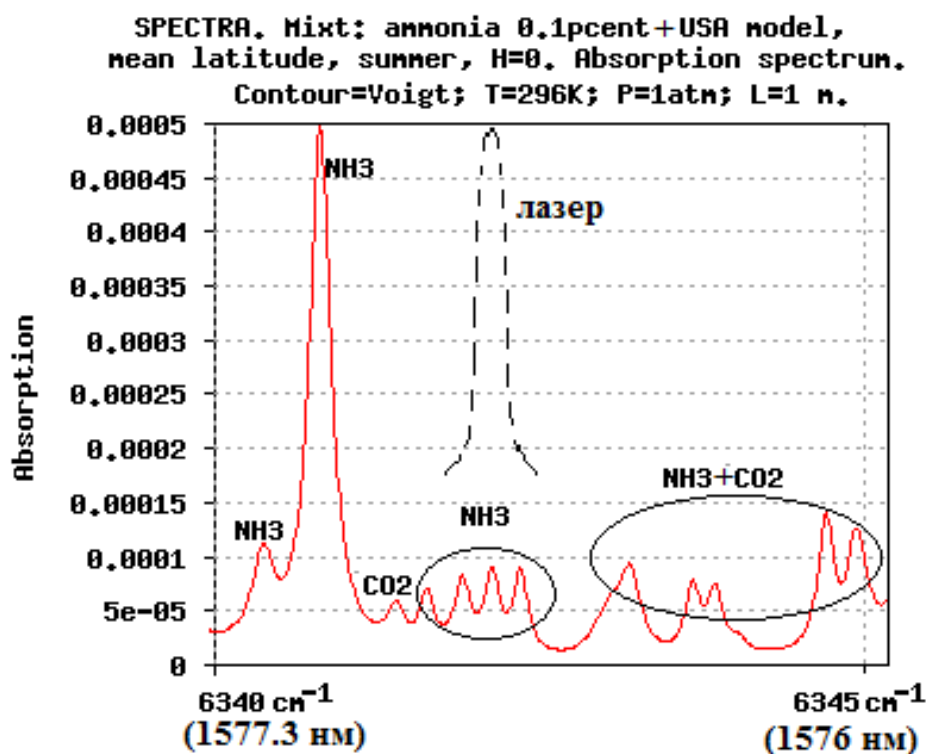


Рис. 1. Спектр поглощения стандартной смеси атмосферных газов при нормальных условиях с добавлением 0,1 об. % аммиака и линия излучения лазерного модуля (пунктиром) для сравнения

На рис. 1 представлен спектр поглощения стандартной газовой смеси, характерной для средних широт США, летом, при нормальных условиях, на высоте, соответствующей уровню моря. К этой смеси добавлен аммиак в концентрации 0,1 % об. Кроме того, для сравнения приведена линия излучения (пунктиром) одночастотного полупроводникового инжекционного лазера с распределенной обратной связью, входящего в состав стандартного телекоммуникационного лазерного модуля.

Полученные при работе с указанной базой данных значения, характеризующие линии спектров поглощения метана и аммиака, позволяют сделать вывод о возможности применения для построения газоанализаторов как специализированных лазерных модулей, выпускаемых для ИК спектроскопии [5], так и при определенных ограничениях телекоммуникационных лазерных модулей, предназначенных для передачи данных по оптическому волокну в соответствии со стандартом DWDM.

Телекоммуникационные лазерные модули широко распространены и выпускаются отечественной и зарубежной промышленностью (см. например [6]) на диапазоны длин волн третьего (с центром 1550 нм) и четвертого (с центром 1580 нм) окон прозрачности кварцевого оптического волокна. Перестройка по длине волны, т.е. в нашем случае сканирование спектра поглощения газов, осуществляется посредством изменения температуры кристалла лазера за счет элемента Пельтье, на верхней поверхности которого он смонтирован. Коэффициент перестройки составляет  $0,1 \dots 0,15 \text{ nm}/^\circ\text{C}$ , что дает возможность сканировать несколько соседних линий поглощения. Например, для снятия спектра, приведенного на рис. 1, требуется изменение температуры кристалла лазера на 13 градусов Цельсия. Следовательно, техническая возможность построения лазерного газоанализатора на основе телекоммуникационного модуля стандарта DWDM подтверждается.

Экономическая целесообразность применения телекоммуникационных лазерных модулей состоит в том, что их стоимость в десятки раз ниже, чем специализированных модулей для ИК спектроскопии (300...500 Евро против 5000...10000 Евро). Поскольку значительную часть стоимости газоанализатора будет составлять именно лазерный модуль, такое техническое решение можно назвать экономически выгодным и привлекательным для возможного потребителя.

Таким образом, в настоящей работе проведен анализ и подтверждена возможность применения телекоммуникационных лазерных модулей для построения на их основе газоанализаторов для обнаружения и измерения концентрации в атмосфере некоторых взрывоопасных и токсичных газов. Применение трассовых лазерных газоанализаторов способно решить определенные задачи из сферы экологического мониторинга окружающей среды и безопасности работы промышленных предприятий. В настоящее время разработка таких приборов ведется совместно кафедрой радиотехнических устройств РГРТУ и научно-производственной фирмой ООО «Шибболет».

*Работа выполнена в рамках базовой части государственного задания Минобрнауки РФ № 2014/178.*

### **Библиографический список**

1. Кузнецов А.А., Балашов О.Б., Васильев Е.В., Логинов С.А., Луговской А.И., Черняк Е.Я. Дистанционный инфракрасный детектор углеводородных газов // Приборы и системы. Управление контроль, диагностика. 2003. № 6, С. 55-59.
2. Межерис Р. Лазерное дистанционное зондирование: Пер. с англ. – М.: Мир, 1987. – 550 с.
3. Бенуэлл К. Основы молекулярной спектроскопии: Пер. с англ. – М.: Мир, 1985. – 384 с.
4. Михайленко С.Н., Бабиков Ю.Л., Головкин В.Ф. Информационно-вычислительная система "Спектроскопия атмосферных газов". Структура и основные функции // Оптика атмосферы и океана. 2005. Т. 18, № 09. С. 765-776.
5. Distributed Feedback Lasers. [Электронный ресурс]. URL: <http://nanoplus.com/en/products/distributed-feedback-lasers/spectra.iao.ru> (дата обращения 01.03.2016).
6. Дураев В. Перестраиваемые одночастотные лазеры с Брэгговскими решетками // Фотоника. 2007. № 3. С. 24-29.

УДК 621.37:51-74; ГРНТИ 47.49.29

## **СПЕКТРАЛЬНЫЙ АНАЛИЗ ЗАШУМЛЕННЫХ СИГНАЛОВ С ГАУССОВСКОЙ ФОРМОЙ СПЕКТРА**

**В.Г. Андреев\*, Н.Л. Чан\*\*, В.А. Белокуров\*\*\***

*Рязанский государственный радиотехнический университет*

*Россия, Рязань, \*andrejev.v.g@rsreu.ru, \*\*ngoclucryazan@gmail.ru, \*\*\*belokurov.v.a@rsreu.ru*

*Аннотация.* Предложен и исследован метод параметрического спектрального анализа зашумленных сигналов с гауссовской формой спектра. Метод основан на решении систем уравнений, в которых используется зависимость между измеренными коэффициентами  $R_j$  автокорреляции при воздействии аддитивного белого гауссовского шума.

*Ключевые слова.* Спектр, спектральное оценивание, восстановление коэффициентов автокорреляции, авторегрессионная модель, авторегрессия, спектральная плотность мощности, MUSIC.

## **SPECTRAL ANALYSIS FOR NOISY SIGNALS WITH GAUSSIAN SPECTRUM**

**V.G. Andrejev\*, N.L. Tran\*\*, V.A. Belokurov\*\*\***

*Ryazan State Radio Engineering University,*

*Ryazan, Russia, \*andrejev.v.g@rsreu.ru, \*\*ngoclucryazan@gmail.ru, \*\*\*belokurov.v.a@rsreu.ru*

*Abstract.* We proposed and investigated a method of restoring the autocorrelation coefficients for unimodal random signal spectrum to build their autoregressive models. The method is based on solving a system of equations which is used the dependence between the measured autocorrelation coefficients under the influence of additive white Gaussian noise.

*Keywords.* Spectrum, spectral estimation, restoration of autocorrelation coefficients, autoregressive model, autoregression, power spectral density, MUSIC.

В настоящее время в различных областях радиотехники существует проблема компенсации влияния шумов на полезные квазистационарные сигналы. Особенно актуально решение этой задачи для параметрического спектрального анализа, основанного на восстановленных коэффициентах автокорреляционной функции, в тех прикладных областях, в которых форма спектральной плотности исходных, неподверженных влиянию шумов, сигналов частично известна. К таким областям можно отнести, например, обработку и оценивание параметров отражений электромагнитных волн от протяжённых объектов (облачности, подсти-

лающей поверхности), оценку качества электроэнергии, медицинскую неинвазивную диагностику и пр.

Известные решения основаны на оценке коэффициентов дискретной автокорреляционной функции (автокорреляционной последовательности) с последующими их преобразованиями с целью разделения подпространств шума и сигнала. На этом принципе базируется, например, метод спектрального анализа MUSIC (Multi-Signal Classification) [1,2].

При воздействии аддитивного белого гауссовского шума на полезный сигнал автокорреляционная матрица  $\mathbf{R}$  наблюдаемого случайного процесса представляется суммой его коррелированной  $\check{\mathbf{R}}$  и некоррелированной  $P_n \mathbf{I}$  компонент соответственно:

$$\mathbf{R} = \check{\mathbf{R}} + P_n \mathbf{I}, \quad (1)$$

где  $\check{\mathbf{R}}$  — нормированная к единичной дисперсии  $[(p+1) \times (p+1)]$ -мерная автокорреляционная матрица полезного сигнала,  $\mathbf{I}$  —  $[(p+1) \times (p+1)]$ -мерная единичная матрица,  $P_n$  — относительная мощность шума. Отметим, что матрица  $\mathbf{R}$  для рассматриваемого квазистационарного мешающего процесса является эрмитовой и теплицевой. Поэтому структура матрицы  $\mathbf{R}$  имеет ленточный вид [3].

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} 1 + P_n & \check{R}_1^* & \dots & \check{R}_p^* \\ \check{R}_1 & 1 + P_n & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \check{R}_1^* \\ \check{R}_p & \dots & \check{R}_1 & 1 + P_n \end{bmatrix}, \quad (2)$$

где  $\check{R}_j$  — нормированные к дисперсии коррелированной (полезной) составляющей коэффициенты автокорреляции  $j$ -го порядка;  $j=0, 1, \dots, p$ ; \* — знак комплексного сопряжения.

Рассмотрим класс унимодальных по спектру стационарных на интервале наблюдения процессов, имеющих гауссовскую форму огибающей спектральной плотности мощности. Известно [3], что при гауссовской форме спектра модули коэффициентов  $\check{R}_j$  автокорреляции подобных процессов сводятся к виду:

$$|\check{R}_j| = \exp[-(\pi \Delta FT j)^2 / 2, 8], \quad (3)$$

где  $\Delta FT$  — относительная ширина спектральной моды,  $j=1, 2, \dots, p$ .

Из формулы (3) нетрудно видеть, что:

$$\check{R}_j = \check{R}_1^{j^2}, \quad (4)$$

Тогда из (1) и (3) при нормировке дисперсии в матрице  $\mathbf{R}$  к единице, согласно выражению

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} 1 & \frac{\check{R}_1^*}{1 + P_n} & \dots & \frac{\check{R}_p^*}{1 + P_n} \\ \frac{\check{R}_1}{1 + P_n} & 1 & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \frac{\check{R}_1^*}{1 + P_n} \\ \frac{\check{R}_p}{1 + P_n} & \dots & \frac{\check{R}_1}{1 + P_n} & 1 \end{bmatrix},$$

получим следующую систему уравнений:

$$\left\{ \begin{array}{l} R_1 = \frac{\check{R}_1}{1 + P_n} \\ R_2 = \frac{\check{R}_2}{1 + P_n} \\ \vdots \\ R_p = \frac{\check{R}_p}{1 + P_n} \\ \check{R}_j = \check{R}_1^{j^2} \end{array} \right., \quad (5)$$

где  $R_j$  – элементы крайнего левого вектора-столбца нормированной к дисперсии матрицы  $\mathbf{R}$ ,  $j=1, 2, \dots, p$ .

Система уравнения (5) даёт возможность восстановить коэффициенты  $\check{R}_j$  автокорреляции коррелированной составляющей наблюдаемого зашумлённого процесса с автокорреляционными коэффициентами  $R_j$ .

После деления второго уравнения системы (5) на первое уравнение получим:

$$\frac{\check{R}_2}{\check{R}_1} = \frac{R_2}{R_1}. \quad (6)$$

Последнее уравнение в системе (5) может быть представлено в частном случае при  $j=2$ :

$$\check{R}_2 = \check{R}_1^4,$$

откуда следует что:

$$\check{R}_1 = \sqrt[3]{\frac{R_2}{R_1}}. \quad (7)$$

Тогда, основываясь на последнем уравнении системы уравнений (5) и выражении (7), можно рассчитать остальные  $(p-1)$  коэффициентов  $\check{R}_j$ , ( $j=2, 3, \dots, p$ ) автокорреляции полезной компоненты наблюдаемого процесса.

На рисунке 1 приведены результаты логарифмического спектрального оценивания с помощью авторегрессионных параметрических методов в условиях сильных зашумлений (отношение  $P_n$  мощностей белого шума и исследуемого коррелированного сигнала  $P_n=10^{-1}$ ) с относительной шириной  $\Delta FT=0,2$  [4, 5].

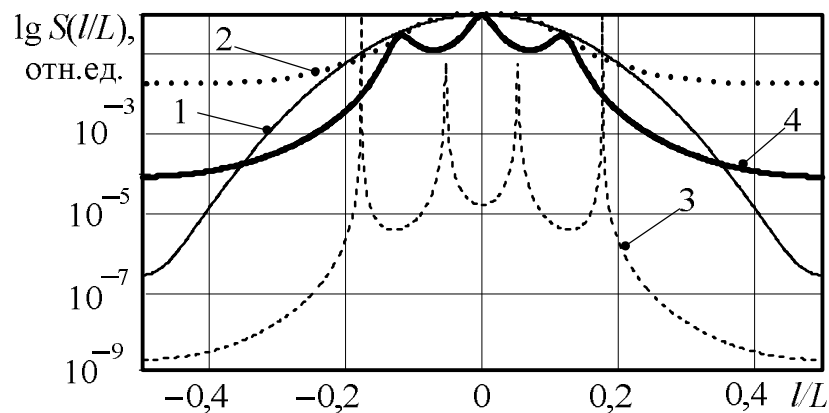


Рис. 1. Оценки спектральных плотностей мощностей

На рисунке 1 введены следующие условные обозначения:  $S(l/L)$  – нормированная к своему максимальному значению спектральная плотность мощности,  $l/L$  – относительная частота, численно равная отношению номера  $l$  текущего спектрального отсчёта к общему их

числу  $L=1024$ ; сплошная тонкая кривая 1 – контрольный спектр (СПМ, полученная по незашумлённым данным с помощью АР-модели сорокового порядка); точечная кривая 2 – СПМ, полученная на основе экспериментальных данных; пунктирная кривая 3 – СПМ, полученная на основе метода MUSIC; сплошная жирная кривая 4 – предлагаемого подхода. Кривые 2-4 получены при одинаковом порядке  $p=3$  сравниваемых авторегрессионных моделей.

При рассмотрении рисунка 1 можно прийти к заключению о том, что качество оценивания спектра предлагаемым подходом лучше, чем у метода MUSIC. Для объективной оценки эффективности приведённых методов спектрального анализа сформируем вектор  $\boldsymbol{\varepsilon}_s$  невязки между  $L$ -мерными векторами отсчетов спектральных плотностей мощности:

$$\boldsymbol{\varepsilon}_s = \mathbf{c} - \mathbf{s}, \quad (8)$$

где  $\mathbf{c}$  —  $L$ -мерный вектор СПМ контрольной модели, в качестве которой используется энергетический спектр, полученный с помощью АР-модели большого ( $p=40$ ) порядка при неограниченной длине  $M$  выборки  $M \rightarrow \infty$  (приняты рассчитанные теоретически коэффициенты корреляции) и фактическом отсутствии зашумления ( $P_n=10^{-7}$ );  $\mathbf{s}$  —  $L$ -мерный вектор СПМ, полученный сопоставляемыми с контрольной моделью методами.

В качестве критерия адекватности принята нормированная величина  $E_s$  квадрата длины  $L$ -мерного вектора-столбца  $\boldsymbol{\varepsilon}_s$  невязки:

$$E_s = \boldsymbol{\varepsilon}_s^T \boldsymbol{\varepsilon}_s / L. \quad (9)$$

Сравнение эффективности спектрального оценивания показало, что нормированный квадрат длины  $E_s$  вектора  $\boldsymbol{\varepsilon}_s$  невязки, рассчитанный по выражениям (8), (9), у предлагаемого подхода имеет в 2 раза меньшую величину ( $E_s=0,08$ ), чем у метода MUSIC ( $E_s=0,15$ ).

Таким образом, предлагаемый подход дает возможность уменьшить в 2 раза относительную длину  $E_s$  вектора  $\boldsymbol{\varepsilon}_s$  невязки между контрольным  $\mathbf{c}$  и модельным  $\mathbf{s}$  спектрами по сравнению с параметрическим методом спектрального оценивания MUSIC. Отметим, что предлагаемый подход основан на решении уравнения Юла – Уолкера [**Ошибка! Залкадка не определена.**] и не требует как в методе MUSIC вычислительно сложных процедур нахождения собственных чисел и векторов корреляционной матрицы.

*Работа поддержана грантом (государственный регистрационный номер 01201461760) Министерства образования и науки Российской Федерации, задача № 2014/178 (код проекта 881).*

### Библиографический список

1. Stoica P., Nehorai A. MUSIC, maximum likelihood, and Cramer – Rao bound // IEEE Trans. Acoust. , Speech., Signal Processing. 1989. V. ASSP – 37, No. 5. P. 720-741.
2. Марпл-мл. С.Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения: пер. с англ. М.: Мир, 1990. 584 с.
3. Тихонов В.И. Статистическая радиотехника. М., "Сов. радио", 1966. 677 с .
4. Горелик А.Г., Коломиец С.Ф., Куприянов П.В. Форма спектра рассеянного поля как источник информации о рассеивающей среде и протекающих в ней динамических процессах // Научный вестник МГТУ ГА. Серия «Радиофизика и электроника». 2012. Вып. 176. С. 18.
5. Коломиец С.Ф. Интерпретация Z-R соотношения в дождях на конечных периодах времени измерения с учетом условий рассеяния Ми // Успехи современной радиоэлектроники. 2007. № 12. С. 51-61.

## ПЕЛЕНГАЦИЯ НАЗЕМНЫХ ОБЪЕКТОВ С ПОДВИЖНОГО НОСИТЕЛЯ

А.А.Аршакян

Тульский государственный университет  
Россия, Тула, elarkin@mail.ru

*Аннотация.* Исследуется процесс пеленгации наземного точечного объекта с подвижного носителя. Разработана модель расчета наземных координат объекта с учетом рельефа местности. Получены зависимости для линейной аппроксимации рельефа местности плоскостью и для определения координат точечного источника с использованием линейной аппроксимации рельефа.

*Ключевые слова.* Пеленгация, координаты, цифровая карта местности, линейная аппроксимация.

## THE DIRECTION-FINDING OF OBJECTS FROM MOVING CARRIER

A.A.Arshakyan

Tula State University  
Russia, Tula, elarkin@mail.ru

*Abstract.* The process of direction-finding of terrestrial point objects from moving carrier is investigated. The model of computation of terrestrial co-ordinates with tacking into account the relief of land is worked out. Dependencies for linear approximation of relief with plane and for evaluation of co-ordinates of point source with use of linear approximation of relief are obtained.

*Keywords.* Direction-finding, co-ordinates, digital map, linear approximation.

Системы пеленгации наземных объектов с подвижного носителя достаточно часто применяются на практике при исследовании поверхности Земли [1, 2]. Как правило, при засечке наземных объектов он рассматривается как точечный источник [3, 4, 5, 6]. Схема пеленгации точечных источников источника с подвижного носителя приведена на рис. 1, где показаны:

$\xi$  - траектория, по которой перемещается носитель;

$K$  - пеленгуемый точечный источник;

$0, \dots, j, \dots, J-1$  - номера точек пеленгации;

$x_j, y_j, z_j, 0 \leq j \leq J-1$  - координаты  $j$ -й точки пеленгации, принадлежащей траектории  $\xi$ ;

$(x_K, y_K, z_K)$  - координаты точечного источника в Земной системе координат;

$n^{\circ}_{\psi S0}, n^{\circ}_{\psi Sj}, n^{\circ}_{\psi S, J-1}$  - нормали к плоскостям, создающим углы пеленгации в  $n$ -й точке траектории.

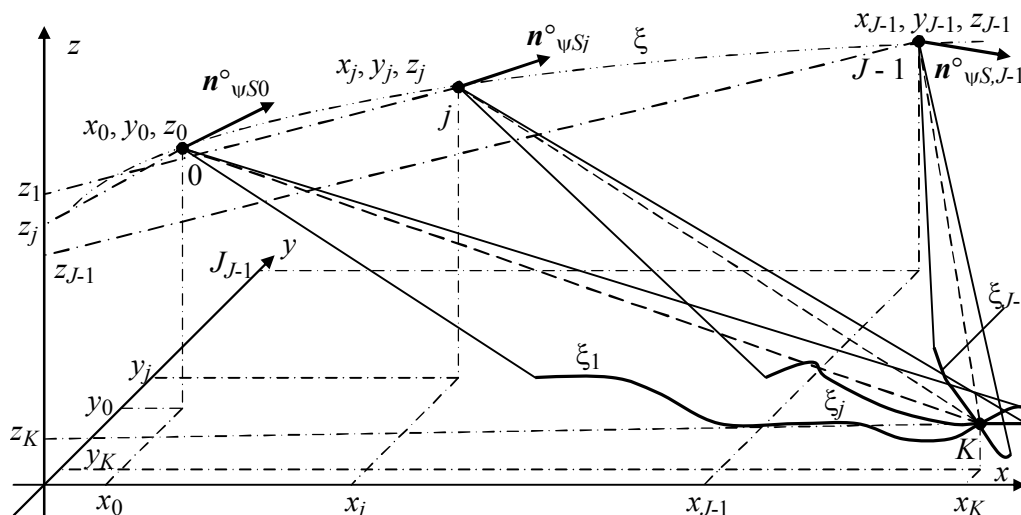


Рис. 1. Пеленгация точечного источника с подвижного носителя

Носитель, на котором размещена система пеленгации, перемещается в трехмерном пространстве по кривой  $\xi$ , которая в Земной системе координат  $xOy$  описывается следующим выражением, заданным в параметрической форме ( $z$  - координата над уровнем моря):

$$\begin{cases} x = x(t); \\ y = y(t); \\ z = z(t). \end{cases} \quad (1)$$

Перемещение носителя осуществляется над Земной поверхностью, рельеф которой определяется, например, цифровой картой местности и может быть описан уравнением

$$H(x, y) - z = 0, \quad (2)$$

где  $H(x, y)$  - высота точки с координатами  $x, y$  над уровнем моря.

Плоскости, создающие углы пеленгации в точке  $j$ , описываются уравнением

$$(x - x_j)n_{\psi S_j x}^{\circ} + (y - y_j)n_{\psi S_j y}^{\circ} + (z - z_j)n_{\psi S_j z}^{\circ} = 0, \quad (3)$$

где  $n_{\psi S_j x}^{\circ}, n_{\psi S_j y}^{\circ}, n_{\psi S_j z}^{\circ}$  - направляющие косинусы нормали  $\mathbf{n}^{\circ}_{\psi S_j}$ ;  $0 \leq j \leq J - 1$ .

Совместное решение пары уравнений из (3) и уравнения поверхности (1) дает координаты точки  $K$ ,  $x_{Kmj}, y_{Kmj}, z_{Kmj}$ , рассчитанные по результатам  $j$ -го и  $m$ -го измерений:

$$\begin{cases} (x_{Kmj} - x_j)n_{\psi S_j x}^{\circ} + (y_{Kmj} - y_j)n_{\psi S_j y}^{\circ} + (z_{Kmj} - z_j)n_{\psi S_j z}^{\circ} = 0; \\ (x_{Kmj} - x_m)n_{\psi S_m x}^{\circ} + (y_{Kmj} - y_m)n_{\psi S_m y}^{\circ} + (z_{Kmj} - z_m)n_{\psi S_m z}^{\circ} = 0; \\ H(x_{Kmj}, y_{Kmj}) - z_{Kmj} = 0. \end{cases} \quad (4)$$

Следует отметить, что система (4) является существенно нелинейной, вследствие наличия уравнения (2) в составе системы. Поэтому оно может быть решено, например, численными методами по результатам трассировки рельефа по цифровой карте местности. Другим методом решения является аппроксимация рельефа плоскостью. На практике пеленгация может проводиться на произвольной местности, а значит и уравнение (2) может иметь совершенно произвольный вид (рис. 2). Более того, в современных системах пеленгации указанное уравнение задается в дискретном виде, т.е. в виде двумерного массива данных цифровой карты местности для решетки аргументов  $x, y$ .

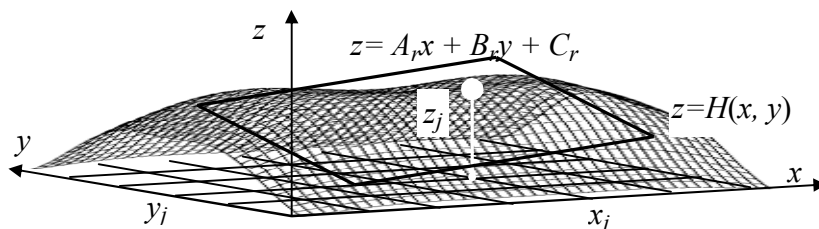


Рис. 2. Представление и аппроксимация функции  $z=H(x, y)$

Наличие решетки аргументов и непредсказуемость вида функции (2) для каждого случая пеленгации приводят к необходимости разработки метода решения системы (4) с приемлемой точностью и низкой вычислительной сложностью. Вследствие того, что все разработанные методы определения координат так или иначе сводятся к решению систем линейных уравнений, предлагается и множество значений дискретной функции, представленной в виде двумерного массива данных цифровой карты местности аппроксимировать плоскостью, которая описывается уравнением

$$z = A_r x + B_r y + C_r, \quad (5)$$

где  $A_r, B_r, C_r$  - параметры, задающие пространственное положение плоскости.

При аппроксимации должно быть минимизировано отклонение плоскости от значений, представленных в массиве цифровой карты местности:

$$\varepsilon_r = \sum_{j_r=1}^{J_r} [(A_r x_{j_r} + B_r y_{j_r} + C_r) - H(x_{j_r}, y_{j_r})]^2 \rightarrow \min, \quad (6)$$

где  $x_{j_r}, y_{j_r}$  - дискретные значения аргумента;  $H(x_{j_r}, y_{j_r})$  - данные, хранящиеся в цифровой карте местности в ячейке с номером  $x_{j_r}, y_{j_r}$ .



Зависимость (6) представляет собой обычное регрессионное уравнение, для решения которого необходимо выполнение условий:

$$\begin{aligned}\frac{\partial \varepsilon_r}{\partial A_r} &= \sum_{j_r=1}^{J_r} [(A_r x_{j_r} + B_r y_{j_r} + C_r) - H(x_{j_r}, y_{j_r})] x_{j_r} = 0; \\ \frac{\partial \varepsilon_r}{\partial B_r} &= \sum_{j_r=1}^{J_r} [(A_r x_{j_r} + B_r y_{j_r} + C_r) - H(x_{j_r}, y_{j_r})] y_{j_r} = 0; \\ \frac{\partial \varepsilon_r}{\partial C_r} &= \sum_{j_r=1}^{J_r} [(A_r x_{j_r} + B_r y_{j_r} + C_r) - H(x_{j_r}, y_{j_r})] = 0.\end{aligned}\quad (7)$$

Система (7) является линейной системой относительно параметров  $A_r, B_r, C_r$ . Она может быть преобразована к виду:

$$\begin{aligned}A_r \sum_{j_r=1}^{J_r} x_{j_r}^2 + B_r \sum_{j_r=1}^{J_r} x_{j_r} y_{j_r} + C_r \sum_{j_r=1}^{J_r} x_{j_r} &= \sum_{j_r=1}^{J_r} x_{j_r} H(x_{j_r}, y_{j_r}); \\ A_r \sum_{j_r=1}^{J_r} x_{j_r} y_{j_r} + B_r \sum_{j_r=1}^{J_r} y_{j_r}^2 + C_r \sum_{j_r=1}^{J_r} y_{j_r} &= \sum_{j_r=1}^{J_r} y_{j_r} H(x_{j_r}, y_{j_r}); \\ A_r \sum_{j_r=1}^{J_r} x_{j_r} + B_r \sum_{j_r=1}^{J_r} y_{j_r} + J_r C_r &= \sum_{j_r=1}^{J_r} H(x_{j_r}, y_{j_r}).\end{aligned}\quad (8)$$

Система (8) имеет следующее решение:

$$A_r = \frac{\theta_{A_r}}{\theta_r}; \quad B_r = \frac{\theta_{B_r}}{\theta_r}; \quad C_r = \frac{\theta_{C_r}}{\theta_r}, \quad (9)$$

где

$$\begin{aligned}\theta_r &= \begin{vmatrix} \sum_{j_r=1}^{J_r} x_{j_r}^2 & \sum_{j_r=1}^{J_r} x_{j_r} y_{j_r} & \sum_{j_r=1}^{J_r} x_{j_r} \\ \sum_{j_r=1}^{J_r} x_{j_r} y_{j_r} & \sum_{j_r=1}^{J_r} y_{j_r}^2 & \sum_{j_r=1}^{J_r} y_{j_r} \\ \sum_{j_r=1}^{J_r} x_{j_r} & \sum_{j_r=1}^{J_r} y_{j_r} & J_r \end{vmatrix}; \\ \theta_{A_r} &= \begin{vmatrix} \sum_{j_r=1}^{J_r} x_{j_r} H(x_{j_r}, y_{j_r}) & \sum_{j_r=1}^{J_r} x_{j_r} y_{j_r} & \sum_{j_r=1}^{J_r} x_{j_r} \\ \sum_{j_r=1}^{J_r} y_{j_r} H(x_{j_r}, y_{j_r}) & \sum_{j_r=1}^{J_r} y_{j_r}^2 & \sum_{j_r=1}^{J_r} y_{j_r} \\ \sum_{j_r=1}^{J_r} H(x_{j_r}, y_{j_r}) & \sum_{j_r=1}^{J_r} y_{j_r} & J_r \end{vmatrix}; \\ \theta_{B_r} &= \begin{vmatrix} \sum_{j_r=1}^{J_r} x_{j_r}^2 & \sum_{j_r=1}^{J_r} x_{j_r} H(x_{j_r}, y_{j_r}) & \sum_{j_r=1}^{J_r} x_{j_r} \\ \sum_{j_r=1}^{J_r} x_{j_r} y_{j_r} & \sum_{j_r=1}^{J_r} y_{j_r} H(x_{j_r}, y_{j_r}) & \sum_{j_r=1}^{J_r} y_{j_r} \\ \sum_{j_r=1}^{J_r} x_{j_r} & \sum_{j_r=1}^{J_r} H(x_{j_r}, y_{j_r}) & J_r \end{vmatrix}; \\ \theta_{C_r} &= \begin{vmatrix} \sum_{j_r=1}^{J_r} x_{j_r}^2 & \sum_{j_r=1}^{J_r} x_{j_r} y_{j_r} & \sum_{j_r=1}^{J_r} x_{j_r} H(x_{j_r}, y_{j_r}) \\ \sum_{j_r=1}^{J_r} x_{j_r} y_{j_r} & \sum_{j_r=1}^{J_r} y_{j_r}^2 & \sum_{j_r=1}^{J_r} y_{j_r} H(x_{j_r}, y_{j_r}) \\ \sum_{j_r=1}^{J_r} x_{j_r} & \sum_{j_r=1}^{J_r} y_{j_r} & \sum_{j_r=1}^{J_r} H(x_{j_r}, y_{j_r}) \end{vmatrix}.\end{aligned}$$

Таким образом, система (4) сводится к следующей линейной системе:

$$\begin{cases} (x_{Kmj} - x_j) n_{\psi S_j x}^{\circ} + (y_{Kmj} - y_j) n_{\psi S_j y}^{\circ} + (z_{Kmj} - z_j) n_{\psi S_j z}^{\circ} = 0; \\ (x_{Kmj} - x_m) n_{\psi S_m x}^{\circ} + (y_{Kmj} - y_m) n_{\psi S_m y}^{\circ} + (z_{Kmj} - z_m) n_{\psi S_m z}^{\circ} = 0; \\ A_r x_{Kmj} + B_r y_{Kmj} - z_{Kmj} = -C_r. \end{cases} \quad (10)$$

Линейная система (4.47) имеет решение вида (4.31):

$$x_{Kmj} = \frac{\theta_{Kmjx}}{\theta_{Kmj}}, \quad y_{Kmj} = \frac{\theta_{Kmjy}}{\theta_{Kmj}}, \quad z_{Kmj} = \frac{\theta_{Kmjz}}{\theta_{Kmj}}, \quad (11)$$

где

$$\theta_K = \begin{vmatrix} n_{\psi S_j x}^{\circ} & n_{\psi S_j y}^{\circ} & n_{\psi S_j z}^{\circ} \\ n_{\psi S_m x}^{\circ} & n_{\psi S_m y}^{\circ} & n_{\psi S_m z}^{\circ} \\ A_r & B_r & -1 \end{vmatrix};$$

$$\theta_K = \begin{vmatrix} x_j n_{\psi S_j x}^{\circ} + y_j n_{\psi S_j y}^{\circ} + z_j n_{\psi S_j z}^{\circ} & n_{\psi S_j y}^{\circ} & n_{\psi S_j z}^{\circ} \\ x_m n_{\psi S_m x}^{\circ} + y_m n_{\psi S_m y}^{\circ} + z_m n_{\psi S_m z}^{\circ} & n_{\psi S_m y}^{\circ} & n_{\psi S_m z}^{\circ} \\ -C_r & B_r & -1 \end{vmatrix};$$

$$\theta_K = \begin{vmatrix} n_{\psi S_j x}^{\circ} & x_j n_{\psi S_j x}^{\circ} + y_j n_{\psi S_j y}^{\circ} + z_j n_{\psi S_j z}^{\circ} & n_{\psi S_j z}^{\circ} \\ n_{\psi S_m x}^{\circ} & x_m n_{\psi S_m x}^{\circ} + y_m n_{\psi S_m y}^{\circ} + z_m n_{\psi S_m z}^{\circ} & n_{\psi S_m z}^{\circ} \\ A_r & -C_r & -1 \end{vmatrix};$$

$$\theta_K = \begin{vmatrix} n_{\psi S_j x}^{\circ} & n_{\psi S_j y}^{\circ} & x_j n_{\psi S_j x}^{\circ} + y_j n_{\psi S_j y}^{\circ} + z_j n_{\psi S_j z}^{\circ} \\ n_{\psi S_m x}^{\circ} & n_{\psi S_m y}^{\circ} & x_m n_{\psi S_m x}^{\circ} + y_m n_{\psi S_m y}^{\circ} + z_m n_{\psi S_m z}^{\circ} \\ A_r & B_r & -C_r \end{vmatrix}.$$

Следует подчеркнуть, что при оценке координат с использованием аппроксимации кривой (2) плоскостью (5) для всех  $J$  положений носителя на траектории  $\xi$  необходимо использовать одни и те же результаты аппроксимации (параметры  $A_r$ ,  $B_r$ ,  $C_r$ ). Это необходимо, во-первых, для сокращения вычислительной сложности алгоритма, а во-вторых, для получения сопоставимых результатов. Объем выборки для аппроксимации определяется характером рельефа. В любом случае, при определении объема выборки необходимо оценивать максимальное отклонение аппроксимирующей плоскости от значений, хранящихся в массиве цифровой карты местности. При превышении ошибки заданного значения следует сокращать площадь, по которой производится аппроксимация.

### Библиографический список

1. Ларкин Е.В., Котов В.В., Котова Н.А. Система технического зрения робота с панорамным обзором // Известия ТулГУ. Сер. Технические науки. 2009. - Вып. 2, ч. 2. - С. 161 - 166.
2. Горшков А.А., Ларкин Е.В. Расчет наблюдаемой площади в системе с множеством видеокамер // Фундаментальные проблемы техники и технологии. Орел: ГУ УНПК. - 2012. - № 4. - С. 150 - 154.
3. Аршакян А.А., Ларкин Е.В. Определение соотношения сигнал-шум в системах видеонаблюдения // Известия ТулГУ. Сер. Технические науки. - 2012. - Вып. 3. - С. 168 - 175.
4. Аршакян А.А., Будков С.А., Ларкин Е.В., Эффективность селекции точечных сигналов, сопровождаемых импульсной помехой // Известия ТулГУ. Сер. Технические науки. - Вып. 12, ч. 2. - 2012. - С. 239 - 244.
5. Аршакян А.А., Ларкин Е.В. Оценка координат точечных источников сигналов // Известия ТулГУ. Сер. Технические науки. - 2013. - Вып. 2. - С. 3 - 10.
6. Аршакян А.А., Будков С.А., Ларкин Е.В. Математические модели точечных источников сигнала в полярной системе координат // Известия ТулГУ. Сер. Технические науки. - 2012. Вып. 10. - С. 163 - 168.

## СЕКЦИЯ «ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ И УСТРОЙСТВА»

УДК 004.627; ГРНТИ 47.05.17

### СОГЛАСОВАННАЯ ПОДГОНКА В ЗАДАЧАХ СЖАТИЯ РЕЧИ И ЗВУКА

**В.Ю. Герасимович, Ал.А. Петровский**

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники,  
кафедра электронных вычислительных средств  
Беларусь, Минск, gerasimovich@bsuir.by*

*Аннотация.* Приведенный материал посвящен задаче сжатия аудиоинформации и разработке алгоритма аудиокодирования на основе разреженной аппроксимации и динамически реконфигурируемыми словарями частотно-временных функций.

*Ключевые слова.* Согласованная подгонка, вейвлет пакет, кодирование мультимедиа информации.

### **MATCHING PURSUIT IN SPEECH AND AUDIO CODING TASKS**

**V.Y. Herasimovich, Al.A. Petrovsky**

*Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics,  
Computer Engineering Department  
Minsk, Belarus, gerasimovich@bsuir.by*

*Abstract.* Paper devoted to the audio coding tasks and development of the audio encoding algorithm based on sparse approximation with dynamic reconfigurable dictionaries of time-frequency functions.

*Keywords.* Matching pursuit, wavelet packet, multimedia coding.

Согласованная подгонка (СП) – это алгоритм разреженной аппроксимации, который отображает входной сигнал на избыточный словарь  $D$  базисных функций [1]. Избыточный словарь содержит намного больше элементов, нежели минимальное необходимое количество базисных функций, покрывающих данное пространство. Алгоритм СП является жадным алгоритмом, что подразумевает поиск локально оптимального решения с расчетом на то, что глобальное решение также будет оптимальным. Разреженную аппроксимацию удобно использовать для задач сжатия сигналов в силу того, что она позволяет параметризовать входную информацию минимальным количеством ненулевых элементов.

Различные существующие подходы в сжатии аудиосигналов используют СП для параметризации входных данных. В работе [2] входной аудиосигнал разделяется на три фундаментальные составляющие: гармоническую (синусоидальную), переходную (транзиентную) и шумовую. Каждая из компонент сигнала обрабатывается независимо различными алгоритмами (гибридная модель описания сигнала). Переходная составляющая параметризуется с помощью СП в данном случае. Такой подход дает высокую точность описания сигнала некоторым набором параметров, однако негативной стороной является высокая вычислительная сложность реализации алгоритма. С другой стороны, есть подходы, такие как [3, 4], в которых СП используется для параметризации всего входного сигнала. В данном случае алгоритм упрощается, однако возникает задача поиска оптимального словаря, соответствующего входному сигналу, чтобы уменьшить количество итераций при подборе атома и минимизировать размер словаря.

В данной работе представляется алгоритм сжатия аудиосигналов, в котором за основу взята модель параметризации транзиентной составляющей гибридного подхода из [5], но примененная ко всему входному сигналу. Словарь атомов на основе пакета дискретного вейвлет преобразования (ПДВП) динамически оптимизируется для каждого входного фрейма. Оптимизация осуществляется на основе психоакустической модели слуха человека, СП также учитывает перцептуальную важность информации при выборе атома из словаря. Все эти факторы позволяют снизить вычислительную сложность алгоритма кодирования и добиться высокого качества реконструированного сигнала. Гибкость модели позволяет масштабировать скорость битового потока, что, в совокупности с возможностью работы в реальном масштабе времени, является важным аспектом при применении данного аудиокодера в коммуникационных системах с нестабильным каналом передачи данных.

Алгоритм СП можно описать как аппроксимацию анализируемого сигнала атомами  $g_\gamma$ , выбираемыми из словаря  $D$ , построенного на основе ПДВП, имеющего древовидную структуру  $E$ , где  $(l, n)$  – узлы дерева ( $l$  – номер уровня дерева,  $n$  – номер узла). На первой итерации СП производится декомпозиция сигнала банком фильтров, который реализует дерево вейвлет преобразования (ВП). Каждый вейвлет коэффициент является результатом скалярного произведения входного фрейма и атома из словаря. В итоге отбирается атом с наибольшим абсолютным значением. Вклад атома вычитается из сигнала, и процесс повторяется над сигналом-остатком  $r(n)$ :

$$r^m(n) = \begin{cases} x(n) & m = 0 \\ r^{m+1}(n) + \alpha_\gamma^m \cdot g_\gamma^m(n) & m \neq 0 \end{cases}$$

где  $\alpha_\gamma^m$  – весовой коэффициент, который показывает вклад атома в формирование выходного сигнала,  $m$  – номер итерации,  $g_\gamma^m(n)$  – атомарная функция и  $\gamma^m$  – индекс атома в словаре  $D$ .

Работа аудиокодера может быть разделена на две части: перцептуальная оптимизация дерева декомпозиции ПДВП (адаптивный ПДВП) и этап СП (подбор параметров). На рисунке показана схема алгоритма кодирования.



Схема алгоритма кодирования

В области адаптивного ПДВП производится оптимизация словаря вейвлет функций на основе двух стоимостных функций: временная энтропия (*wavelet time entropy* – *WTE*), которая является мерой информативности коэффициентов на каждом уровне дерева декомпозиции, и перцептуальная энтропия (*perceptual entropy* – *PE*), которая отражает перцептуальную важность вейвлет коэффициентов в каждом узле дерева [6].

В части подбора параметров с помощью алгоритма СП выбираются наиболее перцептуально важные для восприятия компоненты из словаря. Входной фрейм после декомпозиции ПДВП и расчета порогов маскирования, на основе которых строится скалограмма аудиоторного возбуждения, поступает в блок согласованной подгонки. Далее отбираются коэффициенты, которые дают максимальное соответствие между моделируемой и исходной скалограммами. Выбранные атомы поступают в блок обратного ПДВП, где происходит синтез сигнала, который вычитается из входного фрейма для получения сигнала-остатка. СП работает до тех пор, пока не достигнуто определенное условие останова алгоритма. В качестве таких условий могут выступать фиксированное число итераций (на выходе соответственно фиксированное количество атомов) либо различного рода пороговые значения энергии сигнала остатка. Первый вариант позволяет добиться постоянной скорости битового потока, во втором же случае он оказывается переменным. Для фиксированного числа атомов можно также добиться переменной скорости, изменяя значения количества итераций от фрейма к фрейму. Оба условия останова алгоритма кодирования позволяют добиться масштабирования битового потока.

Скалярное квантование в разработанном аудиокодере осуществляется на основе значения порогов маскирования. Максимальный шаг квантования вычисляется следующим образом:

$$\Delta_{l,n} = \sqrt{12T_{l,n} / K_{l,n}},$$

где  $T_{l,n}$  – порог маскирования,  $K_{l,n}$  – количество атомов. Далее заквантованные атомы кодируются с помощью алгоритма Хаффмана. Структура дерева декомпозиции передается декодеру полностью только для первого фрейма. Для остальных фреймов необходимо передавать динамику его изменений. Это требует только двух бит, так как существует четыре возможных ситуации: «расщепление» либо «удаление» узла, «никаких изменений» и повторяющаяся подряд ситуация «никаких изменений», которая происходит довольно часто.

Реконструкция выходного сигнала осуществляется на основе подготовленной структуры дерева ПДВП (общей для всех фреймов), в которую записываются отобранные параметры и выполняется синтез сигнала. Передаваемые параметры содержат значение весового коэффициента и информацию о размещении декодированного параметра в структуре дерева.

Система кодирования в экспериментах обладала следующей конфигурацией: размер фрейма составляет 1024 отсчета (для сигналов с частотой дискретизации 44,1 кГц), перекрытие между соседними фреймами – 1/8 их длины, при декодировании реконструированные фреймы взвешивались модифицированным окном Ханна для суммирования. Входной тестовой последовательностью служили одноканальные образцы звуковых сигналов с частотой дискретизации 44,1 кГц и разрядностью 16 бит.

В процессе экспериментов было рассчитано, что скорость битового потока для варианта с 200 атомами с учетом затрат на кодирование вспомогательной информации, такой как позиция атома в дереве ПДВП (кодирование структуры дерева), составляет 37 кбит/с и каждые дополнительные 50 атомов увеличивают ее на 8,6 кбит/с.

Оценки качества реконструированного сигнала в приведенной работе базируются на отношении энергии шума (вносимых искажений) к порогу маскирования  $NMR$  (*noise-to-mask ratio*). Расчет оценки состоит из следующих шагов: вычисляется ошибка между искаженным сигналом и оригинальным, определяется порог маскирования из оригинального сигнала, находится отношение шума к полученному порогу.

В таблице приведены среднее арифметическое ( $NMR_{total}$ ) и среднее геометрическое ( $NMR_{SEG}$ ) значения оценки для пяти звуковых образцов с различным информационным наполнением.

Объективные оценки качества

		200 атомов	250 атомов	300 атомов	350 атомов	400 атомов	450 атомов	500 атомов
Вокал	$NMR_{total}$ , дБ	1.1356	-0.2881	-1.7372	-2.9492	-4.0001	-4.9524	-5.6866
	$NMR_{SEG}$ , дБ	0.5307	-0.8560	-2.1385	-3.2759	-4.2833	-5.1880	-5.9330
Речь	$NMR_{total}$ , дБ	1.5601	-0.0187	-1.1420	-1.9757	-2.6187	-3.0646	-3.3151
	$NMR_{SEG}$ , дБ	0.3524	-1.0691	-2.2383	-3.2115	-3.9627	-4.5516	-4.9745
Оркестровое произведение	$NMR_{total}$ , дБ	0.2814	-1.8319	-3.7820	-4.9343	-5.3869	-5.3507	-5.0791
	$NMR_{SEG}$ , дБ	0.1493	-1.9524	-3.8159	-4.9224	-5.4187	-5.5216	-5.3764
Клавесин	$NMR_{total}$ , дБ	1.0186	-0.0180	-0.7821	-1.3593	-1.7615	-1.9694	-2.1254
	$NMR_{SEG}$ , дБ	-0.1750	-1.4464	-2.5240	-3.4045	-4.1427	-4.7855	-5.3315
Волынка	$NMR_{total}$ , дБ	0.3802	-1.1496	-2.7564	-4.1402	-5.4722	-6.6792	-7.6862
	$NMR_{SEG}$ , дБ	0.3712	-1.0892	-2.5831	-3.8594	-5.0751	-6.1684	-7.0852

Из таблицы видно, что с ростом количества отобранных атомов происходит стабильное уменьшение значений  $NMR$ . Данный факт говорит о том, что алгоритм СП с перцептуально оптимизированным динамически изменяемым от фрейма к фрейму словарем на базе ПДВП применим к задачам сжатия как музыкальных, так и речевых аудиосигналов; позволяет достичь низких скоростей битового потока при высоком качестве реконструированного сигнала; добиться гибкости и масштабируемости процесса кодирования.

## Библиографический список

1. Mallat S., Zang Z. Matching Pursuits with Time-Frequency Dictionaries // IEEE Transactions on signal processing. December 1993. Vol. 41. P. 3397-3415.
2. Ruiz Reyes N., Vera Candead P. Adaptive Signal Modeling Based on Sparse Approximations for Scalable Parametric Audio Coding // IEEE Transactions on audio, speech, and language processing. March 2010. Vol. 18, no. 3. P. 447-460.
3. Chardon G., Necciarri T., Balazs P. Perceptual Matching Pursuit with Gabor Dictionaries and Time-Frequency Masking // in Proc. IEEE ICASSP'2014. May 4-9, 2014. P. 3126-3130.
4. Ravelli E., Richard G., Daudet L. Matching Pursuit in Adaptive Dictionaries for Scalable Audio Coding // in Proc. EUSIPCO'2008. August 25-29, 2008. P. 1-5.
5. Petrovsky A.I., Azarov E., Petrovsky A. Hybrid signal decomposition based on instantaneous harmonic parameters and perceptually motivated wavelet packets for scalable audio coding // Elsevier, Signal Processing, Special Issue "Fourier Related Transforms for Non-Stationary Signals". June 2011. Vol. 91. P. 1489-1504.
6. Petrovsky A.I., Krahe D., Petrovsky A. Real-Time Wavelet Packet-based Low Bit Rate Audio Coding on a Dynamic Reconfigurable System // AES 114th Convention preprint 5778. May 2003. 22 p.

УДК 004.934.8'1; ГРНТИ 34.03.23

## СИСТЕМА ИДЕНТИФИКАЦИИ ДИКТОРА В АКУСТИЧЕСКИХ ШУМАХ НА ОСНОВЕ АНТРОПОМОРФИЧЕСКОЙ ОБРАБОТКИ РЕЧЕВОГО СИГНАЛА

Д.Н. Кручок

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники,  
кафедра электронных вычислительных средств  
Республика Беларусь, Минск, kafevs@bsuir.by*

*Аннотация.* Рассматривается система идентификации диктора в акустических шумах с использованием антропоморфической обработки речевого сигнала. Подробно описывается преобразование речевого сигнала на основе кохлеарной модели и его применение в задаче распознавания диктора. Полученный характеристический вектор на базе данного преобразования используется в качестве признаков для системы идентификации диктора. В качестве решающих правил применяются нейронные сети прямого распространения. Приводятся результаты распознавания разработанной системы идентификации диктора.

*Ключевые слова.* Характеристический вектор, кохлеарная модель, система идентификации диктора.

## AN AUDITORY-BASED SPEAKER IDENTIFICATION SYSTEM IN ACOUSTIC NOISES

D.N. Kruchok

*Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics, Computer Engineering Department  
Belarus, Minsk, kafevs@bsuir.by*

*Abstract.* The speaker recognition system in acoustic noises with the use of anthropomorphic speech signal processing is considered. A transform based on the cochlear model and its applications for speaker recognition are described in details. The characteristic vector obtained on the basis of this transform used as features for speaker identification. Neural network of direct distribution as decision rules are used. The results of the developed recognition systems of speaker identification are given.

*Keywords.* Characteristic vector, cochlear model, speaker identification system.

Согласно решению Federal Financial Institution Examination Council, USA, от 2005 года, использование однофакторной методологии аутентификации личности (т.е. подтверждения личности с помощью ПИН-кода или буквенно-цифрового пароля) является неадекватным средством защиты в системах удаленного доступа к финансам [1]. Поэтому введение голосовой биометрии является целесообразным. Реальным примером использования систем распознавания по голосу является проект «Голосовая биометрия», запущенный в ноябре 2015 года ОАО «Приорбанк» в Беларуси [2]. На Западе же голосовая идентификация уже внедрена и опробована ведущими банками.

Несмотря на то, что эффективность работы систем распознавания в закрытых помещениях с благоприятной акустической обстановкой находится на довольно высоком уровне, результаты распознавания данных систем на улице или в метро (в местах с наличием акустических шумов) ещё далеки от допустимых и в своей работе требуют вмешательства человека. Таким образом, настоящее исследование ставит целью анализ результатов распознавания

системы идентификации диктора в акустических шумах с использованием преобразования речевого сигнала на основе кохлеарной модели.

Индивидуальные особенности диктора зависят от строения речевого тракта, механики колебания голосовых складок и системы управления артикуляцией. Акустические признаки обязаны передавать особенности диктора, быть устойчивыми к различным искажениям, а также обладать компактностью представления для их использования в реальном масштабе времени. Для получения характеристических признаков оригинальный сигнал подвергается различным преобразованиям (преобразование Фурье, вейвлет-преобразование). Одним из таких преобразований также является преобразование на основе кохлеарной модели, предложенное в работе [3]. Данное преобразование моделирует импульсную характеристику базилярной мембраны в улитке человеческого уха и распределение её нелинейных характеристик. В практических приложениях обработки цифровых сигналов преобразование применяется в дискретной форме [3]:

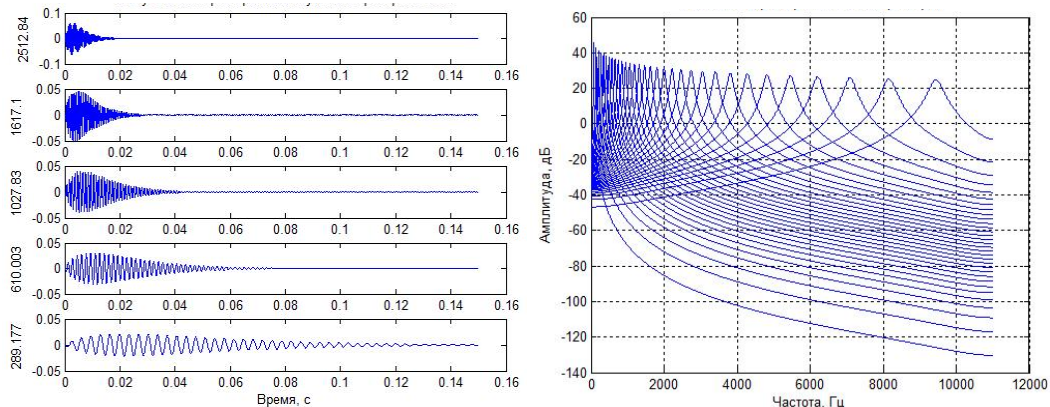
$$T[a_i, b] = \sum_{n=0}^N f[n] \frac{1}{\sqrt{|a_i|}} \psi \left[ \frac{n-b}{a_i} \right], \quad (1)$$

где  $a_i = f_L / f_{C_i}$  – масштабирующий коэффициент для  $i$ -й частотной полосы с центральной частотой  $f_{C_i}$ , может быть как в линейной, так и в нелинейной шкале частот;  $N$  – количество отсчётов цифрового сигнала  $f[n]$ .

$$\psi \left[ \frac{n-b}{a_i} \right] = \left[ \frac{n-b}{a_i} \right]^\alpha \cdot \exp \left[ -2\pi f_L \beta \left[ \frac{n-b}{a_i} \right] \right] \cdot \cos \left[ 2\pi f_L \left[ \frac{n-b}{a_i} \right] + \theta \right] \cdot u[n], \quad (2)$$

где  $\alpha > 0, \beta > 0, u[n]$  – функция Хевисайда;  $b$  – коэффициент сдвига.

Изменяя параметры  $\alpha, \beta$  можно получить различные форму и ширину для каждого фильтра в полученном банке, которые будут наиболее точно соответствовать модели слуховой системы человека. Импульсные характеристики базилярной мембраны на разных частотах показаны на рис. 1, а, при этом  $\alpha = 0,8; \beta = 0,02$ . Указанные значения были выбраны как наиболее оптимальные для анализа речевого сигнала для дальнейшей идентификации диктора [4]. Метки по оси ординат слева от каждого графика соответствуют центральным частотам пяти фильтров (значения даны в герцах).



а

б

Рис. 1. Преобразование на основе кохлеарной модели: а – импульсные характеристики; б – частотные характеристики банка фильтров

Такие результаты очень похожи на результаты физиологических экспериментов [3] и сопоставимы с кохлеарной моделью в [5], а это в свою очередь свидетельствует о том, что данное преобразование позволяет получить характеристический вектор признаков, который будет соответствовать характеристикам, которые выделяет слуховая система человека. На

рис. 1, б представлены частотные характеристики используемого банка фильтров при значениях коэффициента  $\beta = 0,02$  и  $\alpha = 0,8$ . В качестве тестового сигнала был взят речевой сигнал с частотой дискретизации 22050 Гц; количество используемых фильтров в банке равно 32. Так как данное преобразование моделирует импульсную характеристику базилярной мембраны человеческого уха, то его целесообразно использовать для получения характеристического вектора для дальнейшего процесса идентификации диктора.

В качестве решающих правил системы идентификации диктора наиболее часто используются следующие методы: векторное квантование, гауссовские смеси, нейронные сети и метод опорных векторов. В данном исследовании были выбраны нейронные сети прямого распространения для получения сравнительных результатов распознавания диктора с результатами, представленными в работе [4], в которой были использованы модели гауссовых смесей. Для экспериментальной оценки системы идентификации диктора в акустических шумах был спроектирован идентификатор дикторов на основе нейронных сетей прямого распространения. Модель системы распознавания представлена на рис. 2 и имеет два режима работы: обучение и идентификация. Архитектура используемой сети выбиралась постепенно от простого однослойного персептрона к многослойным экспериментально. Используемые типы нейронных сетей: многослойный персептрон (два и три слоя). 2 слоя: 56 входных – 19 выходных. 3 слоя: 56 входных – 30 промежуточных – 19 выходных. Функция активации на всех слоях, кроме выходного: сигмоид, на выходном – функция softmax. Процесс обучения происходит с учителем.

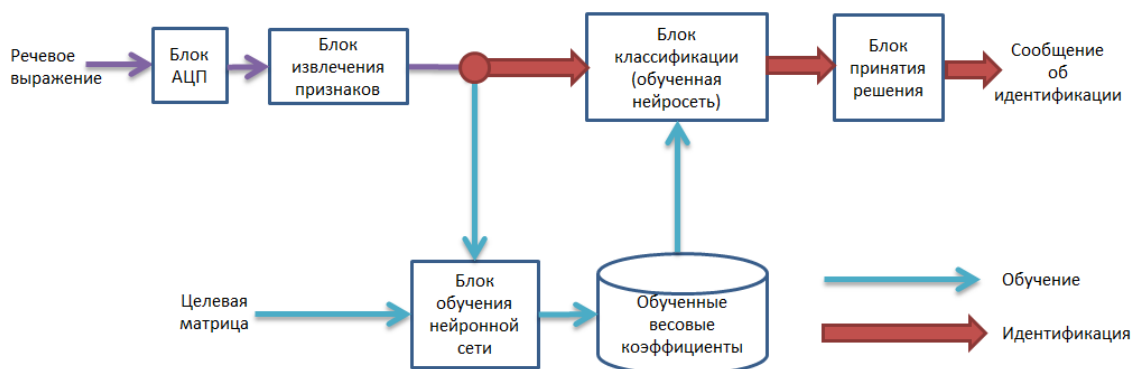


Рис. 2. Модель системы распознавания

Используемая речевая база была подготовлена на основе базы, сформированной для соревнований по разделению и распознаванию речи и дикторов в условиях с шумами [6]. Было выбрано 4 диктора, у каждого по 18 речевых фраз средней продолжительностью около 2 секунд, не содержащих шумы.

В алгоритме экстракции характеристического вектора использовалось 32 кохлеарных фильтра [4]. Оценкой системы идентификации выступает точность распознавания диктора – отношение числа правильно распознанных речевых выражений к общему числу высказываний, участвовавших в распознавании. Данная оценка выражается в долях единицы или в процентах. Для получения сравнительных результатов был реализован алгоритм получения кепстральных коэффициентов в шкале Мел (мел-частотные кепстральные коэффициенты – МЧКК) и использован в системе идентификации диктора. Система идентификации реализована на языке Matlab. Результаты распознавания на обучающем множестве представлены на рис. 3. Тип используемого шума – лепет, бормотание (англ. «babble»).



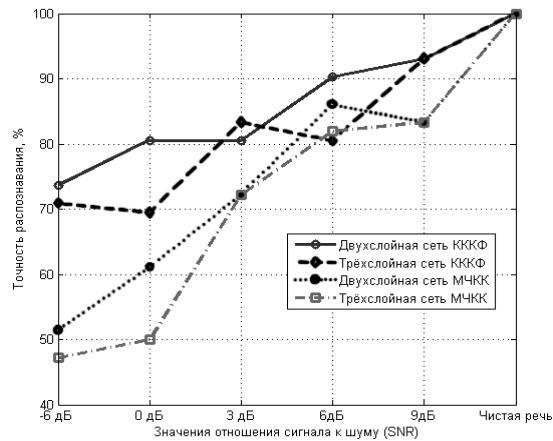


Рис. 3. Сравнение результатов для обучающего множества (тип шума – бормотание)

Как видно из рисунка 6, в условиях без шумов признаки ККК показывают сравнимые результаты с признаками МЧКК и имеют 100 % точность распознавания (на ограниченном числе выражений). По мере того как увеличивается уровень шума, точность системы распознавания падает, однако точность идентификации с использованием признаков ККК значительно лучше, чем МЧКК. Например, при SNR, равном 0 дБ, точность распознавания для признаков МЧКК составляет 62 %, а для ККК – 80 %. На тестовом множестве точность распознавания всей системы снижается, однако результаты идентификации с использованием признаков ККК превосходят результаты МЧКК: 77 % к 69 % при SNR, равном 0 дБ (рис. 4). Эффективность используемого алгоритма экстракции характеристического вектора в системе идентификации на нейронных сетях при уровне SNR -6 дБ больше на 20 % для МЧКК, и на 5-10 % для ККК, чем в системе на основе гауссовых смесей [4].

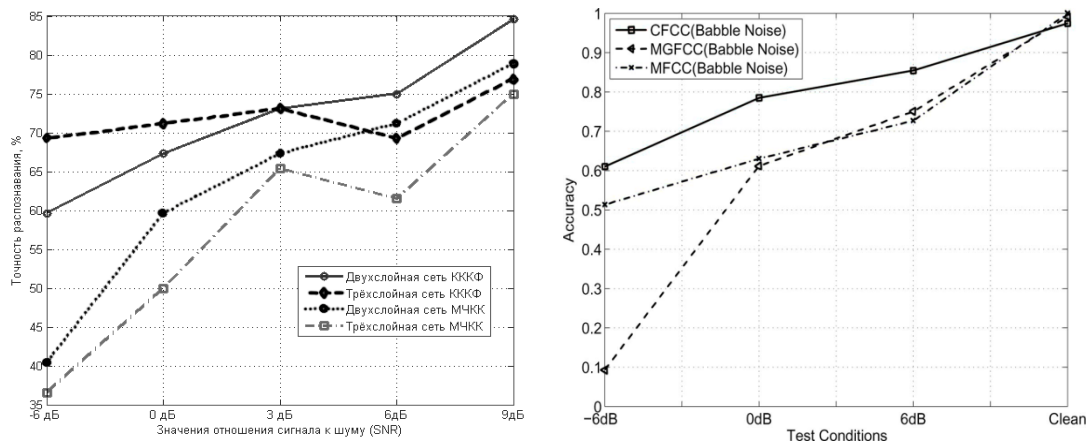


Рис. 4. Результаты распознавания для тестового множества (слева – система идентификации на нейронных сетях, справа – система идентификации на гауссовых смесях [4]) для типа шума – бормотание

Разработана и реализована система идентификации диктора на основе психоакустически мотивированного алгоритма экстракции характеристического вектора с использованием нейронных сетей прямого распространения.

Использование алгоритма извлечения признаков с преобразованием речевого сигнала на основе кохлеарной модели повышает эффективность распознавания диктора в акустических шумах, в сравнении с широко используемыми мел-частотными кепстральными коэффициентами, в среднем на 10-15 % при различных уровнях зашумления. А разработанная система идентификации диктора на основе нейронных сетей демонстрирует эффективность распознавания на уровне зашумления в 6 дБ на 10 % больше, а при остальных уровнях зашумления точность соизмерима с результатами идентификации системы на основе гауссовых смесей [4].

## Библиографический список

1. В.Н. Сорокин, Распознавание личности по голосу: аналитический обзор / В.Н.Сорокин, В.В.Вьюгин, А.А.Тананыкин // Информационные процессы. – 2012. – Т. 12, № 1. – С. 1-30.
2. Информационное агентство. Бизнес. Новости компаний [Электронный ресурс]. – Электронные данные. – Режим доступа : <http://www.interfax.by/news/belarus/1196246>. – Дата доступа : 17.12.2015.
3. Q. Li, An auditory-based transform for audio signal processing / Li Qi // Proc. IEEE Workshop Applicat. Signal Process. Audio Acoust., – New Paltz, NY, – 2009. – P. 181-184.
4. Q. Li, An auditory-based feature extraction algorithm for robust speaker identification under mismatched conditions / IEEE Transactions Audio, Speech, and Language Processing., – 2011. – Vol. 19, № 6. – P.1791-1801.
5. A.A. Petrovsky, An anthropomorphic speech processing based on the cochlear model and its application for coding task / A.A. Petrovsky, D.S. Likhachov, W.Wan // Computing, – 2004. – Vol. 3, № 1. – P. 75-83.
6. The PASCAL CHiME speech separation and recognition challenge [Electronic resource]. – 2013. – Mode of access : <http://spandh.dcs.shef.ac.uk/projects/chime/PCC/results.html>. – Date of access : 19.01.2016.

УДК 004.627; ГРНТИ 49.40.37

## ПРИМЕНЕНИЕ ПАРАУНИТАРНЫХ БАНКОВ ФИЛЬТРОВ НА ОСНОВЕ АЛГЕБРЫ КВАТЕРНИОНОВ В КОДИРОВАНИИ ЦИФРОВЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ

Н.А. Петровский, К.В. Арабей

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники,  
кафедра электронных вычислительных средств  
Республика Беларусь, Минск, [nick@petrovsky.eu](mailto:nick@petrovsky.eu)*

*Аннотация.* Исследуются возможности применения параунитарных банков фильтров на основе алгебры кватернионов (Q-ПУБФ) для сжатия цифровых изображений в режиме lossy (кодирование с потерями). Эксперименты показывают, что использование 2D трансформационного преобразования на основе 8-полосного Q-ПУБФ (8x24Q-ПУБФ) в кодерах цифровых изображений по эффективности сопоставимо с другими известными преобразованиями, а для изображений с относительно сильными высокочастотными компонентами имеет выше эффективность по показателю PSNR.

*Ключевые слова.* Банк фильтров, кватернионы, компрессия изображения.

## QUATERNION BASED PARAUNITARY FILTER BANK APPLIED TO DIGITAL IMAGE CODING

N.A. Petrovsky, K.V. Arabey

*Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics,  
Computer Engineering Department  
Belarus, Minsk, [nick@petrovsky.eu](mailto:nick@petrovsky.eu)*

*Abstract.* The paraunitary filter banks based on the quaternion algebra (Q-PUBF) to compress digital images in the lossy mode are researched. Experiments show that the use of 2D transform based on the 8 channel Q-band PUBF (8h24Q-PUBF) in digital images coding has performance comparable to other known transformations, and for image with a relatively strong high-frequency components has higher PSNR.

*Keywords.* Filter bank, quaternions, image coding.

В последние несколько десятилетий банки фильтров рассматриваются как наиболее эффективная техника компрессии мультимедиа данных [1]. Они применяются в кодировании аудиосигналов, изображений и видеопотока в таких стандартах, как JPEG, JPEG2000, JPEG XR, MPEG и H.264/AVC. Полифазная структура максимально децимированного  $M$ -канального банка фильтров, состоящего из систем анализа и синтеза (полифазные матрицы  $\mathbf{E}(z)$  и  $\mathbf{D}(z)$  соответственно), формулируется следующим образом [2]:  $[F_0(z) \ F_1(z) \ \dots \ F_{M-1}(z)]^T = \mathbf{e}(z)\mathbf{D}(z^M)$ , где  $\mathbf{e}(z) = [1 \ z^{-1} \ \dots \ z^{-(M-1)}]$ ,  $H_k(z)$  и  $F_k(z)$  – передаточные функции  $k$ -го канала банка фильтров анализа и синтеза соответственно. Если матрица  $\mathbf{E}(z)$  обратима, то полифазная матрица синтеза  $\mathbf{D}(z)$  может быть выбрана как обратная матрица  $\mathbf{E}(z)$ , тогда совершенная реконструкция достигается. Такой банк фильтров называется совершенной реконструированным банком фильтров или биортогональным банком фильтров (БОБФ). Если  $\mathbf{E}^T(z^{-1})\mathbf{E}(z) = \mathbf{I}$  и  $\mathbf{D}(z) = \mathbf{E}^T(z^{-1})$ , то это специальный класс банка фильтров – параунитарный банк фильтров (ПУБФ).

В работе [3] представлен новый подход к синтезу и конструированию решетчатых структур 4-8-канальных ПУБФ на основе алгебры кватернионов. Ассоциативная некоммутативная четырехмерная алгебра кватернионов  $\mathbb{H} = \{q = q_1 + q_2i + q_3j + q_4k \mid q_1, q_2, q_3, q_4 \in \mathbb{R}\}$ , где ортогональные мнимые части подчиняются следующим законам умножения:  $i^2 = j^2 = k^2 = ijk = -1$ ,  $ij = -ji = k$ ,  $jk = -kj = i$ ,  $ki = -ik = j$ , последние двадцать лет в цифровой обработке сигналов рассматривается как новая парадигма – обработка сигналов непосредственно в многомерном домене. Так как операция умножения некоммутативна, то продукт умножения определяется операторами умножения «слева»  $M^+(q)$  и «справа»  $M^-(q)$  [3]. Матрицы  $M^+(q)$  и  $M^-(q)$  размером  $4 \times 4$  соотносятся между собой как  $M^+(q) = D_c M^+(q)^T D_c$ , где  $D_c = \text{diag}(1, -I_3)$  описывает в матричной нотации оператор гиперкомплексного сопряжения. Определив сопряженный кватернион в векторно-матричном виде как  $\bar{q} = D_c q$ , можно получить, что  $M^+(\bar{q}) = M^+(q)^T$ , тогда матрица умножения на сопряженный кватернион переопределяется следующим образом  $M^+(\bar{q}) = D_c M^+(q) D_c$ . В работе [3] утверждается, что для каждой ортогональной матрицы размером  $4 \times 4$  существует уникальная (с точностью до знака) пара единичных кватернионов  $P$  и  $Q$  таких, что  $M^+(P) \cdot M^-(Q) = M^-(Q) \cdot M^+(P)$ . Данная факторизация всегда соответствует ортогональному преобразованию сигналов, даже если ее компоненты квантованы. Это происходит потому, что столбцы каждой матрицы умножения кватернионов составлены из одних и тех же элементов с точностью до знака. Решетчатая схемная параметризация передаточных матриц анализа  $E(z)$  и синтеза  $D(z)$  Q-ПУБФ с линейной ФЧХ на основе умножителей кватернионов соответственно определяется как [4]:

$$E(z) = \left( \prod_{i=N-1}^1 \frac{1}{2} M^-(P_i) W \Lambda(z) W \right) \frac{1}{\sqrt{2}} M^-(P_0) M^+(Q_0), \quad D(z) = \frac{1}{\sqrt{2}} M^-(\bar{P}_0) M^+(\bar{Q}_0) \left( \prod_{i=1}^{N-1} \frac{1}{2} M^-(\bar{P}_i) W \bar{\Lambda}(z) W \right),$$

где  $\bar{P}_0$  и  $\bar{Q}_0$  – сопряженные единичные кватернионы,

$$W = \begin{bmatrix} I_2 & I_2 \\ I_2 & -I_2 \end{bmatrix}, \Lambda(z) = \text{diag}(I_2, z^{-1}I_2), \bar{\Lambda}(z) = \text{diag}(z^{-1}I_2, I_2).$$

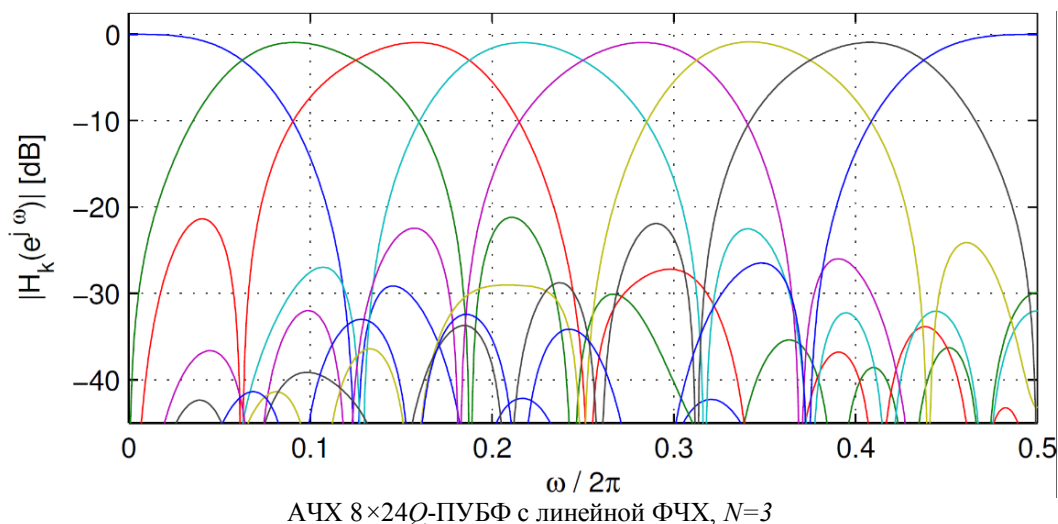
С целью исследования возможностей Q-ПУБФ в системах сжатия цифровых изображений в режиме *lossy* (кодирования с потерями) и сравнения полученных результатов с системами на основе ПУБФ, БОБФ, многоуровневыми ДВП и другими ортогональными преобразованиями синтезирован 8-канальный Q-ПУБФ с линейной ФЧХ и регулярностью первого порядка, коэффициенты которого приведены в таблице 1. Число ступеней декомпозиции передаточных матриц анализа  $E(z)$  и синтеза  $D(z)$  равно  $N=3$ , длина импульсных характеристик канальных фильтров составляет 24 отсчета:  $8 \times 24$  Q-ПУБФ. Коэффициент эффективности кодирования данного банка фильтров равен  $CG=9.3747$ дБ. Как видно из анализа амплитудно-частотной характеристики банка фильтров (см. рисунок) минимальное ослабление в полосе затухания составляет величину – 21дБ, эффект DC leakage отсутствует.

Таблица 1. Коэффициенты 8-канального Q-ПУБФ с линейной ФЧХ,  $N=3$  ( $8 \times 24$  Q-ПУБФ)

Коэффициенты	Re(·)	Im <sub>i</sub> (·)	Im <sub>j</sub> (·)	Im <sub>k</sub> (·)
$s_0$	-0.0297993	0.0669165	0.8901262	-0.449788
$p_0$	-0.2784728	-0.5164164	0.6659689	-0.4607087
$q_0$	-0.9687160	-0.0713704	-0.2281805	0.0665523
$q_1$	0.2571736	-0.2085346	-0.8265446	0.4551912
$q_2$	0.8835067	-0.2654561	0.0588609	-0.3814242
$r_0$	-0.1264641	0.6558758	-0.1001648	-0.7374285
$r_1$	0.9928326	0.0690029	-0.0687024	-0.0692971
$r_2$	0.9069558	0.3701135	-0.1523974	-0.1312336

Моделирование 2D трансформационного преобразование на основе 8-полосного Q-ПУБФ ( $8 \times 24$  Q-ПУБФ) [5] с блочной лестничной схемной параметризацией осуществля-

лось в среде MATLAB Fixed Point Toolbox. В качестве альтернативных использовались два 8-канальных ПУБФ с длиной импульсной характеристики 16 отсчетов ( $8 \times 16$ FUFB) и 24 отсчета ( $8 \times 24$ FUFB) с показателем эффективности кодирования  $CG=9.35$ дБ и  $9.49$ дБ соответственно, а также два 8-канальных БОБФ с такой же длиной импульсных характеристик:  $8 \times 16$ BOFB ( $CG=9.62$ дБ) и  $8 \times 24$ BOFB ( $CG=9.68$ дБ) [6]. Данные банки фильтров являются банками с решетчатой параметризацией на основе планарных оборотов Гивенса и регулярностью первого порядка. Для сравнения выбраны также 8-канальный ПУБФ  $8 \times 16$ LOT, а также для ПУБФ и БОБФ с линейной ФЧХ соответственно  $8 \times 24$ GenLOT и  $8 \times 16$ GLTB,  $8 \times 24$ GLTB.



В оценке эффективности кодирования изображений по схеме *lossy* для обработки исходного изображения в 64 субполосах применялась 6-уровневая декомпозиция дискретного вейвлет преобразования (Daubechies wavelet 12 с аппроксимацией линейной фазы). Метод нулевого дерева EZW-IP [7] использовался для преобразования коэффициентов фильтрации и последующего квантования по методу оптимального распределения битов в параунитарном субполосном кодере изображений на основе  $Q$ -ПУБФ [8].

В таблицах 2 и 3 показаны сравнительные результаты кодирования двух 8-битовых тестовых изображений  $512 \times 512$  “Lena” и “Barbara” по объективному показателю PSNR. Для сравнения также приведены показатели эффективности кодера JPEG2000 (9/7 wavelet) JASPER.

Таблица 2. Сравнительные результаты кодирования 8-битового тестового изображений  $512 \times 512$  “Lena” и “Barbara” по показателю PSNR

Тип банка фильтров	“Lena”			“Barbara”		
	0,25 <i>bpp</i>	0,5 <i>bpp</i>	1,0 <i>bpp</i>	0,25 <i>bpp</i>	0,5 <i>bpp</i>	1,0 <i>bpp</i>
Daubechies wavelet 12	33,65	36,77	40,01	28,16	32,09	37,30
9/7 wavelet	33,71	36,83	40,03	28,10	32,01	37,17
8x16 PUBF	33,17	36,57	39,73	29,20	33,31	38,30
8x16 LOT	32,91	36,13	39,28	29,05	33,04	37,84
8x24 PUBF	33,36	36,64	39,94	29,43	33,53	38,34
8x24 GenLOT	33,25	36,54	39,82	29,31	33,55	38,31
8x16 BOFB	33,43	36,67	39,73	29,31	33,33	38,26
8x16 GLBT	33,35	36,62	39,70	29,23	33,28	38,19
8x24 BOFB	33,53	36,82	39,84	29,66	33,63	38,38
8x24 GLBT	33,32	36,61	39,68	29,29	33,29	38,18
8x24 Q-ПУБФ	34,65	37,15	39,41	30,58	34,51	38,19
JPEG2000 (9/7 wavelet)	33,25	36,29	39,25	27,73	31,41	36,56
DCT-Loefflera(CSD8-4)	32,13	35,48	38,84	22,35	24,78	27,19

Анализ таблиц 2 и 3 показывает, что использование 2D трансформационного преобразования на основе 8-полосного  $Q$ -ПУБФ ( $8 \times 24$ Q-ПУБФ) в кодерах цифровых изображений по эффективности сопоставимо с другими известными преобразованиями, а благодаря боль-

шему количеству степеней свободы при синтезе данных банков фильтров [4] преобразование  $8 \times 24Q$ -ПУБФ имеет выше эффективность по показателю PSNR для изображений с относительно сильными высокочастотными компонентами (см. таблицу 2). С другой стороны, субъективное сравнение восстановленных изображений “Lena” и “Barbara” для  $bpp$ : 0,25; 0,5; 1,0 (см. таблицу 3) показывает отсутствие характерных артефактов, например эффекта Гиббса, волнообразных ложных контуров. При этом мелкие детали хорошо сохранились.

Таблица 3. Восстановленные изображения “Lena” и “Barbara” для разных значений среднего числа битов на пиксел  $bpp$

		
0,25 $bpp$ , PSNR=34,65	0,5 $bpp$ , PSNR=37,15	1,0 $bpp$ , PSNR=39,41
		
0,25 $bpp$ , PSNR=30,58	0,5 $bpp$ , PSNR=34,51	1,0 $bpp$ , PSNR=38,19

### Библиографический список

1. Kovacevic, J. Wavelets and Subband Coding / J. Kovacevic, M. Vetterli. Prentice-Hall signal processing series. — Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall PTR, 1995. — P. 488.
2. Vaidyanathan, P. P. Multirate Systems and Filter Banks / P. P. Vaidyanathan. — Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1993. — P. 911.
3. Парфенюк А.А., М. Параунитарные банки фильтров на основе алгебры кватернионов: теория и применение / М. Парфенюк, А. А. Петровский // Цифровая обработка сигналов. — 2008. — № 1. — С. 22–36.
4. Parfieniuk, M. Inherently lossless structures for eight- and sixchannel linear-phase paraunitary filter banks based on quaternion multipliers / M. Parfieniuk, A. Petrovsky // Signal Process. — 2010. — Vol. 90. — P. 1755–1767.
5. Petrovsky, N. Design and high-performance hardware architecture for image coding using block-lifting-based quaternionic paraunitary filter banks /N. Petrovsky, A. Stankevich, A. Petrovsky // Embedded Computing (MECO), 2015 4th Mediterranean Conference on. — Budva, Montenegro: 2015. — P. 193–198. doi:10.1109/MECO.2015.7181901.
6. Uto, T. M-channel nonlinear phase filter banks in image compression: Structure, design, and signal extension / T. Uto, T. Oka, M. Ikehara // IEEE Trans.Signal Process. — 2007. — Vol. 55, № 4. — P. 1339–1351.
7. Чобану, М. К. Многомерные многоскоростные системы обработки сигналов / М. К. Чобану. — М.: Техносфера, 2009. — С. 480.
8. Петровский, Н. А. Оптимальное распределение бит в параунитарном субполосном кодере изображений на основе алгебры кватернионов / Н. А. Петровский // Доклады БГУИР. — 2014. — Т. 79, № 1. — С. 72–77.

## МОДЕЛИРОВАНИЕ СИСТЕМЫ ЗАЩИТЫ КАЧЕСТВА РЕЧИ В УСЛОВИЯХ ДЕЙСТВИЯ ПОМЕХ И ИСКАЖЕНИЙ

П.В. Стреляев

*Рязанский государственный радиотехнический университет,  
Россия, Рязань, petr.strelyaev@mail.ru*

*Аннотация.* Рассматриваются теоретические и практические вопросы разработки программного обеспечения необходимого качества речи при воздействии на канал помех и искажений.

*Ключевые слова.* Полосный вокодер, передача речевой информации при воздействии помех и искажений.

## MODELING SYSTEMS PROTECTION SPEECH QUALITY IN CONDITIONS OF NOISE AND DISTORTION

P.V. Strelyaev

*Ryazan State Radio Engineering University,  
Ryazan, Russia, petr.strelyaev@mail.ru*

*Abstract.* The theoretical and practical aspects of software development required speech quality when exposed to channel noise and distortion.

*Keywords.* Band vocoder, the transmission of speech information when exposed to noise and distortion.

В современных условиях постоянно увеличивающегося количества мобильных устройств проблеме обеспечения качества предоставляемых услуг уделяется большое внимание. Большое внимание уделяется способам улучшения качества речи, а также проблемам защиты речевой информации от различных искажений при передаче по радиоканалу [1].

Для качественной передачи голоса, в условиях постоянно изменяющейся пропускной способности канала радиосвязи, необходимо разработать систему, которая сможет мгновенно адаптироваться к новым условиям при минимальном снижении качества речи. Для разработки системы используем полосный вокодер, который обрабатывает речь, в зависимости от пропускной способности канала, и тем самым подстраивается под изменяющиеся условия.

Рассмотрим ситуацию, когда в цифровом канале радиосвязи происходит некоторое увеличение количества ошибок, при этом часть речевой информации сильно искажается и слушающий человек не может понять собеседника. Эта ситуация может возникнуть в результате наложения друг на друга двух каналов или при возникновении узкополосной помехи, при этом часть полезной информации теряется и её нельзя восстановить. Можно найти множество решений подобной проблемы, но при радиопередаче нельзя гарантировать защищённость канала от помех и различных искажений, поэтому только правильно спроектированная система сможет гарантировать необходимое качество передаваемой информации. Так как общение между двумя абонентами происходит в дуплексном режиме, то в канал передачи каждого абонента можно встроить служебную информацию, необходимую для определения пропускной способности канала.

Для рассматриваемой системы наилучшим образом подойдёт полосный вокодер, принцип действия которого основан на использовании спектральных уровней в узких полосах частотного диапазона с учетом средних уровней речи в каналах связи [2]. Рассмотрим рис. 1.

Полосный вокодер — это система анализа-синтеза речи, основанная на знании механизмов ее образования и восприятия. В частности, в полосном вокодере используется нечувствительность органов слуха к фазе сигнала и воспроизводится только кратковременный энергетический спектр речевого сигнала [4].

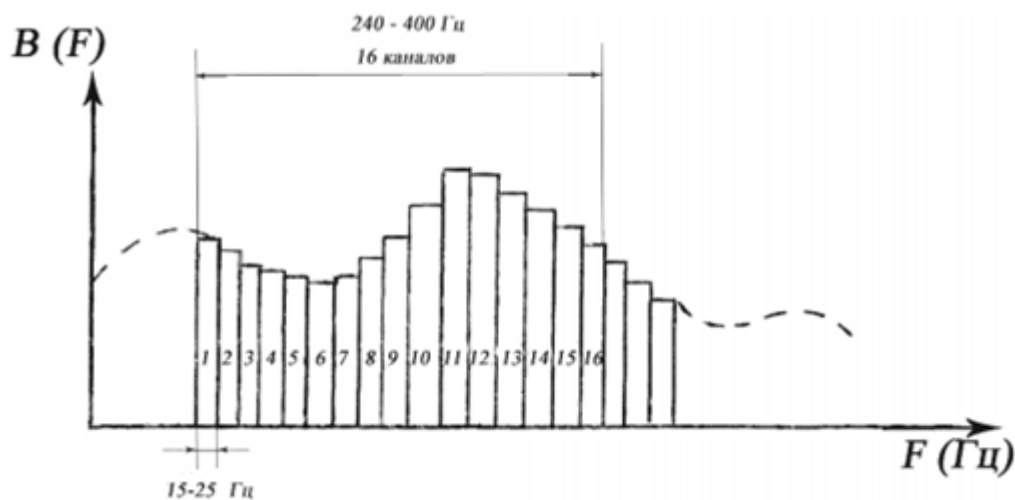


Рис. 1. Спектральные уровни в узких полосках частотного диапазона

При достаточной полосе пропускания вокодер сможет обеспечивать хорошее качество речи за счёт большого количества полос частотного диапазона. Но при снижении пропускной способности количество полос частотного диапазона будет уменьшаться следовательно, уменьшаться количество передаваемой информации и соответственно уменьшаться доступная полоса. Практически установлено, что полоса 25 Гц или даже 15 Гц для каждого спектрального канала обеспечивает достаточно высокую артикуляцию. Для передачи выходных напряжений шестнадцати (16) каналов требуется полоса 240...400 Гц. Для передачи основного тона требуется полоса около 25...50 Гц. Если еще учесть запас для устранения взаимных помех между каналами, то общая полоса частот должна быть увеличена примерно до 350...600 Гц [2]. Таким образом, для качественной передачи голоса с шириной спектра 3,4 КГц нам понадобится от 136 до 227 спектральных полосок.

Типичная схема полосного вокодера представлена на рис. 2. Принцип действия анализатора заключается в том, что речевое сообщение разделяется фильтрами  $\Phi_1 \dots \Phi_n$ . Амплитудными детекторами  $D_1 \dots D_n$ , включенными на выходе фильтров, определяется средний уровень речи в соответствующей полосе за промежутки времени порядка 40...70 мс. Зависимости средних уровней от времени, т.е. спектральные огибающие уровней, представляющие напряжения спектральных каналов на выходе анализатора речи, передаются в линию связи. В синтезаторе приемного устройства процесс восстановления речи происходит в обратном порядке. С помощью генератора речевого спектра создается дискретный спектр, аналогичный спектру голосовых связок. Этот спектр с помощью ряда фильтров, аналогичных фильтрам в анализаторе, делится на узкие полосы частот. Напряжения с выходов фильтров подаются на амплитудные модуляторы  $M_1, M_2, \dots, M_n$ , куда, кроме того, подаются принятые выходные напряжения спектральных каналов. В результате на выходе модуляторов получают изменяющиеся во времени уровни, аналогичные уровням на выходе соответствующих фильтров в анализаторе речи. Поэтому суммарный процесс, полученный смешиванием всех напряжений на выходе модуляторов, представляет сигнал, примерно совпадающий с исходным, т.е. синтезированная речь [2]. Также для узнаваемости речи собеседника будет выделяться основной тон и тон-шум.

Одним из назначений вокодеров является передача речи удовлетворительного качества при малой скорости передачи информации. Во многих работах рассматривалось, какой должна быть скорость передачи, необходимая для полного представления параметров, используемых в полосном вокодере. Хотя в вокодерах различных типов требуется разная скорость, было показано, что для большинства из них она лежит в пределах от 2400 до 9600 бит/с. Вообще качество речи монотонно зависит от скорости передачи [4].

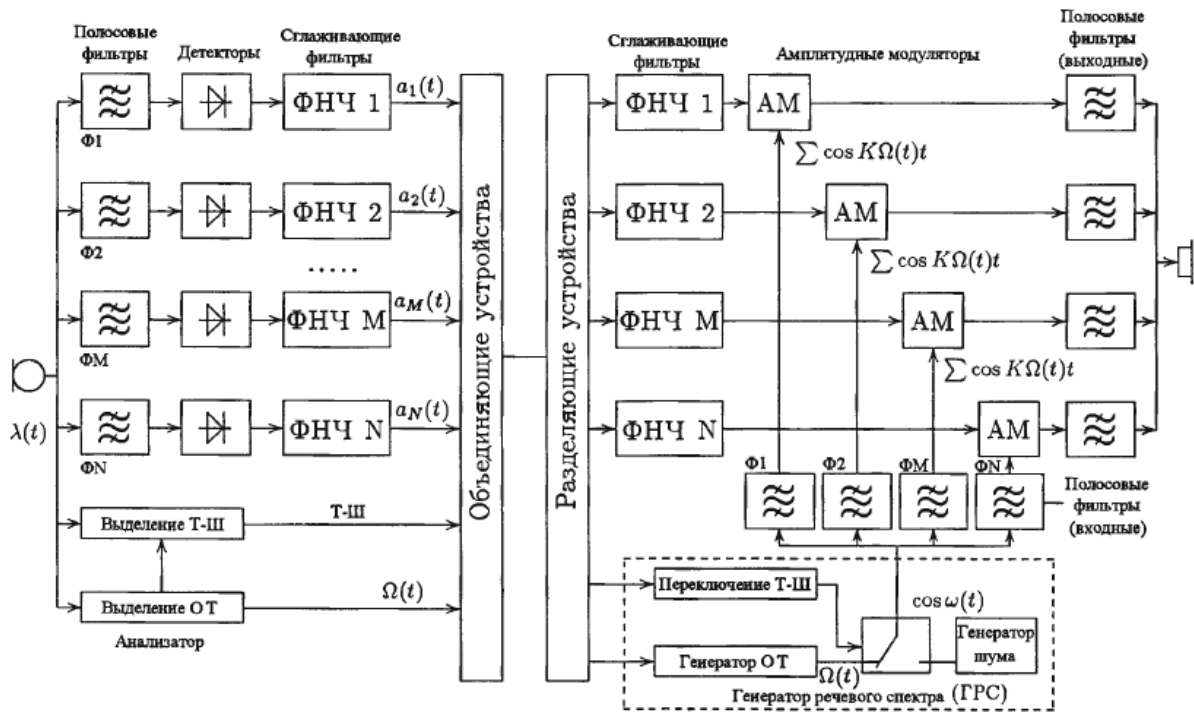


Рис. 2. Полосный вокодер

Для реализации данной системы был разработан алгоритм, который будет изменять количество каналов, тем самым подстраиваясь под пропускную способность канала связи. Алгоритм реализован в программной среде MathLab. Также работоспособность системы может быть протестирована с учетом возникновения единичных ошибок.



Рис. 3. Функциональная схема программы

На рисунке 3 представлен алгоритм программы. Как отмечалось выше, обмен информацией происходит в дуплексном режиме, передающая сторона производит обработку и кодирование речевой информации, при этом учитывается пропускная способность канала связи. В речевую информацию будет добавлена избыточность, при этом нам будет проще обнаружить появление ошибок, и если количество ошибок на приемной стороне будет увеличиваться, то система подстроится под новые условия: будет уменьшено количество передаваемой информации и тем самым уменьшена необходимая пропускная способность. При неизбежном уменьшении передаваемой информации система проанализирует новые условия и



найдет оптимальные параметры при обработке речи, тем самым обеспечит наилучшее качество речи.

Таким образом, система адаптируется под изменяющиеся условия канала связи и обеспечивает наилучшее качество речи. Разработанная программа обеспечивает решение следующих задач: достижение наилучшего качества речи в условиях ограниченной пропускной способности канала радиосвязи, контроль над изменением пропускной способности канала радиосвязи, обработка и восстановление речи.

### **Библиографический список**

1. Урядников Ю.Ф., Аджемов С.С. Сверхширокополосная связь. Теория и применение. М.: СОЛОН-ПРЕСС, 2009 368 с.
2. Шелухин О.И., Лукьянцев Н.Ф. Цифровая обработка и передача речи. М.: Радио и связь, 2000, -456 с.
3. Системы связи: учеб. пособие для студентов (курсантов) вузов / С. И. Макаренко, В. И. Сапожников, Г. И. Захаренко, В. Е. Федосеев; под общ. ред. С. И. Макаренко. - Воронеж, издание ВАИУ, 2011. – 285 с.: ил.
4. Рабинер Л., Гоулд Б. Теория и применение цифровой обработки сигналов. М.: Мир, 1978.

УДК 631.3.07; ГРНТИ 49.27.31

## **ОПТИМИЗИРОВАННЫЙ АЛГОРИТМ "МЯГКОГО" ДЕКОДИРОВАНИЯ КОДА РИДА-СОЛОМОНА**

**С.А. Самойлов, А.М. Даниленко**

*Владимирский государственный университет имени  
Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых  
Россия, Владимир, oid@vlsu.ru*

*Аннотация.* Рассмотрен алгоритм "мягкого" декодирования кода Рида-Соломона. Предложены варианты оптимизации "мягкого" алгоритма декодирования. Показан выигрыш в помехоустойчивости при использовании оптимизированного алгоритма.

*Ключевые слова.* Помехоустойчивое кодирование, "мягкое" декодирование, код Рида-Соломона.

## **THE OPTIMIZED ALGORITHM OF "SOFT" DECODING REED-SOLOMON CODE**

**S.A. Samoylov**

*The Vladimir state university of  
Alexander Grigoryevich and Nikolay Grigoryevich Stoletovykh,  
Russia, Vladimir, oid@vlsu.ru*

*Abstract.* The algorithm of "soft" decoding of a code of Reed Solomon is considered. Options of optimization of "soft" algorithm of decoding are offered. The prize in a noise stability when using of the optimized algorithm is shown.

*Keywords.* Noiseproof coding, "soft" decoding, Reed-Solomon code.

Непрерывное и ускоренное освоение информационного пространства привело к скачкообразному росту производства оборудования систем связи во всем мире. На освоенных участках частотного диапазона используется более 200 различных по типу РРС и даже в миллиметровом диапазоне волн оборудование представлено уже не одним десятком станций.

Сейчас создание глобальных информационных сетей передачи информации невозможно без радиорелейных наземных и спутниковых линий связи. Важность задач, выполняемых РРЛ и спутниковыми системами связи, привела к непрерывному росту количества радиосредств, действующих в этих диапазонах частот. Общее ухудшение электромагнитной обстановки, связанное с неуклонным развитием промышленных технологий и наблюдающимся бумом по освоению информационного пространства, привело к проблеме снижения достоверности передачи информации в цифровых системах связи.

В значительной степени исправить ошибки, возникающие при распространении сигналов в канале передачи информации можно путем применения избыточных корректирующих кодов [1, 2]. Это позволит увеличить помехоустойчивость при использовании как старого, так и нового радиорелейного оборудования.

На практике применяется относительно небольшая группа алгебраических помехоустойчивых кодов: коды Боуза-Чоудхури-Хоквингема (БЧХ), коды Рида-Соломона (РС) [2-

4], сверточные коды и каскадные коды (турбокодирование). Наиболее широко применяются циклические коды с обнаружением ошибок, которые являются частным случаем кодов БЧХ. Например, такие как коды РС, которые находят широкое применение в каналах радиосвязи.

Дополнительным повышением достоверности передачи информации в системах связи с помехоустойчивым кодированием является применение «мягких» алгоритмов декодирования. Такие алгоритмы основаны на получении с демодулятора не бинарных сигналов в виде единиц и нулей, а вероятности приема единицы или нуля. Применительно к коду Рида-Соломона, алгоритм «мягкого» декодирования может выглядеть, как показано на рис. 1.

На первом этапе оценивается достоверность принятия каждого символа путем перемножения вероятностей появления в нем единиц и нулей. Далее принятые символы ранжируются по убыванию достоверности их приема. Поскольку код Рида-Соломона позволяет исправлять «стирания» в количестве, равном используемой избыточности, декодеру предлагаются такие варианты кодовых слов, когда несколько символов с наименьшей достоверностью приема отмечены как «стирания». При этом количество вариантов кодовых слов, которые можно отправить на декодер, равно  $t+1$ , где  $t$  – половина избыточности. Эти варианты различаются количеством отмеченных «стираний», соответствующих символам с наихудшей достоверностью приема.



Рис.1. Алгоритм «мягкого» декодирования блочных кодов

В результате обработки декодером всех вариантов получится  $M$  декодированных вариантов информации, причем  $M > 1$  и  $M \leq t+1$ . Эти варианты могут как совпадать, так и не совпадать. Существует несколько алгоритмов выбора окончательного варианта декодированной информации. Это может быть голосование по большинству как между вариантами кодовых слов в целом, так и между символами и даже битами информации. Можно предложить и алгоритм вычисления метрики по принципу наибольшего правдоподобия (корреляции) в принятой не декодированной последовательности.

Применение алгоритмов «мягкого» декодирования позволяет повысить помехоустойчивость систем связи порядка 1-1.5дБ по соотношению сигнал/шум [2]. Однако использование подобных алгоритмов имеет несколько недостатков. Во-первых, резко увеличиваются вычислительные затраты. Например, при избыточности  $2t=20$  вариантов кодовых слов одиннадцать и декодеру необходимо провести одиннадцать ресурсоемких процедур декодирования, а при «жестком» декодировании таких процедур всегда одна. Во-вторых, возрастают требования к объему оперативной памяти декодера, поскольку необходимо обрабатывать все варианты декодированной информации. В-третьих, возрастает сложность системы, поскольку необходимо проводить несколько процедур выбора и сортировки больших массивов данных. В-четвертых, не всегда удается однозначно определить наилучший алгоритм окончательного выбора варианта декодированной информации.

Для оптимизации «мягкого» алгоритма декодирования Рида-Соломона были проведены экспериментальные исследования. Цель исследований заключалась в определении в алгоритме «мягкого» декодирования такого количества «стираний», указанных декодеру, при котором достигается наивысший процент правильного распознавания информации.

План экспериментов состоял в следующем:

1. Выбирались размерность символов  $m$ , длина информационного блока  $K$  и избыточность  $2t$ . Длина блока  $N=K+2t$ .
2. Генерировались информационные блоки случайным образом.
3. Задаваясь соотношением сигнал/шум, генерировались «мягкие» решения демодулятора таким образом, чтобы они не являлись ошибками в случае использования «жестких решений».
4. В «мягкие» решения демодулятора корректировались таким образом, чтобы в случае использования «жесткого» декодера число ошибок было больше исправляющей способности кода Рида-Соломона при заданных  $N$  и  $K$ .
5. Согласно «мягкому» алгоритму декодирования, проводилось ранжирование символов по достоверности их приема.
6. Декодеру предлагалось  $t+1$  вариантов кодовых слов, с количеством «стираний» от 0 до  $2t$ .
7. Для каждого варианта кодового слова, с различным числом стираний, фиксировались правильные результаты декодирования согласно заданному блоку информации.

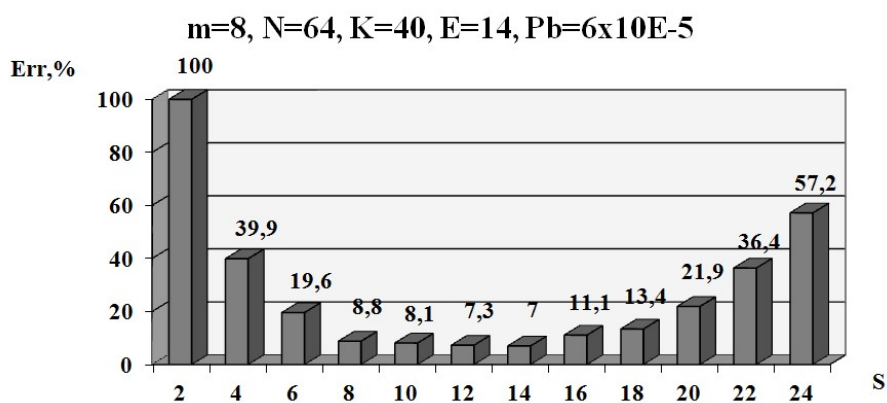


Рис.2. Зависимость ошибочно декодированных блоков от количества "стираний"

Результаты модельных экспериментов приведены на гистограммах на рис.2 при количестве ошибок больше исправляющей способности «жесткого» алгоритма декодирования. Из графиков видно, что существует оптимальное количество стираний, при котором наблюдается низкий процент ошибочно декодированных блоков. Однако следует учитывать и тот факт, что оптимизированный алгоритм «мягкого» декодирования может допускать ошибки и при числе ошибок ниже исправляющей способности «жесткого» декодера. В этом случае можно предложить комбинированный алгоритм декодирования, при котором на первой стадии осуществляется «жесткое» декодирование, а в случае невозможности исправления ошибок используется «мягкое» декодирование при фиксированном оптимальном количестве стираний.

В результате анализа экспериментальных данных можно сделать вывод о целесообразности оптимизации алгоритма «мягкого» декодирования. Оптимизация заключается в определении такого количества символов с наихудшей достоверностью приема, при котором достигается наивысший процент правильного распознавания информации. Таким образом, декодер будет обрабатывать не  $t+1$  вариантов кодовых слов, а всего один вариант, в котором отмечено  $p$  стираний, соответствующих наиболее достоверному распознаванию информации. Это позволит значительно снизить как вычислительные затраты, так и аппаратные, поскольку снижается как объем вычислений, так и объем требуемой дорогостоящей оперативной памяти. Кроме того, снижается временная задержка при декодировании за счет значительного уменьшения многократных процедур декодирования.

Аппаратно «жесткие» кодеки представляют собой бинарный демодулятор, специализированные микросхемы кодирования и декодирования, микросхемы оперативной памяти и микросхемы управления, чаще всего представляющие собой микросхемы ПЛИС. Оптимизированный алгоритм «мягкого» декодирования потребует лишь аппаратной перестройки демодулятора, который будет выдавать не логические единицы и нули, а вероятности их появ-

ления в двоичном коде. В работе [2] показано, что достаточно 16-ти градаций вероятности принятия логической единицы для организации алгоритма «мягкого» декодирования, т.е. для демодулятора достаточно четырехзначного двоичного кода. В остальном аппаратная перестройка будет заключаться в изменении алгоритма управления, т.е. в иной прошивке микросхемы ПЛИС, что не скажется на экономических затратах по производству кодеков.

На рис.3 представлена укрупненная структурная схема «мягкого» декодера Рида-Соломона. Входной информационный поток, представляющий собой вероятности демодуляции логических единиц в 3- или 4-разрядном коде, поступает на вход формирователя параллельной шины данных, где происходит формирование многоразрядной шины данных. Далее данные по параллельной шине поступают на устройство кадровой синхронизации, где принимается решение о наличии синхронизации и определяется начало каждого блока данных. При выполнении этих условий данные поступают на микропроцессор АНА4011С и декодируются, восстанавливая поврежденные байты данных. Устройство инициализации в начале работы кодирующего устройства при запуске программирует микропроцессор, давая необходимые для правильной работы параметры. Одновременно схема управления (СУ) проводит ранжирование символов и определяет места «стираний». В случае если декодирование информации по «жесткому» алгоритму не удалось, СУ повторяет процесс декодирования с указанием стираний.

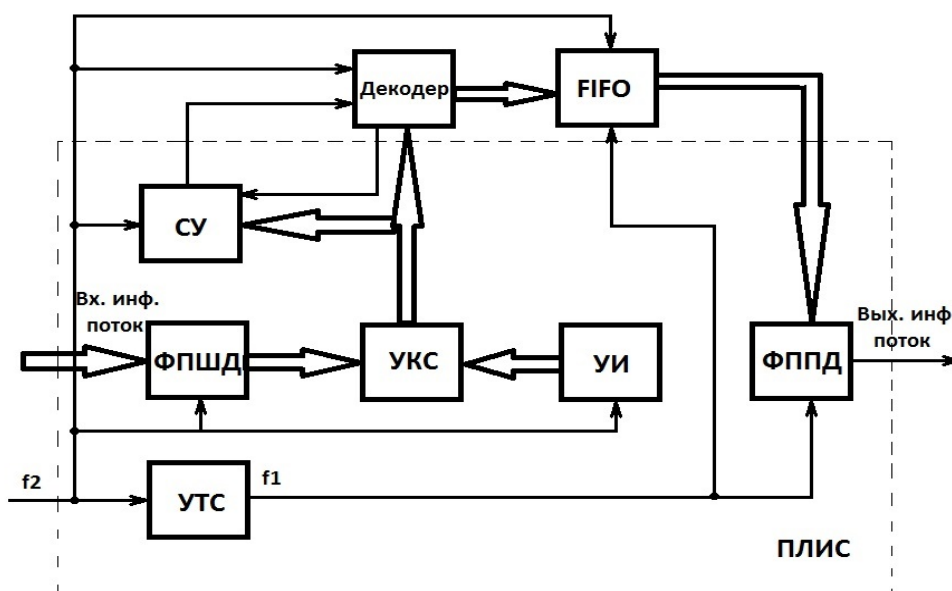


Рис.3. Структурная схема устройства декодирования

Таким образом, повышение достоверности передачи информации возможно за счет применения оптимизированных алгоритмов «мягкого» декодирования путем незначительного изменения демодуляторов в приемных устройствах и видоизмененном алгоритме обработки данных «жестких» декодеров, что, безусловно, является экономически оправданным, поскольку подобный оптимизированный «мягкий» декодер повысит достоверность передачи информации по соотношению сигнал/шум в пределах 0,5-1дБ.

### Библиографический список

1. Радиорелейные и спутниковые системы передачи / А.С. Немировский и др. – М.: Радио и связь, 1986. – 392 с.
2. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. Изд. 2-е, испр.: пер. с англ. - М.: Издательский дом «Вильямс», 2003. - 1104 с.
3. Осмоловский С.А. Сравнительный анализ некоторых свойств стохастических кодов и кодов Рида-Соломона // Электросвязь, № 1, 1991.
4. Каганцов С.М., Полушин П.А., Самойлов А.Г., Самойлов С.А., Фролов И.Ю. Кодек для цифровых радиорелейных станций // Пятая Российская конференция по атмосферному электричеству. Том 2. – Владимир: Транзит ИКС, 2003. - С. 148-149.

## СПОСОБЫ РЕАЛИЗАЦИИ ПРЕДСКАЗАТЕЛЯ РЕЧЕВЫХ СИГНАЛОВ НА БАЗЕ ИСКУССТВЕННЫХ НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ.

С.Н. Кириллов\*, Е.С. Сазонова\*\*

Рязанский государственный радиотехнический университет,  
Россия, Рязань, \* [kirillov.lab@gmail.com](mailto:kirillov.lab@gmail.com), \*\*[katrinik94@mail.ru](mailto:katrinik94@mail.ru)

*Аннотация.* Рассматриваются теоретические и практические вопросы проектирования и оптимизации структур нейросетевых реализаций предсказателей речевых сигналов. Обоснованы преимущества реализации предсказателей на базе искусственных нейронных сетей по сравнению с известными предсказателями на основе нерекурсивных КИХ-фильтров. Показана возможность уменьшения порядка предсказания от 10% до 60% при той же ошибке и снижения ошибки предсказания от 15% до 70% при том же порядке.

*Ключевые слова.* Искусственные нейронные сети, перцептрон, линейная регрессионная сеть, нерекурсивный КИХ-фильтр, предсказатель, речевые сигналы.

## WAYS OF IMPLEMENTING PREDICTOR SPEECH SIGNALS BASED ON ARTIFICIAL NEURAL NETWORKS.

S.N. Kirillov \*, E.S. Sazonova \*\*

Ryazan State Radio Engineering University,  
Russia, Ryazan, \* [kirillov.lab@gmail.com](mailto:kirillov.lab@gmail.com), \*\*[katrinik94@mail.ru](mailto:katrinik94@mail.ru)

*Annotation.* The theoretical and practical aspects of design and optimization structures of neural network implementations predictors of speech signals. Justify bath implementation advantages predictors based on artificial neural networks compared with known predictors based on non-recursive FIR filters. In proved possible to reduce the prediction order of 10% to 60% at the same error, and the prediction error reduction from 15% to 70% at the same manner.

*Keywords.* Artificial neural network, perceptron, linear regression network, FIR filter, predictor, voice signals.

Предсказатели являются одной из основных частей современных кодеров источника информации речевых сигналов (РС), которые широко применяются в таких системах, как дифференциальная импульсно-кодовая модуляция, адаптивная дифференциальная импульсно-кодовая модуляция, различных вокодерах и липредерах [1 - 3]. В данных кодерах речи используются алгоритмы линейного предсказания, с помощью которых при анализе в передающем устройстве определяются коэффициенты предсказания, а в приемном устройстве на основе этих коэффициентов с помощью рекурсивного цифрового фильтра синтезируются исходные значения отсчетов РС или создается эквивалент голосового тракта в случае вокодеров. В связи с этим подобные системы получили наибольшее распространение в мире и являются одними из самых перспективно развивающихся [4].

Для реализации линейного кодирования чаще всего используются нерекурсивные КИХ-фильтры (рис. 1).

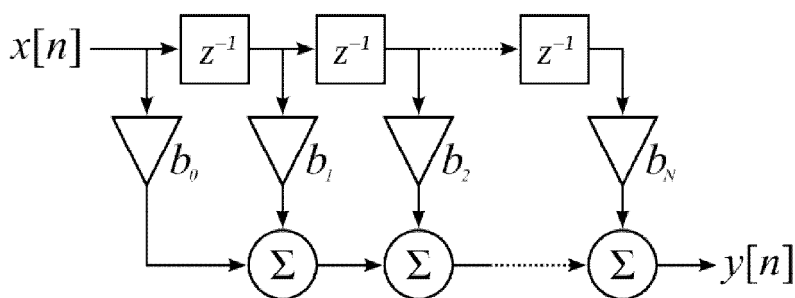


Рис. 1. Нерекурсивный КИХ-фильтр

Математически выходные значения предсказателя могут быть описаны выражением

$$\tilde{y}(n) = \sum_{k=1}^N b_k * x(n - k), \quad (1)$$

а ошибка предсказания рассчитывается по формуле

$$\mathcal{E}(n) = y(n) - \tilde{y}(n) = y(n) - \sum_{k=1}^N b_k * x(n - k), \quad (2)$$

где  $x(n-k)$  — отсчеты РС,  $b_k$  — коэффициенты КИХ-фильтра,  $\hat{y}(n)$  — предсказанное значение. Таким образом, точность предсказания определяется точностью оценки коэффициентов предсказания  $b_k$ .

Для увеличения точности предсказания могут быть использованы искусственные нейронные сети (ИНС). Нейронные сети представляют собой весьма перспективную вычислительную технологию, дающую новые подходы к исследованию различных динамических задач [5]. Свойство толерантности, присущее ИНС, позволяет находить решения, робастные к различным видам искажений. Способность к моделированию нелинейных процессов, работе с зашумленными данными и адаптивность дают возможности применения ИНС при решении широкого класса задач [6]. Помимо этого, ИНС применяются в ситуациях, когда невозможно точно установить зависимость между входными и выходными данными, как, например, при задаче предсказания отсчетов РС.

Известно, что для задач регрессии рекомендуется использовать такие типы архитектур ИНС, как многослойный персептрон, и линейную сеть [7, 8].

ИНС состоит из нейронов, в состав которых входят умножители, сумматор и нелинейный преобразователь, рис. 2.

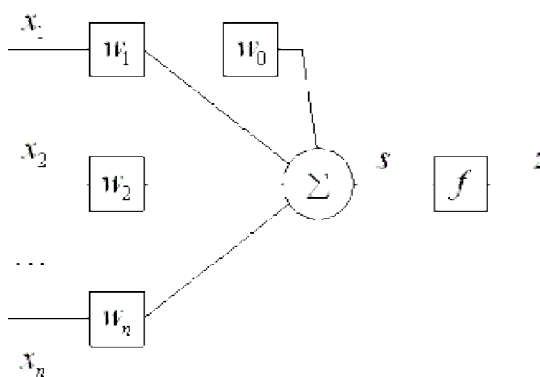


Рис. 2. Модель нейрона:

$s$  — результат суммирования ( $\Sigma$ );  $x_1, x_2, \dots, x_n$  — компоненты входного вектора (матрица входного сигнала  $X$ );

$n$  — число входов нейрона;  $w_1, w_2, \dots, w_n$  — веса (матрица-вектор  $W$ );  $w_0$  — смещение (скаляр);

$z$  — выходной сигнал нейрона;  $f$  — нелинейное преобразование (функция активации)

Математически модель нейрона записывается в следующем виде:

$$s = x_1 * w_1 + x_2 * w_2 + x_n * w_n + w_0 = W * X + w_0, \quad (3)$$

$$z = f(s) = f(W * X + w_0). \quad (4)$$

Модель нейрона имеет сходство с адаптивным линейным сумматором, что позволяет сделать вывод о возможности применения ИНС для реализации предсказателя РС.

В данном исследовании были рассмотрены архитектуры нейронных сетей типа многослойный персептрон, рис. 3, и линейная регрессионная сеть, рис. 4, рекомендованные в [7] в качестве предсказателей.

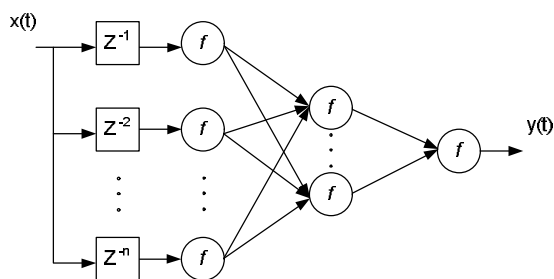


Рис. 3. Многослойный персептрон

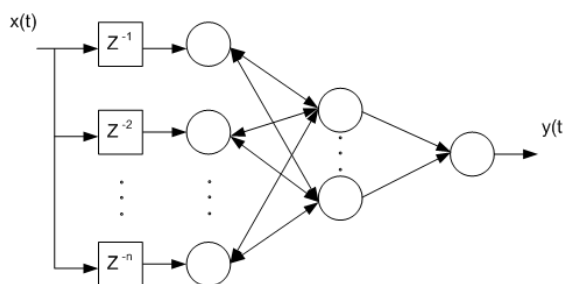


Рис. 4. Линейная регрессионная сеть

Многослойный перцептрон является классической многослойной сетью с полными последовательными связями нейронов с сигмоидальной функцией активации. Математически значение выходов нейронов полностью соответствует выражению (3). Линейная регрессионная сеть является частным случаем перцептрона, где в качестве активационной функции используется линейная функция с ограничениями, определяемыми минимальными и максимальными значениями массива выходных данных. Для обеспечения динамики ИНС между скрытыми слоями добавлены обратные связи, позволяющие более точно устанавливать зависимости между входными и выходными данными.

Схема обучения ИНС типа многослойный перцептрон приведена на рис.5.



Рис.5. Схема обучения ИНС многослойный перцептрон

В качестве входного массива данных был использован акустически взвешенный РС с частотой дискретизации 8 кГц, соответствующий ГОСТ Р 51091-97. В качестве выходного массива данных были выбраны выходные значения фильтра предсказателя соответствующего порядка. Обучение нерекурсивного КИХ-фильтра осуществлялось по алгоритму Левенсона-Дарвина. Обучение многослойного перцептрона проводилось по алгоритму Левенберга-Марквардта и обратного распространения, а также квази-Ньютоновским методом обратного распространения. Зависимости среднеквадратичной ошибки предсказания  $\sigma$  от порядка фильтра  $P$  изображены на рисунке 6.

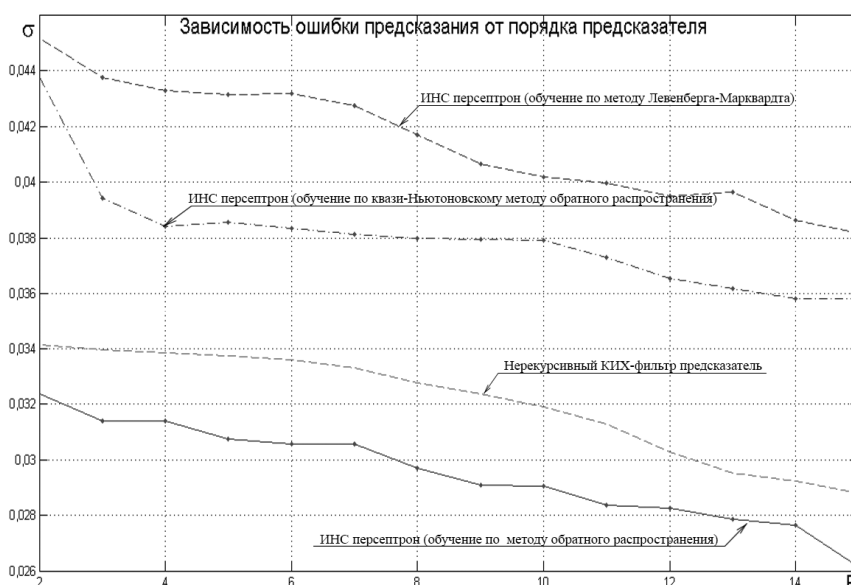


Рис. 6. Зависимости среднеквадратичной ошибки предсказания от порядка предсказателя для ИНС типа многослойный перцептрон

Анализ полученных зависимостей показал, что лучшие результаты достигаются при обучении по методу обратного распространения. Также очевидно преимущество предсказателя, спроектированного на ИНС типа многослойный перцептрон, перед известным фильтром предсказателем, возможно уменьшение порядка предсказания от 20% до 50% при той же ошибке предсказания.

Линейная регрессионная сеть не нуждается в обучении, данная сеть самоорганизуется и адаптируется в зависимости от исходных входных и выходных массивов данных. На рис. 7 приведены зависимости среднеквадратичной ошибки предсказания от порядка предсказателя для 50, 150, 500 и 1000 отсчетов адаптации РС.

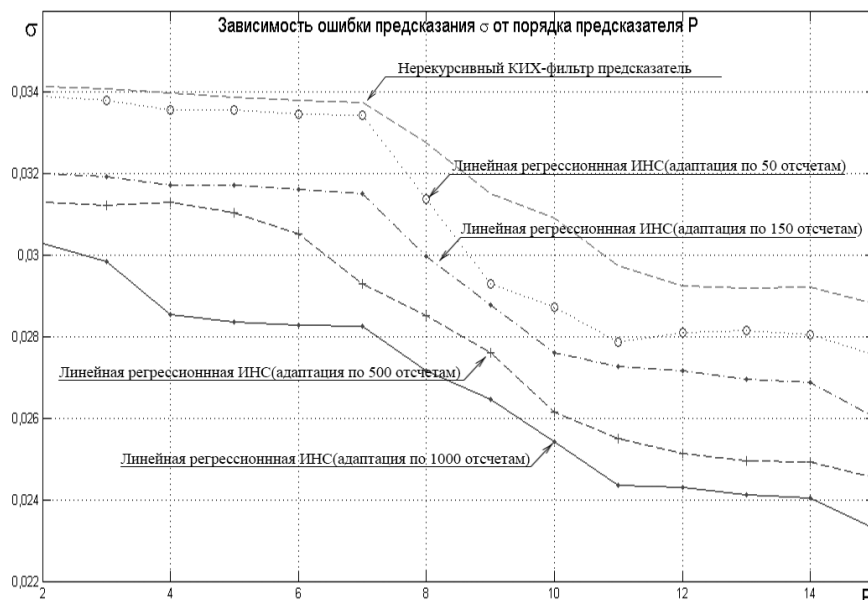


Рис. 7. Зависимости среднеквадратичной ошибки предсказания от порядка предсказателя для линейной регрессионной ИНС

Из анализа зависимостей видно, что ошибка предсказания линейной регрессионной сети существенно зависит от количества отсчетов, по которым происходит адаптация. Наилучшие результаты достигнуты при адаптации по 1000 отсчетов, что при частоте дискретизации 8 кГц составляет 125 мс. Таким образом, можно сделать вывод, что линейная регрессионная сеть может быть применена в качестве адаптивного предсказателя. Помимо этого, ИНС данной архитектуры позволяет снизить ошибку предсказания от 15% до 70% при том же порядке или уменьшить порядок предсказания от 10% до 60% при той же ошибке.

### Библиографический список

1. Цифровые системы обработки речевых сигналов: учеб. пособие / С.Н. Кириллов, Д.Н. Стукалов; Рязан. гос. радиотехн. акад. Рязань, 1995.
2. ITU-T Recommendation G.726. 40, 32, 24, 16 kbit/s ADAPTIVE DIFFERENTIAL PULSE CODE MODULATION (ADPCM)
3. Цифровая обработка речевых сигналов/ Л.Р. Рабинер, Р.В. Шафер/пер. с англ. под ред. М.В. Назарова, Ю.Н. Прохорова. М.: Издательство Радио и связь, 1981.
4. Кагановский Ю. Д. Применение модели линейного предсказания для анализа стохастических сигналов // Технические науки: традиции и инновации: материалы междунар. науч. конф. (г. Челябинск, январь 2012 г.). Челябинск: Два комсомольца, 2012. С. 12-14.
5. С.Н. Данилин, М.В. Макаров, С.А. Щаников. Проектирование технических средств с нейросетевой архитектурой при искажении шумами входной информации/ 24-я Международная Крымская конференция "СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии": материалы конф. : в 2 т. Севастополь, 2014.
6. Осовский С. Нейронные сети для обработки информации / Пер. с польского И.Д. Рудинского. М.: Финансы и статистика, 2002.
7. Использование нейронных сетей для прогнозирования деградации выходных параметров ТТЛ ИС в системе MATLAB/Simulink/ Строгонов А./ Компоненты и технологии №1. 2006.
8. Дьяконов В. П., Абраменкова И. В., Круглов В. В. MATLAB 5.3.1 с пакетами расширений. М.: Нолидж, 2001.



## МАТЕМАТИЧЕСКИЕ МЕТОДЫ В РАСПОЗНАВАНИИ ЗВУКОВЫХ СИГНАЛОВ

А.Г. Абрамов\*, Л.А. Коробова\*\*, И.А. Матыцина\*\*

\*Воронежский государственный университет,

Россия, Воронеж, agwl@yandex.ru

\*\*Воронежский государственный университет инженерных технологий,

Россия, Воронеж, irina210390@mail.ru

*Аннотация.* Статья продолжает тему публикации, посвящённой распознаванию звуковых сигналов, в том числе и кашлевых толчков, с использованием различных математических методов.

*Ключевые слова.* Звуковой сигнал, кашлевой толчок, корреляционный анализ, информационная система, преобразование Фурье, Вейвлет преобразование.

## MATHEMATICAL METHODS IN RECOGNITION OF AUDIO SIGNALS

G.V. Abramov\*, L.A. Korobova\*\*, I.A. Matysina\*\*

\* Voronezh State University,

Russia, Voronezh, agcl@yandex.ru

\*\* Voronezh State University of Engineering Technology,

Russia, Voronezh, irina210390@mail.ru

*Abstract.* Article continues the theme of the publication is devoted to the recognition of sound signals, including coughing bouts using various mathematical methods.

*Keywords.* Beep, cough impulse, correlation analysis, information system, Fourier transform, Wavelet transform.

Область распознавания звуковых сигналов охватывает широкий круг задач, начиная от акустической диагностики в технике и в медицине и заканчивая распознаванием слитной речи. Распознавание речи – широко изучаемая тема. Чаще всего оно происходит в три этапа: получение голосового сигнала и предварительная обработка речи, распознавание фонем и слов, понимание речи. Распознавание звука – менее изученная тема, но не менее важная в научной сфере.

В настоящее время, благодаря накопленным специализированным знаниям и опыту, математическое моделирование стало мощным инструментом анализа процессов для распознавания звуковых сигналов, а в частности - кашлевых моментов в звуковых записях. В особой мере это касается рассмотрения и создания комплекса правил вывода для воздействия на разнообразные факторы и характеристики аудиозаписи. Возможности прямой обработки записи при этом, как правило, ограничены, в то время как созданная с использованием доступных экспериментальных данных математическая модель позволяет обеспечить подробную детализацию и оценить взаимное влияние различных параметров друг на друга, а также на распознавание звуковых сигналов в целом. Важнейшим условием эффективности вычислительного эксперимента является адекватность математической модели протекающим при распознавании кашлевым толчкам.

Математическая модель, представленная в данной статье, представляет собой комплекс правил, основанных на нечеткой логике. В качестве лингвистических переменных для нечеткой логики приняты реальные математические понятия, такие как коэффициент корреляции Пирсона, среднееквадратическое отклонение, дисперсия, Байесовская оценка, интервальная оценка, быстрое преобразование Фурье, интегральная оценка.

Первая используемая лингвистическая переменная – корреляционный анализ. Он позволяет сделать выводы о количестве кашлевых толчков для выбранного эталона. Использовался коэффициент корреляции Пирсона

$$r_{xy}^P = \frac{\sum (x_i - \bar{x})(y_i - \bar{y})}{\sqrt{\sum (x_i - \bar{x})^2 \sum (y_i - \bar{y})^2}}$$

Проверялась статистическая гипотеза значимости силы корреляционной связи: сильная:  $\pm 0,7$  до  $\pm 1$ ; - средняя:  $\pm 0,3$  до  $\pm 0,699$ ; -слабая: 0 до  $\pm 0,299$  [1].

Следующей лингвистической переменной было быстрое преобразование Фурье, которое дало возможность выделить такие частотные диапазоны, в которые попадают только звуки кашлей и не попадают звуки шумов. Эмпирическим путем было выявлено 6 таких диапазонов. Так, на рисунке 1 показано, что спектры кашля и шума, преобразованные быстрым преобразованием Фурье, в большинстве случаев различаются [2]. Преобразованный звуковой сигнал кашля близок к прямой линии относительно оси ординат или под углом к ней. Также есть шумы, очень похожие на кашель (рис. 2).

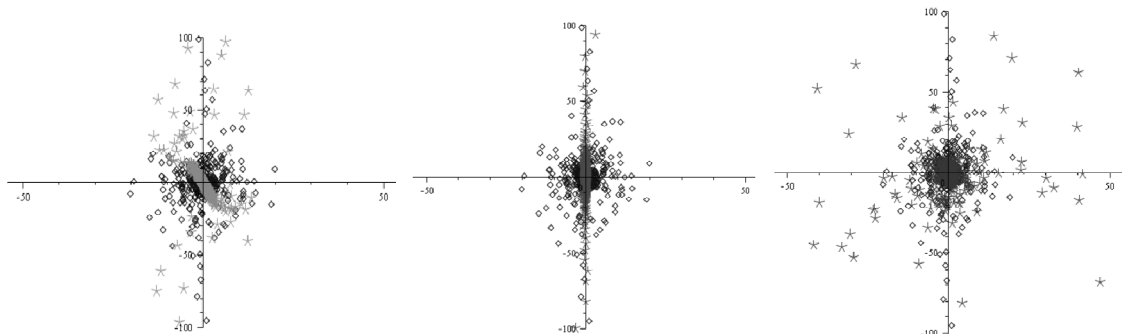


Рис. 1 Изображение кашля и шума:  $\diamond$  - кашель; \* - шум.

Рис. 2 Изображение кашля и шума, близкого к кашлю:  $\diamond$  - кашель; \* - шум.

Применение нечеткой логики улучшило анализ звуковой записи и позволило производить выбор кашлевых моментов с большей степенью уверенности, но однозначности результатов выбора достичь так и не удалось.

Как описывалось выше, для использования нечеткой логики в качестве лингвистических переменных были взяты математические понятия. Описание лингвистических переменных представлено в таблице.

Переменная из набора	Коэффициент корреляции	Отклонение амплитуд	Среднее значение отрицательной амплитуды	Среднее значение положительной амплитуды
N	Коэффициент корреляции	Отклонение амплитуд	Среднее значение отрицательной амплитуды	Среднее значение положительной амплитуды
T	Высокий, средний, низкий	Высокое, среднее, низкое	Высокое, среднее, низкое	Высокое, среднее, низкое
X	[0;1]	[0;1]	[0;1]	[0;1]
G	Не очень, не очень	Не очень, не очень	Не очень, не очень	Не очень, не очень

В результате использования лингвистических переменных сформулируем следующие правила вывода:

- ЕСЛИ все показатели низкие, ТО Шум;
- ЕСЛИ один из показателей средний, остальные низкие, ТО Шум;
- ЕСЛИ один из показателей высокий, остальные низкие, ТО Шум;
- ЕСЛИ все показатели средние, ТО, возможно, кашель;
- ЕСЛИ один из показателей низкий, остальные высокие, ТО, возможно, кашель;
- ЕСЛИ один из показателей высокий, остальные средние, ТО, возможно, кашель;
- ЕСЛИ одна половина показателей высокая, а другая низкая, ТО, возможно, кашель;
- ЕСЛИ один показатель средний, остальные высокие, ТО кашель;
- ЕСЛИ все показатели высокие, ТО кашель [1].

Применение нечеткой логики повысило результативность анализа звуковой записи и позволило производить выбор кашлевых толчков с наибольшей степенью уверенности, но однозначности результатов на данном этапе разработки не удалось достичь. К имеющимся математическим параметрам анализа добавим дополнительные, такие как интегральная ошибка, средняя амплитуда и чувствительность настройки выборки.

В результате обработки звуковой записи происходит градация на три пункта: кашель, возможно, кашель и шум. Отсюда следует, что необходимо модифицировать (расширить, дополнить и качественно изменить) алгоритм анализа звуковой записи и выбора кашлевых толчков. Следующим шагом работы является добавление в алгоритм не используемого ранее Вейвлет преобразования, рассмотрев которое, выделим диапазон, в котором кашлевые толчки имеют большее количество пиков, чем шумы (рисунок 3).

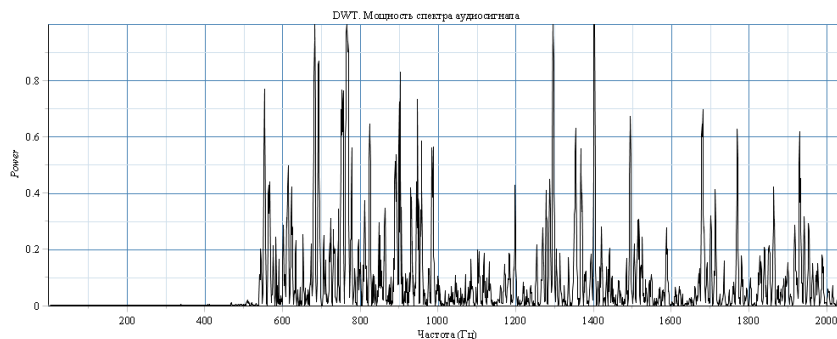


Рис. 3. Вейвлет преобразование кашлевого толчка

На рисунке 4 представлено Вейвлет преобразование шума.

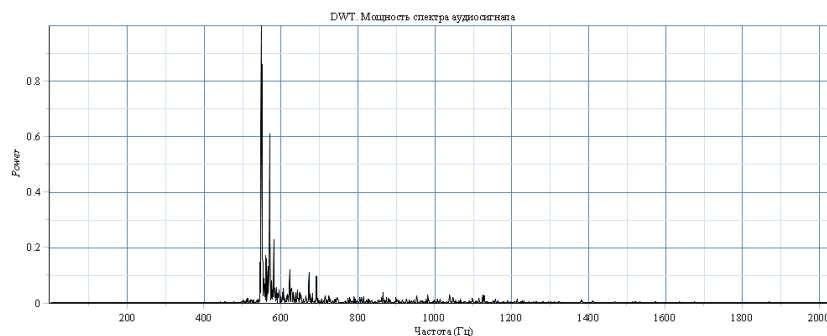


Рис. 4. Вейвлет преобразование звукового сигнала шума

Рассмотрев и проанализировав математические параметры и составив из них правила вывода, провели доработку информационной системы и получили программный продукт распознавания кашлевых толчков в записи пациента (рисунок 5).

После запуска программа разбивает всю запись на отрезки равной длины, затем происходит выбор эталона. На следующем этапе, используя правила вывода, производят расчеты относительно выбранного эталона. Результатом работы является качественное разделение фрагментов на «кашель» и «шум». Если фрагмент – «шум», то он становится красного цвета, если «кашель» - цвет остается прежним.

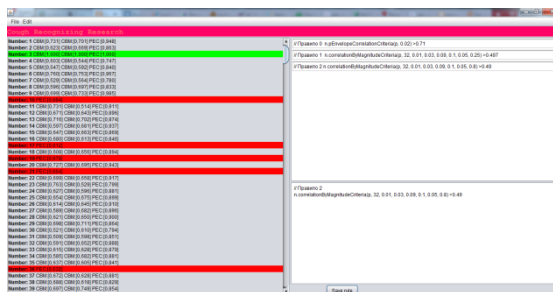


Рис. 5. Рабочее окно программного продукта

Таким образом, в данной статье приведены результаты исследования звуковой записи на возможность разделения ее на фрагменты «кашель» - «шум». Был применен комплексный метод, среди компонентов которого можно выделить следующие:

- частотные преобразования звуковых записей (или звуковых фрагментов), к ним относятся быстрое преобразование Фурье и Вейвлет преобразование;

- использование четких математических параметров, которые применяют для оценки тесноты связи элементов, - корреляционный анализ, интегральная ошибка, средняя амплитуда и чувствительность настройки выборки;

- применение элементов нечеткой логики (лингвистических переменных) для разработки правил вывода на основе нечетких параметров. В качестве лингвистических переменных использовались различные математические параметры с реальными численными значениями.

Каждый из компонентов комплексного метода вводился в алгоритм определения кашлевых моментов поэтапно, что делало результат в определении кашлевых моментов более достоверным и точным. Итогом проведенного анализа является разработанный программный продукт, рабочее окно которого представлено на рисунке 5. Результаты, представленные в данной статье, не являются конечными, проблема распознавания кашлевых моментов требует дальнейших исследований и еще большей проработки.

### **Библиографический список**

1. McLuckie A. Respiratory disease and its management. New York: Springer, 2009. 51 p.
2. Заде Л.А. Понятие лингвистической переменной и его применение к принятию приближенных решений. М.: Мир, 1976. 165 с.
3. Абрамов Г.В., Овсянников Е.С., Коробова Л.А., Матыцина И.А. Разработка информационной системы для диагностики состояния больших легочными заболеваниями // Сборник трудов II международной научной интернет-конференции «Математическое и компьютерное моделирование в биологии и химии» в 2 томах. Казань: ИП Синяев Д.Н., 2013. Т.2. С. 4-10.
4. Абрамов Г.В., Коробова Л.А., Матыцина И.А. Разработка правил вывода при распознавании звуковых сигналов // IV международная научно-практическая конференция "Фундаментальная наука и технологии - перспективные разработки", USA. North Charleston, 2014. Т 3. С. 145-148.
5. Шилдт Г. Полный справочник по Java. Java SE™ 6 Edition (7-е издание). М.: Вильямс, 2007. С. 1040.

УДК 621.37; ГРНТИ 47.41.99

## **ФУНКЦИИ ЛОКАЛИЗАЦИИ И ВИЗУАЛИЗАЦИИ ТОКОВ И НАПРЯЖЕНИЙ В СИСТЕМЕ TALGAT**

**Русл.Р. Газизов, Ев.В. Лежнин**

*Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники,  
Россия, Томск, [ruslangazizow@gmail.com](mailto:ruslangazizow@gmail.com)*

*Аннотация.* Продемонстрирована усовершенствованная реализация функций нового программного модуля системы компьютерного моделирования электромагнитной совместимости (ЭМС) TALGAT. Модуль включает следующие функции: динамическое отображение временного отклика, локализация и визуализация максимальных и минимальных значений амплитуд форм токов и напряжений. Представлены результаты работы программного модуля. Использование модуля позволит выявить и локализовать места возможных паразитных взаимовлияний, излучений и восприимчивости, чтобы своевременно принять меры по их устранению для обеспечения ЭМС и информационной безопасности.

*Ключевые слова.* Локализация, визуализация, временной отклик, печатная плата, квазистатический анализ, программный модуль, компьютерное моделирование.

## **CURRENT AND VOLTAGE LOCALIZATION AND VISUALIZATION FUNCTIONS OF TALGAT SYSTEM**

**Rusl.R. Gazizov, Ev.V. Lezhnin**

*Tomsk State University of control system and radioelectronix,  
Tomsk, Russia, [ruslangazizow@gmail.com](mailto:ruslangazizow@gmail.com)*

*Abstract.* Modified realization of new program modulus for computer simulation of electromagnetic compatibility TALGAT system functions is shown. The modulus includes functions such as dynamic imaging of time response, localization and visualization of maximum and minimum values of current and voltage waveform amplitudes. The program modulus working results are shown. The using of modulus will help to reveal and localize the places of possible parasitic interferences, radiated emissions and susceptibilities to take its removal measures in time for electromagnetic compatibility and information security providing.

*Keywords.* Localization, visualization, time response, PCB, quasistatic analysis, program modulus, computer simulation.

Рост быстродействия и плотности монтажа современной радиоэлектронной аппаратуры (РЭА) является причиной повышения числа всевозможных помеховых сигналов, что приводит к необходимости в обеспечении электромагнитной совместимости (ЭМС). В настоящее время для анализа ЭМС электронных устройств используется компьютерное моделирование, позволяющее выполнить анализ и визуализацию параметров сигнала в РЭА, поскольку это позволяет лучше оценить процессы, происходящие в объекте, примером которого является сложная печатная плата с высокой плотностью трассировки межсоединений. В подобных объектах использование визуализации позволит выявить и локализовать места возможных паразитных взаимовлияний, излучений и восприимчивости, чтобы своевременно принять меры по их устранению для обеспечения ЭМС и информационной безопасности.

Для анализа межсоединений печатных плат широко используется квазистатический подход. Теоретические основы квазистатического вычисления отклика для произвольной схемы из отрезков многопроводных линий передачи (МПЛП) описаны в работах [1, 2]. На основе данной теории **выполняются вычисления в системе компьютерного моделирования задач ЭМС TALGAT [3], разрабатываемой в Томском государственном университете систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)**. Описаны основные выражения и алгоритм, позволяющие вычислить значения тока и напряжения в заданной координате вдоль каждого проводника отрезка МПЛП для произвольной схемы, **представлены первые результаты по реализации в системе TALGAT вычисления токов [4, 5]** вдоль каждого проводника межсоединения печатной платы, а также напряженности создаваемого электрического поля [6].

Авторы ведут разработку программного модуля динамической визуализации токов и напряжений для системы TALGAT. Модуль должен выполнять следующие функции: динамическое отображение вычисленных вдоль каждого проводника каждого отрезка МПЛП форм токов и напряжений; выявление и локализация максимумов и минимумов амплитуд форм токов и напряжений; отображение координат, в которых вычислены формы токов и напряжений, на принципиальной схеме. Ранее была представлена реализация анимированных графиков на основе алгоритма GoThrough с помощью меню DynaVis [7] и частичная реализация функций локализации – выявление и отображение локализованных максимумов [8].

Цель данной работы – представить усовершенствованную реализацию функций локализации и визуализации программного модуля системы TALGAT. Для достижения поставленной цели требуется дополнить программный модуль возможностью выявления и локализации минимумов амплитуд форм токов и напряжений, а также отображения координаты, в которой вычисляются формы сигнала на принципиальной схеме.

Функции локализации реализованы следующим образом: для визуального отображения изменения форм сигнала в TALGAT создается принципиальная схема. На ней необходимо указать начальный узел *A* и конечный узел *B* (рис. 1) через меню DynaVis, а также скорость анимации и число разбиений отрезка линии передачи (количество сегментов). После этого путь распространения импульса определяется автоматически, с помощью алгоритма GoThrough. При этом проводник отрезка МПЛП, по которому распространяется сигнал, окрашивается в цвет, соответствующий форме сигнала. Далее по вычисленным формам сигнала определяются максимальные и минимальные значения токов и напряжений, причем каждой форме сигнала соответствует своя координата на линии передачи.

Расположение локализованных максимумов и минимумов, значения амплитуд и формы сигнала отображаются в отдельном окне, где у пользователя есть возможность управления анимацией по своему усмотрению (старт, пауза, кадр назад, кадр вперед), а также отображения выявленных максимумов и минимумов. При нажатии на кнопку «Мах» отображаются формы напряжений начального узла, конечного узла, а также в точке с максимальной амплитудой (рис. 2, *a*), на принципиальной схеме при этом подсвечивается проводник, на котором выявлен максимум, и точка этого максимума (рис. 2, *б*, для наглядности на точку указывает стрелка). Причем на панели управления визуализацией отображаются номер сег-

мента, в котором выявлен максимум, и значение максимальной амплитуды. Например, надпись «V6\_7(21)» означает, что максимум находится в проводнике между 6 и 7 узлом, в 21 сегменте (рис. 2, в). Аналогично происходит и отображение минимума при нажатии на кнопку «Min» (рис. 3).

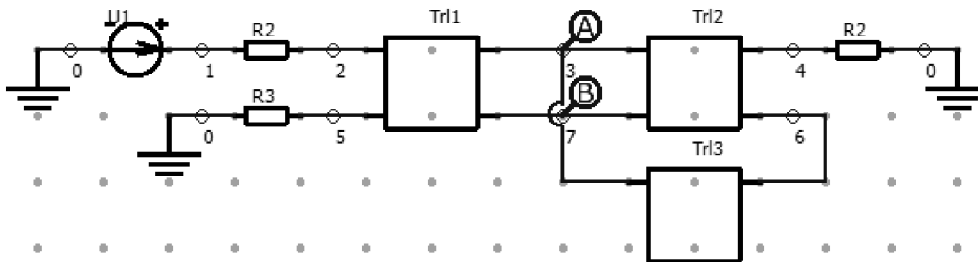


Рис. 1. Принципиальная схема

В результате проделанной работы модуль динамической визуализации дополнен функцией локализации вычисленных форм напряжений и токов, возможностью выявлять и отображать локализованные минимумы амплитуд форм напряжений и токов.

а

б

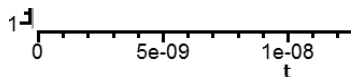


Рис. 2. Элементы отображения (а), локализации (б) максимума амплитуд форм напряжений и панели управления визуализацией (в)

а

б

Рис. 3. Элементы отображения (а), локализации (б) минимума амплитуд форм напряжений и панели управления визуализацией (в)

*Совершенствование системы компьютерного моделирования TALGAT осуществлено в рамках выполнения государственного задания №8.1802.2014/К Минобрнауки России.*

### Библиографический список

1. Djordjevic A.R., Sarkar T.K. Analysis of time response of lossy multiconductor transmission line networks // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. 1987. – Vol. 35, № 10. – P. 898–907.
2. Achar R. Simulation of high-speed interconnects / R. Achar, M.S. Nakhla // Proceedings of the IEEE. – 2001. – Vol. 89, № 5. – P. 693–728.

3. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ №2015660487. TALGAT 2015. Авторы: Газизов Т.Р., Мелкозеров А.О., Газизов Т.Т., Куксенко С.П., Заболоцкий А.М., Лежнин Ев.В., Салов В.К., Лежнин Ег.В., Орлов П.Е., Калимулин И.Ф., Суровцев Р.С., Комнатнов М.Е., Газизов Русл.Р., Ахунов Р.Р, Газизов Руст.Р. Заявка №2013617773. Дата поступления 29 августа 2013 г. Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 01 октября 2015 г.
4. Газизов Р.Р. Вычисление токов вдоль многопроводных межсоединений печатных плат // Студент и научно-технический прогресс: сб. тезисов междунар. науч. студ. конф. МНСК–2013. – Новосибирск, 2013. – С. 76.
5. Газизов Р.Р. Результаты квазистатического анализа токов вдоль отрезка многопроводной шины печатной платы // Научная сессия ТУСУР–2013: матер. Всерос. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых. Томск, 15–17 мая 2013 г. – Томск: В-Спектр, 2013. – С. 103–105.
6. Газизов Р.Р. Программный модуль для динамической визуализации токов и электромагнитного поля печатной платы // Электронные средства и системы управления: матер. докладов X Междунар. науч.-практ. конф. / Томск, 12–14 ноября 2014 г. – Томск: В-Спектр, 2014. – С. 200–202.
7. Газизов Р.Р. Анимированные графики для визуализации токов и напряжений в системе TALGAT / Р.Р. Газизов, Ев.В. Лежнин // Научная сессия ТУСУР–2015: матер. Всерос. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых. Томск, 13–15 мая 2015 г. – Томск: В-Спектр, 2015. – С. 109–111.
8. Газизов Р.Р., Заболоцкий А.М., Орлов П.Е. Локализация максимумов сигнала в многопроводных линиях передачи печатных плат с помощью системы TALGAT // Докл. Том. гос. ун-та систем упр. и радиоэлектроники. – 2015. – №4(38) – С.153–156.

УДК 621.396.677; ГРНТИ 47.45.29

## **СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК АНТЕННЫ КА-ДИАПАЗОНА ПРИ ИЗМЕРЕНИЯХ В БЛИЖНЕМ ПОЛЕ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ АНТЕНН-ЗОНДОВ РАЗЛИЧНЫХ ПРОИЗВОДИТЕЛЕЙ**

**А.В. Мухин, С.К. Доманов**

*Томский университет систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР),  
Россия, Томск, [pilot\\_06@inbox.ru](mailto:pilot_06@inbox.ru)*

*АО «Информационные спутниковые системы (ИСС) им. академика М.Ф. Решетнева»,  
Россия, Железногорск*

*Аннотация.* Объектом статьи является зондовая антенна производства компании АО «ИСС им. Академика М.Ф. Решетнева», предназначенная для использования в составе сверхширокополосного автоматизированного измерительно-вычислительного комплекса (СШП АИВК) ближнего поля [1]. В статье представлены сравнительные результаты РТХ антенны Ка-диапазона, с использованием зондовых антенн компаний АО «ИСС», НПП «ТРИМ» и Satimo.

*Ключевые слова.* Зондовая антенна, СШП АИВК ближнего поля, диаграмма направленности.

## **COMPARATIVE ANALYSIS ANTENNA-PROBES, USED IN AUTOMATED MEASURING AND COMPUTING COMPLEXES**

**A.V. Muhin, S.K. Domanov**

*Tomsk State University of Control Systems and Radio electronics,  
Russia, Tomsk, [pilot\\_06@inbox.ru](mailto:pilot_06@inbox.ru)*

*JSC «ISS», Russia, Zheleznogorsk*

*Abstract.* The object of the article is the probe antenna manufactured by JSC "ISS", designed for use in ultra-wideband Automated measuring-computer complex (UWB AMCC) near field [1]. The paper presents comparative results radio technical characteristics of antenna Ka-band using probe antenna JSC "ISS", NPP TRIM, and Satimo.

*Keywords.* Antenna probe, the probe antenna, UWB AMCC.

Наземная экспериментальная отработка космических аппаратов (КА) и их полезных нагрузок является неотъемлемой частью производства КА. В частности, для проведения наземной отработки и анализа РТХ антенн используются СШП АИВК ближнего поля (сканеры), в состав которых входит излучающее устройство антенна-зонд [2]. Она имеет, как правило, очень плоскую диаграмму направленности (ДН) в широком секторе углов для того, чтобы обеспечить равномерное распределение амплитуд сигнала на исследуемой антенне во всем секторе сканирования. Актуальность исследований в данном направлении заключается в поиске наиболее эффективного излучающего устройства, оказывающего наименьшее воздействие на результаты измерений РТХ антенн в ближнем поле [3, 4]. Кроме того, реализа-

ция отечественных научных решений имеет большое значение в условиях импортозамещения зарубежных товаров. В этой связи была поставлена задача провести сравнительный анализ антенн-зондов различных производителей по результатам измерений РТХ антенны, в том числе с использованием антенны-зонда собственного производства.

На сегодняшний день для проведения измерений РТХ антенн в АО «ИСС» используются зонды компаний Satimo и ТРИМ и покрывают полосу частот от 1 ГГц до 50 ГГц. Зонды Satimo представляют собой отрезок прямоугольного волновода со встроенным коаксиально-волноводным переходом (КВП) и имеют площадку для крепления радиопоглощающего материала (РПМ) (рис. 1) [5].

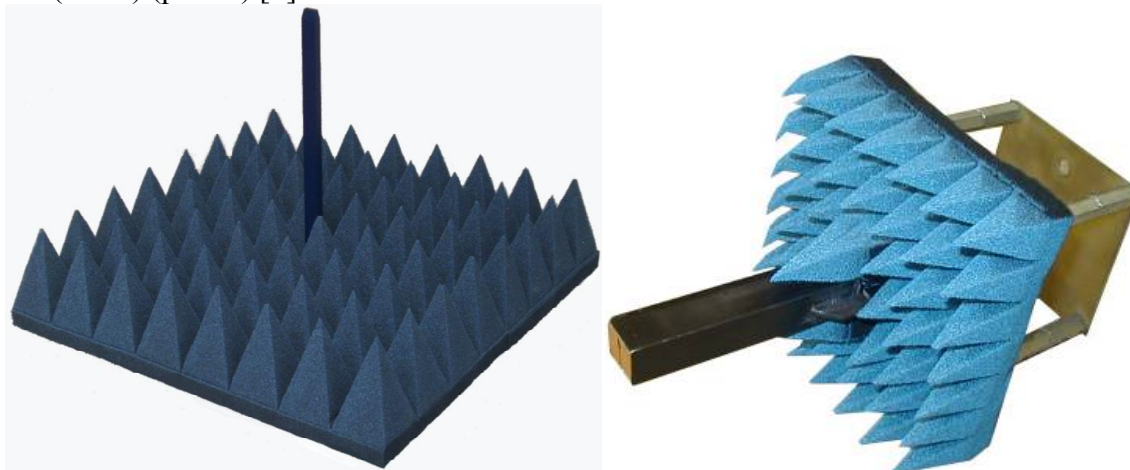


Рисунок 1 - Внешний вид антенн-зондов компаний Satimo и ТРИМ соответственно

Антенны-зонды компании ТРИМ представляют собой коньковый волновод, встроенный в пирамидальный рупор, и являются сверхширокополосными (рис. 1) [6].

Конструкция зонда производства компании АО «ИСС» представляет собой открытый конец прямоугольного волновода, собранный из двух частей, закрепленных болтовыми соединениями между собой (рис. 2). Около среза волновода размещена небольшая пластина, с её помощью удалось минимизировать излучение антенны-зонда в задней полусфере. Этот зонд не является широкополосным и работает в полосе частот, характерной для конкретного сечения волновода. Исследования проводились в Ка-диапазоне частот на этапе лабораторных отработочных испытаний (ЛОИ). Исследуемая антенна собрана по двухзеркальной осесимметричной схеме Кассегрена. Цикл измерений проводился на СШП АИВК ближнего поля (БП), регистрирующем амплитудно-фазовое распределение (АФР) на плоскости. Последовательная смена зондов проводилась в неизменных условиях в безэховой камере (БЭК). На приведенных ниже рисунках представлены сечения ДН в двух плоскостях, а также проекции ДН на зону обслуживания (ЗО) по кросс-поляризации для трех рассматриваемых в рамках этой статьи зондов.



Рисунок 2 - Внешний вид антенны-зонда ИСС



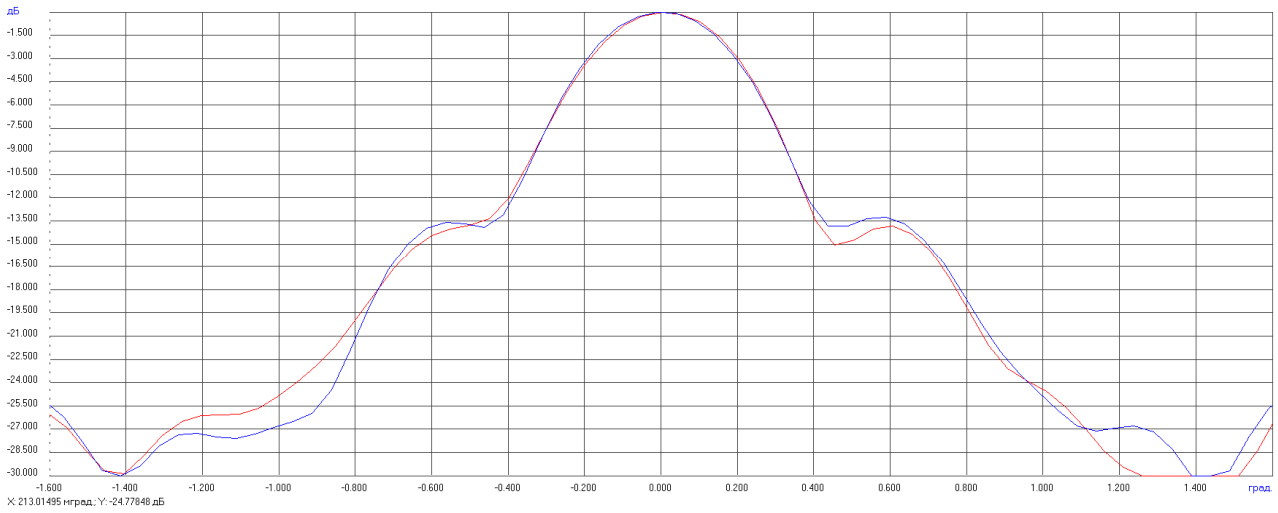


Рисунок 3 – сечения ДН исследуемой антенны в азимутальной плоскости, полученные с помощью зондов ИСС и ТРИМ

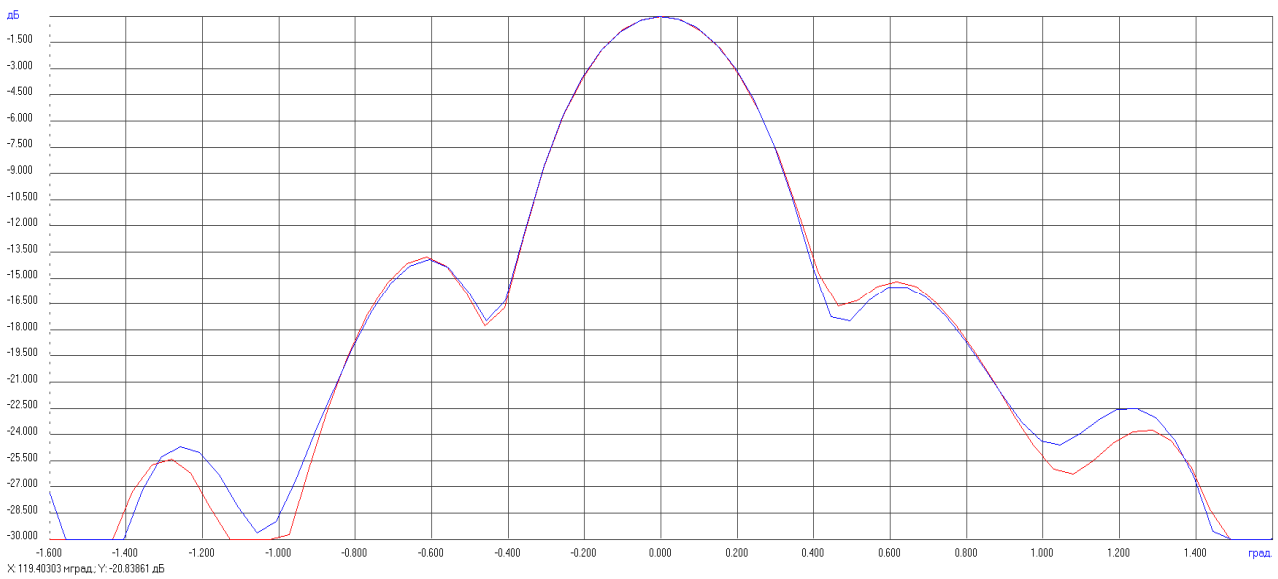


Рисунок 4 – сечения ДН исследуемой антенны в угломестной плоскости, полученные с помощью зондов ИСС и ТРИМ

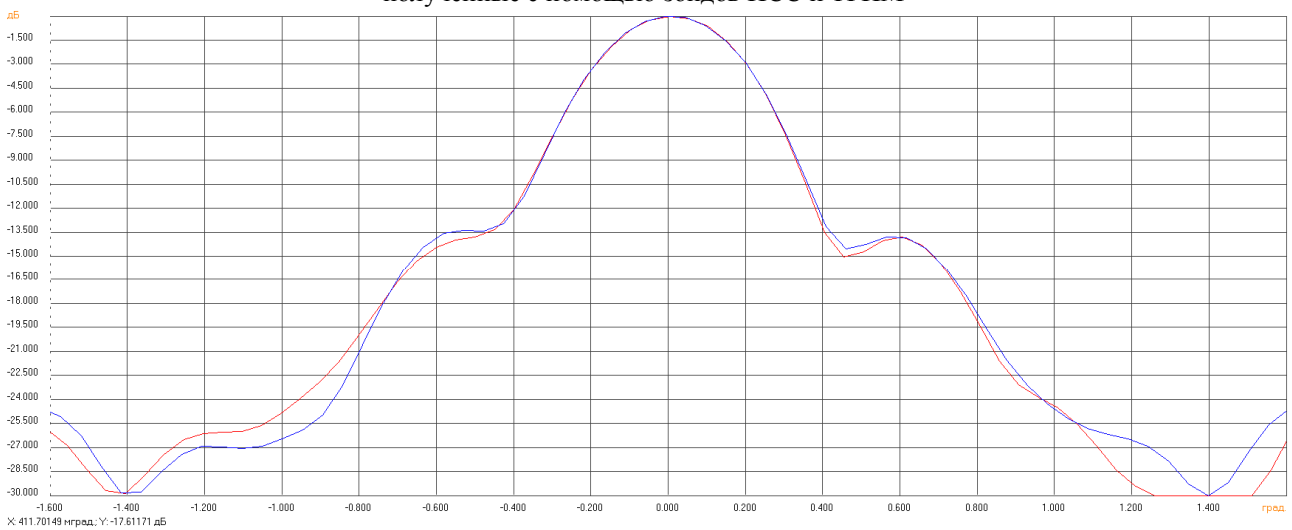


Рисунок 5 – сечения ДН исследуемой антенны в азимутальной плоскости, полученные с помощью зондов ИСС и Satimo

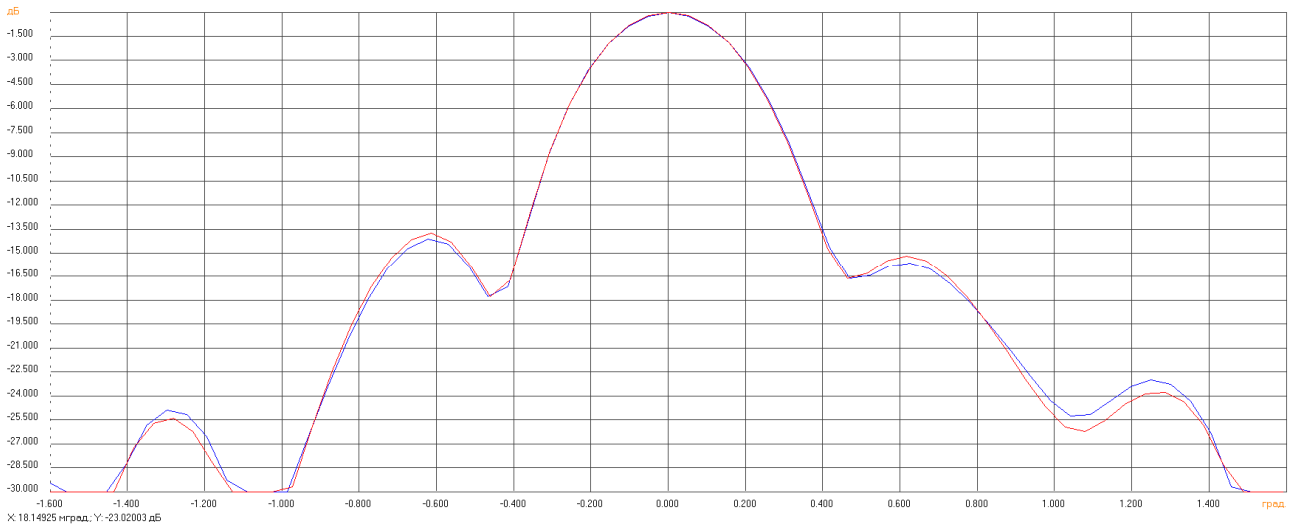


Рисунок 6 – Сечения ДН исследуемой антенны в углометной плоскости, полученные с помощью зондов ИСС и Satimo

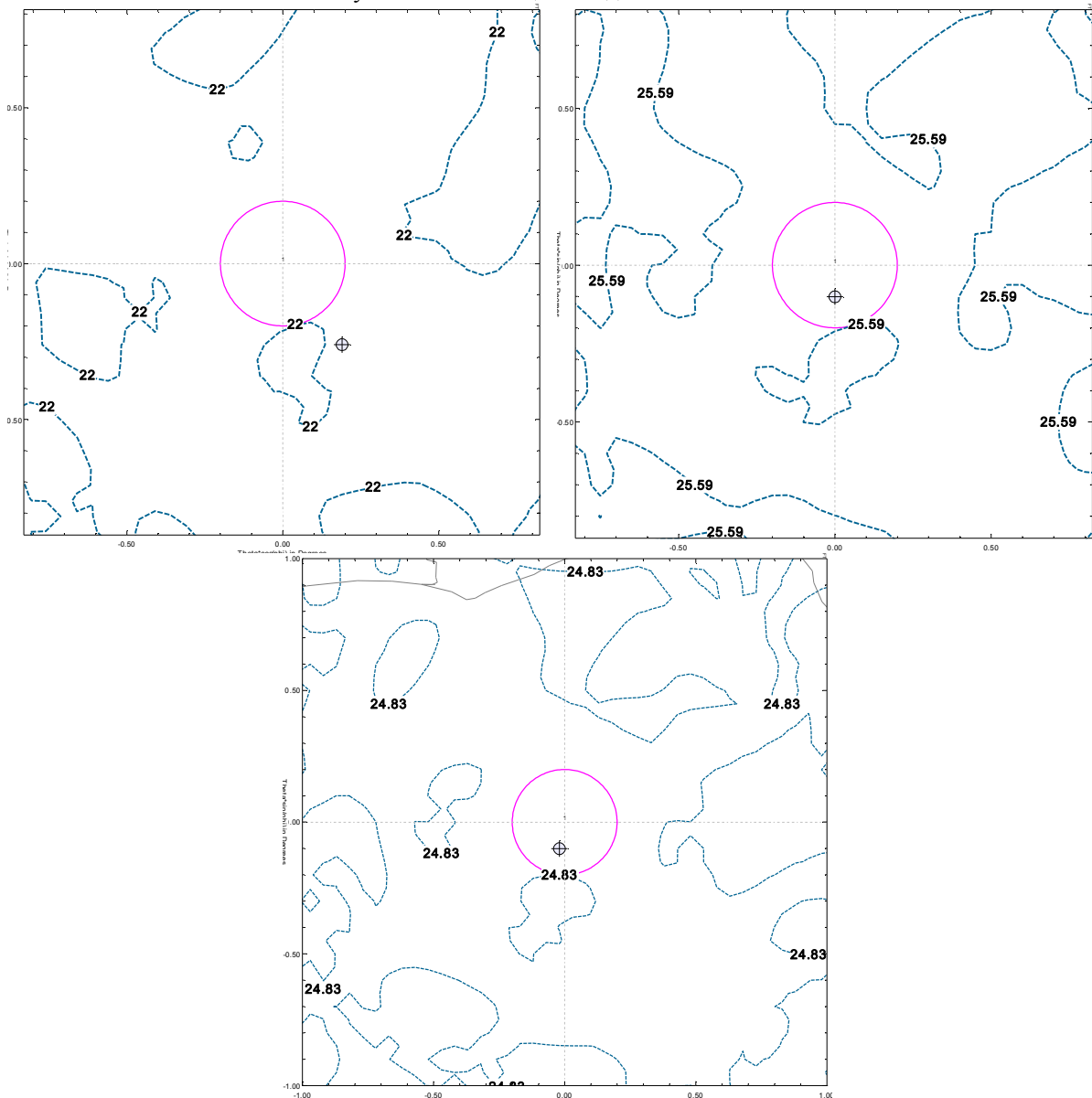


Рисунок 7 – Кросс-поляризационная развязка (КПР) антенны в 3D с использованием зондов ТРИМ, ИСС и Satimo соответственно

На основании результатов, представленных на рисунках 3 – 7, можно сделать вывод, что ДН антенны, измеренные с помощью вышеописанных зондов, имеют высокий уровень сходимости. Однако, проанализировав проекции КПП на ЗО, можно сказать о том, что антенна-зонд компании ТРИМ имеет более высокий уровень кросс-поляризационной составляющей сигнала. Кросс-поляризация является очень тонкой характеристикой, на которую оказывают влияние множество факторов в процессе измерений РТХ антенн. На практике при неизменных условиях измерений более широкая полоса частот антенны-зонда влечет за собой увеличение уровня кросс-поляризации. Для того чтобы максимально исключить возможность ошибки, был проведен целый цикл статистических измерений (по 5 раз) для каждого зонда, который показал сходимость в 0,02 дБ до уровня -25 дБ, что не превышает погрешности измерений ДН, заявленной производителем СШП АИВК. В таблице приведены усредненные РТХ антенны по всем статистическим измерениям.

РТХ исследуемой антенны, полученные с помощью различных зондов

	Зонд ТРИМ		Зонд ИСС	Зонд Satimo
2Q <sub>-3дБ</sub> , град	Az	0.394	0.39	0.394
	EI	0.385	0.381	0.389
2Q <sub>-10дБ</sub> , град	Az	0.710	0.697	0.701
	EI	0.667	0.662	0.67
КНД, дБ	51.54		51.72	51.67
КПП, дБ	22		25.59	24.83
КУ, дБ	50.97		51.07	51.01

Как видно из таблицы и рисунков 4 – 7, результаты измерений РТХ исследуемой антенны с помощью зонда производства АО «ИСС» близки к результатам измерений РТХ с помощью зондов, других производителей. В настоящий момент ведется работа по изготовлению целого комплекта собственных антенн-зондов, для полного покрытия полосы частот излучающих устройств перспективных космических аппаратов. Однако для оценки возможности использования антенны-зонда производства АО «ИСС» в составе СШП АИВК БП необходимо провести измерения её ДН и сравнить с ДН антенн-зондов других производителей.

### Библиографический список

1. Мухин А.В. Использование радиотехнических сканеров в ОАО «ИСС»// Материалы докладов всерос. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых учёных «Научная сессия ТУСУР-2013». - Томск, 2013. – С 20–22.
2. Мухин А.В., Доманов С.К., Кобышев И.В. Определение возможности измерения радиотехнических характеристик контурных антенн в составе космического аппарата методом ближнего поля // Материалы докладов всерос. науч.-техн. конф. «Современные проблемы радиоэлектроники». - Красноярск, 2014. – С 342–346.
3. Бахрах Л.Д., Кременецкий С.Д., Курочкин А.П., Усин В.А., Шифрин Я.С. Методы измерения параметров излучающих систем в ближней зоне. – Л.: Наука, 1985. – 272 с.
4. Захарьев Л.Н., Леманский А.А., Турчин В.И. и др. Методы измерения характеристик антенн СВЧ. – М.: Радио и связь, 1985. – 368 с.
5. Антенна-зонд Satimo [Электронный ресурс]. URL: [http://www.mvg-world.com/products/field\\_product\\_family/antenna-1/open-ended-waveguide](http://www.mvg-world.com/products/field_product_family/antenna-1/open-ended-waveguide) (дата обращения 24.02.16)
6. Антенна-зонд ТРИМ [Электронный ресурс]. URL: [http://trimcom.ru/index.php?level=russian\\_nextchild\\_of\\_1177748854&time=1177749262](http://trimcom.ru/index.php?level=russian_nextchild_of_1177748854&time=1177749262) (дата обращения 24.02.16)

## ОЦЕНКА ЗНАЧИМОСТИ ПАРАМЕТРОВ РЕЧЕВОГО СИГНАЛА ДЛЯ АВТОМАТИЧЕСКОЙ ИДЕНТИФИКАЦИИ ДИКТОРА

Д.И. Лукьянов, А.С. Михайлова

*Рязанский государственный радиотехнический университет,  
Россия, Рязань, [rgrtu@rsreu.ru](mailto:rgrtu@rsreu.ru)*

*Аннотация.* Рассматривается практическая значимость параметров речевого сигнала в интересах идентификации диктора по голосу, показаны основные подходы, используемые при автоматической идентификации диктора. Проведены исследования значимости параметров речевого сигнала. Показана значимость медианы и максимального значения частоты основного тона, а также 2,3,5 и 8 мел-кепстральных коэффициентов.

*Ключевые слова.* Идентификация диктора, параметры речевого сигнала, частота основного тона, мел-кепстральные коэффициенты.

## EVALUATION SIGNIFICANT PARAMETERS OF THE SPEECH SIGNAL FOR AUTOMATIC IDENTIFICATION SPEAKER

D.I. Lukyanov, A.S. Mikhailova

*Ryazan State Radio Engineering University,  
Russia, Ryazan, [rgrtu@rsreu.ru](mailto:rgrtu@rsreu.ru)*

*Annotation.* Consider the practical importance of the speech signal parameters in the interest of identifying the speaker's voice, showing the main approaches used in automatic speaker identification. The research significance of the speech signal parameters. Shown the importance of the median and the maximum value of the pitch frequency, and 2,3,5 and 8 mel-frequency cepstral coefficients.

*Keywords.* Speaker identification, the parameters of the speech signal, fundamental frequency, mel-frequency cepstral coefficient.

Актуальность темы идентификации диктора (ИД) по голосу достаточно высока, поскольку является востребованной во многих областях человеческой деятельности. Возрастающий интерес к задаче ИД по голосу связан как с успехами, достигнутыми в последнее время, так и с большим спектром практических применений данной задачи. Работа крупнейших научных лабораторий и компаний мира, таких как IBM T.J. Watson Research Center, AT&T, Oregon Graduate Institute, MIT Lincoln Laboratory, Philips и т.д., позволила за последние десятилетия перейти от теоретических разработок и лабораторных систем к практическим приложениям обработки речи (управление голосом, диктовка, обеспечение персонализированного доступа) с приемлемыми характеристиками [1].

ИД по голосу находит применение во многих сферах: криминалистика и судебная экспертиза, обеспечение безопасности, банковские технологии, электронная коммерция, телематика.

Существует три основных подхода к решению задачи ИД по голосу.

Первый подход основывается на выделении векторов характерных свойств из речевого сигнала (РС) с учетом особенностей восприятия звука человеческим ухом. Он включает в себя анализ несущих частот и выравнивание сигнала по громкости. Наиболее распространенными технологиями, использующими такой подход, являются метод оценки кепстральных коэффициентов частоты основного тона (ОТ) и метод оценки коэффициентов линейного предсказания. Последующее сопоставление с шаблоном, характерное для человеческого восприятия, может быть смоделировано и использовано для ИД, обеспечивающей большую устойчивость к воздействию шумов.

Другой подход основан на выделении и анализе РС из смеси зашумленного сигнала на входе системы распознавания. Различие поступающих в систему зашумленных РС от шаблонов, полученных в ходе обучения незашумленными РС, является основной причиной неустойчивости работы систем ИД. Целью подхода является уменьшение этого различия. Предполагается, что шум во входном сигнале аддитивный и стационарный. Полученные оценки среднего значения усредненного шума вычитаются из кепстра, вычисленного по зашумленным данным. Недостатком данного подхода является необходимость хорошей оценки шума, которую на практике бывает сложно получить, особенно в случае нестационарного фонового шума.

Третий подход основан на использовании многомерных пространств. Основной идеей этого подхода является определение линейного отображения, которое минимизирует значение функции стоимости. Часто в качестве такого отображения берется умножение вектора свойств РС на матрицу преобразования. Примерами данного подхода могут служить основной компонентный анализ и независимый компонентный анализ, а также проектирование на многомерные подпространства [2].

Исходя из анализа существующих подходов, можно сделать вывод о необходимости поиска наиболее значимых параметров РС, которые могут позволить осуществить ИД с высокой вероятностью, при этом вычислительные затраты для поиска решения должны быть сведены к минимуму.

В эксперименте принимали участие 9 дикторов, каждый из которых произносил по 9 фраз. Общее число реализаций 81. Записи производились в одно и то же время дикторами, находящимися в спокойном состоянии, что позволяет свети к минимуму ошибки, возникающие из-за изменения голоса диктора под действием внешних факторов. В качестве тестовых фраз выступали записи, рекомендованные ГОСТ Р 50840-95. Частота дискретизации составляла 8 кГц, разрядность квантования – 16 бит.

В работе проведены экспериментальные исследования по оценке средней частоты ОТ  $f_0$ , медианы частоты ОТ  $f_{0m}$ , максимального  $f_{0max}$  и минимального  $f_{0min}$  значений частот ОТ, а также девиации частоты  $\Delta f$ . Результаты проведенных исследований представлены в таблице 1.

Таблица 1

Диктор	1	2	3	4	5	6	7	8	9
$f_0$	123,55	123,61	179,36	181,11	132,25	124,29	130,19	112,92	110,99
$f_{0m}$	112,67	125,00	126,98	145,45	94,12	115,94	123,07	106,66	129,03
$f_{0min}$	100,00	30,30	26,84	112,67	31,25	90,91	89,88	77,66	33,05
$f_{0max}$	222,22	205,12	470,58	333,33	296,29	222,22	222,22	166,67	235,29
$\Delta f$	122,20	174,80	443,74	220,65	265,04	131,30	132,33	88,99	202,23

Анализ результатов, представленных в таблице 1, показывает, что медиана и максимальное значение частоты ОТ обладают существенными различиями для большинства дикторов, при этом являются достаточно устойчивыми параметрами РС. Отношение среднеквадратического отклонения (СКО) к математическому ожиданию (МО) для медианы составило 0,168, а для максимального значения частоты ОТ – 0,117. Среднее и минимальное значения, а также девиация частоты ОТ хоть и обладают большими различиями, являются менее устойчивыми, что не позволяет использовать их для ИД по голосу. Отношение СКО к МО составило соответственно 0,178, 0,971 и 0,175.

Дополнительно исходя из оцененных параметров были рассчитаны следующие: максимальное и минимальное значения отклонения частот ОТ от среднего значения, нормированные к средней частоте ОТ максимальное и минимальное значения отклонения частот ОТ от среднего значения, нормированная к средней частоте ОТ девиация частоты ОТ. Результаты произведенных расчетов представлены в таблице 2.

Таблица 2

Диктор	1	2	3	4	5	6	7	8	9
$f_{0max} - f_0$	98,60	81,51	291,22	152,22	164,04	97,92	92,02	53,75	124,29
$f_{0min} - f_0$	-23,50	-93,30	-152,50	-68,44	-101,00	-33,30	-40,31	-35,25	-77,94
$(f_{0max} - f_0)/f_0$	79,80	65,93	162,36	84,05	124,03	78,78	70,68	47,59	111,98
$(f_{0min} - f_0)/f_0$	-19,00	-75,40	-85,03	-37,79	-76,371	-26,80	-30,96	-31,22	-70,22
$\Delta f / f_0$	98,90	141,40	247,39	121,83	200,40	105,60	101,64	78,81	182,10

Анализ результатов, представленных в таблице 2, показывает, что наиболее значимыми являются нормированные значения отклонения и девиации. Отношение СКО к МО для нормированного минимального отклонения частоты ОТ составило 0,361, для нормированного максимального – 0,484, для нормированной девиации – 0,374. Исходя из того, что оба значения отклонений обладают высокой значимостью, целесообразно использовать только значения нормированной девиации.

Проведены экспериментальные исследования мел-кепстральных коэффициентов (МКК). Особенностью МКК является использование мел-шкалы, преимущество которой заключается в том, что такая шкала наиболее точно совпадает с амплитудно-частотной характеристикой человеческого уха и позволяет приблизиться к механизму человеческого восприятия речи. В результате преобразований рассчитываются от 12 до 24 МКК. При этом количество рассчитываемых МКК зависит от частоты дискретизации РС или от анализируемого спектрального участка речи. Исходя из того, что РС, используемые в эксперименте, были записаны с частотой дискретизации 8 кГц, рассчитано 12 первых МКК, что соответствует анализируемой частоте РС, равной 4 кГц.

В результате исследований показано, что в целом МКК обладают большой устойчивостью с точки зрения ИД по голосу. При этом наиболее значимыми являются 2,3,5,8 коэффициенты. При этом нулевой коэффициент не используется для ИД по голосу, так как содержит информацию о средней энергии РС [3].

**Выводы.** Исходя из результатов исследований, проведенных в рамках данной работы, можно сделать следующие выводы:

1. Среди параметров частоты ОТ РС наибольшей значимостью обладают девиация, нормированная к среднему значению частоты ОТ, и медиана частоты ОТ.
2. Среди МКК наибольшей значимостью обладают 2,3,5,8 коэффициенты.

#### **Библиографический список**

1. Коновалов А. Ю. Программный комплекс для анализа и распознавания речевых сигналов с применением вейвлет-преобразования / А. Ю. Коновалов, С. А. Запрягаев // Вестник Воронежского государственного университета. 2009. № 1. С. 199–107.
2. Запрягаев С.А., Коновалов А.Ю. Распознавание речевых сигналов// Вестник ВГУ. 2009. № 2, С. 39–48.
3. X. Huang, A. Acero, H. Hon. Spoken language processing: a guide to theory, algorithm, and system development. – Prentice Hall PTR, 2001. P. 936.

УДК 621.396; ГРНТИ 47.05.03

## **МНОГОКРИТЕРИАЛЬНЫЙ СИНТЕЗ СИГНАЛЬНО-КОДОВЫХ КОНСТРУКЦИЙ ДЛЯ АДАПТАЦИИ РАДИОСИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ К ДЕЙСТВИЮ УЗКОПОЛОСНЫХ ПОМЕХ**

**С.Н. Кириллов, П.С. Покровский, А.А. Лисничук**

*Рязанский государственный радиотехнический университет,  
Россия, Рязань, a.a.lisnichuk@gmail.com*

*Аннотация.* Обоснована процедура многокритериального синтеза сигнально-кодowych конструкций (СКК) в интересах адаптации радиосистем передачи информации к действию узкополосных помех. Показано, что использование предложенной процедуры обеспечивает дополнительный выигрыш в помехоустойчивости при действии узкополосной помехи до 21 дБ по сравнению с известной СКК (TCM PSK-8).

*Ключевые слова.* Синтез сигнально-кодowych конструкций, синтез радиосигналов, адаптивные системы передачи информации, интеллектуальные системы передачи информации, многокритериальная оптимизация, минимизация действия узкополосных помех.

## **THE MULTI-CRITERIA SYNTHESIS OF SIGNAL-CODE SEQUENCE FOR ADAPT DATA COMMUNICATION RADIO SYSTEM TO NARROW-BAND INTERFERENCE**

**S.N. Kirillov, P.S. Pokrovskij, A.A. Lisnichuk**

*Ryazan State Radio Engineering University,  
Ryazan, Russia, a.a.lisnichuk@gmail.com*

*Abstract.* The procedure for multi-criteria synthesis of signal-code sequence to adapt data communication radio system to narrow-band interference is examined. It is shown that the synthesized

signal-code sequence increase radio narrow-band interference immunity by more than 21 dB (compared to TCM PSK-8 signal-code sequence).

*Keywords.* Synthesis of signal-code sequences, synthesis of radio signals, adaptive data communication systems, cognitive data communication systems, multi-criteria optimization, increase radio narrow-band interference immunity.

На показатели качества радиосистем передачи информации (РСПИ) определяющее влияние оказывают используемые процедуры кодирования и модуляции. При этом при согласованности данных процедур по некоторому критерию получают сигнально-кодовые конструкции, обеспечивающие дополнительное улучшение характеристик РСПИ. На практике широко распространены СКК на основе решетчатого кодирования (trellis coded modulation – TCM) [1], обеспечивающие повышение помехоустойчивости РСПИ к действию аддитивного «белого» гауссовского шума (АБГШ) без расширения занимаемой полосы частот. Однако применение данных СКК в условиях действия узкополосных помех (УП), спектральный состав которых может изменяться с течением времени, не позволяет достигнуть заявленных характеристик.

В случае априорно неизвестной помеховой обстановки наибольшей эффективностью обладают адаптивные РСПИ. При этом адаптация РСПИ за счет использования класса известных СКК, как в системах когнитивного радио [2], не позволяет обеспечить защиту от действия преднамеренных помех, кроме того, известные СКК могут быть распознаны с целью постановки эффективных структурных помех. Необходимо отметить, что разработка нестандартной процедуры кодирования, удовлетворяющей требованиям ТСМ, представляет собой нетривиальную задачу, т.к. многие из известных процедур кодирования данного класса разрабатывались на основе эмпирического подхода. Напротив, в работах [3, 4] предложены процедуры синтеза многопозиционных радиосигналов, реализующие адаптацию РСПИ к действию УП за счет применения как известных, так и нестандартных видов модуляции. Следовательно, целесообразно разработать процедуру многокритериального синтеза СКК в интересах адаптации РСПИ к действию УП.

Для решения поставленной задачи необходимо учитывать ограничения, накладываемые решетчатым кодированием на класс используемых СКК. Во-первых, скорость кодирования должна составлять  $k/(k+1)$ , при этом вносимая избыточность компенсируется применением вида модуляции с позиционностью  $2^{k+1}$ , т.е. вдвое большей в сравнении с передачей данных без кодирования. Во-вторых, отображение кода в сигнал основывается на последовательном разбиении используемого канального алфавита на подмножества с возрастающими минимальными евклидовыми расстояниями между элементами [5].

Как отмечалось выше, для эффективного уменьшения влияния УП на РСПИ целесообразно синтезировать СКК за счет определения многопозиционных радиосигналов, удовлетворяющих требованиям для ТСМ. При этом возможно применение известных процедур кодирования и декодирования.

Для рационального использования ресурсов радиоканала при синтезе СКК целесообразно применять многокритериальный подход [6, 7], что обеспечивает возможность учета наиболее значимых для РСПИ показателей качества, а именно пропускной способности, ослабления действия УП, внеполосного излучения, помехоустойчивости при АБГШ для случая ТСМ и энергоэффективности формируемого сигнала. Предлагается при этом одновременно использовать следующие критерии качества [3, 4]:

*Критерий максимума пропускной способности за счет ослабления действия УП.* В [8] показано, что для максимизации пропускной способности канала при наличии УП необходимо формировать сигнал с провалом в спектральной плотности мощности (СПМ) на частоте действия помехи, т.е. можно задать показатель качества СПМ в виде:

$$\min_{\mathbf{S}} \{d_2(G_i(f), G(f, \mathbf{S}))\}, \quad (1)$$

где  $d_2(\cdot)$  – расстояние в евклидовой метрике,  $G_i(f)$  – эталонная СПМ с провалом на частоте действия УП,  $G(f, \mathbf{S})$  – СПМ синтезируемого сигнала,  $\mathbf{S}$  – канальный алфавит.

*Критерий минимума внеполосного излучения.* Для минимизации внеполосного излучения и уровня взаимных помех радиолиний передачи информации, согласно нормам ГК РФ [9], необходимо применение спектрально-эффективных СКК с заданной шириной полосы занимаемых частот. Тогда данный показатель качества целесообразно задать в виде:

$$\min_{\mathbf{S}} \left\{ h(10 \cdot \lg[G(f, \mathbf{S})] - G_{t\log}(f)) \right\}, \quad (2)$$

где  $h(\cdot)$  – «штрафная» функция, резко возрастающая при нарушении ограничения;  $G_{t\log}(f)$  – «маска» СПМ в логарифмическом масштабе, устанавливающая ограничения на внеполосное излучение.

*Критерий максимума помехоустойчивости к собственным шумам приемника при использовании TSM.* В интересах выполнения требований, предъявляемых к радиосигналам для реализации решетчатого кодирования, необходимо, чтобы при последовательном разбиении используемого канального алфавита на подмножества возрастали минимальные евклидовы расстояния между элементами. Для этого целесообразно соответствующие попарные евклидовы расстояния между элементами канального алфавита для синтезируемой СКК ( $\mathbf{s}_k, \mathbf{s}_l$ ) устремить к эталонным ( $\mathbf{s}_k^{(t)}, \mathbf{s}_l^{(t)}$ ) – используемым при стандартной TSM. Следовательно, можно задать данный показатель качества в виде:

$$\min_{\mathbf{S}} \left\{ \sum_k \sum_l (d_2(\mathbf{s}_k^{(t)}, \mathbf{s}_l^{(t)}) - d_2(\mathbf{s}_k, \mathbf{s}_l))^2 \right\}, \quad k, l = \overline{1, M}, \quad k \neq l, \quad \mathbf{s}_k^{(t)}, \mathbf{s}_l^{(t)} = const, \quad (3)$$

где  $M$  – количество элементов в канальном алфавите (соответствует позиционности СКК).

*Критерий максимума энергоэффективности.* В работе [3] показано, что квадрат коэффициента вариации мгновенной мощности, вычисленный по элементам канального алфавита, имеет, по крайней мере на множестве известных сигналов, монотонную зависимость с пик-фактором соответствующего радиосигнала, однако в отличие от последнего не содержит нежелательную в задачах оптимизации чебышевскую метрику. Следовательно, показатель качества энергоэффективности целесообразно задать в виде:

$$\min_{\mathbf{S}} \left\{ D[P_{\text{мгн}}(\mathbf{S})] / (M[P_{\text{мгн}}(\mathbf{S})])^2 \right\}, \quad (4)$$

где  $D[\cdot]$ ,  $M[\cdot]$  – операторы вычисления дисперсии и математического ожидания (усреднения по временной реализации) соответственно;  $P_{\text{мгн}}(\mathbf{S})$  – мгновенная мощность, вычисленная по элементам канального алфавита.

*Комбинированный критерий качества.* Как показано в [6, 7], эффективным методом решения подобных многокритериальных задач является переход к синтезу СКК по комбинированному критерию качества с целевой функцией вида:

$$\begin{aligned} k_p(\mathbf{S}) = & c_1 M_1 d_2(G_t(f), G(f, \mathbf{S})) + c_2 M_2 \sum_k \sum_l (d_2(\mathbf{s}_k^{(t)}, \mathbf{s}_l^{(t)}) - d_2(\mathbf{s}_k, \mathbf{s}_l))^2 + \\ & + c_3 M_3 h(10 \cdot \lg[G(f, \mathbf{S})] - G_{t\log}(f)) + c_4 M_4 (D[P_{\text{мгн}}(\mathbf{S})] / (M[P_{\text{мгн}}(\mathbf{S})])^2), \end{aligned} \quad (5)$$

$$\sum_{i=1}^4 c_i = 1; \quad M_i, c_i > 0; \quad M_i, c_i = const; \quad \mathbf{s}_k, \mathbf{s}_l \in \mathbf{S}; \quad k, l = \overline{1, M};$$

где  $c_i$  – параметры, определяющие вес каждого входящего показателя качества;  $M_i$  – нормирующие коэффициенты, приводящие отдельные слагаемые к общему динамическому диапазону.

Результаты синтеза, полученные при использовании целевой функции (5), не содержат «худших» СКК, т.е. не требуют дополнительного времени на отсеивание неоптимальных решений, однако могут содержать не все «нехудшие» СКК [6].

Необходимо заметить, что оптимизация по целевой функции (5) представляет собой задачу нелинейного программирования сравнительно высокой размерности, решение которой должно производиться в режиме реального времени. Из анализа работ [10, 11] следует,



что при вышеприведенных требованиях целесообразно использование квазиньютоновских методов с конечно-разностной аппроксимацией производных.

Для уточнения постановки задачи многокритериального синтеза необходимо ограничить класс СКК, используемых при адаптации в РСПИ. В настоящее время для передачи информации широко используются четырехпозиционные сигналы и, в частности, QPSK-сигналы [5], позволяющие получить сравнительно высокие показатели качества при малом объеме КА, что в свою очередь положительно отражается на скорости оптимизации. В случае применения решетчатого кодирования QPSK-сигнал трансформируется в СКК (TCM PSK-8).

Кроме того, для адекватного сравнения по показателям внеполосного излучения целесообразно рассматривать спектрально-эффективную СКК TCM PSK-8 ( $p(t)$ ), у которой форма элементарного импульса задается следующим выражением:

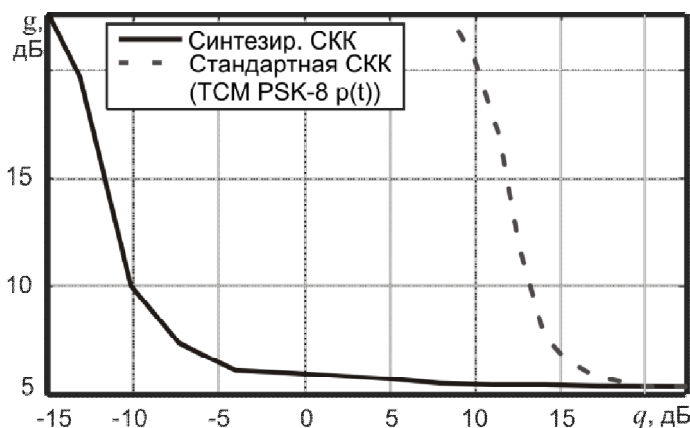
$$p(t) = \sin^2(\pi t / T_s), \quad 0 \leq t \leq T_s,$$

где  $T_s$  – символный интервал.

Также целесообразно задать центральную частоту УП, равную несущей полезного сигнала, т.к. в этом случае оказывается наиболее негативное воздействие на РСПИ за счет поражения частот с высокой концентрацией СПМ, а также затруднено формирование провала в спектре синтезируемой СКК.

Для исследования эффективности работоспособности предлагаемой процедуры многокритериального синтеза СКК в интересах адаптации РСПИ к действию УП целесообразно произвести количественную оценку показателей качества синтезированных СКК при вариации отношения сигнал-помеха, а также осуществить сравнительный анализ синтезированных и известных СКК на основе решетчатого кодирования.

На рисунке представлены зависимости порога помехоустойчивости синтезированных (при значениях параметров  $c_1 = 0,4$ ;  $c_2 = 0,1$ ;  $c_3 = 0,3$  и  $c_4 = 0,2$ ) и известных СКК от отношения сигнал-помеха ( $q$ ). Здесь в качестве показателя подавления УП рассматривается порог помехоустойчивости СКК ( $g$ ), который определяется как значение, равное отношению  $E_b / N_0$  при вероятности битовой ошибки  $P_o = 10^{-3}$ , в условиях действия АБГШ и УП, в виде «небелого» гауссовского шума (ширина спектра – 5 % от ширины спектра синтезированной СКК; расположение – на нулевой нормированной частоте); в интересах получения устойчивых оценок для каждого значения  $g$  накапливалась статистика, соответствующая не менее 100 битовым ошибкам; кроме того, для всех показателей качества РСПИ статистика накапливалась по 50 реализациям УП.



Зависимости порога помехоустойчивости синтезированных и известных СКК от отношения сигнал-помеха

Имитационное моделирование предлагаемой процедуры многокритериального синтеза СКК производилось в среде MATLAB. Из анализа рисунка следует, что синтезированные СКК вплоть до  $q = -4$  дБ сохраняют свою помехоустойчивость на уровне (ухудшение пока-

зателя  $g$  составляло менее 1 дБ) известной СКК (TCM PSK-8 ( $p(t)$ )) при воздействии только АБГШ; при этом для рассмотренной стандартной СКК такие же значения показателя  $g$  достигаются при отношении сигнал-помеха больше 17 дБ.

Показатели качества внеполосного излучения и энергетической эффективности для рассматриваемых СКК приведены в таблице.

Показатели качества СКК

	TCM PSK-8 ( $p(t)$ )	Синтезированная СКК
Ширина СПМ по уровню -30 дБ, $fT_s$	3,8	5,5
Ширина СПМ по уровню -60 дБ, $fT_s$	13,4	9,0
Пик-фактор	1,6	1,6

Анализ результатов, приведенных в таблице, показывает, что при сравнимых значениях пик-фактора синтезированные СКК хотя и имеют большую ширину спектра на уровне -30 дБ (за счет формирования провала в СПМ), но выигрывают на уровне -60 дБ более чем в 1,4 раза [в сравнении со спектрально-эффективной СКК TCM PSK-8 ( $p(t)$ )].

Таким образом, предложена процедура синтеза СКК в интересах адаптации РСПИ к действию УП, использующая комбинированный критерий качества, в состав которого входят частные критерии, отвечающие за пропускную способность и ослабление действия УП, внеполосное излучение, помехоустойчивость при АБГШ для случая TCM, а также энергоэффективность формируемой СКК.

Предлагаемая процедура синтеза СКК (при значениях параметров  $c_1 = 0,4$ ;  $c_2 = 0,1$ ;  $c_3 = 0,3$  и  $c_4 = 0,2$ ) в случае наиболее неблагоприятного воздействия на радиоканал УП (ширина спектра – 5 % от ширины спектра синтезированной СКК; расположение – на нулевой нормированной частоте) обеспечивает помехоустойчивость на уровне (ухудшение показателя  $g$  составляет менее 1 дБ) известной СКК [TCM PSK-8 ( $p(t)$ )] при воздействии только АБГШ вплоть до отношения сигнал-помеха  $q = -4$  дБ, что на 21 дБ лучше данного показателя для рассмотренной стандартной СКК. При этом при сравнимых значениях пик-фактора синтезированные СКК хотя и имеют большую ширину спектра на уровне -30 дБ (за счет формирования провала в СПМ), но выигрывают на уровне -60 дБ более чем в 1,4 раза [в сравнении с спектрально-эффективной СКК TCM PSK-8 ( $p(t)$ )].

### Библиографический список

1. Ungerboeck G. Trellis-coded modulation with redundant signal sets part I and part II. // IEEE Communications Magazine, vol. 25, February. 1987. pp. 5–21.
2. Mitola J. Cognitive radio for flexible mobile communications // Mobile Multimedia Communications, 1999. (MoMuC '99) 1999 IEEE International Workshop. 1999. pp. 3–10.
3. Покровский П.С., Лисничук А.А. Алгоритм синтеза радиосигналов для адаптации интеллектуальных систем передачи информации к действию помех // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. 2014. № 48. С. 20-26.
4. Кириллов С.Н., Покровский П.С., Лисничук А.А. Многокритериальный синтез четырехпозиционных радиосигналов на основе канального алфавита // Радиотехника. 2015. №11. С. 14-21.
5. Скляр Б. Цифровая связь. – М.: Вильямс, 2003. – 1104 с.
6. Гуткин Л.С. Оптимизация радиоэлектронных устройств по совокупности показателей качества. – М.: Сов. радио, 1975. – 368 с.
7. Кириллов С.Н., Покровский П.С., Лисничук А.А. Процедура синтеза 4-позиционных сигналов с расширением спектра // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. 2014. № 50-1. С. 29-33.
8. Шеннон К. Работы по теории информации и кибернетике. – М.: Издательство иностранной литературы, 1963. – 832 с.
9. Нормы на ширину полосы радиочастот и внеполосные излучения радиопередатчиков гражданского применения. Нормы 19-13 / Государственная комиссия по радиочастотам (ГКРЧ). – М.: 2013. – 78 с.
10. Гилл Ф., Мюррей У., Райт М. Практическая оптимизация. – М.: Мир, 1985. – 510 с.
11. Химмельблау Д. Прикладное нелинейное программирование: пер. с англ. – М.: Мир, 1975. – 536 с  
УДК 621.396.41; ГРНТИ 49.31.29

## КОМПЬЮТЕРНАЯ МОДЕЛЬ КАНАЛА ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ

Д.И. Коньков

Рязанский государственный радиотехнический университет,  
Россия, Рязань, den.konkov.94@mail.ru

*Аннотация.* Рассматриваются теоретические и практические вопросы разработки компьютерной модели канала передачи информации.

*Ключевые слова.* Передача непрерывной и дискретной информации по каналу связи.

## COMPUTER MODEL CHANNEL INFORMATION

D.I. Konkov

Ryazan State Radio Engineering University,  
Ryazan, Russia, den.konkov.94@mail.ru

*Abstract.* The theoretical and practical aspects of the development of a computer model of information transmission channel .

*Keywords.* Discrete and continuous transfer of information over the communication channel.

В сетях связи в интересах передачи данных широко используются непрерывные каналы - каналы ТЧ и широкополосные каналы (ШК) систем передачи с частотным разделением каналов (ЧРК). В этих каналах нормируются следующие характеристики:

- эффективно-передаваемая полоса частот (для канала ТЧ она определена в границах 0,3-3,4 кГц)[1];
- амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) или неравномерность остаточного затухания;
- фазочастотная характеристика (ФЧХ), которая для удобства измерения оценивается не значением фазы, а ее производной - групповым временем прохождения (ГВП);
- нормируемые значения средней мощности модулированного сигнала  $P_c$  и шума  $P_{ш}$  в канале связи;
- амплитудная характеристика и коэффициенты нелинейности;
- изменение частоты сигнала, передаваемого по каналу;
- фазовое дрожание;
- импульсные помехи и кратковременные перерывы сигнала.

Указанные характеристики оценивают влияние как устройств формирования канала связи (фильтры, корректоры, усилители, автоматические регуляторы уровней, генераторы), так и внешних помех (собственные шумы, переходные помехи, импульсные помехи, кратковременные перерывы сигнала и др.).

Канал связи можно представить моделью, изображенной на рисунке 1, и отдельно учитывать воздействие каждого влияющего фактора [1].

В модели отображены:

$h(\tau)$  - импульсная характеристика канала, связанная с комплексной передаточной функцией канала  $K(j\omega)$  преобразованием Фурье

$$K(j\omega) = \int_0^{\infty} h(\tau)e^{-j\omega\tau} d\tau = |K(j\omega)|e^{-j\varphi(\omega)}, \quad (1)$$

где  $|K(j\omega)| = K(\omega)$ - амплитудно-частотная характеристика (АЧХ);

$\varphi(\omega) = \arg K(j\omega)$ - фазочастотная характеристика (ФЧХ) непрерывного канала связи.

Заметим, что канал связи считается стационарным, т.е. не изменяющим свои параметры во времени, что при передаче данных вполне реально.

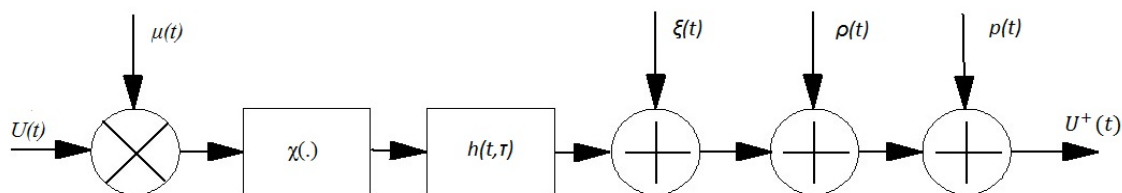


Рисунок 1. Модель канала связи

$\chi(\cdot)$  - звено, учитывающее нелинейные искажения сигнала,  
 $\xi(t)$  - аддитивные шумы гауссова типа, источников которых много и которые практически невозможно подавить;

$\mu(t)$  - мультипликативные помехи, вызывающие изменение передаточной функции канала. В их число входят кратковременные перерывы, возникающие в проводных каналах связи, нелинейные искажения и замирания на радиолиниях;

$\rho(t)$  - аддитивные импульсные помехи;

$p(t)$  - аддитивные помехи [1].

Учитывая множество факторов, влияющих на передаваемый сигнал, актуальна идея создания компьютерной модели, имитирующей прохождение сигнала по каналу связи. Помимо имитации непрерывного канала данная модель позволит воспроизводить дискретные каналы связи. В связи с этим в компьютерной модели необходимо реализовать процессы, происходящие в реальных каналах передачи.

Входной сигнал поступает на вход имитатора работы согласующего удлинителя, устанавливаемого на входе канала ТЧ. Имитатор канала ТЧ выполняет имитацию следующих искажений передаваемого сигнала:

- искажения частотных характеристик затухания и группового времени прохождения;
- нелинейное искажение;
- задержка распространения;
- остаточное затухание;
- изменение частоты;
- дрожание фазы;
- скачки фазы.

Кроме того, имитатор канала ТЧ обеспечивает генерацию следующих аддитивных помех:

- равномерный шум,
- гармоническая помеха,
- импульсные помехи [2].

Сигнал с выхода канала ТЧ поступает на вход второго имитатора работы согласующего удлинителя, устанавливаемого на выходе канала ТЧ.

Компьютерная модель дискретного канала передачи информации повторяет функции аппаратной модели AnCom Canal-5. Имитатор телефонных каналов AnCom Canal-5 предназначен для проведения испытаний телекоммуникационного оборудования путем воспроизведения электрических характеристик выделенного канала тональной частоты (ТЧ) в четырех- и двухпроводном окончании, а также канала коммутируемой телефонной сети. Структурная схема блоков приведена на рисунке 2 [2].

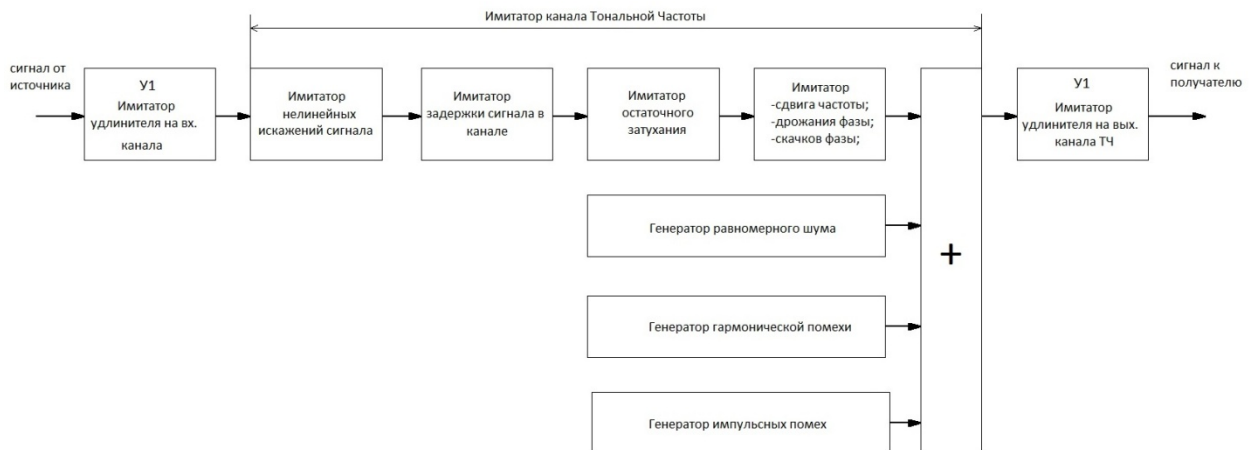


Рисунок 2. Структурная схема имитаторов канала ТЧ и удлинителей

Преимущество компьютерной модели заключается в её существенно низкой стоимости по сравнению с аппаратной моделью и невозможности дальнейшей модернизации последней под современные требования. Также компьютерная модель может выступать в качестве лабораторной работы для студентов радиотехнических специальностей.

Модель реализована на базе программной оболочки MatLab. Блок-схема модели имеет вид, показанный на рис. 3.

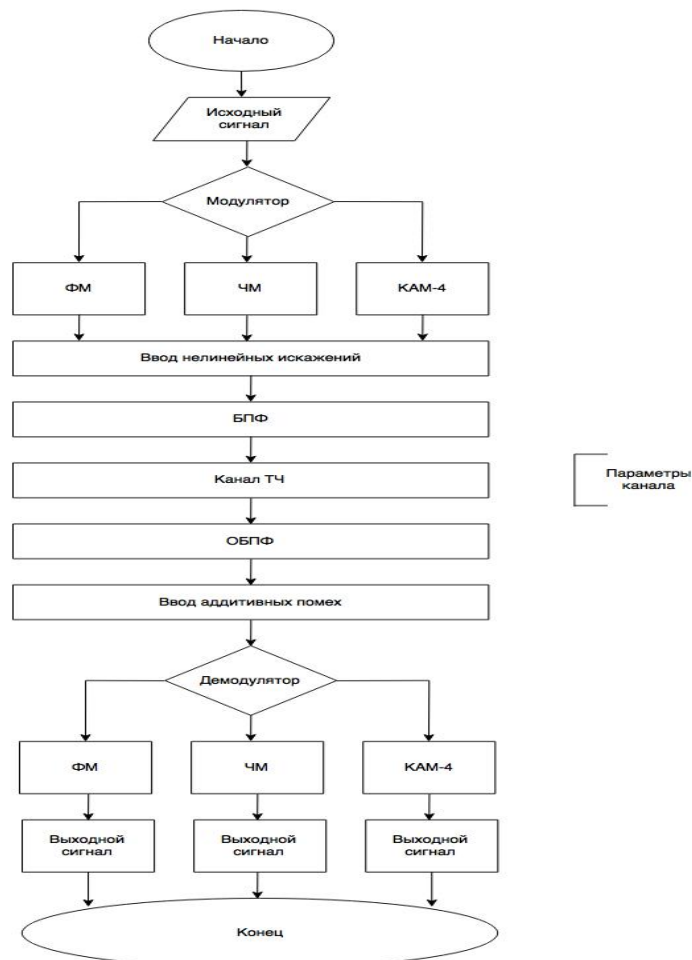


Рисунок 3. Блок-схема модели

Все операции преобразования сигналов реализованы программным путём. Частотные свойства канала (в том числе различные фазовые искажения и временная задержка) изменяются с помощью пары прямого и обратного быстрых преобразований Фурье (БПФ и ОБПФ). При таком подходе изменение частотных характеристик канала легко реализуется путём умножения спектра входного сигнала на соответствующую комплексную функцию с заданной формой амплитудной и фазовой характеристик. Нелинейные искажения имитируются путём передачи отсчётов сигнала через нелинейное звено, форму амплитудной характеристики которого можно изменять программно.

Влияние помех имитируется путём прибавления к выходному сигналу канала ТЧ соответствующих сигналов от генератора помехи.

Для проведения исследования на вход системы подается произвольная последовательность 0 и 1, формируемая с помощью датчика равномерно распределённых чисел. Далее эта последовательность модулируется с помощью использования различных видов модуляции. В данной работе используются следующие виды:

- частотная модуляция;
- фазовая модуляция;
- квадратурная амплитудная модуляция

Модулированный сигнал поступает на вход канала тональной частоты, параметры которого задаются отдельно в зависимости от требуемой задачи. Параметры канала ТЧ задаются путём изменения характеристик. Кроме этих параметров, можно исследовать действие на канал шумов и помех. После этого сигнал поступает на демодулятор. На выходе демодулятора наблюдается сигнал, отличный от исходного сигнала. Выходной блок оценки качества передачи производит сравнение полученного сигнала с переданным сигналом и подсчитывает вероятность ошибки. С этой целью на него передаётся последовательность входных сигналов.

Интерфейс программной модели оформлен с помощью графического интерфейса пользователя GUI в виде последовательности окон, позволяющих задавать основные параметры модели и запускать соответствующий режим моделирования.

В дальнейшем планируется использовать в компьютерной модели более современные методы модуляции, а также помехоустойчивое кодирование, уделить большее внимание факторам, влияющим на сигнал в канале связи. С этой целью программа модели допускает дальнейшее расширение путём добавления соответствующих модулей в текст программы и в графическую оболочку.

### **Библиографический список**

1. Библиотека сайта АНО "Радиочастотный Центр МО". Теория передачи сигналов: учеб. пособие.
2. ООО «Аналитик-ТС». Имитатор телефонных каналов AnCom Canal-5. Техническое описание и инструкция по эксплуатации ЭД 4221-008-11438828-99ИЭ. 2000 г.

УДК 621.3.018.51; ГРНТИ 49.27.31

## **МЕТОД ОЦЕНКИ ПАРАМЕТРОВ СИНХРОСИМВОЛОВ НА ОСНОВЕ ДРОБНОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ФУРЬЕ В УСЛОВИЯХ МНОГОЛУЧЕВОГО РАСПРОСТРАНЕНИЯ**

**С.Н. Кириллов, И.В. Лукашин**

*Рязанский государственный радиотехнический университет,  
Россия, Рязань, lukashin.iv@yandex.ru*

*Аннотация.* Предложен метод оценки временного положения синхросимволов. Разработанный метод базируется на применении дробного преобразования Фурье. Применение предложенного метода позволяет значительно уменьшить значения средней квадратичной ошибки и дисперсии оценки временного положения синхросимволов по сравнению с рассмотренными методами оценки для канала связи с многолучевым распространением.

*Ключевые слова.* Дробное преобразование Фурье, ЛЧМ, синхронизация, многолучевое распространение.

## **METHOD OF ESTIMATING THE PARAMETERS OF SYNCHROSYMBOLS WITH FRACTIONAL FOURIER TRANSFORM IN A MULTIPATH ENVIRONMENT**

**S.N. Kirillov, I.V. Lukashin**

*Ryazan State Radio Engineering University,  
Ryazan, lukashin.iv@yandex.ru*

*Abstract.* The method of estimating the parameters of sync symbols is proposed. The proposed method is based on the use of fractional Fourier transform. Application of the proposed method can significantly reduce the mean square error estimation and variance of sync symbols time offset for multipath.

*Keywords.* Fractional Fourier transform, LFM, synchronization, multipath.

Особое внимание к дробному преобразованию Фурье (ДрПФ) возникло в начале 90-х годов применительно к области радиолокации при обработке сигналов с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ). Это преобразование стало эффективным инструментом при решении задач обнаружения и оценки параметров сигналов с ЛЧМ, а также в задачах фильтрации и мультиплексирования сигналов на фоне помех [1..3].

Представляет интерес использование ДрПФ для обработки сигналов с частотной модуляцией, получивших широкое применение при решении задач временной и частотной синхронизации в современных радиосистемах передачи информации (РСПИ) [4]. Как правило,

реализация методов синхронизации предполагает определение взаимной корреляционной функции двух и более синхронизирующих символов (синхросимвол).

При этом существенное влияние на качество оценки временного положения синхросимволов оказывают сложные условия приема, связанные с нестационарностью канала связи и с многолучевым распространением радиосигналов.

Целью работы является обоснование метода оценки временного рассогласования синхросимволов на основе дробного преобразования Фурье при приеме в условиях многолучевого распространения.

При использовании ДрПФ для анализа сигналов в РСПИ используется система координат, соответствующая времени и частоте. Если рассматривать представление сигнала  $x(t)$  вдоль оси времени ( $t$ ), то оператор его преобразования Фурье, который будет обозначаться  $F$ , преобразует сигнал и дает представление  $S(\omega) = F\{x(t)\}$  вдоль оси частот, имеющей угол  $\pi/2$  с осью  $t$ . ДрПФ строится на основе поворота время-частотной плоскости на некоторый угол  $\alpha$ , не равный (и не кратный) величине  $\pi/2$ . Если допустить, что оператор, действуя на сигнал  $x(t)$ , отображает его на ось  $u$ , повернутую на угол  $\alpha$  относительно направления  $t$ , этот оператор (обозначаемый  $F_\alpha$ ) имеет выражение в форме интеграла от сигнала, умноженного на некоторое ядро (на функцию двух переменных:  $K_\alpha(t, u)$ ), и является оператором ДрПФ. ДрПФ порядка  $\alpha$  при произвольном угле  $\alpha = a\pi/2$  для сигнала  $x(t)$  определяется следующим выражением [2, 3]:

$$S_\alpha(u) = F_\alpha\{x(t)\} = \int_{-\infty}^{\infty} x(t)K_\alpha(t, u)dt = \begin{cases} \sqrt{\frac{1-j\operatorname{ctg}(\alpha)}{2\pi}} \exp\left(j\frac{u^2}{2}\operatorname{ctg}(\alpha)\right) \int_{-\infty}^{\infty} x(t)\exp\left(j\frac{t^2}{2}\operatorname{ctg}(\alpha) - j\frac{ut}{\sin(\alpha)}\right) dt, & \text{если } \alpha \text{ не кратно } \pi; \\ x(t), & \text{если } \alpha \text{ кратно } \pi; \\ x(-t), & \text{если } \alpha + \pi \text{ кратно } \pi. \end{cases} \quad (1)$$

Если  $x(t)$  является функцией с линейным законом изменения частоты, то для  $F_\alpha\{x(t)\}$  существует оптимальный порядок преобразования  $\alpha_{opt} = \max_{\alpha}(S_\alpha(u))$ , при котором модуль спектра в области ДрПФ имеет форму одиночного выброса. Величина оптимального значения  $\alpha_{opt}$  определяется параметрами анализируемого сигнала, а также зависит от разрешающей способности преобразования по частоте и во времени [5].

В [6] рассмотрен пример решения задачи оценки временного и частотного рассогласования на основе ДрПФ с использованием подхода, предложенного S. Choi [7], в соответствии с которым оценка временного положения  $\hat{\delta}$  выполняется с помощью синхросимвола  $\mathbf{P}$ , состоящего из двух последовательностей:  $\mathbf{P}=[\mathbf{A} \ \mathbf{D}^*]$ , где  $\mathbf{A} = \{c(n)\}_{n=1}^{N/2}$ , а  $\mathbf{D}^*$ , является комплексно-сопряженной последовательностью, полученной зеркальным отражением сигнала  $\mathbf{A}$ ,  $c(n)$  – последовательность Задова-Чу [8, 9],  $N/2$  – длина последовательности.

В этом примере оценка временного положения  $\hat{\delta}$  с помощью ДрПФ осуществляется на этапе точной временной синхронизации. Оценка осуществляется с учетом наличия в синхросимволе двух последовательностей  $\mathbf{A}$  и  $\mathbf{D}^*$  для которых  $\alpha_{opt} = 3\pi/4$ . Результатом применения ДрПФ с углом  $\alpha_{opt} = 3\pi/4$  для последовательности  $\mathbf{A}$  и  $\mathbf{D}^*$  является спектр, характеризующийся наличием боковых лепестков на уровне -14.25 дБ.

Для анализа распределения энергии сигнала по времени и частоте используется преобразование Вигнера-Вилле [3]. Время-частотное распределение энергии (ВЧР) последовательности Задова-Чу характеризуется наличием двух участков длиной  $N/4$  с линейно-

возрастающей частотой. Для этих участков  $\alpha_{opt} \approx 2.02275$ , полученный спектр ДрПФ характеризуется меньшим уровнем боковых лепестков -33.27 дБ, что, как будет показано ниже, приведет к повышению эффективности метода оценки временного рассогласования.

Предлагаемый метод оценки временного положения синхросимвола будет строиться с учетом наличия двух участков с линейно-возрастающей частотой длиной  $N/4$  в последовательности **A** и **D\*** для  $\alpha_{opt} \approx 2.02275$ . С учетом этого операция оценки временного положения синхросимвола  $\hat{\delta}$  будет состоять в поиске максимума функции правдоподобия следующего вида:

$$\hat{\delta} = \arg \max_{\delta} \{M(\delta)\}, M(\delta) = \left( \frac{P(\delta)}{R(\delta)} \right)^2, \quad (2)$$

$$P(\delta) = \left| \mathbf{S}_{a1}^{(\delta,0)} \{m_p\} \cdot \mathbf{S}_{a2}^{(\delta,0)} \{m_p\} \cdot \mathbf{S}_{a1}^{(\delta,N/2)} \{m_p\} \cdot \mathbf{S}_{a2}^{(\delta,N/2)} \{m_p\} \right|, \quad (3)$$

$$R(\delta) = \sum_{i=\delta}^{N/2-1+\delta} |r(i)|^2, \quad (4)$$

где  $\mathbf{S}_{a1}^{(\delta,K)} \{m\} = F_a \left( \{r(n)\}_{n=\delta+K}^{\delta+N/4+K} \right)$ ;  $\mathbf{S}_{a2}^{(\delta,K)} \{m\} = F_a \left( \{r(n)\}_{n=\delta+N/2+1+K}^{\delta+N/4+2+K} \right)$  – матрица-строка отсчетов принимаемого сигнала;  $m_p$  – отсчет спектра ДрПФ, соответствующий ожидаемому положению максимума амплитудного спектра  $\mathbf{S}_{a1}^{(\delta,K)}$  и  $\mathbf{S}_{a2}^{(\delta,K)}$ .

Для оценки эффективности предложенного метода оценки временного положения синхросимвола осуществлено имитационное моделирование для стационарного многолучевого канала связи COST 259 [10] в условиях городской застройки (Typical Urban) для РСПИ, использующей OFDM (Orthogonal frequency division multiplexing) сигналы с количеством поднесущих  $N = 512$  и величиной циклического префикса 32 отсчета.

В результате имитационного моделирования получены зависимости средней квадратичной ошибки оценок  $\hat{\delta}$   $\sigma_{\hat{\delta}}$  и дисперсии оценок  $\hat{\delta}$   $D_{\hat{\delta}}$  от отношения сигнал-шум (ОСШ) (см. таблицу).

Результаты имитационного моделирования.

ОСШ, дБ	Метод	-8	-4	0	4	8
$\sigma_{\hat{\delta}}$	[6]	62426	38915	1461	41.66	34.49
	[7]	2406	9.8	8.721	8.726	8.969
	Предложенный	999.4	4.604	4.019	4	4
$D_{\hat{\delta}}$	[6]	30951	20660	1341	2.638	1.639
	[7]	957.1	0.72	0.1822	0.107	0.0061
	Предложенный	2308	0.253	0.0072	0	0

Полученные зависимости показывают, что предложенный метод оценки временного рассогласования обеспечивает выигрыш в  $\sigma_{\hat{\delta}}$  3.28 и 39.27 дБ по сравнению с методом, предложенным в [6] и [7] при ОСШ= -4 дБ; при ОСШ = 2 дБ выигрыш составляет 3.38 и 10.17 дБ соответственно. Также зависимости показывают, что предложенный метод по сравнению с методом [6] и [7] обеспечивает меньшие значения  $D_{\hat{\delta}}$  при ОСШ более -4 дБ.

Предложен метод оценки временного рассогласования синхросимволов. Разработанный метод базируется на применении дробного преобразования Фурье. Применение предложенного метода позволяет значительно уменьшить значения средней квадратичной ошибки и дисперсии оценки временного положения синхросимвола для каналов связи с многолучевым распространением по сравнению с рассмотренными методами оценки.

### Библиографический список

1. Бакке А.В., Лукашин И.В. Усовершенствованный алгоритм временной синхронизации с использованием дробного преобразования Фурье // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. 2015. № 4-1 (54). С. 20-24.



2. H. M. Ozaktas, O. Arikan, M. A. Kutay, G. Bozdogat. Digital computation of the fractional Fourier transform. // Signal Processing, IEEE Transactions on. 1996. vol. 44. P. 2141-2150.
3. А. В. Меркушева. Аналитические формы обработки сигналов в информационно-измерительных системах на основе обобщенной модификации преобразования Фурье // Научное приборостроение. 2005. Том 15. № 4. С. 3–17.
4. Yang Wen, Wei Huang, Zhongpei Zhang. CAZAC sequence and its application in LTE random access. // Information Theory Workshop. 2006. ITW '06 Chengdu, IEEE. 2006. P.544-547.
5. R. Jacob, T. Thomas, A. Unnikrishnan. Applications of Fractional Fourier Transform in Sonar Signal Processing. // IETE Journal of Research. 2009. V. 55. P. 16-27.
6. Лукашин И.В. Метод оценки временного рассогласования OFDM сигналов с помощью дробного преобразования Фурье // XXVIII Международная научная конференция «Математические методы в технике и технологиях» (ММТТ – 28): сборник трудов. Том 9. – Саратов, 2015. – С. 9-14.
7. S. D. Choi, J. M. Choi, J. H. Lee. An initial timing offset estimation method for OFDM systems in Rayleigh fading channel // IEEE 64th Vehicular Technology Conference. 2006. P. 1–5.
8. D. C. Chu. Polyphase codes with good periodic correlation properties // IEEE Trans. Inf. Theory. 1972. V. 18. № 4. P. 531-532.
9. R. L. Frank and S. A. Zadoff. Phase shift pulse codes with good periodic correlation properties // IRE Trans. Inform. Theory. 1962. V. 8. № 6. P. 381–382.
10. ETSI TR 125 943. Universal Mobile Telecommunications System (UMTS). Version 7.0.0. Release 7. 2007.

УДК 621.395; ГРНТИ 49.27.31

## **ИЗУЧЕНИЕ ВЛИЯНИЯ АКУСТИЧЕСКИХ ШУМОВ НА ПЕРВИЧНЫЕ КОДЕКИ РЕЧЕВЫХ СИГНАЛОВ**

**С.Н. Кириллов, В.Т. Дмитриев, А.Ф. Янак**

*Рязанский государственный радиотехнический университет,  
Россия, Рязань, vol77@rambler.ru*

*Аннотация.* Исследовано влияние акустических шумов с разным уровнем на известные первичные кодеки речевых сигналов. Предложены рекомендации по применению кодеков в условиях действия различных видов акустических шумов.

*Ключевые слова.* Акустические шумы, первичное кодирование, речевые сигналы.

## **STUDY OF ACOUSTIC NOISE IN THE PRIMARY CODECS SPEECH SIGNALS**

**S.N. Kirillov, V.T. Dmitriev, A. F. Ianac**

*Ryazan State Radio Engineering University,  
Ryazan, Russia, vol77@rambler.ru*

*Abstract.* Investigated the effect of acoustic noise with different levels of the known modern primary speech codecs. Recommendations on the use of codecs under the action of a variety of acoustic noise with different levels.

*Keywords.* Acoustic noise, initial coding, speech signals.

Использование цифровых методов представления, обработки и передачи информации, приводит к многократному увеличению занимаемой полосы частот и, как следствие этого, к многократному увеличению избыточности передачи информационных сообщений [1]. Разработка эффективных методов цифрового преобразования - сжатия различных информационных сигналов в первичных кодеках является решением данной задачи. Поскольку речь является наиболее распространенным видом информации передаваемой по каналам связи, вопросы сжатия (цифрового кодирования) речи являются наиболее актуальными [2].

На существующие системы связи действуют различные акустические шумы (АШ), которые в той или иной степени присутствуют практически всегда и везде [3]. Например, на транспорте, в бытовых условиях, в местах скопления большого числа людей и т. д. В связи с этим возникает необходимость исследования степени влияния различных АШ на различные первичные кодеки, используемые в системах передачи РС и разработки адаптивных к АШ алгоритмов кодирования РС.

Исследования в данном направлении проводились и раньше, но они не охватывают весь диапазон скоростей первичных кодеков РС [4, 5]. Кроме того, в современных системах передачи РС используются различные первичные кодеки РС, влияние АШ на которые еще не известно.

В данной статье проведены исследования всего диапазона скоростей кодирования первичных кодеков РС. Так, исследованы низкоскоростные первичные кодеки РС (LBRAMR 1

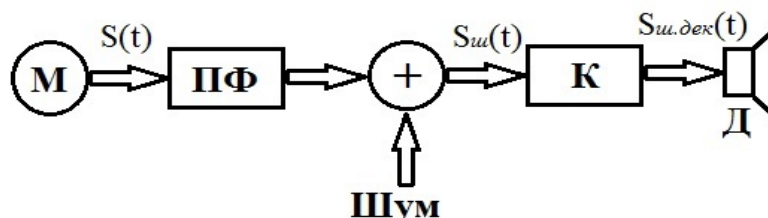
кбит/с, LBRAMR 1.2 кбит/с, LBRAMR 2 кбит/с, LBRAMR 2.4 кбит/с, ММВЕ 1.2 кбит/с, ММВЕ 2.4 кбит/с, RММВЕ 2.4 кбит/с), среднескоростные первичные кодеки РС (ICELP 4.8 кбит/с, ICELP 6 кбит/с, ICELP 8 кбит/с, G.723.1 5.3 кбит/с, G.723.1 6.3 кбит/с, G.729a 8 кбит/с) и высокоскоростные первичные кодеки РС (G.728i 16 кбит/с, G.726 16 кбит/с, G.726 24 кбит/с, G.726 32 кбит/с, G.726 40 кбит/с, G.722 48 кбит/с, G.722 56 кбит/с, G.722 64 кбит/с). Данные кодеки используются во всех основных видах телекоммуникационных систем. Например, в IP-телефонии (G.723.1) [6, 7], в приложениях передачи речи по сетям Frame Relay (G.729a) [8, 9], в телефонных сетях (G.726) [10, 11], в системах связи специального назначения (LBRAMR, ММВЕ). Таким образом, исследуемые кодеки охватывают весь диапазон (от 1 до 64 кбит/с) скоростей известных систем передачи РС.

Проведены исследования первичных кодеков РС при действии различных видов естественных АШ. Все АШ можно классифицировать на три группы: широкополосные АШ (фен, чайник, музыка), узкополосные АШ (стиральная машина, самолет, двигатель) и импульсные АШ (поезд). Помимо естественных АШ, также было исследовано влияние искусственно синтезированных АШ: импульсный, широкополосный, узкополосный (с полосой 0,5 кГц со смещением центральной частоты по спектру сигнала). Сигналы подвержены воздействию АШ с различными уровнями ОСШ: -10 дБ, 10 дБ, 20 дБ, 30 дБ.

Для оценки качества речи и узнаваемости голоса диктора использовались 7 тестовых акустически взвешенных фраз, приведенных в ГОСТ Р 50840-95 [12]. Речевой материал был продиктован десятью дикторами (3 женщины и 7 мужчин). Запись РС осуществляется в специальном помещении кабинетного типа (с размерами 5,7\*2,9\*3 м и временем реверберации порядка 350 мс) при наличии естественного фонового шума слабого уровня. Для записи использовался профессиональный диктофон Olympus LS-10 (Linear PCM recorder), обеспечивающий возможность записи РС в формате WAV со следующими параметрами: частота дискретизации 44,1 кГц; разрядность квантования 16 бит; тип кодирования ИКМ.

Диктофон был установлен на расстоянии 0.5 м перед диктором на уровне лица.

Структурная схема проведения исследований показана на рисунке.



Структурная схема получения субъективной оценки качества речи

На рисунке используются следующие обозначения: М – микрофон (или другое устройство записи РС), ПФ – полосовой фильтр, К – кодек РС, Д - динамик.

Записанная на диктофон фраза поступает на ПФ с полосой 0,1-3,4 кГц, затем конвертируется программным конвертором с частотами дискретизации 8 кГц или 16 кГц и разрядностями квантования 8 или 16 бит. Далее на РС накладывается АШ с определенным уровнем, чтобы обеспечить требуемое ОСШ (-10 дБ, 0 дБ, 10 дБ, 20 дБ, 30 дБ), полученная смесь поступает на вход блока К. В блоке К происходит кодирование и декодирование РС в соответствии с принятыми по международным стандартам кодеками. Ошибки в канале связи не учитываются. Декодированный РС поступает на акустические колонки и в соответствии с ГОСТ Р 50840-95 [12] десятью аудиторами производится оценка качества речи в баллах.

Данные исследования были произведены для всех исследуемых кодеков, для всех фраз, всех дикторов при действии каждого вида АШ с различными уровнями с последующим усреднением данных по дикторам и реализациям РС. Также была произведена оценка качества РС без влияния АШ.

Проведенное исследование и его результаты планируется использовать при разработке рекомендаций по выбору кодеков, работающих в конкретной помеховой обстановке с определенными параметрами АШ.

В результате исследований были построены экспериментальные зависимости, отражающие усредненное качество восстановленного РС для каждого первичного кодека РС при влиянии различных АШ с различным уровнем.

Далее приведены результаты анализа данных зависимостей.

Для низкоскоростных первичных кодеков при действии узкополосных АШ наиболее помехоустойчивы кодеки LBRAMR 2 кбит/с, LBRAMR 2.4 кбит/с, ММВЕ 2.4 кбит/с, а менее помехоустойчивы LBRAMR 1 кбит/с, LBRAMR 1.2 кбит/с, ММВЕ 1.2 кбит/с. При действии широкополосных АШ наиболее помехоустойчивы кодеки LBRAMR 2 кбит/с, LBRAMR 2.4 кбит/с, а менее помехоустойчивы LBRAMR 1 кбит/с, LBRAMR 1.2 кбит/с, ММВЕ 1.2 кбит/с. При действии импульсных АШ наиболее помехоустойчивы кодеки LBRAMR 1 кбит/с, LBRAMR 1.2 кбит/с, а менее помехоустойчивы ММВЕ 2.4 кбит/с, RММВЕ 2.4 кбит/с.

Для среднескоростных первичных кодеков при действии узкополосных АШ наиболее помехоустойчив кодек G 729a 8 кбит/с, а менее помехоустойчивы ICЕLP 4.8 кбит/с, G 723.1 5.3 кбит/с. При действии широкополосных АШ наиболее помехоустойчивы кодеки G 729a 8 кбит/с, ICЕLP 8 кбит/с, а менее помехоустойчив ICЕLP 4.8 кбит/с. При действии импульсных АШ наиболее помехоустойчив кодек G 729a 8 кбит/с, ICЕLP 4.8 кбит/с, а менее помехоустойчивы G 723.1 5.3 кбит/с, ICЕLP 6 кбит/с, ICЕLP 8 кбит/с.

Для высокоскоростных первичных кодеков при действии узкополосных АШ наиболее помехоустойчивы кодеки G 728i 16 кбит/с, G 726 32 кбит/с, G 726 40 кбит/с, а менее помехоустойчив G 726 16 кбит/с. При действии широкополосных АШ наиболее помехоустойчивы кодеки G 728i 16 кбит/с, G 726 32 кбит/с, G 726 40 кбит/с, а менее помехоустойчивы G 726 16 кбит/с, G 722 48 кбит/с, G 722 56 кбит/с, G 722 64 кбит/с. При действии импульсных АШ наиболее помехоустойчивы кодеки G 726 24 кбит/с, G 726 40 кбит/с, а менее помехоустойчивы G 722 48 кбит/с, G 722 56 кбит/с, G 722 64 кбит/с.

Предложены рекомендации по использованию кодеков РС в различной шумовой обстановке: для узкополосных АШ может быть рекомендован кодек G 729a 8 кбит/с; для широкополосных АШ – G 728i 16 кбит/с; для импульсных АШ – G 726 24 кбит/с.

Таким образом, проанализировано влияние АШ на различные высокоскоростные, среднескоростные и низкоскоростные кодеки РС при действии широкополосных, узкополосных и импульсных АШ с различными уровнями отношения сигнала-шум и предложены рекомендации по использованию первичных кодеков в различной шумовой обстановке.

### **Библиографический список**

1. Шелухин О.И., Лукьянцев Н.Ф. Цифровая обработка и передача речи. – М.: Радио и связь, 2000. – 456 с.
2. Рабинер Л.Р., Шафер Р.В. Цифровая обработка речевых сигналов: пер. с англ. / под ред. М.В. Назарова, Ю.Н. Прохорова. – М.: Радио и связь, 1981. – 495 с.
3. Кириллов С.Н., Стукалов Д.Н. Помехоустойчивость кодеков зашумленных речевых сигналов // Электросвязь. – 1995. – N12. – С. 12-13.
4. Кириллов С.Н., Стукалов Д.Н. Высококачественные кодеки с расширенной полосой речевого сигнала // Электросвязь. – 1995. – N9. – С.12-14.
5. Уидроу Б., Стринз С. Адаптивная обработка сигналов: пер. с англ. – М.: Радио и связь, 1989. – 440 с.
6. Рекомендация МСЭ-Т G.723.1.
7. Кодек G.723.1 [Электронный ресурс]. URL: <http://www.univers-spb.ru/technologies/voip.php?print=Y> (дата обращения 17.02.2016).
8. Рекомендация МСЭ-Т G.729a.
9. McQuerry S., McGrew K., Foy S. Cisco Voice over Frame Relay, ATM, and IP – Cisco Press, 2001. – 552p.
10. Рекомендация МСЭ-Т G.726.
11. Кодек G.726 [Электронный ресурс]. URL: <http://www.voip-info.org/wiki/view/ITU%20G.726> (дата обращения 17.02.2016).
12. ГОСТ Р 50840-95 «Передача речи по трактам связи. Методы оценки качества, разборчивости и узнаваемости».

## АЛГОРИТМ ОБРАБОТКИ ВИДЕОДАНЫХ С ЦЕЛЬЮ УСТРАНЕНИЯ ДРОЖАНИЯ КАДРА

С.Н. Кириллов, И.В. Косткин, А.В. Елютин

*Рязанский государственный радиотехнический университет,  
Россия, Рязань kost\_vk@mail.ru, aleksei\_elyutin@mail.ru*

*Аннотация.* Предложен алгоритм обработки видеоданных с целью устранения артефакта дрожания кадра. Алгоритм основан на выделении точечных особенностей кадров, поиске на их основе соответствий между кадрами и построении модели глобального изменения кадров. Представлена структурная схема и результаты работы алгоритма.

*Ключевые слова.* Обработка видеоданных, устранение дрожания.

### ALGORITHM OF VIDEO DATA PROCESSING FOR FRAME SHAKING REMOVING

S.N. Kirillov, I.V. Kostkin, A.V. Elyutin

*Ryazan state radioengineering university,  
Russia, Ryazan, kost\_vk@mail.ru, aleksei\_elyutin@mail.ru*

*Summary.* The algorithm for processing video data to eliminate artifact shake frame. The algorithm is based on the allocation of point features, search based on these correspondences between frames and construction of the model of global change frames. The block diagram and the results of the algorithm are represented.

*Keywords.* Video processing, jitter removing.

Цифровые видеокамеры эксплуатируются в различных условиях и во многих случаях подвержены воздействию вибраций или ветра. Это приводит к появлению такого артефакта, как дрожание видеокadra. Зрительный аппарат человека очень чувствителен к этим артефактам, кроме того, дополнительные нежелательные изменения картинки от кадра к кадру приводят к уменьшению корреляционных связей между кадрами, что значительно увеличивает время работы видеокодеков.

Целью данной работы является разработка программного алгоритма обработки видеоданных с целью устранения дрожания видеопоследовательности. Предлагаемый алгоритм позволяет достичь более комфортных условий зрительного восприятия, а также повысить эффективность работы видеокодеков с преобразованной видеопоследовательностью.

Для минимизации дрожания необходимо определить модель глобального смещения видеокadra, при этом рассматривались прямые и косвенные подходы к решению данной задачи [1]. Разработанный метод основан на косвенном подходе и предполагает выделение уникальных особенностей каждого кадра. В соответствии с поведением выделенных особенностей составляется модель преобразования кадров.

Выделение особенностей кадра предполагает нахождение особых точек изображения и построения их дескрипторов. Для нахождения особых точек используется детектор Fast-Hessian, а для описания найденных особых точек – алгоритм построения дескрипторов SURF [2] (англ. Speed-Up Robust Features).

Детектор Fast-Hessian основан на нахождении максимальных значений определителя

матрицы Гессе [2]: 
$$H(x, \sigma) = \begin{bmatrix} L_{xx}(x, \sigma) & L_{xy}(x, \sigma) \\ L_{yx}(x, \sigma) & L_{yy}(x, \sigma) \end{bmatrix}, \quad \text{где} \quad L_{xx}(x, \sigma) = \frac{\partial^2}{\partial x^2} g(\sigma),$$

$L_{xy}(x, \sigma) = L_{yx}(x, \sigma) = \frac{\partial}{\partial x} \frac{\partial}{\partial y} g(\sigma), \quad L_{yy}(x, \sigma) = \frac{\partial^2}{\partial y^2} g(\sigma)$  - свертки вторых производных гауссиана

$g(s)$  (с размером ядра  $s$ ) с интегральным изображением в точке  $x$ . Для ускорения вычислений окна вторых производных гауссианов заменены бокс-фильтрами соответствующего размера (Рис. 1).

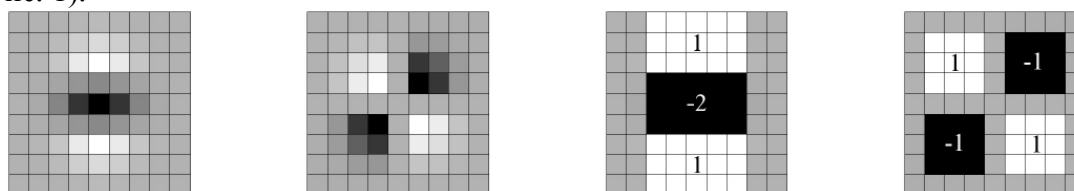


Рис. 1. Окна вторых производных гауссианов (слева) и соответствующие им бокс-фильтры (справа)

Бокс-фильтры соответственно обозначаются как  $D_{xx}, D_{xy}, D_{yy}$ . Определитель матрицы Гессе будет иметь следующий вид:  $\det(H_{approx.}(x,s)) = D_{xx} - D_{yy} - (wD_{xy})^2$ , где  $w$  - весовой

коэффициент для компенсации замены бокс-фильтрами  $w = \frac{|L_{xy}(s)|_F |D_{yy}(s)|_F}{|L_{xy}(s)|_F |D_{xy}(s)|_F}$ ,  $s$  - размер

бокс-фильтра. Этот коэффициент остается неизменным для гауссианов с большими размерами ядра и соответствующих им бокс-фильтрам [2]. Если модуль аппроксимированного определителя матрицы Гессе превосходит заданное пороговое значение, то данная точка считается особой для текущего изображения.

Построение SURF дескрипторов особых точек изображения осуществляется на выделенном регионе, имеющем размер  $20s$ , где  $s$  - размер бокс-фильтра, с помощью которого найдена особая точка. Дескриптор каждой особой точки представляет собой сумму откликов горизонтального и вертикального вейвлетов Хаара. Также для учета информации об изменении интенсивности рассчитываются суммы абсолютных значений откликов в каждом направлении (Рис. 2).

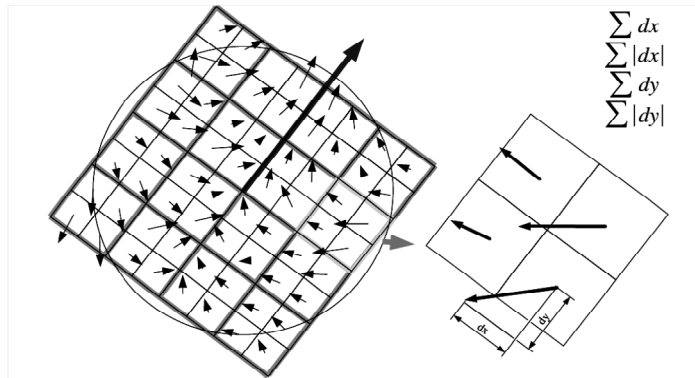


Рис. 2. Суммы откликов вейвлетов Хаара для региона (слева) и для субрегиона (справа)

Таким образом, для каждого региона дескриптор будет представляться 64 значениями. По вычисленным дескрипторам для пары соседних кадров определяются соответствующие друг другу особые точки, с помощью которых будет вычислена модель изменения кадра [4]. Модель изменения кадра учитывает смещение кадра в горизонтальном и вертикальном направлениях, а также поворот и масштабирование. Для построения модели, соответствующей реальному изменению, используется алгоритм MLESAC [5]. С помощью алгоритма MLESAC исключаются такие особенности, которые могут привести к ошибке при построении модели смещения кадра.

Используя описанный выше подход, был разработан программный алгоритм устранения дрожания видеопоследовательности. Основными особенностями предлагаемого алгоритма устранения дрожания являются выполнение в один проход, а также заполнение потерянных в результате смещений областей кадра информацией из предыдущих кадров. Структурная схема алгоритма представлена на рис. 3.

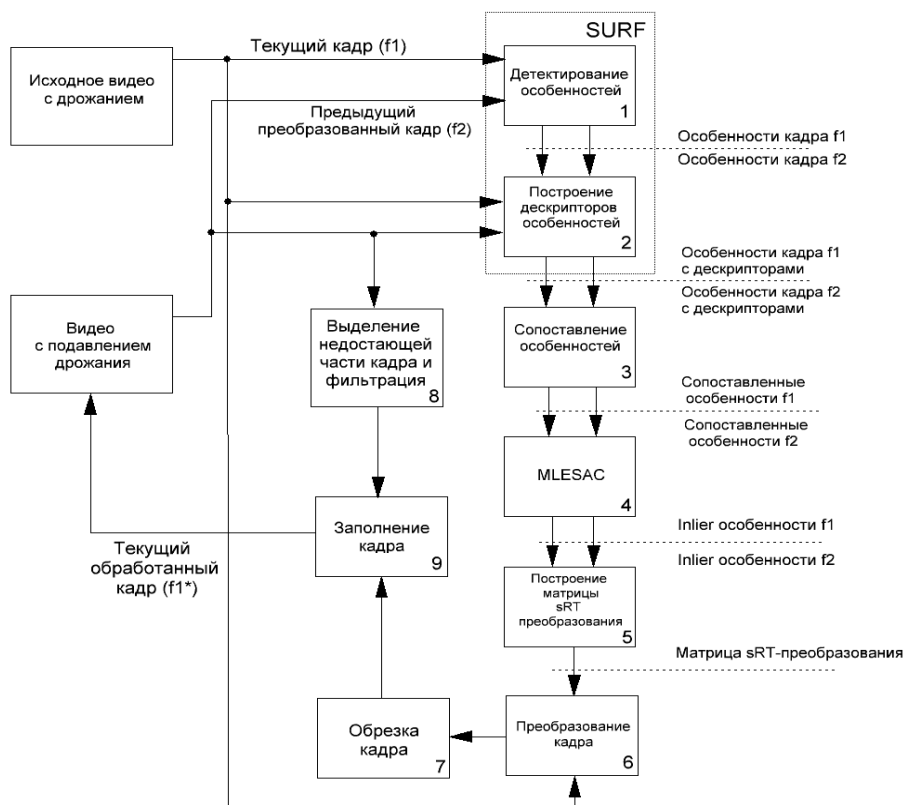


Рис. 3. Структурная схема алгоритма устранения дрожания

Экспериментальные исследования производились на цифровых видеоданных с сильно заметным эффектом дрожания, в градации серого [0...255] с разрешением 640x480 точек.

Результат работы алгоритма иллюстрируют зависимости суммарных смещений кадра  $S(f)$  от номера текущего кадра  $f$  в горизонтальном и вертикальном направлениях.

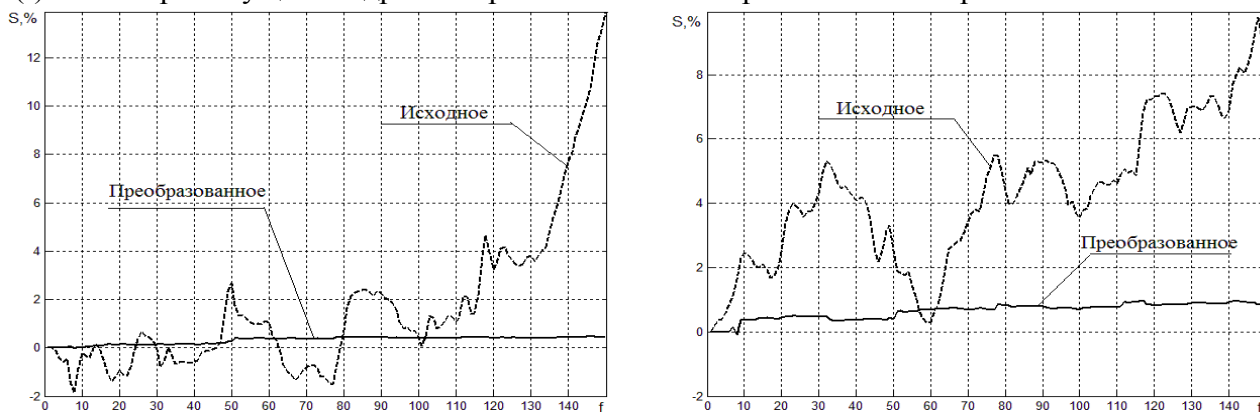


Рис. 4. Суммарное смещение кадра до и после работы алгоритма подавления дрожания в горизонтальном (слева) и в вертикальном (справа) направлениях

Анализ зависимостей (Рис. 4) показывает, что после работы предложенного программного алгоритма устранения дрожания суммарное смещение кадров значительно снизилось. В горизонтальной плоскости – с 14 % до 0,3 %, в вертикальной плоскости – с 9 % до 0,5 %. Таким образом, полученный программный алгоритм позволяет добиться существенного снижения дрожания видеопоследовательности. Кроме того, наблюдается снижение времени, затрачиваемого на сжатие видео с подавлением дрожания по сравнению с исходным видео в среднем на 40 %.

### Библиографический список

1. T. Lindeberg. Scale Selection Properties of Generalized Scale-Space Interest Point Detectors. – Journal of Mathematical Imaging and Vision vol.46, 2013. – С 177-210.
2. H. Bay, T. Tuytelaars, L. van Gool SURF: Speeded Up Robust Features. – Proceedings of the 9th European Conference on Computer Vision, Springer LNCS vol. 3951, part 1, 2006. С.404–417.

3. T. Lindeberg. Detecting Salient Blob-Like Image Structures and Their Scales with a Scale-Space Primal Sketch: A Method for Focus-of-Attention. – International Journal of Computer Vision 11(3), 1993. – С. 283–318.
4. Конушин А. Устойчивые алгоритмы оценки параметров модели на основе случайных выборок. [Электронный ресурс] URL (Режим доступа): <http://cgm.computergraphics.ru/content/view/47>, (дата обращения 28.08.2015 г.)
5. P. Torr and A. Zisserman. MLESAC: A new robust estimator with application to estimating image geometry. – Computer Vision and Image Understanding, 78(1), 2000. С.138–156.

УДК 336.5; ГРНТИ 20.51.00

## **НАПРАВЛЕНИЯ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ИНФОРМАЦИОННО-ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СЕТЕЙ В СФЕРЕ СОЦИАЛЬНОЙ ЗАЩИТЫ НАСЕЛЕНИЯ**

**И.А. Ежова**

*Рязанский государственный радиотехнический университет,  
Россия, Рязань, ezhova.inga2015@yandex.ru*

*Аннотация.* Статья посвящена применению информационно-телекоммуникационных сетей в сфере социальной защиты населения. Раскрыты направления использования информационно-телекоммуникационных сетей в учреждениях социальной защиты населения.

*Ключевые слова.* Информационно-телекоммуникационные сети, социальная сфера, процесс информатизации, учреждения социальной защиты населения, информационно-компьютерные технологии.

## **DIRECTIONS OF USE OF INFORMATION AND TELECOMMUNICATION NETWORKS IN THE FIELD OF SOCIAL PROTECTION OF THE POPULATION**

**I.A. Ezhova**

*Ryazan State Radio Engineering University,  
Ryazan, Russia, ezhova.inga2015@yandex.ru*

*Abstract.* The article is devoted to the application of information and telecommunication networks in the field of social protection of the population. Reveals the directions of use of information and telecommunication networks in institutions of social protection of the population.

*Keywords.* Information and telecommunication networks, social services, the process of Informatization, social protection institution, information and computer technologies.

**Информационно-телекоммуникационная сеть - это, прежде всего,** совокупность технических средств для сбора, обработки и передачи информации. Основным элементом является сеть Интернет. Телекоммуникация предполагает дистанционную связь и передачу различной информации (аудио, видео) с помощью компьютеров.

Наиболее важные сервисы для общества предоставляются сетью Интернет, таковыми могут быть возможности информационно-телекоммуникационных сетей:

- обмен текстовыми сообщениями между пользователями с помощью «электронной почты»;
- обмен информацией между пользователями на телеконференциях;
- электронная полоса новостей;
- обмен текстовыми сообщениями посредством диалога «запрос пользователя — ответ специалиста»;
- передача информации (аудио, видео, фото файлы);
- организация сообществ пользователей для обмена информацией в рамках группы и т.д.

Информационные возможности: поиск в сети Интернет и просмотр любой информации (текстовой, аудио и т.д.), интересующей пользователей;

Возможности консультаций: обмен информацией по различного рода консультациям, коммерческие услуги; диалог пользователей в режиме on-line.

Рекламные возможности: коммерческая реклама, размещение рекламы на официальных сайтах, а также возможности общения в режиме «Skype».

Информационные технологии (ИТ), основанные на сети Интернет, являются повседневной необходимостью в современном обществе, открывая все новые возможности свободного распространения информации, знаний и т.д.

Быстрое развитие компьютерных технологий, несомненно, привело к глобальной проблеме информатизации современного общества. Проблема проникла во все сферы деятельности человека.

Эффективное во всех смыслах этого слова управление различными социальными учреждениями и системами невозможно без использования информации. Социальная сфера выступает одной из важных сфер современного общества. Социальную сферу организуют большие социальные общества (группы), социальные институты, отдельные личности. Данные группы преследуют основную цель - защищать свои законные интересы.

Формирование информационного общества предполагает и преобразование данного сообщества. Различные специалисты, а в нашем случае социальной сферы, обязаны выступать посредниками в разрешении социальных проблем общества, взаимодействуя с различными учреждениями и общественными организациями, а также государством посредством исполнения основных задач и функций социальной политики.

Информационные технологии прочно вошли в социальную сферу. Компьютерные технологии являются средством повышения эффективности трудовой деятельности человека, а также незаменимы для учреждений социальной защиты населения.

Важным критерием выступает необходимость информационной поддержки со стороны государства, так как наше общество не может быть проинформировано о своих правах в системе социальной защиты, а также пользоваться ими.

Сегодня становится необходимым создание развитой информационно-коммуникативной инфраструктуры системы социальной защиты населения, которая включает комплекс мер по предотвращению социальной напряженности в обществе, социальному обеспечению, социальной поддержке граждан, оказавшихся в трудной жизненной ситуации.

Информатизация сферы социальной защиты является новым аспектом современного общества. Процесс информатизации создает условия для целенаправленного использования информационных технологий в данной сфере. Информатизация социальной инфраструктуры осуществляется в рамках федеральных и региональных целевых программ, а также информационного законодательства. Данный процесс на сегодняшний день является неконтролируемым, отчего теряется возможность достижения социальной стабильности в обществе.

Использование информационно-телекоммуникационных сетей предоставляет возможности клиентам социальных служб:

- доступность оказания социальных услуг (через сеть Интернет осуществляются консультационные услуги по социальной поддержке граждан, а также проведение первичной диагностики специалистами возможных клиентов);
- повышение информированности клиента, оперативное размещение информации в сети Интернет на официальном сайте социального учреждения.

Помимо этого, обеспечивается высокая оперативность получения ответа на запрос клиента (осуществляется «адресная социальная помощь»); сокращение времени получения социальной помощи, поддержки необходимо в адаптации людей с ограниченными физическими возможностями. Использование информационно-телекоммуникационных сетей в органах управления социальной защиты населения и социальных службах позволяет повысить качество работы.

Решение таких, на первый взгляд, долгосрочных задач как для клиента, так и для специалистов: назначения и выплаты различных видов пособий, учет особо нуждающихся в оказании адресной социальной помощи, учет предоставления льгот, решаемых органами социальной защиты населения, стало возможным с применением информационных технологий.

Увеличение программных средств, разработанных и контролируемых министерством, используемых в органах социальной защиты населения, все хранящиеся объемы информации на серверах с каждым годом увеличиваются в несколько раз. Соответственно рас-



тет количество средств компьютерной техники, находящихся в пользовании органов и учреждений социальной защиты населения.

Применение информационных технологий позволяет эффективно обрабатывать и хранить большие объемы информации. Главным поставщиком информации для Министерства социальной защиты населения выступают органы социальной защиты населения муниципальных образований. Именно от их возможности и способности обеспечить своевременное предоставление баз данных с достоверной информацией, а также доставить необходимую информацию до высшего руководства зависит успешное решение задач, поставленных перед органами и учреждениями социальной защиты населения.

Для создания и учета баз данных граждан, которые имеют право на социальную поддержку, используется как программное обеспечение централизованной поставки ("АРМ назначения и выплаты пенсий, ЕДВ и пособий"), так и другие, разработанные министерствами социальной защиты населения муниципальных образований. Во многих регионах России действуют различные информационные системы: "Адресная социальная помощь", "Картотека инвалидов", ведения баз ветеранов Великой Отечественной войны, "Ветеран труда", "Поиск пенсионеров", "Базы данных о гражданах, имеющих право на льготы, пособия", «Обращение граждан», что позволяет через электронную систему подать обращение по пенсионным вопросам, льготам, выплатам, пособиям, социально-бытовому обслуживанию, «Информационный комплекс бюро медико-социальной экспертизы» и т.д [1].

При создании и реализации программных средств министерства социальной защиты должны обеспечить в первую очередь полный и качественный учет граждан, нуждающихся в оказании адресной социальной помощи, а также вести автоматизированный расчет по выплатам пособий гражданам.

Для более оперативной подготовки отчетных документов разного уровня также разработаны программные пакеты, которые обеспечивают автоматизированный сбор и обработку отчетной информации. Информация из баз данных органов социальной защиты населения муниципальных образований передается в министерство для формирования социальных баз данных.

Эффективность применения специалистами по социальной работе, органами управления социальной защиты современных компьютерных технологий, в том числе информационно-телекоммуникационных сетей, определяет ряд положительных направлений:

- возрастает продуктивность работы сотрудников за счет устранения элементов рутинности работы;

- возникает адресная социальная помощь конкретному клиенту;

- уменьшается количество ошибок при составлении справок, рабочей документации.

Но и наблюдается ряд проблем, ограничивающих эффективность работы:

- недостаточный объем новой компьютерной техники, а также частичное несоответствие современному программному обеспечению;

- низкая компьютерная грамотность сотрудников социальной сферы;

- недостаточная степень защищенности информации;

- отсутствие непосредственных контактов с клиентами («обезличивание» клиента).

Обширность социальных проблем требует, прежде всего, координирующей деятельности государственных структур и различных общественных организаций. Внедрение информационных технологий в социальную сферу позволит оперативно и эффективно принимать управленческие решения, постоянно развивать систему социальной защиты населения. Из этого следует, что должна вестись углубленная подготовка специалистов по социальной работе на этапе процесса обучения в вузе, получения знаний, умений и навыков, необходимых для эффективного использования средств ИКТ. Освоение специалистами популярных офисных программ и дополнительных программных пакетов в сфере социальной защиты позволит повысить их конкурентоспособность и увеличить производительность труда.

### **Библиографический список**

1. Об основных направлениях развития информационно-коммуникационных технологий на 2006-2008 годы в социальной сфере Хабаровского края [Электронный ресурс]. URL: <http://docs.cntd.ru/document/995110196> (дата обращения 23.02.2016).

## **АЛГОРИТМ РАСПОЗНАВАНИЯ ХАРАКТЕРНЫХ ОБЪЕКТОВ НА ИЗОБРАЖЕНИИ УРБАНИЗИРОВАННОЙ МЕСТНОСТИ С ЦЕЛЬЮ УМЕНЬШЕНИЯ ЗОНЫ НЕОПРЕДЕЛЕННОСТИ ПРИ ПОЗИЦИОНИРОВАНИИ**

**Э.В. Акопов**

*Рязанский государственный радиотехнический университет,  
Россия, Рязань, akop78195@gmail.com*

*Аннотация.* Предложен алгоритм распознавания промышленных дымовых труб на изображениях, основанный на уменьшении рассматриваемой области снимка путем детектирования границ нескольких видов, с последующим уточнением наличия искомого объекта в выделенных сегментах путем оценки угловых размеров и оценки соотношений между ними. Проведено экспериментальное исследование предложенного алгоритма для различных изображений, при этом значение вероятности правильного обнаружения снимка, содержащего изображение трубы, составило 79 %, в то время как величина вероятности ошибки второго рода находилась в пределах 5 %.

*Ключевые слова.* Видеопозиционирование, урбанизированная среда, распознавание изображений, промышленные дымовые трубы.

## **RECOGNITION ALGORITHM TYPICAL OBJECTS IN THE IMAGE URBAN AREA TO REDUCE ZONES OF UNCERTAINTY IN POSITIONING**

**E.V. Akopov**

*Ryazan State Radio Engineering University,  
Ryazan, Russia, akop78195@gmail.com*

*Abstract.* An algorithm for the recognition of industrial smoke stacks in the images based on the reduction of the area under consideration picture by detecting the boundaries of several species, followed by refinement of the availability of required objects in selected segments by estimating the angular dimensions and evaluation of relations between them. An experimental study of the algorithm for different images, in this case the probability of correct detection of the image containing the image conductive stack was 79%, while the value of the error probability second kind was within 5%.

*Keywords.* Videopositioning, urban environment, image recognition, industrial smoke stacks.

Системы определения местоположения объекта на основе видеоданных об окружающей местности обладают такими преимуществами, как автономность, малозаметность, малая уязвимость к действию внешних электромагнитных помех [1]. Особый интерес представляет применение данных систем для позиционирования роботизированных аппаратов, в состав большинства из которых входит несколько видеокамер.

В работах [2,3] представлена система позиционирования в урбанизированной среде на основе видеоданных об окружающей обстановке и цифровой карты, использующая контуры рельефа местности (КРМ). Работа данной системы включает выделение КРМ с последующим определением местоположения на основе сравнения с эталонными КРМ, построенными на основе цифровой карты, для всех точек зоны неопределенности (территории, в которой может находиться объект позиционирования). Сокращение вычислительных затрат при определении местоположения требует уменьшения зоны неопределенности. Предлагается использовать распознавание характерных объектов на изображениях урбанизированной среды в целях уменьшения зоны неопределенности при видеопозиционировании. Установление факта присутствия на снимке характерного объекта определенного класса позволит уменьшить зону неопределенности до размеров территории, с которой виден хотя бы один подобный объект. Еще больший эффект обещает идентификация конкретного объекта и определение его угловых координат и размеров.

Предложен алгоритм распознавания промышленных дымовых труб на изображении городской местности на основании следующих свойств отображения пространственной структуры данных сооружений на фотоснимках:

- большие угловые размеры в вертикальной плоскости,
- малые угловые размеры в горизонтальной плоскости,
- наличие окрестности, представленной светлым фоном без резких перепадов,

– наличие горизонтальных составляющих градиента яркости, соответствующих окраске, верхней границе или конструктивным элементам объекта.

Структурная схема алгоритма распознавания промышленных дымовых труб на изображении представлена на рисунке 1.



Рис. 1. Структурная схема алгоритма распознавания промышленных дымовых труб на изображении

В состав алгоритма входит предварительная обработка, включающая перевод цветного изображения  $J$ , содержащего  $M \times N$  пикселей, в оттенки серого с последующей гамма-коррекцией [4]. На полученном изображении  $I$  производится детектирование вертикальных положительных, вертикальных отрицательных, а также горизонтальных перепадов с формированием бинарных изображений соответственно  $P, G$  и  $H$ . При этом  $P(m, n) = 1$  при наличии в точке изображения с координатами  $(m, n)$  положительного вертикального перепада, аналогично относительно  $G$  и  $H$ . Затем производится сегментация, в ходе которой выделяются области изображения, имеющие вид градиента яркости, позволяющие предположить наличие в них искомым объектов, (сегментов). Далее производится выделение связанных компонент [4] на данных сегментах, на основе которых производится оценка угловых размеров и координат объектов предположительно представленных на них. В последующем при помощи анализа сегментов и оцененных параметров вычисляется ряд признаков, с помощью которых выносится окончательное решение о наличии изображения трубы в той или иной области изображения (то есть производится классификация сегментов).

Процедура детектирования перепадов включает фильтрацию изображения с соответствующим ядром при последующей пороговой обработке (рисунок 2, а).

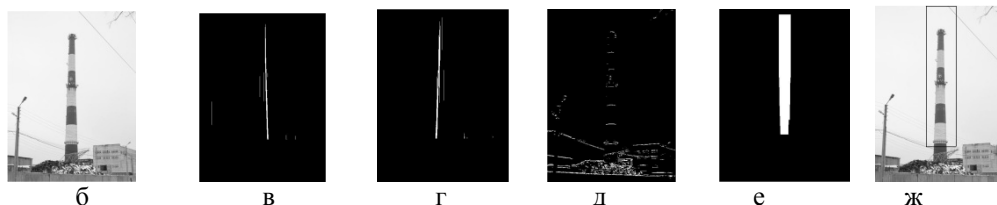
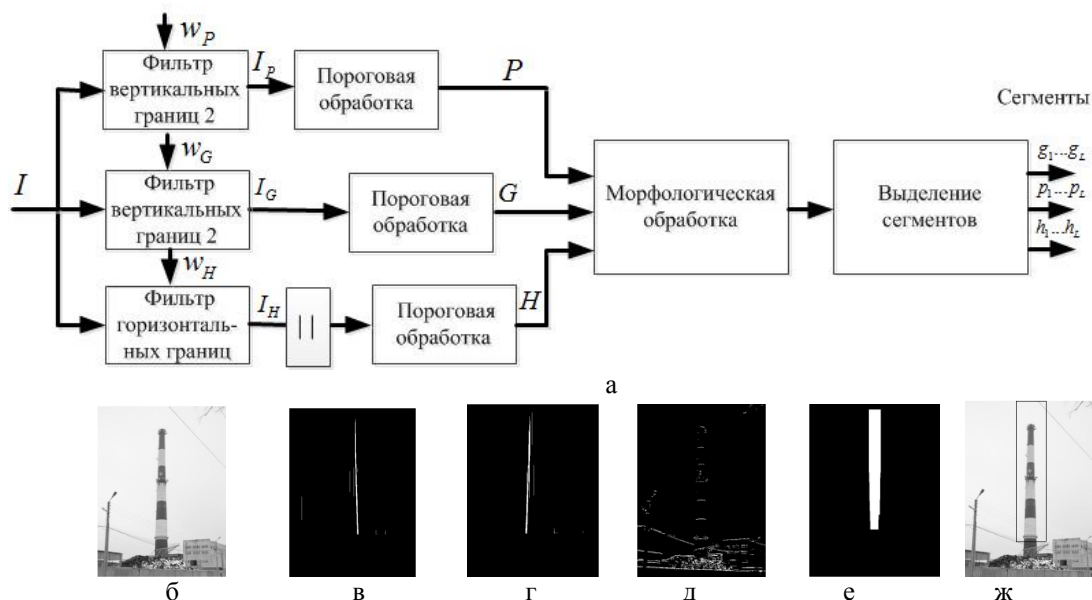


Рис. 2. Структурная схема блока детектирования границ и сегментации алгоритма распознавания промышленных дымовых труб на изображении

При этом рассматривались следующие виды ядер фильтрации:

$$w_P = \begin{Bmatrix} 1 & -1 \\ 1 & -1 \\ \dots & \dots \\ 1 & -1 \end{Bmatrix}; \quad w_G = \begin{Bmatrix} -1 & 1 \\ -1 & 1 \\ \dots & \dots \\ -1 & 1 \end{Bmatrix}; \quad w_H = \begin{Bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ -1 & -1 & \dots & -1 \end{Bmatrix}; \quad (1)$$

где  $w_P, w_G$  – соответственно ядра фильтрации для вертикальных положительных и вертикальных отрицательных перепадов размерностью  $l_T \times 2$ ,  $w_H$  – ядро фильтрации для горизонтальных перепадов размерностью  $2 \times s_T$ , причем  $l_T, s_T$  – соответственно предполагаемая средняя длина и ширина искомого объекта (на основе эксперимента принято  $l_T = 0.2 \cdot M$ ,  $s_T = 0.05 \cdot N$ ). Пороговая обработка [4] фильтрованных изображений (рисунок 2, б – рисунок 2, в, г, д) производилась по формулам:

$$\begin{aligned} P(m, n) &= 1 \text{ при } (I_P(m, n) > t_1); \quad G(m, n) = 1 \text{ при } (I_G(m, n) > t_2); \\ H(m, n) &= 1 \text{ при } (|I_H(m, n)| > t_3); \end{aligned} \quad (2)$$

где  $m = \overline{1, M}$  и  $n = \overline{1, N}$ , пороги  $t_1, t_2$  и  $t_3$  определяются экспериментально.

Сегментация изображения включает морфологическую обработку:

$$Y = (P \oplus w_M) \cap (G \oplus w_M) \cap (H \oplus w_M); \quad (3)$$

где  $P \oplus w_M$  – дилатация с прямоугольным ядром  $w_M$  размерностью  $l_T \times s_T$ . На полученном изображении (рисунок 2, е) выделяются связные компоненты, размер которых превышает некоторый минимальный порог (опытным путем определено, что значение этой величины следует выбирать из диапазона  $S_{\min} = 0.4 \cdot l_T \cdot s_T \dots 0.7 \cdot l_T \cdot s_T$ ). При этом определяются границы данных областей (рисунок 2, ж) и формируются соответствующие сегменты бинарных изображений  $P, G, H$  ( $p_1 \dots p_L$ ,  $g_1 \dots g_L$ ,  $h_1 \dots h_L$ , где  $L < 4$  – число выделенных сегментов изображения).

Выделение связных компонент на каждом из бинарных сегментов производилось циклическим методом [4] (рассматриваемый вид связности: 8), с целью оценки размеров предполагаемого объекта, содержащегося в сегменте. При этом для  $p_i, g_i, h_i$  оценки видимых параметров будут иметь вид:

$$\begin{aligned} \tilde{l}_i &= \max_k (\max(MP_i^k) - \min(MP_i^k)), \\ \tilde{s}_i &= \text{mean}_k (\max(NH_H^i(k)) - \min(NH_H^i(k))), \\ \tilde{c}_i &= \text{mean}_k (\max(NH_k^i(k)) + \min(NH_k^i(k))) / 2; \end{aligned} \quad (4)$$

где  $\tilde{l}_i$  – оценка длины объекта в  $i$ -м сегменте,  $MP_i^k$  – множество, содержащее вертикальные координаты точек, входящих в  $k$ -ю связную компоненту сегмента  $p_i$ ,  $\tilde{s}_i$  – оценка ширины объекта,  $NH_H^i$  – множество, содержащее горизонтальные координаты точек, входящих в  $k$ -ю связную компоненту сегмента  $h_i$ ,  $\tilde{c}_i$  – оценка горизонтальных координат центра объекта.

В целях окончательного вынесения решения о наличии на представленном изображении искомого объекта и их локализации производится дополнительная классификация сегментов на основе набора признаков, основанных на следующих эмпирических предположениях:

А. Большое количество точек изображения, в которых детектированы горизонтальные составляющие градиента, соответствует застройке, растительности и другим текстурированным областям, но не искомым объектам.

Б. При наличии в сегменте искомого объекта (трубы) с координатами  $c$  шириной  $s$  основная масса точек, в которых детектированы горизонтальные составляющие градиента, должна находиться на участке, соответствующем горизонтальным координатам  $c - s/2 \dots c + s/2$ .

В. Отношение ширины искомым объектов к длине должно находиться в определенных пределах.

На основании представленных предположений формируются следующие признаки:

1. Количество точек с детектированной горизонтальной составляющей, нормированное к числу пикселей в  $i$ -м сегменте размером  $M_i \times N_i$  детектированной:

$$\alpha_1^i = \sum_{m=1}^{M_i} \sum_{n=1}^{N_i} h_i(m, n). \quad (5)$$

Введение данного признака основано на предположении А.

2. Отношение количества точек с детектированной горизонтальной составляющей внутри ширины предполагаемого объекта к числу пикселей вне данного интервала (предположение Б). Для  $i$ -го сегмента размером  $M_i \times N_i$  при оценке ширины и координат центра объекта соответственно  $\tilde{s}_i = a$  и  $\tilde{c}_i = b$ ,

$$\alpha_2^i = \frac{\sum_{m=1}^{M_i} \sum_{n=b-a/2+1}^{a+b/2} h_i(m, n)}{\sum_{m=1}^{M_i} \sum_{n=1}^{a/2} h_i(m, n) + \sum_{m=1}^{M_i} \sum_{n=b+a/2+1}^{N_i} h_i(m, n)}. \quad (6)$$

3. Отношение ширины предполагаемого объекта в сегменте к длине (предположение В):

$$\alpha_3^i = \frac{\tilde{s}_i}{\tilde{l}_i}. \quad (7)$$

При окончательной классификации решение о наличии в  $i$ -м сегменте изображения искомого объекта выносится с выполнением следующих условий:

$$\begin{cases} \theta_{11} < \alpha_1^i < \theta_{12}, \\ \theta_{21} < \alpha_2^i < \theta_{22}, \\ \theta_{31} < \alpha_3^i < \theta_{32}; \end{cases} \quad (8)$$

при этом пороги  $\theta_{11}, \theta_{12}, \theta_{21}, \theta_{22}, \theta_{31}, \theta_{32}$  выбираются при обучении с использованием маркированной выборки.

Экспериментальное исследование эффективности алгоритма производилось при использовании следующих значений порогов:  $\theta_{11} = 0.1$ ,  $\theta_{12} = 0$ ,  $\theta_{21} = 1$ ,  $\theta_{22} = 0$ ,  $\theta_{31} = 0.2$ ,  $\theta_{32} = 0.005$ , полученных при использовании обучающей выборки, содержащей 75 фотоснимков различных участков городской местности при разных условиях, на которых присутствуют трубы, и 75 аналогичных изображений городской местности, не содержащих данные объекты. На обучающей выборке были достигнуты следующие результаты: величина вероятности правильного обнаружения объекта на снимке составила  $P_{\text{по}} = 0.96$  при значении вероятности ошибки второго рода, равном  $P_{\text{лт}} = 0.03$ . При использовании тестовой выборки общим объемом 412 изображений данные величины составили соответственно  $P_{\text{по}} = 0.79$  и  $P_{\text{лт}} = 0.05$ , что позволяет сделать вывод о целесообразности использования данного алгоритма в целях предварительного уменьшения зоны неопределенности при позиционировании в урбанизированной среде на основе видеоданных.

### Библиографический список

1. F. Bonin-Font, A. Ortiz, G. Oliver Visual Navigation for Mobile Robots: a Survey Department of Mathematics and Computer Science – University of the Balearic Islands, Palma de Mallorca, Spain, 2006 – 25 p.
2. С.Н. Кириллов, В.М. Бердников, Э.В. Акопов. Алгоритм видеопозиционирования объектов в городской местности на основе цифровой карты // Вестник РГРТУ. №1 (Выпуск 47). Рязань, 2014. 3-9 с.
3. С.Н. Кириллов, В.М. Бердников, И.В. Косткин, Э.В. Акопов. Система видеопозиционирования в условиях урбанизированной среды с использованием цифровой карты местности // Доклады 16-й МНТК «Цифровая обработка сигналов и ее применение – DSPA-2014», в 2-х томах. Т.1. Москва, 2014. С. 503-507.
4. Р. Гонсалес, Р. Вудс. Цифровая обработка изображений. М.: Техносфера, 2005. С. 1070.

## КОМПЬЮТЕРНАЯ МОДЕЛЬ УСТРОЙСТВА СИНХРОНИЗАЦИИ ИНФОРМАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ

Аль Бурей Абдо Али Абдулла

*Рязанский государственный радиотехнический университет,  
Россия, Рязань, abdul5513@gmail.com*

*Аннотация.* Рассматривается компьютерная модель устройства синхронизации по элементам системы передачи данных. Соответствующая модель реализована в программе Simulink с использованием графического интерфейса пользователя. Модель позволяет исследовать свойства устройства синхронизации с плавным управлением.

*Ключевые слова.* Компьютерная модель, математическая модель, системы синхронизации, системы передачи данных, тактовая синхронизация, замкнутая система синхронизации.

### COMPUTER MODEL DEVICE SYNCHRONIZATION SYSTEM DATA INFOKOMMUNIKATION

Al-Buraee Abdu Ali Abdullah

*Ryazan State Radio Engineering University,  
Ryazan, Russia, abdul5513@gmail.com*

*Abstract.* In article the computer model of the device of synchronisation on elements of system of data transmission is considered. The corresponding model is realised in program Simulink with use of the graphic interface of the user. The model allows to investigate properties of the device of synchronisation with smooth management.

*Keywords.* Computer model, mathematical model, systems of synchronisation, data transmission system, the clock synchronisation, the closed system of synchronisation.

**Введение.** Известно, что качество передачи данных в инфокоммуникационных системах в значительной степени зависит от качества устройства синхронизации [1 – 3]. Сложность устройства синхронизации заметно сказывается на общей стоимости аппаратуры передачи данных. Поэтому на этапе проектирования целесообразно иметь возможность оперативно и экономически эффективно исследовать свойства устройства синхронизации в конкретных условиях функционирования разрабатываемой системы.

Наиболее приемлемый путь для такой работы - это исследование устройства синхронизации на компьютерной модели. Компьютерное моделирование позволяет расширить круг исследовательских объектов, которые не воспроизводятся в реальных условиях; исследовать явления и процессы в динамике их развертывания; управлять временем (ускорять, замедлять и т.д.); совершать многократные испытания модели; получать разные характеристики объекта в числовом или графическом виде; находить оптимальную конструкцию объекта; проводить эксперименты без риска негативных последствий для здоровья человека или окружающей среды.

**Целью** данной работы является разработка компьютерной модели, позволяющей исследовать свойства и характеристики устройства синхронизации с плавным воздействием на генератор в идеальных условиях и при воздействии различных мешающих факторов (помех, шумов, нестабильности частоты генераторов).

#### **Теоретическая часть**

*Совокупность устройств, обеспечивающих синхронную работу оборудования передачи и приема, называют устройствами тактовой синхронизации (УТС).*

УТС обеспечивают синхронную работу приемной и передающей частей аппаратуры передачи данных путём установления и поддержки требуемые фазовых соотношений между значащими моментами переданных и принятых единичных элементов цифровых сигналов данных, имеющих длительность  $\tau_0$ .

К устройствам тактовой синхронизации предъявляются следующие требования:

- высокая точность подстройки частоты и фазы управляющего сигнала задающего генератора приемной части;
- малое время вхождения в синхронизм;
- сохранение состояния синхронизма при кратковременных перерывах связи;
- независимость точности синхронизации от структуры передаваемого сообщения.

По способу формирования тактовых импульсов устройства синхронизации подразделяются на разомкнутые (без обратной связи) и замкнутые (с обратной связью).

В разомкнутых (резонансных) устройствах синхронизации синхросигналы (тактовые импульсы) выделяются непосредственно из информационной последовательности элементов. Происходит фильтрация тактовой частоты  $f_T=1/T_0$  из входного цифрового сигнала с помощью нелинейного преобразования, полосовых фильтров, резонансных контуров или избирательных усилителей.

В настоящее время для уменьшения влияния статистической структуры текста на точность и время поддержания синхронизма при использовании разомкнутых систем синхронизации используют скремблирование. При этом на передаваемую последовательность накладывают (заранее известную) псевдослучайную последовательность, а на приеме осуществляют вычитание данной последовательности из принятого сигнала. Устройства синхронизации такого типа находят применение в высокоскоростных системах передачи дискретных сообщений [3].

Замкнутые устройства синхронизации, как правило, используются в низко- и среднескоростных системах связи. Они разделяются на два подкласса: с непосредственным воздействием на задающий генератор синхроимпульсов и без непосредственного воздействия. Упрощенная структурная схема замкнутого устройства синхронизации с непосредственным воздействием изображена на рис. 1.

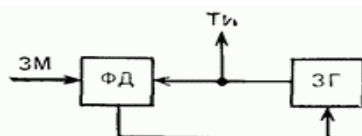


Рис. 1. Структурная схема замкнутого устройства синхронизации

В фазовом дискриминаторе (ФД) осуществляется сравнение по фазе значащих моментов (ЗМ) принимаемого сигнала с тактовыми импульсами (ТИ), вырабатываемыми ЗГ. При расхождении по фазе вырабатывается управляющий сигнал, меняющий частоту ЗГ. При этом если ТИ появляются позже ЗМ (ЗГ «отстает»), то частота ЗГ увеличивается. Если ТИ появляются раньше ЗМ (ЗГ «спешит»), то частота ЗГ уменьшается.

Устройства синхронизации с непосредственным воздействием на частоту генераторов по способу управления делятся на две группы:

- устройства с дискретным (релейным) управлением, в которых управляющее устройство дискретно изменяет управляющий сигнал время от времени;
- устройства с непрерывным (плавным) управлением, в которых управляющее устройство непрерывно воздействует на генератор синхроимпульсов, а управляющий сигнал пропорционален величине расхождения фаз [2].

Структурная схема устройства синхронизации по элементам с плавным управлением представлена на рис.2, а его временные диаграммы работы на – рис. 3.

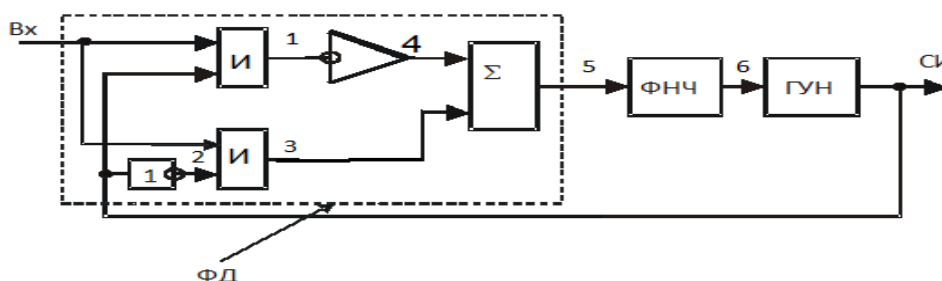


Рис. 2. Схема устройства синхронизации по элементам с плавным управлением

В этой схеме входной сигнал и сигнал ГУН подаются на вход ФД, выполненного на двух логических схемах умножения (И), на одну из которых сигналы местного генератора подаются через инвертор. Затем сигналы совпадения поступают на сумматор. Причём с выхода первой схемы И сигнал изменяет знак на противоположный (отрицательный).

Если оба сигнала совпадают по частоте, а их фазы сдвинуты на  $\tau_0/2$ , то постоянная составляющая сигнала на выходе равна 0. При изменении одной из частот или фазового соотношения появляется постоянная составляющая выходного сигнала соответствующего знака и управляет частотой ГУН (рис. 3).

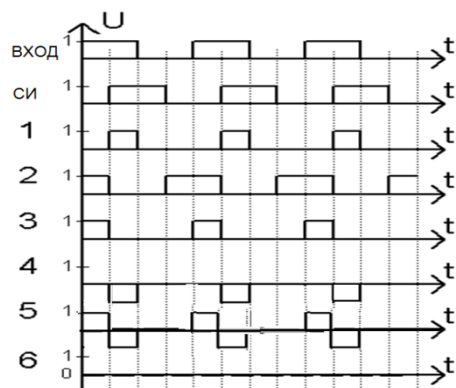


Рис. 3. Временные диаграммы работы схемы УСЭПУ в режиме синфазности ( $\Delta t = 0,5 \tau_0$ )

**Компьютерная модель.** Для моделирования для схемы синхронизации по элементам с плавным управлением была разработана компьютерная модель в среде Simulink 6 Matlab 6.5 [4], которая представлена на рис. 4.

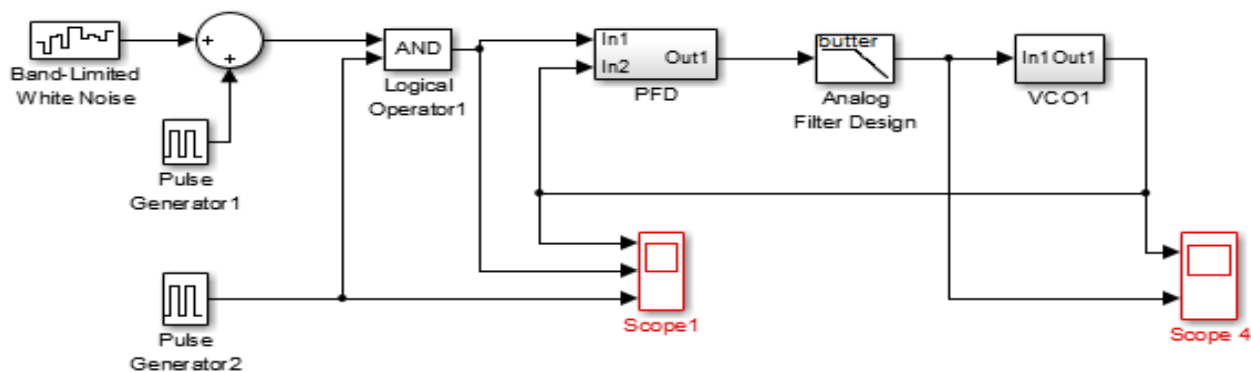


Рис. 4. Компьютерная модель устройства синхронизации с плавным управлением

Схема содержит ФД, фильтр, ГУН, составляющие контур фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ). Входной сигнал из линии связи имитирует импульсный генератор (Pulse Generator1). К входному сигналу, формируемому импульсным генератором, в сумматоре прибавляется импульсная помеха. ФНЧ реализован блоком *Analog Filter Design*.

В ФД происходит сравнение фаз входного сигнала и сигнала ГУН. Выходной импульсный сигнал ФД, постоянная составляющая которого пропорциональна разности фаз входных сигналов, фильтруется ФНЧ и поступает на управляющий вход ГУН. Для достижения возможности измерения времени синхронизации и времени вхождения в синхронизм входной сигнал от генератора Pulse Generator1 поступает на вход ФД через схему И, на второй вход которой подаётся импульсный сигнал от второго генератора Pulse Generator2, частота повторения импульсов много меньше, чем частота импульсов первого генератора.

ФД реализован с помощью двух логических операторов AND, одного логического инвертора NOT, двух конверторов логических сигналов в сигналы типа double, аналогового инвертора и сумматора, показанных на рис. 5. Видно, что схема ФД полностью совпадает с частью схемы рис.2, обозначенной там как ФД.



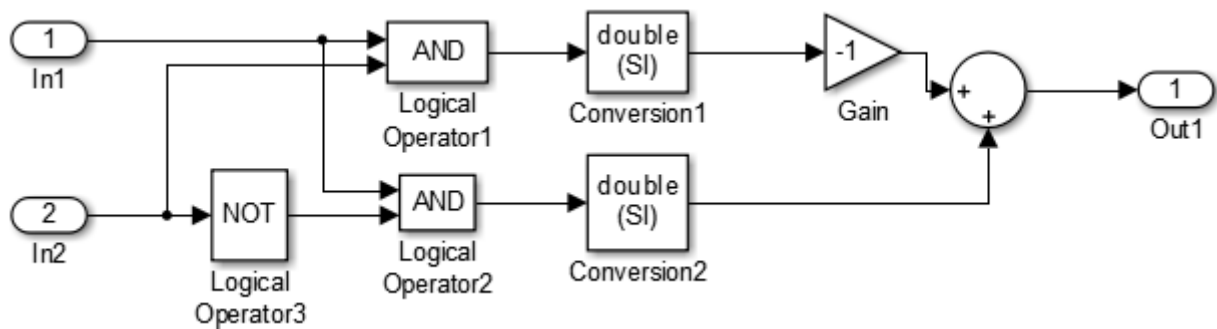


Рис. 5. Компьютерная модель ФД

ГУН реализован с помощью блоков, показанных на рис. 6. Основным блоком является Continuous-Time VCO. Его выходной сигнал имеет синусоидальную форму. Поэтому далее синусоида превращается в двухполярные импульсы с помощью блока Sign, вычисляющего знак числа, а далее с помощью двухстороннего ограничителя Saturation формируются однополярные импульсы, являющиеся выходным сигналом ГУН.

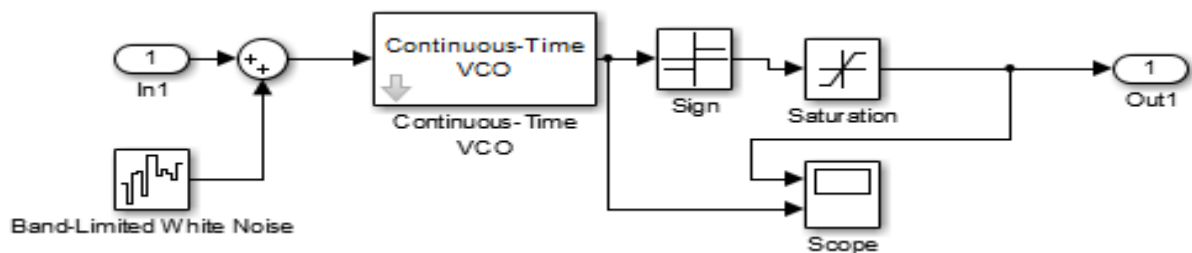


Рис. 6. Компьютерная модель ГУН

К управляющему напряжению в сумматоре прибавляется случайный шум, формируемый генератором шума. Это позволяет моделировать нестабильность частоты ГУН.

В программной модели, показанной на рис. 4 – рис. 6, присутствуют блоки, которых нет в исходной схеме на рис.2. Это измерительные приборы *Scope*, с помощью которых можно просматривать временные осциллограммы сигнала в любой точке схемы. Они дают представление о динамике системы и особенностях ее работы.

Предложенная модель позволяет исследовать влияние помех и нестабильности частоты генератора на стабильность поддержания режима синхронизации

**Заключение.** Построена компьютерная модель системы тактовой синхронизации. Компьютерная модель позволяет исследовать надежность системы синхронизации в зависимости от типа псевдослучайной последовательности и времени рассогласования. Результатом работы модели являются временные диаграммы в узлах системы синхронизации. Модель позволяет визуализировать процессы, происходящие в системе синхронизации, что способствует лучшему восприятию полученной в численном эксперименте информации и упрощает первичную обработку данных. Использование компьютерной модели существенно позволяет снизить траты на разработку системы синхронизации благодаря замене натурального эксперимента численным моделированием. В результате возможно провести оптимизацию и выбрать оптимальную для данной задачи систему синхронизации.

### Библиографический список

- Емельянов Г.А., Шварцман В.О. Передача дискретной информации. М.: Радио и связь, 1982. 240 с.  
 Основы передачи дискретных сообщений: учебник для вузов/ Ю.П. Куликов, В.М. Пушкин, Г.И. Скворцов и др.; под ред. В.М. Пушкина. М.: Радио и связь, 1992. 288 с.  
 Передача дискретных сообщений: учебник для вузов/ В.П. Шувалов, Н.В. Захарченко, В.О. Шварцман и др.; под ред. В.П. Шувалова. М.: Радио и связь, 1990. 464 с.  
 Дьяконов В. П. Matlab 6/6,1/6,5 + Simulink 4/5. Основы применения М.: Солон-Пресс, 2003.

## СЕКЦИЯ «СИСТЕМЫ АВТОМАТИЗИРОВАННОГО ПРОЕКТИРОВАНИЯ»

УДК 004.724; ГРНТИ 50.39.02

### МОДЕЛИРОВАНИЕ КАНАЛА ПЕРЕДАЧИ ОПТИКО-ЭЛЕКТРОННЫХ ДАННЫХ

Х.Л. Фам, А.П. Шибанов, А.Н. Сапрыкин

*Рязанский государственный радиотехнический университет,  
Россия, Рязань, hoanglong2410@gmail.com*

*Аннотация.* Рассматривается задача моделирования канала передачи опτικο-электронной информации. Определяются показатели качества канала с использованием системы массового обслуживания M/G/1.

*Ключевые слова.* Сеть передачи данных, опτικο-электронные средства, измерительная станция, траекторная информация, приоритетное обслуживание, оконное управление, система массового обслуживания M/G/1.

### MODELLING OPTO-ELECTRONIC DATA TRANSMISSION CHANNEL

H.L. Pham, A.P. Shibanov, A.N. Saprykin

*Ryazan State Radio Engineering University,  
Ryazan, Russia, hoanglong2410@gmail.com*

*Abstract.* The problem of modeling opto-electronic information channel is studied. Channel quality indicators using the queuing system M/G/1 are found.

*Keywords.* Data network, optical-electronic means, measuring station, trajectory information, priority service, window management, queuing system M/G/1.

Канал передачи опτικο-электронных данных состоит из маршрутизатора и агрегированной линии связи, соединяющей его с центром приема и обработки информации [1-3]. Рассмотрим текущий канал передачи как систему массового обслуживания M/G/1, в которой поступающие требования (кадры) делятся на 2 класса различного приоритета; причем кадры реального времени имеют наивысший приоритет, а кадры отложенного времени – второй по величине приоритет. Кадры от измерительных систем, разделяемые по приоритету, поступают на входной порт маршрутизатора. Далее кадры передаются в двух режимах: 1) без прерывания обработки текущего кадра (с относительным приоритетом); 2) с прерыванием обработки текущего кадра и последующим дообслуживанием (с абсолютным приоритетом). Скорость поступления и первые два момента времени обслуживания кадра  $k$ -класса обозначаются соответственно через  $\lambda_k$ ,  $\overline{X}_k = 1/\mu_k$  и  $\overline{X}_k^2$ . Предполагается, что процессы поступления для всех классов кадров независимые, пуассоновские и не зависящие от длительностей обслуживания. Выходной порт маршрутизатора передает информацию в центр управления испытаниями и функционирует на основе алгоритма «оконной передачи с возвратом на  $n$  шагов назад». Приоритетные кадры и кадры отложенного режима передаются через канал связи с одинаковой средней интенсивностью и по одному алгоритму. В выходном порту коммутатора приоритеты не учитываются.

Целью работы является моделирование канала в стационарном режиме работы при передаче приоритетных и неприоритетных опτικο-электронных данных измерений при различных значениях интенсивности входного потока и длины «окна».

Кадры, передаваемые от измерительных систем в канал связи, имеют длину, равную одной условной единице. Максимальное время ожидания подтверждения правильности передачи перед началом повторной передачи равно  $n - 1$  кадру (рис. 1).

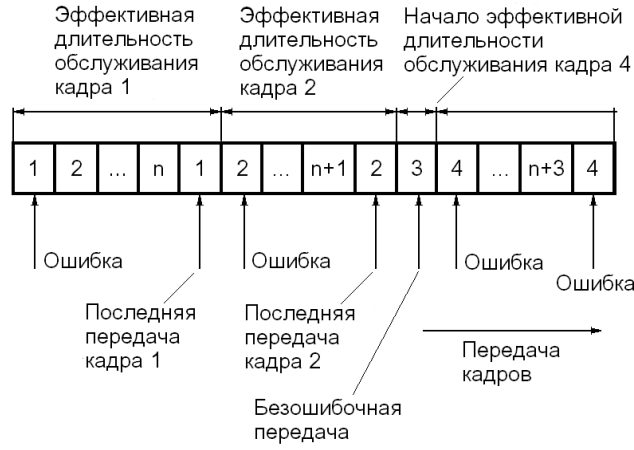


Рис.1. Эффективные длительности обслуживания кадров

Пусть  $q$  – вероятность безошибочной передачи кадра, тогда кадр  $i$  может быть отброшен приемником с вероятностью  $1 - q = p$ . Тогда передатчик будет передавать имеющиеся кадры  $i + 1, i + 2, \dots, i + n - 1$ , а потом повторно будет передан кадр с номером  $i + n$ . Интервал времени между началом первой передачи кадра и окончанием передачи этого кадра с учетом единицы времени  $\delta$  на передачу квитанции равен  $1 + \delta + k(n + \delta)$  единицам времени с вероятностью  $q p^k$  (что соответствует  $k$  повторным передачам).

Очередь на передаче имеет распределение времени обслуживания

$$P\{X = 1 + \delta + k(n + \delta)\} = q p^k, \quad k = 0, 1, \dots$$

Первые два момента времени обслуживания  $\bar{X}$  и  $\overline{X^2}$  находятся по формулам:

$$\begin{aligned} \bar{X} &= \sum_{k=0}^{\infty} [1 + \delta + k(n + \delta)] q p^k = q \left[ (1 + \delta) \sum_{k=0}^{\infty} p^k + (n + \delta) \sum_{k=0}^{\infty} k p^k \right], \\ \overline{X^2} &= \sum_{k=0}^{\infty} [1 + \delta + k(n + \delta)]^2 q p^k = \\ &= q \left[ (1 + \delta)^2 \sum_{k=0}^{\infty} p^k + 2(1 + \delta)(n + \delta) \sum_{k=0}^{\infty} k p^k + (n + \delta)^2 \sum_{k=0}^{\infty} k^2 p^k \right]. \end{aligned}$$

Так как  $\sum_{k=0}^{\infty} p^k$ ,  $\sum_{k=0}^{\infty} k p^k$ ,  $\sum_{k=0}^{\infty} k^2 p^k$  – суммы членов бесконечно убывающей геометрической прогрессии, то

$$\bar{X} = 1 + (\delta + np)/q, \quad (1)$$

$$\overline{X^2} = (1 + \delta)^2 + 2(1 + \delta)(n + \delta) \frac{p}{q} + (n + \delta)^2 \frac{p + p^2}{q^2}. \quad (2)$$

Величиной  $\delta$  можно пренебречь, так как длина квитанции составляет всего лишь несколько байт и пренебрежимо мала по сравнению с длиной кадра опто-электронной информации.

Введем обозначение:  $\varepsilon = q + np$ . Пусть  $\delta = 0$ , тогда первые два момента времени обслуживания определяются по формулам:

$$\bar{X} = 1 + np/q = \varepsilon/q \quad (3)$$

$$\overline{X^2} = (\varepsilon^2 + n^2 p)/q^2. \quad (4)$$

Рассмотрим два режима приоритетной передачи кадров.

I. Передача кадров опто-электронной информации с приоритетом без прерывания обслуживания.

Обозначим через  $\bar{N}_Q^k$ ,  $k=1, 2$  – среднее число требований в очереди  $k$ -го приоритета; через  $\rho_k = \lambda_k / \mu_k = \lambda_k \bar{X}$ ,  $k=1, 2$  – нагрузку системы для  $k$ -го приоритета. Общая нагрузка системы меньше единицы, т. е.  $\rho_1 + \rho_2 < 1$ . Средние задержки  $\bar{W}_1$  – кадров высшего приоритета и  $\bar{W}_2$  – кадров отложенного режима передачи находятся для системы массового обслуживания  $M/G/1$  [4-6] по формулам Поллачека-Хинчина

$$\bar{W}_1 = \frac{(\lambda_1 + \lambda_2) \bar{X}^2}{2(1 - \lambda_1 \bar{X})} = \frac{(\lambda_1 + \lambda_2)(\varepsilon^2 + n^2 p)}{2q(q - \lambda_1 \varepsilon)}$$

$$\bar{W}_2 = \frac{(\lambda_1 + \lambda_2) \bar{X}^2}{2(1 - \lambda_1 \bar{X})(1 - \lambda_1 \bar{X} - \lambda_2 \bar{X})} = \frac{\lambda(\varepsilon^2 + n^2 p)}{2(q - \lambda_1 \varepsilon)(q - \lambda \varepsilon)}.$$

Средняя задержка требования  $k$ -го приоритета в стационарном режиме  $\bar{T}_k = \bar{X} + \bar{W}_k$ ,  $k=1, 2$ . Для приоритетных кадров

$$\bar{T}_1 = \frac{\varepsilon}{q} + \frac{(\lambda_1 + \lambda_2)(\varepsilon^2 + n^2 p)}{2q(q - \lambda_1 \varepsilon)},$$

а для кадров отложенного режима

$$\bar{T}_2 = \frac{\varepsilon}{q} + \frac{\lambda(\varepsilon^2 + n^2 p)}{2(q - \lambda_1 \varepsilon)(q - \lambda \varepsilon)}.$$

Выражения  $\bar{N}_Q^1$  для среднего числа приоритетных кадров в очереди канала и  $\bar{N}_Q^2$  – среднего числа кадров в очереди, передаваемых в отложенном режиме по формулам Литтла ( $\bar{N}_Q^k = \lambda_k \bar{W}_k$ ,  $k=1, 2$ ):

$$\bar{N}_Q^1 = \frac{\lambda_1(\lambda_1 + \lambda_2)(\varepsilon^2 + n^2 p)}{2q(q - \lambda_1 \varepsilon)}$$

$$\bar{N}_Q^2 = \frac{\lambda_2 \lambda(\varepsilon^2 + n^2 p)}{2(q - \lambda_1 \varepsilon)(q - \lambda \varepsilon)}.$$

Выражения для  $\bar{N}_1$  – среднего числа приоритетных кадров в системе и для  $\bar{N}_2$  – среднего числа кадров в системе, передаваемых в отложенном режиме, находим с использованием формул Литтла ( $\bar{N}_k = \lambda_k \bar{T}_k$ ,  $k=1, 2$ ):

$$\bar{N}_1 = \frac{\varepsilon \lambda_1}{q} + \frac{\lambda_1(\lambda_1 + \lambda_2)(\varepsilon^2 + n^2 p)}{2q(q - \lambda_1 \varepsilon)},$$

$$\bar{N}_2 = \frac{\lambda_2 \varepsilon}{q} + \frac{\lambda_2 \lambda(\varepsilon^2 + n^2 p)}{2(q - \lambda_1 \varepsilon)(q - \lambda \varepsilon)}.$$

II. Передача кадров оптико-электронной информации с приоритетом с прерыванием и дообслуживанием.

Среднее значение времени пребывания в системе приоритетных кадров определяется [4-6] по формуле

$$\bar{T}_1 = \frac{2\varepsilon(q - \lambda_1 \varepsilon) + \lambda_1(\varepsilon^2 + n^2 p)}{2q(q - \lambda_1 \varepsilon)},$$

а среднее значение времени пребывания в системе кадров, передаваемых в отложенном режиме, по формуле

$$\bar{T}_2 = \frac{2\varepsilon(q - \lambda \varepsilon) + \lambda(\varepsilon^2 + n^2 p)}{2(q - \lambda_1 \varepsilon)(q - \lambda \varepsilon)}.$$

Значения среднего времени пребывания во входной очереди для приоритетных и не-приоритетных кадров канала определяются соответственно по выражениям

$$\bar{W}_1 = \frac{\lambda_1 (\varepsilon^2 + n^2 p)}{2q(q - \lambda_1 \varepsilon)},$$

$$\bar{W}_2 = \frac{\lambda (\varepsilon^2 + n^2 p)}{2(q - \lambda_1 \varepsilon)(q - \lambda \varepsilon)} + \frac{\lambda_1 \varepsilon^2}{q(q - \lambda_1 \varepsilon)}.$$

Используя формулы Литтла, получаем средние значения:  $\bar{N}_Q^1 = \lambda_1 \bar{W}_1$  – числа приоритетных кадров в очереди;  $\bar{N}_Q^2 = \lambda_2 \bar{W}_2$  – числа кадров в очереди, передаваемых в отложенном режиме;  $\bar{N}_1 = \lambda_1 \bar{T}_1$  – числа приоритетных кадров в системе;  $\bar{N}_2 = \lambda_2 \bar{T}_2$  – числа кадров в системе, передаваемых в отложенном режиме

$$\bar{N}_Q^1 = \frac{\lambda_1^2 (\varepsilon^2 + n^2 p)}{2q(q - \lambda_1 \varepsilon)},$$

$$\bar{N}_Q^2 = \lambda_2 \left\{ \frac{\lambda_1 \varepsilon^2}{q(q - \lambda_1 \varepsilon)} + \frac{\lambda (\varepsilon^2 + n^2 p)}{2(q - \lambda_1 \varepsilon)(q - \lambda \varepsilon)} \right\},$$

$$\bar{N}_1 = \frac{\varepsilon \lambda_1}{q} + \frac{\lambda_1^2 (\varepsilon^2 + n^2 p)}{2q(q - \lambda_1 \varepsilon)},$$

$$\bar{N}_2 = \frac{\lambda_2}{q - \lambda_1 \varepsilon} \left\{ \varepsilon + \frac{\lambda (\varepsilon^2 + n^2 p)}{2(q - \lambda \varepsilon)} \right\}.$$

**Пример** (система с приоритетом без прерывания обслуживания).

Так как система должна функционировать в стационарном режиме при нагрузке  $\rho = \lambda \bar{X} < 1$ , то принимаем  $\lambda = 0,4$ . Были взяты типовые длины окон  $n = 4, 6, 8$ . Результаты расчетов приведены на рис. 2.

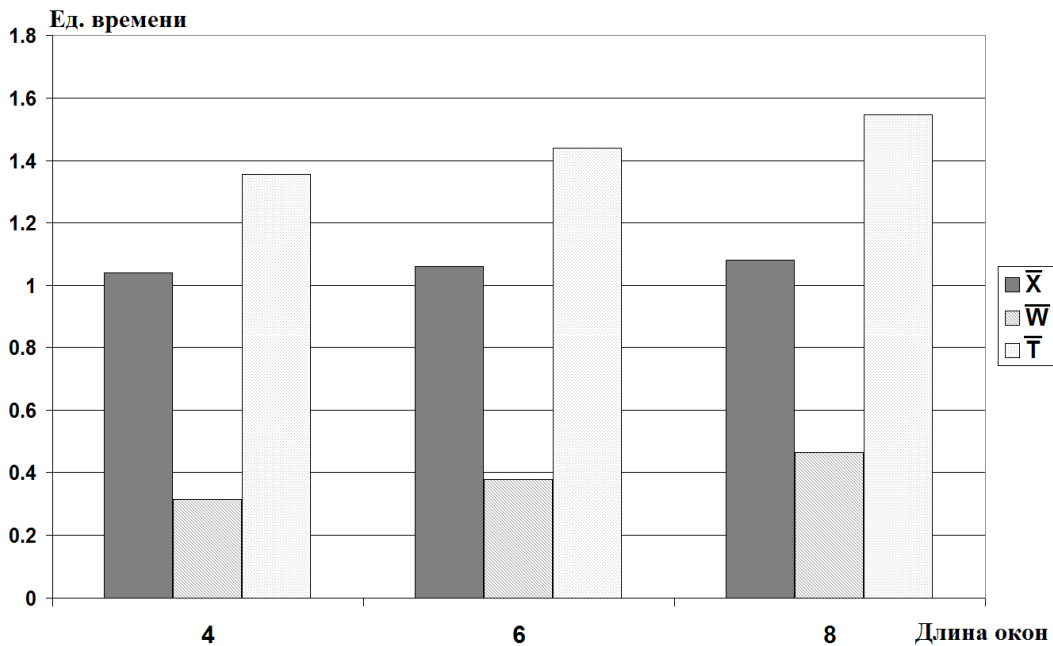


Рис. 2. Зависимость параметра канала от длины окон

При вероятности сбоя кадра  $p = 0,01$  уменьшение длины окна с  $n = 8$  до  $n = 4$  приводит к уменьшению среднего времени передачи пакетов с 1,08 до 1,04, т.е примерно на 4 %,

что хорошо согласуется с тем фактом, что на практике при перегрузке приемника канала рекомендуется уменьшать размер окна.

Выполним расчет по полученным формулам для двух режимов приоритетной передачи кадров при разных нагрузках системы. Принимаем длину окон  $n = 8$  и вероятности сбоя кадров  $p = 0,01$ . Полученные результаты представлены на рис. 3.

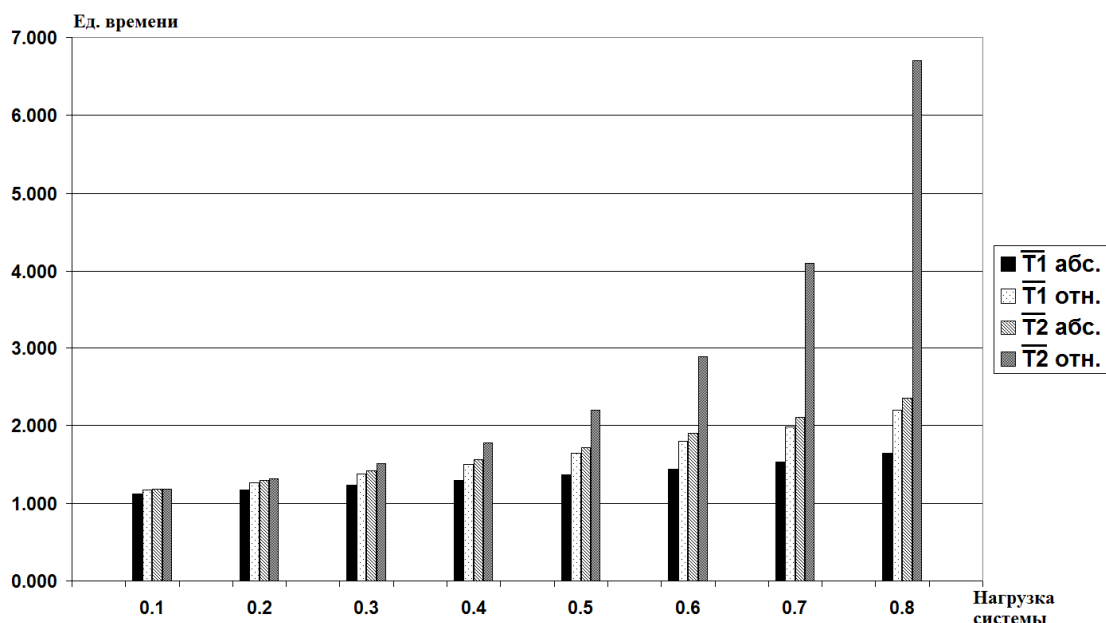


Рис. 3. Изменение средней задержки передачи кадра при увеличении общей нагрузки системы в режиме работы с абсолютным и относительным приоритетами

Из графика видно, что при любом значении нагрузки системы кадры реального времени меньше задерживаются в очередях, чем кадры отложенного режима. Кадры реального времени при абсолютном приоритете передаются лучше, чем при относительном приоритете, так как они не должны ждать завершения передачи кадров более низких приоритетов.

Наиболее важным в практическом отношении является расчет характеристик космического канала связи с передачей через спутник с геостационарной орбитой, в котором задержка передачи кадров и квитанций по тракту «земля-спутник-земля» составляет четверть секунды. Это усложняет выбор длины окна  $n$  и параметров канала при передаче кадров опико-электронной информации в реальном времени.

*Статья подготовлена при поддержке Российского Фонда фундаментальных исследований, грант № 14-07-00106-а.*

### Библиографический список

1. Корячко В.П., Лукьянов О.В., Шибанов А.П. Нахождение периода занятости сети передачи данных полигонного измерительного комплекса // Успехи современной радиоэлектроники. 2014. № 6. С. 8-16.
2. Корячко В.П., Лукьянов О.В., Шибанов А.П. Сеть передачи измерительной информации с разделением трафика на профили // Успехи современной радиоэлектроники. 2014. № 10. С. 9-15.
3. Корячко В.П., Шибанов А.П., Сапрыкин А.Н., Лукьянов О.В. Планирование потоков в сети передачи данных опико-электронных средств // Вестник Рязанского радиотехнического университета. 2014. № 4. С. 55-59.
4. Клейнрок Л. Теория массового обслуживания: пер. с англ. М.: Машиностроение, 1979. 432 с.
5. Бертсекас Д., Галлагер Р. Сети передачи данных. М.: Мир, 1989. 544 с.
6. Вишнеvский В.М. Теоретические основы проектирования компьютерных сетей. Москва: Техносфера, 2003. 512 с.

## **ПРОБЛЕМЫ ОЦЕНИВАНИЯ КАЧЕСТВА ОБРАЗОВАНИЯ С ПОМОЩЬЮ ЭЛЕКТРОННОГО ПОРТФОЛИО**

**А.О. Сапрыкина\*, А. Н. Сапрыкин\*\***

*\* Рязанский государственный университет имени С.А. Есенина  
Россия, Рязань*

*\*\* Рязанский государственный радиотехнический университет,  
Россия, Рязань, saprikin.a.n@cnit.rsreu.ru*

*Аннотация.* Рассматриваются теоретические вопросы оценивания качества образования, их проблематика и возможные пути решения выявленных проблем с помощью электронного портфолио.

*Ключевые слова.* Оценивание, качество образования, электронное портфолио.

## **THE ISSUE OF EDUCATION QUALITY ASSESSMENT WITH HELP OF E-PORTFOLIO**

**A.O. Saprikina\*, A.N. Saprikin\*\***

*\* Ryazan State University named by S.A. Esenin  
Ryazan, Russia*

*\*\* Ryazan State Radio Engineering University,  
Ryazan, Russia*

*Abstract.* Theoretical issues of education quality assessment and the possible ways of their resolution with help of e-portfolio are considered.

*Keywords.* Assessment, education quality, e-portfolio.

В настоящее время все большее внимание уделяется вопросу модернизации системы оценивания качества образования. Современное общество предъявляет новые требования к процессу оценивания фактических знаний обучаемых и их образовательных достижений, причиной чему во многом служит развитие и активное внедрение электронных средств обучения, одним из которых является технология электронного портфолио.

Само понятие качества образования на данный момент не имеет единого включающего в себя все его особенности определения в силу своей многоаспектности [2]. Наиболее общее определение качества образования представляет его как некую характеристику всей системы образования, которая отображает соответствие предъявляемых норм и стандартов образования реальным результатам. Данное определение включает в себя не только формальную оценку качества, но и личностные и социальные ожидания обучаемых [4]. С другой стороны, качество образования можно рассматривать как совокупность показателей эффективности технологии передачи знаний, умений, навыков, эффективности текущего восприятия составляющих педагогического процесса и эффективности получения профессиональных и непрофессиональных компетенций учащимися [1]. Согласно ЮНИСЕФ качество образования должно быть понятием, основанным на Конвенции о правах ребенка, и включать в себя пять аспектов: сами обучаемые, образовательная среда, содержание образования, процесс обучения и образовательные достижения [6]. Более подробно данная концепция рассмотрена на рис. 1. В соответствии с такой точкой зрения только совокупная оценка качества этих элементов позволит получить точные результаты оценивания в целом. Как видно из приведенных определений, оценивание качества образования представляет собой сложный процесс, состоящий из множества оцениваемых по соответствующим им критериям элементов.

В большинстве образовательных систем основной целью процесса образования является когнитивное развитие и, соответственно, фактический уровень его достижения и будет являться одним из показателей качества. Другим показателем можно считать уровень стимулирования творческого и эмоционального развития обучаемого, проявляемого, например, в стремлении к сохранению культурных ценностей, поддержанию мира и толерантности, что оценить намного сложнее [5].



Рис. 1. Структура качества образования по ЮНИСЕФ

Если обратиться к Конвенции по правам ребенка [3], качество образования может быть оценено как уровень достижения и развития следующих элементов: *(а)* развитие личности, талантов и способностей до максимально возможного уровня; *(б)* развитие уважения к фундаментальным человеческим правам, *(в)* развитие уважения к родителям, своей культурной принадлежности, языку и ценностям своей страны; *(г)* подготовка к активной, в том числе профессиональной социализации в современном обществе; *(д)* развитие уважения к окружающей среде. Так как не существует единого средства оценивания, например, уровня развития личности обучаемого или сформированности его культурной идентификации, можно сделать вывод о том, что некоторые элементы системы образования могут быть в полной мере оценены только нестандартными методами оценивания, что усложняет данный процесс и делает его еще более многоаспектным.

Дифференцирование качественного и количественного подхода к образованию также является важным условием успешности и объективности его оценивания в силу того, что второй подход нередко считается более важным, чем первый [5]. Учет количественных факторов при оценивании качества образования может привести к значительному снижению достоверности оценки или даже спекулированию статистическими данными.

Другой важной проблемой оценивания результатов обучения является сложность организации единой среды оценивания для разнородных предметов оценивания. В качестве основного решения данной проблемы выступает система государственных стандартов образования, юридически закрепленных в Законе об образовании.

В зависимости от вида контроля оценивание качества образования, а именно его результатов и образовательных достижений обучаемых, может осуществляться в устной или письменной, очной или заочной, бумажной или электронной форме. Одним из методов оценивания работ, предоставленных в электронном виде, является оценивание с помощью электронного портфолио. Оно может производиться как в очной, так и в заочной форме, и, несмотря на то, что портфолио по умолчанию является письменным, оно может использоваться при устном ответе в качестве демонстрационного средства и соответственно участвовать в процессе оценивания.

Таким образом, можно более кратко сформулировать основные проблемы современного оценивания качества образования.

1. Проблема определения качества образования.
2. Проблема нестандартности и сложности оценивания некоторых показателей качества.
3. Проблема подмены качественного оценивания количественным.



#### 4. Проблема организации системы оценивания разнородных предметов оценивания.

Использование электронного портфолио в качестве средства оценивания образовательных достижений обучаемых позволит найти возможные решения обозначенных проблем.

Первая рассмотренная проблема носит скорее формальный характер, но, не смотря на это, она является наиболее важной. От решения проблемы определения базового понятия зависит дальнейший подход ко всем аспектам рассматриваемого явления, в данном случае - качества образования. Решение данной проблемы должно быть найдено на самом высоком уровне образовательной системы государства, а все дальнейшее оценивание будет осуществляться в соответствии с ним.

Следующая рассмотренная проблема может быть решена с помощью электронного портфолио. Показатели качества, не исчисляемые в цифровых значениях, могут быть легко оценены с помощью системы электронного портфолио при наличии соответствующей методологии. Например, уровень сформированности культурной принадлежности может быть оценен в результате размещения в портфолио демонстрационного проекта, выбранного учащимся самостоятельно из общего списка тем. Так, данный показатель приобретет реальное воплощение, не привязанное к конкретной системе оценивания, а потому легко интерпретируется в зависимости от целей педагога.

Проблема противопоставления качественного и количественного оценивания – одна из наиболее простых для решения с помощью электронного портфолио. Формирование собственного портфолио, даже при наличии элементов групповой работы, всегда носит индивидуальный характер, а потому изначально оценивается качественно, а не количественно. Это не означает, что количественное оценивание в данной системе невозможно. Педагог может располагать любыми видами статистики, формировать которую удобно за счет того, что все рассматриваемые портфолио и работы в них предоставлены в электронном виде. Также такой вид оценивания позволяет быстро проводить выборку результатов конкретных групп обучаемых, например только девочек или только мальчиков, как по дисциплине в целом, так и по конкретным работам (например, сформировать статистику успешной сдачи зачетной работы по русскому языку для обучаемых гуманитарных и математических специальностей).

Разнородность предметов оценивания также не представляет сложности для электронного портфолио. Организация подобных систем подразумевает собрание разнородных работ (эссе, презентаций, диаграмм, рисунков и т.п.) в одном месте для их последующей демонстрации, оценки, обсуждения и саморефлексии. Результаты оценивания этих работ могут быть собраны в сводную таблицу (которая также может быть размещена в портфолио как учащегося, так и педагога).

Таким образом, электронное портфолио обладает большим потенциалом в качестве средства оценивания результатов обучения и образовательных достижений обучаемых.

#### **Библиографический список**

- Ефремов А.П. Система управления качеством деятельности вуза в Российском университете дружбы народов. – М.:РУДН, 2008. – 11 с.
- Качество современного отечественного образования. Сущность и проблемы. Новосибирск, 2009. – 310 с.
- Конвенция о правах ребенка. [Электронный ресурс]. URL: [http://www.un.org/ru/documents/decl\\_conv/conventions/childcon.shtml](http://www.un.org/ru/documents/decl_conv/conventions/childcon.shtml) (дата обращения 01.02.2016).
- Новиков А.М. Как оценивать качество образования? [Электронный ресурс]. URL: [http://www.anovikov.ru/artikle/kacth\\_obr.htm](http://www.anovikov.ru/artikle/kacth_obr.htm) (дата обращения 01.02.2016).
- Education for All-The Quality Imperative. Global Monitoring Report, 2005. [Электронный ресурс]. URL: <http://unesdoc.unesco.org/images/0013/001373/137333e.pdf> (дата обращения 01.02.2016).
- Defining Quality in Education. UNICEF, Italy, 2000. – 44 p.

**МЕХАНИЗМЫ БАЛАНСИРОВКИ НАГРУЗКИ В КОМПЬЮТЕРНЫХ СЕТЯХ**

Д.А. Перепелкин, В.С. Бышов

*Рязанский государственный радиотехнический университет,  
Россия, Рязань, dmitryperpelkin@mail.ru*

*Аннотация.* В работе приведены механизмы и сравнительный анализ алгоритмов балансировки нагрузки в компьютерных сетях.

*Ключевые слова.* Компьютерные сети, адаптивная маршрутизация, многопутевая маршрутизация, балансировка нагрузки, качество обслуживания, управление трафиком, сетевой трафик, отклонение.

**LOAD BALANCING MECHANISMS IN COMPUTER NETWORKS**

D. A. Perepelkin, V. S. Byshov

*Ryazan State Radio Engineering University,  
Ryazan, Russia, dmitryperpelkin@mail.ru*

*Abstract.* The paper has been presented mechanisms and comparative analysis of the load balancing algorithms in computer networks.

*Keywords.* Computer networks, adaptive routing, multipath routing, load balancing, quality of services, traffic engineering, network traffic, jitter.

Современные протоколы динамической маршрутизации, такие как OSPF и IS-IS [1], позволяют обойти сильно загруженные каналы связи, чтобы улучшить качество обслуживания сетевых сервисов и приложений. Однако при частом обновлении маршрутной информации необходимы дополнительные вычислительные ресурсы для активации нового маршрута и его установки. Протоколы многопутевой маршрутизации, как правило, используют в своей работе алгоритм  $k$ -кратчайших путей (алгоритм Йена). Многопутевая маршрутизация позволяет сбалансировать нагрузку на сеть путем распределения сетевого трафика по резервным маршрутам. В данной работе основное внимание будет сосредоточено на сравнительном анализе модуля TE (Traffic Engineering, TE), работающего с маршрутами, вычисленными с помощью алгоритма Йена и балансировки нагрузки, включающей в себя три коэффициента:  $\alpha$ ,  $\beta$ ,  $\gamma$ , дающих больше возможностей управления нагрузкой, и основанной на работе алгоритма парных перестановок маршрутов [2]. Данное сравнение будет проведено на топологии, показанной на рис. 1. На рис. 2, 3 изображены диаграммы, показывающие актуальность применения алгоритма балансировки нагрузки.

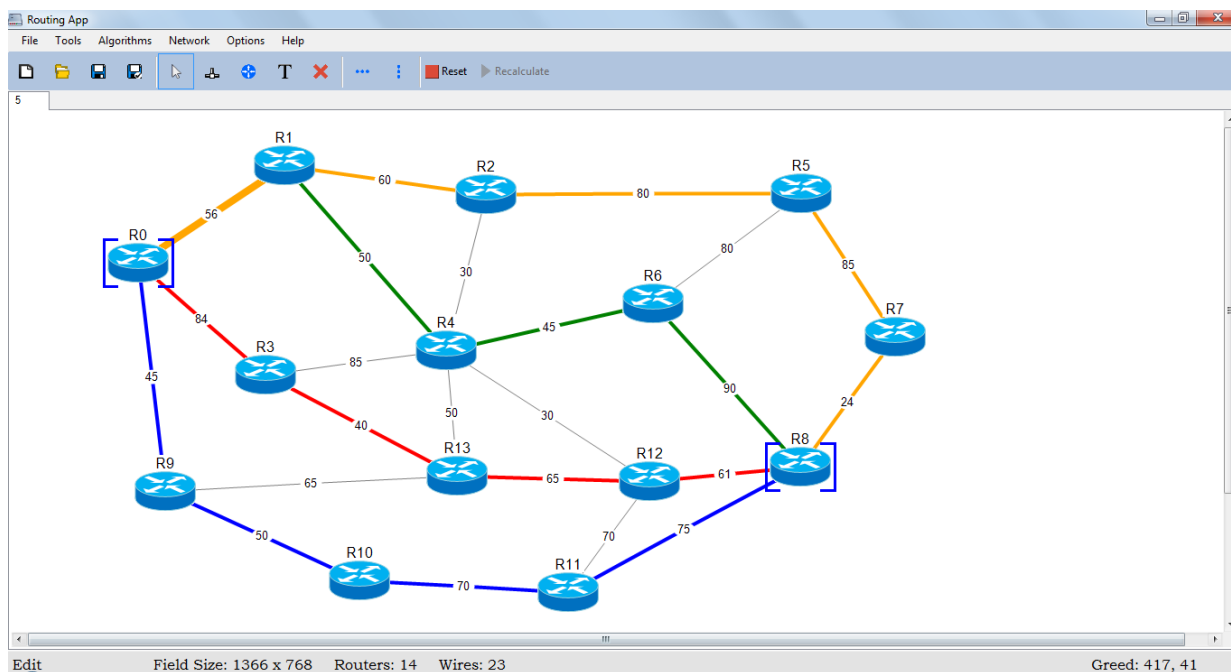


Рис. 1. Программный интерфейс и найденные пути с помощью алгоритма Йена

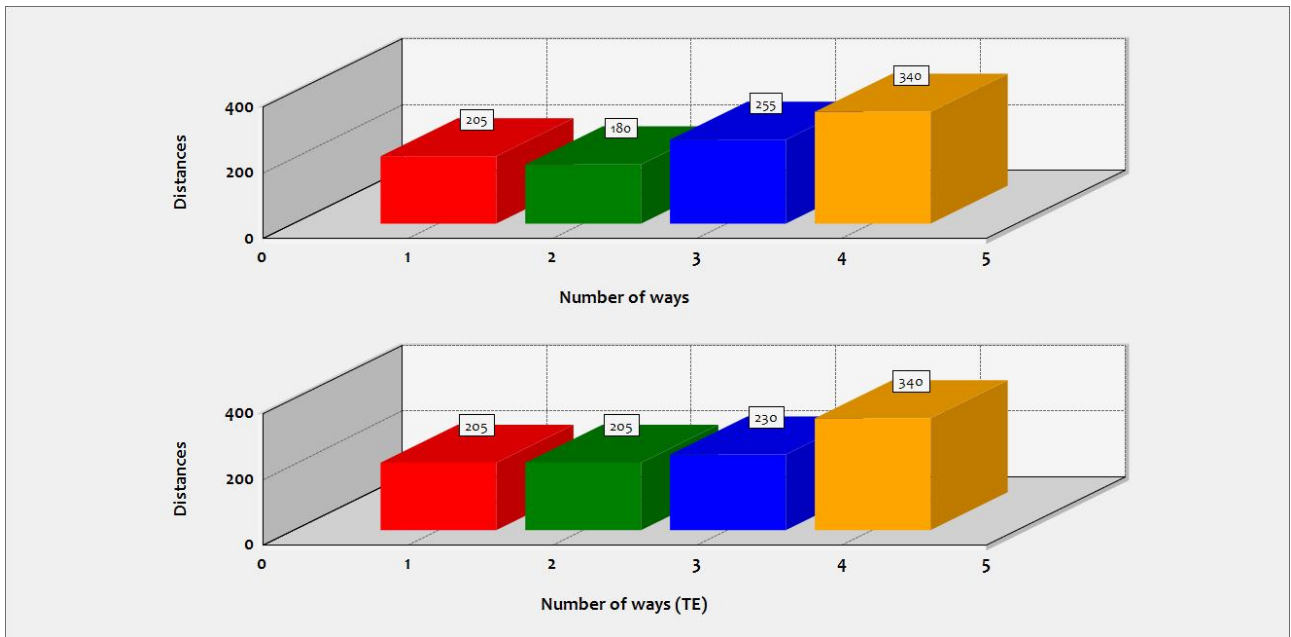


Рис. 2. Результаты работы модуля ТЕ на основе путей, вычисленных с помощью алгоритма Йена ( $\alpha = 0.7$ )

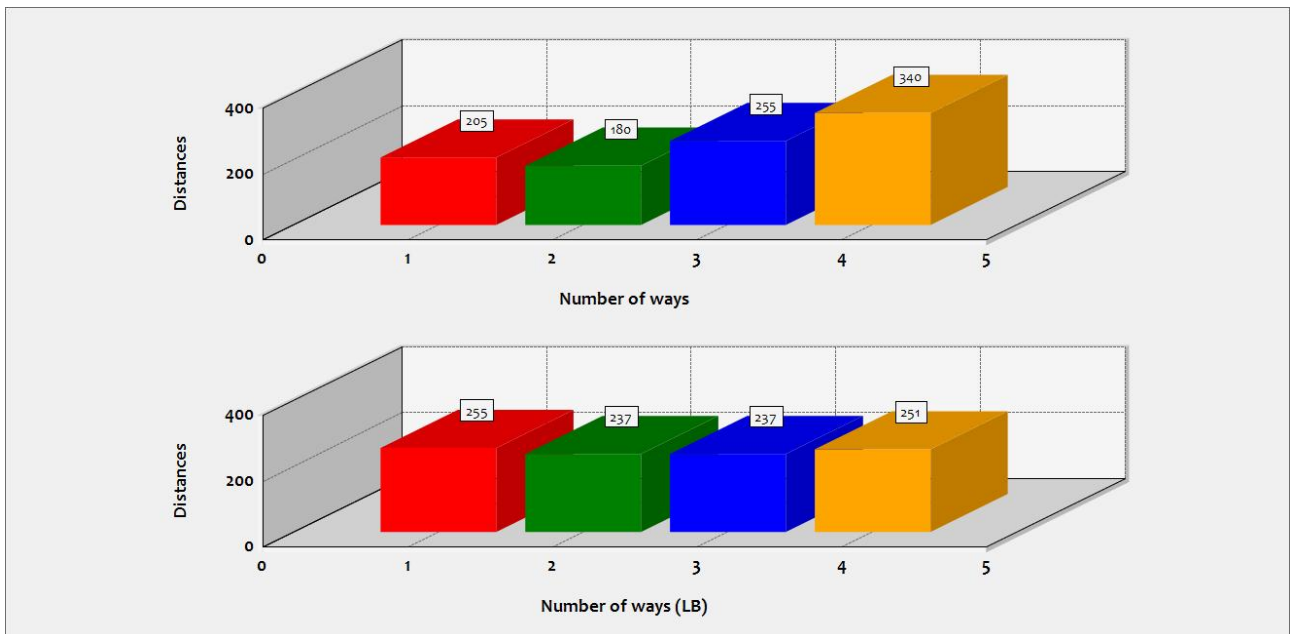


Рис. 3. Результаты работы парных перестановок и балансировки нагрузки ( $\alpha = 0.8, \beta = 0.9, \gamma = 0.9$ )

В таб. 1 представлены основные первоначальные данные рассматриваемой топологии, где:  $N$  – количество маршрутизаторов,  $M$  – количество каналов связи,  $D$  – диаметр графа,  $CD$  – общая длина, т.е. общая маршрутная метрика всех доступных маршрутов между маршрутизатором-источником и маршрутизатором-получателем,  $P$  – номер маршрута,  $D_s$  – длина маршрута,  $I$  – информация, проходящая через данный маршрут,  $AV$  – среднее значение каналов, входящих в маршрут,  $SD$  – квадратичное отклонение каналов, входящих в маршрут,  $MxVL$  – максимальное значение канала в маршруте,  $MnVL$  – минимальное значение канала в маршруте,  $J$  – отклонение значения длины текущего маршрута от длины оптимального маршрута,  $\alpha$  – коэффициент балансировки нагрузки,  $\beta$  – отклонение длины минимального маршрута от длины максимального маршрута,  $\gamma$  – отклонение метрики канала, находящегося в минимальном маршруте, от метрики канала, находящегося в максимальном маршруте, которые состоят в отношении парного перехода.

Таблица 1 Первоначальная информация о топологии

Topology	P	Ds	I,%	AV	SD	Mx VL	Mn VL	J,%
N = 14 M = 23 D = 4 CD = 980	1	205	28	51,3	9,60	65	40	7
	2	180	32	45	3,54	50	40	
	3	255	23	63,8	9,60	75	50	
	4	340	17	68	16,3	85	40	

Результаты работы алгоритма Йена совместно с модулем ТЕ и алгоритма парных перестановок с балансировкой нагрузки представлены в таб. 2 и 3 соответственно.

Таблица 2 Результаты работы алгоритма Йена с модулем ТЕ

$\alpha$	P	Ds	I,%	AV	SD	Mx VL	Mn VL	J,%
0,7	1	205	29	51,3	9,6	65	40	39
	2	205	29	51,3	11,4	70	40	
	3	230	26	57,5	8,4	70	50	
	4	340	17	68	16,3	85	40	
0,8	1	205	28	51,3	9,6	65	40	47
	2	180	32	45	3,6	50	40	
	3	255	23	63,8	9,6	75	50	
	4	340	17	68	16,3	85	40	
0,9	1	205	28	51,3	9,6	65	40	47
	2	180	32	45	3,6	50	40	
	3	255	23	63,8	9,6	75	50	
	4	340	17	68	16,3	85	40	

Таблица 3 Результаты работы алгоритма парных перестановок маршрутов с БН

$\alpha$	$\beta$	$\gamma$	P	Ds	I,%	AV	SD	Mx VL	Mn VL	J,%
0,7	0,7	0,7	1	205	29	51,3	9,6	65	40	4
			2	205	29	51,3	11,4	70	40	
			3	255	23	63,8	9,6	75	50	
			4	315	19	63	17,3	85	40	
0,7	0,9	0,9	1	205	29	51,3	9,6	65	40	4
			2	205	29	51,3	11,4	70	40	
			3	255	23	63,8	9,6	75	50	
			4	315	19	63	17,3	85	40	
0,8	0,9	0,9	1	255	24	63,8	14,8	80	40	7
			2	237	26	59,3	13,5	80	45	
			3	237	26	59,3	13,6	75	42	
			4	251	24	50,2	32,4	85	1	
0,9	0,7	0,9	1	250	24	62,5	15,6	84	40	1
			2	225	27	56,3	19,8	90	40	
			3	255	24	63,8	9,6	75	50	
			4	250	24	50	32,6	85	1	
0,9	0,9	0,7	1	234	26	58,5	17,4	84	40	15
			2	225	27	56,3	19,8	90	40	
			3	255	24	63,8	9,6	75	50	
			4	266	23	53,2	30,6	85	1	
0,9	0,9	0,9	1	250	24	62,5	15,6	84	40	4
			2	240	26	60	17,7	90	45	
			3	240	26	60	12,7	75	45	
			4	250	24	50	32,5	85	1	

Анализ полученных результатов показывает, что применение предложенной модели по сравнению с классическим ТЕ-модулем позволяет балансировать нагрузку не только между смежными интерфейсами, но и проложенными маршрутами за счет контроля над параметрами  $\alpha$ ,  $\beta$ ,  $\gamma$ .

### Библиографический список

1. A. Sridharan, R. Gu'erin, and C. Diot, "Achieving near-optimal traffic engineering solutions for current ospf/is-is networks," in *IEEE/ACM Trans. Netw.*, vol. 13, 2005, pp. 234–247.
2. Корячко В.П., Перепелкин Д.А. Разработка и исследование математической модели многопутевой адаптивной маршрутизации в сетях связи с балансировкой нагрузки // *Электросвязь*. 2014. № 12. С. 27–31.

## ETHERNET-МЕТЕОСТАНЦИЯ НА ПЛАТФОРМЕ ARDUINO КАК ЧАСТЬ СИСТЕМЫ «ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНЫЙ ДОМ»

Е.А. Окунцев, А.Н. Сапрыкин

Рязанский государственный радиотехнический университет,  
Россия, Рязань, saprikin.a.n@cnit.rsreu.ru

*Аннотация.* Рассматриваются теоретические и практические вопросы создания комфортных условий проживания и обеспечения их с использованием Ethernet-метеостанции, созданной на платформе Arduino.

*Ключевые слова.* «Интеллектуальный дом», Arduino, Ethernet.

## ETHERNET-WEATHER STATION PLATFORM ARDUINO AS PART OF THE «INTELLIGENT HOUSE»

E.A. Okuncev, A.N. Saprykin

Ryazan State Radio Engineering University,  
Ryazan, Russia, saprikin.a.n@cnit.rsreu.ru

*Abstract.* The theoretical and practical aspects of the creation of comfortable living conditions and provide them with the use of Ethernet- meteorological stations established on the Arduino platform.

*Keywords.* “Intelligent house”, Arduino, Ethernet.

Цифровая метеостанция – это компактный многофункциональный прибор, который с помощью электронных датчиков считывает и анализирует актуальные погодные условия с целью предоставления подробной информации. Метеостанции, изначально предназначенные для наблюдения за окружающей средой, находят всё более широкое применение во многих областях - начиная от теплиц и заканчивая цехами для высокоточного производства. Изменения температуры, влажности, освещённости и прочих параметров могут серьёзно повлиять на продуктивность и качество жизни человека, и многие уже сегодня используют метеостанции как часть стратегии контроля климатических условий в помещениях.

Для создания комфортных условий жизни человека важно обеспечить определенные условия безопасности, контроля климата и экономии и т.д. Для управления этими системами необходимо использовать разные датчики и устройства. Рассмотрим одно из них – Ethernet-метеостанцию, созданную на платформе Arduino. Для решения этой задачи исходили из следующих данных.

1. Необходимость автоматизации большинства процессов в современном мире.
2. Зависимость параметров некоторых устройств от данных, приходящих с метеостанции (системы вентиляции или отопления в доме).
3. Потребность в точных измерениях погодных колебаний.

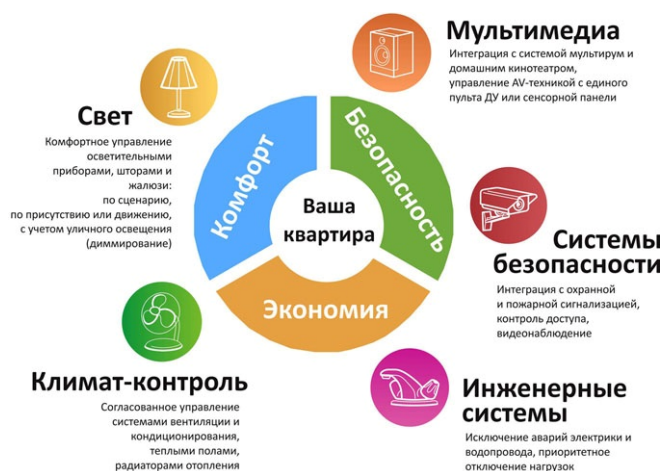


Рис. 1. Обобщенная схема системы «интеллектуальный дом»

Данная метеостанция – это совокупность разных датчиков, программы управления, плат расширения и микроконтроллера на платформе Arduino. Она позволяет отслеживать метеорологические измерения с помощью датчиков, обрабатывая их на микроконтроллере, и передавать по сети Ethernet на персональный компьютер, на web-страницу или котроллер для

управления другими системами в доме. Также по результатам, полученным с этого устройства, возможно составление прогнозов и статистики погодных изменений.

Для понимания её возможностей рассмотрим платформу Arduino, на которой она создавалась. Стоит сказать, что существует множество микроконтроллеров и устройств для создания подобного устройства, и все эти устройства объединяют разрозненную информацию о программировании и заключают её в простую в использовании сборку. Но не все они позволяют реализовать довольно простое соединение – «принцип бутерброда» [1]. Этот принцип представляет собой соединения разных плат между собой с помощью так называемой «шилды» - платы расширения, чтобы дать микроконтроллеру дополнительные возможности. Они подключаются через порты ввода-вывода, накладываясь друг на друга, как бутерброд. Порты ввода-вывода микроконтроллеров созданы в виде штыревых линеек. Микроконтроллеры питаются от 5В или 3,3В, в зависимости от модели платы. Соответственно порты имеют точно такой же размах допустимых входных и выходных напряжений. Программисту доступны некоторые специальные возможности управления портами ввода-вывода микроконтроллеров, например широтно-импульсная модуляция (ШИМ), аналогово-цифровой преобразователь (АЦП), интерфейсы UART, SPI, I2C. Количество и возможности портов ввода-вывода определяются конкретными вариантами микропроцессорных плат. В данном проекте использовались следующие платы расширения: EthernetShield (плата для работы с сетью Ethernet) и PrototypeShield (плата для пайки дополнительных компонентов, в данном случае - датчиков).

Преимущества Arduino перед другими микроконтроллерами.

1. Низкая стоимость (вариант модуля Arduino может быть создан вручную, а некоторые целиком и полностью готовые модули стоят не более 50 долларов).
2. Кроссплатформенность (программное обеспечение Arduino реализовано так, что позволяет работать под ОС Windows, Macintosh OSX и Linux. Большинство микроконтроллеров остановилось только на ОС Windows).
3. Простая и понятная среда программирования (Arduino производит программное обеспечение как инструмент, который может быть расширен дополнительными библиотеками опытными пользователями).
4. Широкий диапазон устройств, датчиков и плат расширения, совместимых с данной платформой (схемы модулей создаются с лицензией Creative Commons, а значит, опытные инженеры имеют возможность разработки собственных версий модулей, расширения и дополняя их).

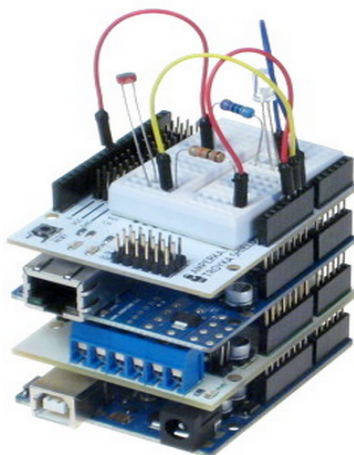


Рис. 2. Пример соединения плат расширения по «принципу бутерброда»

После осуществления этой несложной сборки в микроконтроллер необходимо лишь загрузить необходимую программу, и устройство готово к использованию. Процесс создания программы достаточно прост, так как существует готовая среда программирования ArduinoIDE [2], бесплатно доступная на сайте Arduino. Язык программирования Arduino является стандартным C++ (используется компилятор AVR-GCC) с некоторыми особенностями, делающими проще новичкам написание первой работающей программы.

- Программы, созданные программистом Arduino, называются наброски (или иногда скетчи – варваризм от англ. *sketch*) и сохраняются в файлах с расширением `ino`. Эти файлы перед компиляцией обрабатываются препроцессором Arduino. Также есть возможность создавать и подключать к проекту стандартные файлы C++.
- Обязательную в C++ функцию `main()` препроцессор Arduino создает сам, вставляя туда нужные «черновые» действия.
- Программисту необходимо написать две обязательные для Arduino функции `setup()` и `loop()`. Первая вызывается однократно при старте, вторая выполняется в бесконечном цикле.
- В текст своей программы (скетча) программист может не вставлять заголовочные файлы используемых библиотек. Эти заголовочные файлы добавит препроцессор Arduino сам в соответствии с конфигурацией проекта. Однако пользовательские библиотеки необходимо указывать.
- Менеджере проекта Arduino IDE существует нестандартный механизм добавления библиотек. Библиотеки в виде исходных текстов на стандартном C++ вставляются в специальную папку в рабочем каталоге IDE. При этом название библиотеки добавляется в список библиотек в меню IDE. Программист помечает нужные библиотеки, и они вносятся в список компиляции.
- Arduino IDE не предлагает никаких настроек компилятора и минимизирует другие настройки, что упрощает начало работы для новичков и уменьшает риск проблем.

После проделанных процедур станция будет готова к использованию в рамках системы «интеллектуальный дом», и, чтобы проверить качество её работы, был проведен опыт, где в течение суток каждые 3 часа сверялись результаты, показываемые данной станцией и сайтом с метеонаблюдениями. В ходе этого эксперимента созданное нами устройство показало себя достойно, показания прибора отличалось от показаний с интернет - ресурса, но это было обусловлено тем, что сайт отражает глобальное значения погоды, а разработанное устройство – локальные. Сейчас смело можно сказать, что созданная Ethernet-метеостанция на платформе Arduino заложила достойную базу для создания устройств подобного типа и развития концепции «интеллектуальный дом». Ведь в ходе описываемой работы были получены навыки создания устройств на платформе Arduino, платами расширения и совместимыми датчиками, а также опыт в создании программ в среде Arduino IDE.

### **Библиографический список**

1. Петин В. А. Проекты с использованием контроллера Arduino /— СПб.: БХВ-Петербург, 2014. — 400 с.: ил. — (Электроника)
2. Соммер У. Программирование микроконтроллерных плат Arduino / Freeduino /— СПб.: БХВ-Петербург, 2012. — 256 с.: ил. — (Электроника)

УДК 004.414.3; ГРНТИ 50.41.25

## **ТЕХНОЛОГИЯ ПЕРСОНАЛИЗАЦИИ ДОСТУПА К ФУНКЦИЯМ ЭЛЕКТРОННОЙ ИНФОРМАЦИОННО-ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЙ СРЕДЫ УНИВЕРСИТЕТА**

**А.М. Гостин, А.С. Шумилова**

*Рязанский государственный радиотехнический университет,  
Россия, Рязань*

*Аннотация.* В связи с вступлением новых образовательных стандартов ФГОС ВО, предъявляющих новые требования к электронной информационно-образовательной среде университета, в статье рассмотрены варианты решения и обоснован выбор по задачам персонализации доступа участников образовательного процесса к функционалу личных кабинетов разрабатываемого образовательного портала университета.

*Ключевые слова.* электронная информационная образовательная среда, персонализация, личный кабинет, образовательный портал

# TECHNOLOGY OF PERSONALIZATION OF ACCESS TO FUNCTIONS OF THE ELECTRONIC INFORMATION-EDUCATION ENVIRONMENT OF UNIVERSITY

A.M. Gostin, A.S. Shumilova

Ryazan State Radio Engineering University,  
Ryazan, Russia

*Annotation:* In connection with the introduction into new educational FSES UD standards imposes new requirements to electronic information-educational environment of the university, in the paper options of the decision are considered and the choice on problems of personalization of access for participants of educational process to the functionality of private offices of the developed educational portal of university is reasonable.

*Keywords.* electronic information-education environment, personalization, personal account, educational portal

В соответствии с федеральными образовательными стандартами нового поколения каждый обучающийся в течение всего периода обучения должен быть обеспечен индивидуальным неограниченным доступом к одной или нескольким электронно-библиотечным системам (ЭБС) и к электронной информационно-образовательной среде (ЭИОС) университета. ЭИОС относится к ресурсному обеспечению основной образовательной программы и представляет собой набор взаимосвязанных информационных систем, баз данных, информационных и образовательных ресурсов, доступных каждому обучающемуся. Центральную часть ЭИОС должен занимать образовательный портал [1].

Для разработки образовательного портала, в первую очередь, необходимо решить задачи персонализации.

Персонализация – это комплекс мер, направленных на адаптацию внешнего вида и контента системы под разные категории пользователей. Персонализация включает аутентификацию пользователя в системе и предоставление ему доступа к определенной информации и функциональности.

Аутентификация — проверка подлинности предъявленного пользователем идентификатора. В зависимости от типа идентификатора его можно отнести к одному из четырёх основных факторов либо к их комбинации. *Фактор знания* («то, что ты знаешь») - наиболее распространённый механизм, при котором производится ввод информации, известной только пользователю, например, пароля или ответа на секретный вопрос. Теоретически фактор знания является самым простым и безопасным методом проверки подлинности. Он обладает хорошей криптостойкостью и достаточно прост в реализации. Для его использования пользователю необходимо запомнить комбинацию из букв, цифр и специальных символов. Общепринятым достаточным уровнем криптостойкости обладает последовательность из 8 - 12 таких символов. *Вещественный фактор* («то – чем ты владеешь») - второй по популярности фактор аутентификации. В первую очередь, под этим понимаются аппаратно-программные системы идентификации и аутентификации (СИА) или устройства ввода идентификационных признаков. К этой категории относятся криптоключи или токены, выполненные в виде флеш - устройств, магнитные смарткарты и т.д. Соответственно в системе требуется специализированное программное обеспечение, поддерживающее данные типы устройств. *Биометрический фактор* («то, что является частью тебя») использует в качестве идентификатора биометрические данные, для снятия которых также необходимы специальные программно-аппаратные средства. *Социальный фактор* («те, кто тебя знают») - такую систему можно назвать основанной на доверенной аутентификации [2]. Однако для этого типа аутентификации требуется делегирование полномочий администрирования пользователей в структурные подразделения, что затратно с организационной стороны.

Исходя из существующего положения дел в образовательном портале с контингентом около 10000 пользователей наиболее выгодным является аутентификация по фактору знания. Обучающиеся первоначально будут получать индивидуальный логин-пароль на доступ к функциям образовательного портала в учебном подразделении, ответственным за их направление подготовки (на выпускающей кафедре). Преподаватели и другие категории пользователей первоначально будут получать индивидуальный логин-пароль на доступ к функциям



образовательного портала у администратора в подразделении, сопровождающем образовательный портал.

Для всех зарегистрированных пользователей должна быть доступна функция восстановления пароля с помощью адреса электронной почты, указанного при регистрации пользователя. Для дополнительной защиты системы функцию восстановления пароля можно проводить только с компьютеров корпоративной сети университета. В электронном письме будет приложена ссылка на доступ к образовательному portalу с автоматически сгенерированным паролем, который может быть изменен пользователем при его желании при первом входе в систему. Вводимый пароль должен автоматически проверяться на криптостойкость.

Существуют различные подходы к управлению доступом, такие как: битовые маски, списки контроля доступа (ACL - Access Control List), реализация доступа на основе ролей (RBAC - Role Based Access Control). Использование битовых масок эффективно в малых системах, так как ограничено 32 или 64 уровнями (количеством бит в формате целого числа). Кроме того, битовые маски неэффективно использовать в сложнотруктурированных системах, имеющих большое количество связанных данных. Подход на основе ACL изначально применялся в файловых системах, поэтому эффективен при работе с атомарными операциями с низкоуровневыми объектами данных. RBAC отличается от ACL тем, что может давать привилегии на сложные операции с составными данными пользователям с одной или несколькими ролями. Недостатком ролевого подхода является сложное управление ролями и разрешениями в крупных информационных системах.

В случае с образовательным порталом наиболее эффективно комбинирование ролевого подхода и объектно-модульного принципа построения системы. Все функции образовательного портала изначально должны быть расписаны по отдельным модулям и объектам, затем строится матрица прав доступа к этим функциям для отдельных ролей и администратором назначаются права на роли в системе.

Управление индивидуальными правами пользователя по сути сводится к назначению ему роли.

В образовательном портале предполагается использовать следующие роли:

- обучаемый;
- преподаватель;
- администратор электронного журнала (деканат);
- администратор расписания (диспетчерская служба);
- администратор учебного плана (учебно-методическое управление);
- администратор анкетирования (служба мониторинга);
- администратор пользователей (кафедра);
- модератор контента (кафедра);
- руководитель (ректор, проректор, зав.кафедрой).

В личном кабинете обучаемый должен иметь возможность ознакомиться с нормативным обеспечением образовательной программы: федеральным государственным образовательным стандартом, основной образовательной программой, рабочим учебным планом, рабочими программами дисциплин, учебных и производственных практик по направлению подготовки, а также с учебным графиком на текущий семестр. Также обучаемый должен иметь возможность просмотреть результаты промежуточной аттестации и результаты освоения образовательной программы на протяжении всего периода своего обучения. Кроме того, обучаемый должен иметь возможность просмотра расписания занятий и экзаменов для выбранной категории лиц (учебные группы, преподаватели) и получать уведомления от администратора расписания при внесении изменений в расписание.

Для реализации интерактивного общения с преподавателями в рамках изучаемых дисциплин обучаемому должен предоставляться доступ к функциям модуля «Вопросы и ответы». Для обеспечения доступа к учебно-методическим материалам обучаемый должен иметь доступ к соответствующим разделам образовательного портала. Обучаемый должен иметь возможность фиксации личных достижений в различных сферах деятельности (учебная, научно-исследовательская, общественная, культурно-творческая, спортивная) в perso-

нальном портфолио. В учебном портфолио обучаемый может публиковать отчеты по лабораторным работам, контрольные и курсовые работы, а также индивидуальные задания в рамках изучаемых дисциплин. Для реализации образовательной деятельности обучаемый должен иметь доступ к изданиям электронной библиотеки РГРТУ. Для обеспечения требуемого качества образовательного процесса обучаемый должен иметь возможность прохождения назначенной процедуры анкетирования.

В личном кабинете преподаватель должен иметь возможность загружать рабочие программы по читаемым дисциплинам, вести журнал лабораторных работ или/и практических занятий, проводимых в семестре в соответствии с рабочей программой. Также преподаватель должен иметь возможность оценивания текущей успеваемости обучаемых в рамках проводимых контрольных мероприятий, а также по системе 0-1-2. Кроме того, преподаватель должен иметь доступ к просмотру расписания занятий и экзаменов и получать уведомления от администратора расписания при внесении изменений в его расписание. Для реализации интерактивного общения с обучаемыми преподаватель должен иметь доступ к модулю «Вопросы и ответы». Кроме того, преподаватель должен иметь доступ к размещению учебно-методических материалов в соответствующих разделах образовательного портала.

В личном кабинете администратор электронного журнала (работник деканата) должен иметь доступ к сведениям о составе учебных групп, которые обучаются по соответствующим направлениям подготовки на факультете, а также иметь возможность корректировать данную информацию при необходимости. Кроме того, администратор электронного журнала должен иметь возможность внесения данных из экзаменационных и зачетных ведомостей в электронный журнал.

В личном кабинете администратор учебного плана должен иметь возможность создавать и корректировать учебные планы по направлениям подготовки, осуществляемым университетом. Также он должен иметь возможность добавления и редактирования учебных периодов для соответствующих категорий учащихся.

В личном кабинете администратор расписания осуществляет создание, внесение изменений и корректировку расписания занятий обучающихся в рамках заданных направлений подготовки.

В личном кабинете администратор анкетирования составляет, назначает и проводит анкетирование обучаемых и преподавателей.

В личном кабинете администратор пользователей осуществляет корректировку данных пользователей согласно приказам о движении контингента.

В личном кабинете модератор контента (работник выпускающей кафедры) должен иметь возможность модерирования контента обучающихся и преподавателей кафедры на предмет соответствия законодательству РФ.

В личном кабинете руководитель в соответствии со своими полномочиями должен иметь возможность просмотра результатов обучения по направлениям подготовки, личных достижений обучаемых, результатов анкетирования и текущего рейтинга успеваемости обучающихся.

Опыт проектирования показывает, что живучесть корпоративных информационных систем в университете зависит не столько от реализации эффективного механизма распределения прав доступа, сколько от правильного назначения организационных полномочий для поддержки информационных систем, а также функциональной востребованности этих систем для как можно более широкого круга пользователей. Технология персонализации доступа к функциям образовательного портала, обеспечиваемая за счет использования ролевого подхода и объектно-модульного принципа, в наибольшей степени отвечает требованиям, предъявляемым ФГОС ВО к ЭИОС университета.

#### **Библиографический список**

1. Электронная информационно-образовательная среда университета / [Гостин А.М., Гуров В.С. и др.] // НИТ-2015. Рязань, 2015. – С. 3-8.
2. Классификация механизмов аутентификации пользователей и их обзор [Электронный ресурс]. URL: <https://habrahabr.ru/post/177551/> (дата обращения: 15.02.2016).

## МОДЕЛИРОВАНИЕ МЭМС КОМПОНЕНТОВ МЕТОДОМ КОНЕЧНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ

**В.А. Борисов\***, **К.В. Куликов\*\***, **В.Н. Ланцов\*\*\***

*Владимирский государственный университет имени А. Г. и Н.Г. Столетовых  
Россия, Владимир, \*adlab@rambler.ru, \*\* kulikov@vlsu.ru, \*\*\* lantsov@vlsu.ru*

*Аннотация.* Рассматриваются вопросы моделирования поведения микроэлектромеханических систем. Рассматриваются теоретические и практические вопросы построения математических моделей компонентов микроэлектромеханических систем.

*Ключевые слова.* Микроэлектромеханические системы, метод конечных элементов, пьезоэлектрическая балка, материальные уравнения.

## MODELING OF MEMS COMPONENTS BY FINITE ELEMENT METHOD

**V.A Borisov\***, **K.V. Kulikov\*\***, **V.N. Lantsov\*\***

*Vladimir State University,*

*Vladimir, Russia, \*adlab@rambler.ru, \*\* kulikov@vlsu.ru, \*\*\* lantsov@vlsu.ru*

*Abstract.* Theoretical and practical issues of software development for modeling components of microelectromechanical systems by finite element method.

*Keywords.* Microelectromechanical system, finite element method, piezoelectrics, constructive equations.

Моделирование микроэлектромеханических систем можно условно разделить на макро моделирование методом суперпозиций и моделирование физических процессов компонентов систем. В данной статье рассмотрена задача моделирования физических процессов в примитиве электромеханической системы (балки) методом конечных элементов с использованием пакета Matlab.

Метод конечных элементов (МКЭ) — это численный метод решения дифференциальных уравнений с частными производными, а также интегральных уравнений, возникающих при решении задач прикладной физики. Метод широко используется для решения задач механики деформируемого твёрдого тела, теплообмена, гидродинамики и электродинамики [1].

Преимуществом метода является произвольная форма обрабатываемой области. Существует возможность сделать сетку более редкой в тех местах, где особая точность не нужна.

Примером решения задачи с использованием метода конечных элементов является моделирование изотропного материала. К таким материалам относятся пьезоэлектрики, которые широко используются в построении сенсорных и актуаторных систем. Рассмотрим моделирование актуатора на базе пьезоэлектрика поливинилиденфторида. Пьезоэлектрики относятся к ортотропным материалам. Материал считается ортотропным в случае уникальности и независимости механических и термических свойств вдоль трех взаимно перпендикулярных направлений.

Пакет решения дифференциальных уравнений в частных производных PDE Toolbox в системе Matlab предоставляет функции для решения уравнений в частных производных в двумерном и трехмерном режимах, а также во временной плоскости с помощью анализа методом конечных элементов. Он позволяет строить сетки 2D и 3D геометрии и сформулировать граничные условия и уравнения. Вы можете решить статическую во временной области, частотной области и задачу на собственные значения по области геометрии. Функции постобработки и построения графиков результатов позволяют наглядно отобразить решение.

Примером решения задачи с использованием метода конечных элементов является моделирование изотропного материала. К таким материалам относятся пьезоэлектрики, которые широко используются в построении сенсорных и актуаторных систем. Рассмотрим моделирование актуатора на базе пьезоэлектрика поливинилиденфторида.

Под задачей моделирования в данном случае понимается расчет отклонения тонкой пьезопластины под воздействием приложенного электрического потенциала, приложенного через обкладки гибкого электрода. Отклонение пластины обеспечивается выполнением двух законов физики: закон упругости Гука и электрической индукции Гаусса.

Поскольку микроэлектромеханические структуры планарны, моделирование проводится в двумерной плоскости. Для выполнения моделирования необходимо составить конструктивные (материальные) уравнения.

Упругое поведение описывается законом Гука для изотропной среды:  $-\nabla \cdot \sigma = f$ , где  $\nabla$  - оператор дивергенции,  $\sigma$  - тензор напряжений,  $f$  - вектор силы тела.

Для материалов с ортотропией механических свойств, у которых главные направления упругости совпадают с осями декартовой системы координат, связь деформаций и напряжений (закон Гука) запишется следующим образом:

$$\begin{bmatrix} \sigma_{xx} \\ \sigma_{yy} \\ \sigma_{zz} \\ \sigma_{yz} \\ \sigma_{zx} \\ \sigma_{xy} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1-\nu_{yz}\nu_{zy}}{E_y E_z \Delta} & \frac{\nu_{yx} + \nu_{zx}\nu_{yz}}{E_y E_z \Delta} & \frac{\nu_{zx} + \nu_{yx}\nu_{zy}}{E_y E_z \Delta} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{\nu_{xy} + \nu_{xz}\nu_{zy}}{E_z E_x \Delta} & \frac{1-\nu_{zx}\nu_{xz}}{E_z E_x \Delta} & \frac{\nu_{zy} + \nu_{zx}\nu_{xy}}{E_z E_x \Delta} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{\nu_{xz} + \nu_{xy}\nu_{yz}}{E_x E_y \Delta} & \frac{\nu_{yz} + \nu_{zx}\nu_{yx}}{E_x E_y \Delta} & \frac{1-\nu_{xy}\nu_{yx}}{E_x E_y \Delta} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 2G_{yz} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 2G_{zx} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 2G_{xy} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varepsilon_{xx} \\ \varepsilon_{yy} \\ \varepsilon_{zz} \\ \varepsilon_{yz} \\ \varepsilon_{zx} \\ \varepsilon_{xy} \end{bmatrix}$$

где,  $\Delta = \frac{1-\nu_{xy}\nu_{yx}-\nu_{yz}\nu_{zy}-\nu_{zx}\nu_{xz}-2\nu_{xy}\nu_{yz}\nu_{zx}}{E_x E_y E_z}$ ,  $E_i$  - является модуль Юнга вдоль оси  $i$ ,  $G_{ij}$  является модуль сдвига в направлении  $j$  на плоскости с нормалью в направлении  $i$ ,  $\nu_{ij}$  является коэффициент Пуассона, что соответствует сокращению в направлении  $j$ , когда расширение применяется в направлении  $i$  [2].

Модуль Юнга (модуль продольной упругости) — физическая величина, характеризующая свойства материала сопротивляться растяжению, сжатию при упругой деформации.

Коэффициент Пуассона — величина отношения относительного поперечного сжатия к относительному продольному растяжению. Этот коэффициент зависит не от размеров тела, а от природы материала, из которого изготовлен образец. Коэффициент Пуассона и модуль Юнга полностью характеризуют упругие свойства изотропного материала. Безразмерен, но может быть указан в относительных единицах: мм/мм, м/м.

Модуль сдвига — физическая величина, характеризующая способность материала сопротивляться сдвиговой деформации.

Для поля в диэлектрической среде электростатическая теорема Гаусса может быть записана через поток вектора электрического смещения (электрической индукции). При этом формулировка теоремы выглядит следующим образом: поток вектора электрического смещения через замкнутую поверхность пропорционален заключённому внутри этой поверхности свободному электрическому заряду.

Электрическая индукция описывается законом Гаусса  $\nabla \cdot D = \rho$ , где  $\nabla$  оператор дивергенции,  $D$ -электрическое смещение (электрическая индукция),  $\rho$  - непрерывно распределенный заряд.

Дифференциальные уравнения в частных производных могут быть объединены в единую систему дифференциальных уравнений [4].

$$-\nabla \cdot \begin{Bmatrix} \sigma \\ D \end{Bmatrix} = \begin{Bmatrix} f \\ -\rho \end{Bmatrix},$$

где  $\nabla$  - оператор дивергенции,  $\sigma$  - тензор напряжений,  $f$  - вектор силы тела,  $D$  электрическое смещение (электрическая индукция),  $\rho$  - непрерывно распределенный заряд.

Полученное конструктивное уравнение может быть записано в тензорной форме. Под тензором понимается объект линейной алгебры, линейно преобразующий элементы одного линейного пространства в элементы другого. Частными случаями тензоров являются скаляры, векторы и билинейные формы.

$$\begin{pmatrix} \sigma_{11} \\ \sigma_{22} \\ \sigma_{12} \\ D_1 \\ D_2 \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} C_{11} & C_{12} & & e_{11} & e_{31} \\ C_{12} & C_{22} & & e_{13} & e_{33} \\ & & G_{12} & e_{14} & e_{34} \\ e_{11} & e_{13} & e_{14} & -\mathcal{E}_1 & \\ e_{31} & e_{33} & e_{34} & & -\mathcal{E}_2 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} \epsilon_{11} \\ \epsilon_{22} \\ \gamma_{12} \\ -E_1 \\ -E_2 \end{pmatrix}$$

Для решения системы дифференциальных уравнений в частных производных с помощью пакета PDE Toolbox в среде Matlab систему нужно привести к стандартной форме. Выразим стандартную форму через тензорное выражение [4]:

$$-\frac{\partial}{\partial x_k} \left( c_{ijkl} \frac{\partial u_j}{\partial x_l} \right) + a_{ij} u_j = f_i$$

Где,  $x$  - расчётная область;  $c$  - массив, описывающий распределение коэффициента  $c$  в расчётной области;  $f$  - массив, описывающий распределение правой части PDE  $f$  в расчётной области;  $a$  - массив, описывающий распределение коэффициента в расчётной области;  $u$  - узловое распределение решения (представляет собой столбцовую матрицу).

Из этого уравнения традиционные конститутивные коэффициенты могут быть записаны в форме, требуемой для пакета PDE Toolbox матрицы коэффициентов  $c$ .

$$\begin{bmatrix} C_{11} & \cdot & \cdot & C_{12} & e_{11} & e_{31} \\ \cdot & G_{12} & G_{12} & \cdot & e_{14} & e_{34} \\ \cdot & \cdot & G_{12} & \cdot & e_{14} & e_{34} \\ \cdot & \cdot & \cdot & C_{22} & e_{13} & e_{33} \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & -\mathcal{E}_1 & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & -\mathcal{E}_2 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} \frac{\partial u}{\partial x} \\ \frac{\partial u}{\partial y} \\ \frac{\partial v}{\partial x} \\ \frac{\partial v}{\partial y} \\ \frac{\partial \phi}{\partial x} \\ \frac{\partial \phi}{\partial y} \end{pmatrix}$$

где  $u$  - смещение по оси абсцисс;  $v$  - смещение по оси ординат;  $\phi$  - электрическое поле,  $C_{ij}$  - коэффициенты жесткости;  $\mathcal{E}_i$  - диэлектрическая проницаемость;  $e_{ij}$  - пьезоэлектрический коэффициент.

Таким образом, для выполнения расчета данной системы уравнений с использованием пакета PDE Toolbox необходимо:

ввести информацию о геометрии объекта. Это можно сделать через задание границ с помощью функции `geometryFromEdges` в специальном векторном формате или с помощью загрузки внешней геометрией;

выполнить ввод входных параметров в программу. Для этого необходимо привести задачу к стандартной форме, определить список переменных, количество уравнений в системе и задать входное воздействие в виде условий Дирихле с помощью функции `applyBoundaryCondition`;

выполнить разбиение геометрии на конечные элементы с помощью функции `generatemesh`;

выполнить сборку и решение задачи в частных производных. За сборку и решения в пакете PDE Toolbox Matlab отвечает функция `asmpde`;

выполнить анализ с использованием функции постобработки и построение графиков результатов [5].

В настоящее время разработка отечественных микроэлектромеханических структур является необходимым компонентом систем на кристалле, которые являются компонентами роботизированной техники и беспилотных аппаратов, в качестве сенсорных устройств. Пьезоэлектрические актуаторы также применяются в таких областях, как системы охлаждения кристаллов, обеспечивая воздушный поток микросхем, а также в проецировании изображений в Digital Light Processing (DLP) проекторах [6]. В данных проекторах изображение формируется через матрицы микрозеркал. Каждое зеркало крепится к жесткой подложке, которая через подвижные пластины соединяется с основанием матрицы.

### Библиографический список

1. Васильева В.Н. Введение в теорию метода конечных элементов: монография / Васильева В. Н. - Иркутск : Изд-во Иркут. ун-та, 1986. - 149 с.

2. Hooke's Law: Orthotropic Materials [Электронный ресурс]. URL: [http://www.efunda.com/formulae/solid\\_mechanics/mat\\_mechanics/hooke\\_orthotropic.cfm](http://www.efunda.com/formulae/solid_mechanics/mat_mechanics/hooke_orthotropic.cfm) (дата обращения 25.02.2016).
4. Deflection of a Piezoelectric Actuator [Электронный ресурс]. URL: <http://www.mathworks.com/help/pde/ug/deflection-of-a-piezoelectric-actuator.html> (дата обращения 25.02.2016).
5. Шмелев В.Е. "Partial Differential Equations Toolbox. Инструментарий решения дифференциальных уравнений в частных производных" [Электронный ресурс]. URL: <http://matlab.exponenta.ru/pde/book1/index.php> (дата обращения 25.02.2016).
6. Технология DLP [Электронный ресурс]. URL: <http://www.ixbt.com/dvd/dlp.html> (дата обращения 25.02.2016).

УДК 621.396; ГРНТИ 50.51.00

## АНАЛИЗ НЕЛИНЕЙНЫХ УСТРОЙСТВ МЕТОДОМ СПЕКТРАЛЬНОГО БАЛАНСА

В.Н. Ланцов, В.А. Иванов

*Владимирский государственный университет имени А.Г. и Н.Г. Столетовых,  
Россия, Владимир, lantsov@vlsu.ru*

*Аннотация.* Предлагается метод спектрального баланса для анализа нелинейных радиотехнических устройств на основе аппроксимации нелинейных функций полиномами Эрмита. Метод отличается от традиционного метода гармонического баланса тем, что все операции выполняются в частотной области и не требуются операции преобразований Фурье из частотной области во временную область и обратно.

*Ключевые слова.* Нелинейные электронные устройства, метод гармонического баланса, метод спектрального баланса, функции Эрмита, функция свертки.

## NONLINEAR CIRCUITS ANALYSIS BY SPECTRAL BALANCE METHOD

V.N. Lantsov, V.A. Ivanov

*Vladimir State University named after Alexander and Nicolay Stoletovs,  
Vladimir, Russia, lantsov@vlsu.ru*

*Abstract.* The method of spectral balance with approximation of nonlinear functions by Ermit functions was proposed. The method is differenced from traditional harmonic balance method, because the all operations is working into frequency domain and Fourier transform from frequency domain and reverse is not needed.

*Keywords.* Nonlinear electronic circuits, harmonic balance method, spectral balance method, Ermit functions, radiometric resolution, function of convolution.

Предложен метод спектрального баланса, где для аппроксимации нелинейных зависимостей применены функции Эрмита.

Одной из важнейших тенденций в области электроники является небывалый темп роста рынка интегральных микросхем (ИМС) для средств беспроводной связи. При этом реализация всей системы в последние годы чаще всего выполняется в одной-единственной микросхеме. Хотя нелинейная высокочастотная (ВЧ) часть составляет небольшую долю в общем объеме всей системы связи, но именно она вызывает наибольшие трудности при проектировании и во многом определяет основные параметры и сроки разработки всей системы.

Пусть нелинейное устройство описывается системой нелинейных интегродифференциальных уравнений (СНИДУ):

$$f(v(t), t) = i(v(t)) + \frac{dq(v(t))}{dt} + \int_{-\infty}^t y(t - \tau)v(\tau)d\tau + i_E(t) = 0 \quad (1)$$

Здесь  $v(t)$  – вектор узловых напряжений размерностью  $N$ ;  $i(v(t))$  – вектор тока резистивных элементов;  $q(v(t))$  – заряд конденсаторов;  $u(t)$  – токи входных источников;  $y(t)$  – импульсная характеристика линейной части схемы;  $i$  и  $q$  представляют только нелинейные элементы.

Особую роль для анализа ВЧ нелинейных устройств играет метод гармонического баланса (ГБ) [1]. Метод ГБ работает при анализе периодических и квазипериодических сигналов, и, что очень важно, сразу дает решение в установившемся режиме. В методе ГБ предполагается, что  $v$  и  $f(1)$  представляются в виде ряда Фурье (поэтому метод ГБ относят к методам в частотной области).

$x(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} X(k)e^{j\omega_k t}$ , где  $\omega_k = k\lambda$  и  $\lambda = 2\pi/T$  является базовой частотой.

Уравнение (1) тогда преобразуется в систему нелинейных уравнений, которую можно переписать в виде:  $F(V, k) = I(V, k) + j\omega_k Q(V, k) + Y(k)V(k) + I_E(k) = 0$ . В векторной форме это будет:  $F(V) = I(V) + \Omega Q(V) + YV + I_E = 0$ , (2)

где  $F(V)$ ,  $I(V)$ ,  $Q(V)$ ,  $V$ ,  $I_E$  – векторы размерностью  $[(2K+1) \cdot N]$ , содержащие спектр в каждом узле схемы. Матрица  $Y$  – является блочной, матрица  $\Omega$  – блочно-диагональной,  $\Omega_{mn} = \text{diag}\{-j\omega_K, \dots, 0, \dots, j\omega_K\}$ ,  $K$  – число учитываемых гармоник.

Так как модели нелинейных устройств описываются во временной области, то в методе ГБ необходимо использовать прямое и обратное преобразование Фурье. Введем связь между мгновенными значениями функции во временной области и гармониками в частотной области с помощью быстрого преобразования Фурье (БПФ) в матричном виде. Пусть отсчеты во временной области имеют вид:  $u(t) = [u(t_0), u(t_1), \dots, u(t_n)]$ , где  $n = 2K + 1$ ;  $K$  – номер наивысшей гармоники; а коэффициенты ряда Фурье –  $V = [V_0, V_1^C, V_1^S, \dots, V_K^S]$ . Тогда, введя матрицу БПФ

$$G = \begin{pmatrix} 1 \cdot \cos \omega t_0 \cdot \sin \omega t_0 \cdots \cos K \omega t_0 \cdot \sin K \omega t_0 \\ 1 \cdot \cos \omega t_1 \cdot \sin \omega t_1 \cdots \cos K \omega t_1 \cdot \sin K \omega t_1 \\ \dots \\ \dots \\ 1 \cdot \cos \omega t_{n-1} \cdot \sin \omega t_{n-1} \cdots \cos K \omega t_{n-1} \cdot \sin K \omega t_{n-1} \end{pmatrix},$$

получим связь между представлением сигнала во временной и частотной областях в виде  $V = Gu$  и  $u = G^{-1}V$ . Представим теперь все возможные формы уравнений ГБ в зависимости от области представления сигналов линейной и нелинейной частей:

1) уравнение баланса чисто во временной области – метод точек

$$f[u(t)] = \int_{-\infty}^t y(t - \tau)u(\tau)d\tau + i[u(t)] - i_E = 0;$$

2) если линейную подсистему решать в частотной области, то уравнение будет иметь вид:

$$f(u) = G^{-1}[Y(\omega)Gu] + i(u) - i_E = 0;$$

3) метод спектрального баланса полностью в частотной области

$$f(V) = Y(\omega)V + I(V) - I_E = 0.$$

Здесь нелинейные элементы (НЭ) аппроксимируются функциями, связывающими амплитуды интермодуляционных составляющих тока и напряжения;

4) стандартный гармонический баланс  $f(V) = Y(\omega)V + Gi(G^{-1}V) - I_E = 0$ .

В методе спектрального баланса линейная и нелинейная части моделируются в частотной области. Интерес к этой группе методов очень высок, так как нет необходимости использовать БПФ дважды для перехода из частотной области во временную область и обратно. Но возникает другая проблема – выбор аппроксимирующих функций характеристик НЭ в частотной области.

Степенной ряд Тейлора является наиболее распространенной аппроксимацией нелинейных элементов (НЭ). Для ряда, например для проводимости  $i(t) = g_0 + g_1 \cdot v(t) + g_2 \cdot v^2(t) + g_3 \cdot v^3(t) + \dots$ , представление в частотной области будет иметь вид:

$$I(\omega) = g_0 \cdot \delta(\omega) + g_1 \cdot V(\omega) + g_2 \cdot V(\omega) * V(\omega) + g_3 \cdot V(\omega) * V(\omega) * V(\omega) + \dots,$$

где знак \* означает свертку функций.

К сожалению, степенной ряд медленно сходится, требуется значительное число членов ряда, особенно при сильных уровнях сигналов. Поэтому предлагается использовать ап-

проксимацию рациональной функцией Эрмита. Для известной зависимости  $f(x)$  функция Эрмита будет рассчитываться как

$$\begin{cases} f^l(x_i) = \left(\frac{p}{q}\right)^l, \text{ где } l = 0, \dots, S; i = 0, \dots, j \\ f^l(x_{j+1}) = \left(\frac{p}{q}\right)^l, \text{ где } l = 0, \dots, k-1. \end{cases}$$

Здесь  $p(x) = \sum_{i=0}^m a_i x^i$  и  $q(x) = \sum_{i=0}^n b_i x^i$ .

Одной из форм будет  $f(x) = \varphi_0(x_0) + \frac{x-x_0}{\varphi_1(x_0) + \frac{x-x_1}{\varphi_2(x_0) + \dots}}$ , где  $\varphi_0(x) = f(x)$ ,

$$\varphi_1(x) = 1/f'(x), \dots, \varphi_j = j \left( \frac{\partial \rho_{j-1} - x}{\partial x} \right)^{-1}, \rho_0(x) = \varphi_0(x), \rho_j(x) = \rho_{j-2}(x) + \varphi_j(x).$$

Следующей проблемой является эффективность получения матрицы свертки для преобразования операций умножения и деления из временной области в частотную. Обычная формула линейной свертки  $a(j) = \sum_{i=-N}^N y(i)x(j-i)$  или  $A=Y*X$ . Матрица свертки  $T_x$  определяется из  $Y \cdot T_x = A$  путем простых графических преобразований.

### Библиографический список

1. Ланцов В.Н. Состояние в области методов моделирования нелинейных ВЧ электронных устройств связи (обзор). Часть 1 // Проектирование и технология электронных средств. 2012. № 4. С 2-11.
2. Ланцов В.Н. Состояние в области методов моделирования нелинейных ВЧ электронных устройств связи (обзор). Часть 2 // Проектирование и технология электронных средств. 2013. № 1. С 16 - 23.

УДК 004.42; ГРНТИ 20.53.19

## ПАРАЛЛЕЛЬНАЯ СОРТИРОВКА ДАННЫХ НА ПЛАТФОРМЕ CUDA

Т.А. Пюрова, С.В. Скворцов

*Рязанский государственный радиотехнический университет,  
Россия, Рязань, pyurova\_ta@mail.ru, s.v.skvor@gmail.com*

*Аннотация.* Рассматриваются теоретические и практические вопросы реализации алгоритмов параллельной сортировки данных на платформе CUDA.

*Ключевые слова.* Графический ускоритель, мультипроцессор, ядро, графическая память, блок, поток, центральный процессор, сортировка.

### PARALLEL SORTING THE DATA ON THE CUDA PLATFORM

T.A. Pyurova, S.V. Skvortsov

*Ryazan State Radio Engineering University,*

*Ryazan, Russia, pyurova\_ta@mail.ru, s.v.skvor@gmail.com*

*Abstract.* Theoretical and practical issues of design the algorithms of parallel sorting the data on the CUDA platform.

*Keywords.* Device, grid, kernel, graphic memory, block, thread, host, sort.

Программирование как прикладная дисциплина предполагает практическое решение ряда задач обработки данных, среди которых важное место занимает задача сортировки, под которой обычно понимают перестановки элементов некоторой последовательности в определенном порядке. Эта задача всегда является актуальной, что обусловлено постоянным возрастанием объемов сортируемых данных.



Существует большое количество алгоритмов сортировки, как последовательных, так и параллельных, однако развитие средств вычислительной техники требует не только модификации известных, но и разработки новых алгоритмов, обеспечивающих повышение эффективности сортировки за счет учета архитектурных особенностей вычислительной системы.

В настоящее время представлено множество технологий для параллельной обработки данных, а именно OpenMP, OpenCL, CUDA и др., каждая из которых имеет свои преимущества и недостатки [1-4]. Однако наиболее продуктивной и доступной для массового применения является последняя технология, основанная на использовании графического ядра – видеокарты фирмы NVIDIA [4-6].

Целью работы является создание параллельных версий алгоритмов быстрой сортировки и сортировки Шелла для их реализации на платформе CUDA, а также экспериментальная оценка эффективности полученных результатов.

Современные графические ускорители обеспечивают высокую степень параллелизма, приспособленную для выполнения различных задач [5, 6]. Графический ускоритель (device) состоит из нескольких мультипроцессоров (grid), использующих общую разделяемую графическую память. Каждый из них содержит вычислительные ядра (скалярные процессоры), а также один управляющий блок (block), который поддерживает многопоточное исполнение. Параллельные вычисления выполняются под управлением центрального процессора (ЦП или host по терминологии CUDA).

Для того, чтобы обратиться к ускорителю, в программу для ЦП включаются специальные подпрограммы (kernel), состоящие из потоков (thread). За счет большого количества вычислительных ядер графического ускорителя обеспечивается очень мелкозернистый параллелизм, вплоть до выделения отдельного потока для обработки каждого элемента данных. Все команды программы выполняются по принципу SIMD, где одна инструкция применяется ко всем потокам в блоке. Программирование в CUDA предоставляет возможность группирования потоков. Они объединяются в блоки потоков (thread block), т.е. одномерные или двумерные сетки потоков, взаимодействующих между собой с помощью точек синхронизации и разделяемой памяти. Программа для kernel исполняется над сеткой блоков потоков (grid).

Таким образом, программа для графического ускорителя, написанная на платформе CUDA, делится на две части: код, исполняемый на ЦП, и код, исполняемый на графическом устройстве. Код для kernel-устройства может быть написан как на специальном низкоуровневом языке, например PTX, так и на расширении языка Си/Си++. В последнем случае ядро имеет вид функции языка Си, которая описывает поведение одного потока [4, 5].

Быстрая сортировка – это широко известный алгоритм, использующий стратегию «разделяй и властвуй». Основная идея заключается в выборе опорного элемента, относительно которого сортируемый массив реорганизуется таким образом, чтобы все элементы, меньшие или равные опорному, оказались слева от него, а все элементы, большие, – справа. Далее рекурсивно сортируются подписки, лежащие слева и справа от опорного элемента. Функция ядра данного алгоритма Kernel имеет следующий вид.

```
__global__ void Kernel (int* a, int i)
{
    // индексация блоков
    Int ja = blockIdx.x;
    int temp;
    if (i <= ja)
    {
        temp = a[i];
        a[i] = a[ja];
        a[ja] = temp;
    }
}
```

Функция параллельного алгоритма быстрой сортировки приведена ниже, где  $a[n]$  обозначает исходный массив данных,  $pivot$  – опорный элемент.

```

Void QuickSort (int *a, const long n) {
    inti = 0, j = n-1;
    intpivot = 0;
    int *a2;
    // выбор опорного элемента
    pivot = a[(n-1) / 2];
    //выделение памяти на устройстве
    cudaMalloc((void**)&a2, n*sizeof(int));
    //копирование на устройство
    cudaMemcpy(a2, a, n*sizeof(int), cudaMemcpyHostToDevice);
    do {
        while (a[i] < pivot) i++;
        while (a[j] > pivot) j--;
        Kernel<<<n, 1 >>>(a2, i);
        //копирование на ЦП
        cudaMemcpy(a, a2, n*sizeof(int), cudaMemcpyDeviceToHost);
        cudaFree(a2);
    } while (i <= j);
    if (j > 0) QuickSort(a, j);
    if (n > i) QuickSort(a + i, n - i);}

```

Сортировка Шелла представляет собой усовершенствованный алгоритм сортировки вставками. Идея метода Шелла состоит в сравнении и перестановках элементов, расположенных не только рядом, но и на определённом расстоянии друг от друга в сортируемом массиве. Ядро данного алгоритма представлено ниже.

```

__global__ void Kernel(int* a, int step, int size)
{
    Int ia = blockIdx.x;
    for (int ia = 0; ia < (size - step); ia++)
    {
        Int ja = ia;
        while (ja >= 0 && a[ja] > a[ja + step])
        {
            int temp = a[ja];
            a[ja] = a[ja + step];
            a[ja + step] = temp;
            ja--;
        }
    }
}

```

Параллельная сортировка Шелла реализована следующей функцией, где  $a$  – исходный массив данных,  $size$  – размер массива.

```

void ShellSort(int a[], int size){
    //инициализация шага
    int step = size / 2;
    int *a2;
    cudaMalloc((void**)&a2, size*sizeof(int));
    cudaMemcpy(a2, a, size*sizeof(int), cudaMemcpyHostToDevice);
    while (step > 0)
    {
        Kernel <<<size, 1 >>>(a2,step,size);
        cudaMemcpy(a, a2, size*sizeof(int), cudaMemcpyDeviceToHost);
        cudaFree(a2);
        //уменьшение шага
    }
}

```

```

        step = step / 2;
    }}

```

Для оценки эффекта, полученного от применения распараллеливающих преобразований на платформе CUDA, были проведены измерения скорости работы разработанных программ сортировки данных, представленных в двух версиях: последовательная реализация на ЦП; многопоточная реализация на платформе CUDA.

Эксперимент проводился с использованием следующих технических средств: видеокарта NVIDIA GeForce gtx 470, процессор Intel Core2 Quad Q6600. Сортируемые данные представлены в виде одномерных массивов целых чисел, сформированных случайным образом. Для каждого размера массива выполнено по 10 экспериментов с разными данными. Средние значения времени работы программ (с) приведены в таблице.

Реализация алгоритма	Размер сортируемого массива данных				
	50	100	150	256	512
Быстрая сортировка					
Последовательная	0,002052	0,002456	0,004556	0,004360	0,005210
CUDA	0,002019	0,001346	0,000721	0,001690	0,002381
Метод Шелла					
Последовательная	0,001693	0,001668	0,002670	0,001646	0,002702
CUDA	0,000266	0,000253	0,000267	0,000234	0,000250

Полученные результаты показывают, что использование графического ускорителя позволяет значительно увеличить скорость работы прикладных программ. В зависимости от размера сортируемых массивов время работы многопоточного приложения на графическом ускорителе сокращается в несколько десятков раз по сравнению с последовательной реализацией на ЦП, причем с увеличением величины размерности выигрыш возрастает. Если сравнивать представленные алгоритмы, то результаты показывают, что сортировка методом Шелла поддается распараллеливанию гораздо лучше, чем быстрая сортировка.

Таким образом, на основе полученных данных в целом можно полагать, что многопоточная реализация алгоритмов сортировки позволяет повысить скорость обработки данных при увеличении выигрыша с ростом объемов данных, что является важным при решении практических задач. Продолжение исследований целесообразно расширить на другие алгоритмы сортировки с целью получения рекомендаций по их применению в конкретных условиях. Кроме того, интерес представляют попытки решения прикладных задач обработки данных [7-9] в режиме реального времени на платформе CUDA.

### Библиографический список

1. Бакулев А.В., Бакулева М.А., Козлов М.А., Скворцов С.В. Технологии разработки параллельных программ для современных многоядерных процессоров // Экономика, статистика и информатика. Вестник УМО. 2014. № 6. С. 211-215.
2. Корячко В.П., Скворцов С.В., Телков И.А. Модель планирования параллельных процессов в суперскалярных процессорах // Информационные технологии. 1997. № 1. С. 8-12.
3. Скворцов С.В. Оптимизация кода для суперскалярных процессоров с использованием дизъюнктивных графов // Программирование. 1996. № 2. С. 41-52.
4. Лунин Д.В., Скворцов С.В. Организация параллельных вычислений на платформе CUDA // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. 2014. № 49. С. 77-82.
5. Nvidia CUDA - неграфические вычисления на графических процессорах[Электронный ресурс]. URL:<http://www.ixbt.com/video3/cuda-1.shtml>(дата обращения 18.02.2016).
6. Пюрова Т.А., Скворцов С.В. Технология CUDA и параллельные вычисления на графических процессорах // Информатика и прикладная математика: межвуз. сб. науч. тр. 2015. № 21. С. 163-166.
7. Скворцов Н.В., Скворцов С.В., Хрюкин В.И. Дешифрация диагностического синдрома многопроцессорной системы в реальном времени // Системы управления и информационные технологии. 2010. Т. 39. № 1. С. 49-53.
8. Скворцов Н.В., Скворцов С.В., Хрюкин В.И. Синтез диагностических графов для многопроцессорных систем с активной отказоустойчивостью // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. 2012. № 39-2. С. 83-89.
9. Скворцов Н.В., Скворцов С.В. Автоматизация проектирования процессов самодиагностики для многопроцессорных систем с активной отказоустойчивостью // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. 2013. № 4-2 (46). С. 71-77.

## ПРИНЦИПЫ ФОРМАЛИЗАЦИИ ИССЛЕДОВАНИЯ КАЧЕСТВА ЖИЗНЕННОГО ЦИКЛА СПУТНИКОВЫХ СИСТЕМ И УСТРОЙСТВ УПРАВЛЕНИЯ

Ю.Д. Лазутин\*, Б.Г. Котельников\*\*, А.С. Грибанов\*\*, В.Ю. Лазутин\*\*

\* Рязанский государственный радиотехнический университет,  
Россия, Рязань

\*\* АО «Московский ордена трудового красного знамени научно-исследовательский радиотехнический институт», Россия, Москва

*Аннотация.* В статье излагаются основы теории жизненного цикла спутниковых систем связи и устройств управления.

*Ключевые слова.* Жизненный цикл изделия, системы управления.

## PRINCIPLES OF FORMALIZATION OF RESEARCH QUALITY OF THE LIFE CYCLE OF SATELLITE SYSTEMS AND CONTROL DEVICES

Lazutin Y. D. \*, B. G. Kotelnikov\*\*, A. S. Gribanov\*\*, V. Y. Lazutin\*\*

\* Ryazan State Radio Engineering University, Ryazan, Russia

\*\* Moscow order of labor red star scientific-research radio engineering Institute, Moscow, Russia  
*Abstract.* The article describes the basics of the theory of life cycle of satellite communication systems and control devices

*Keywords.* Life cycle, control systems.

На современном рынке наукоемких промышленных изделий, в частности спутниковых систем и устройств управления, одной из главных тенденций является повышение конкуренции. Решение проблемы повышения конкурентоспособности изделий проводится в нескольких направлениях, и одним из главных направлений является «тотальное управление качеством» (Total Quality Management, стандарт ISO9000) на основе эффективного управления жизненным циклом изделий (ЖЦИ) с использованием CALS-технологий.

Рассмотрим ЖЦИ. Согласно стандартам ISO этот цикл состоит из 11 этапов (рис.1). Выделим из них этапы, связанные с обеспечением качества изделий, и введем понятие «жизненный цикл» качества изделий (ЖЦКИ). Тогда ЖЦКИ будут формировать следующие этапы:

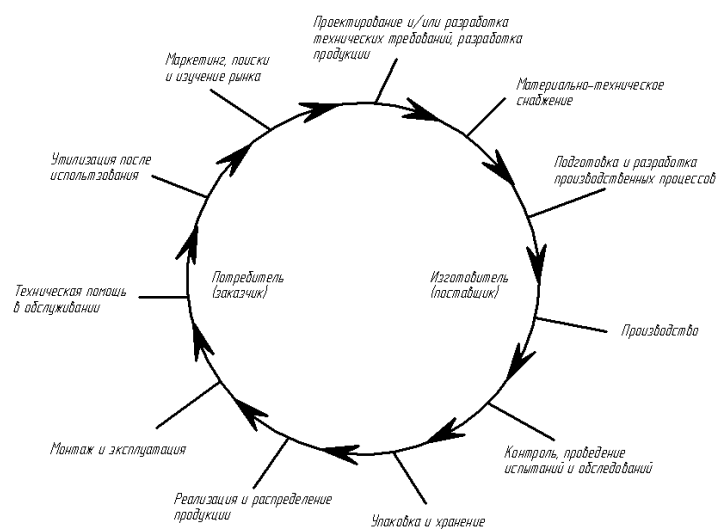


Рис.1. Этапы жизненного цикла продукции

- маркетинг и изучение рынка.

Целью этапа является разработка технического задания (ТЗ), в котором формулируются основные требования к параметрам, определяющим качество изделия, для нашего случая спутниковых систем и устройств управления (СС и УУ);

- проектирование и разработка СС и УУ.

На этом этапе разрабатывается конструкторская документация (КД), в которой указывается требование к качеству сборочных единиц и изделия согласно ТЗ;

- планирование и разработка процессов.

Целью данного этапа является технологическая подготовка производства и оформление технологической документации;

- производство.

На этом этапе решается задача выбора заготовок, изготовление сборочных единиц СС и УУ с заданными в КД требованиями к их качеству;

- эксплуатация.

Целью данного этапа является обеспечение работоспособности СС и УУ в течение заданного срока службы.

Решение проблемы обеспечения качества выпускаемых СС и УУ на всех этапах ЖЦИ связано, прежде всего, с использованием «системного подхода» к их исследованиям.

Проведенный нами анализ опубликованных работ по теории систем [1, 2, 3, 4, 5, 11] позволил сделать вывод о том, что системный подход к исследованию ЖЦКИ связан с необходимостью постановки и решения целого ряда задач методического, математического и технического характера, т.е. формализацией методов исследования ЖЦКИ.

Первоочередной задачей в этом направлении является задача определения таких основных понятий, как «система ЖЦКИ», «элемент», «связь», «критерий функционирования» системы ЖЦКИ.

На основе существующих в системной теории понятий «система», с учётом специфических признаков, которыми наделены ЖЦИ, нами понятие «системы ЖЦКИ» формулируется следующим образом.

Системы ЖЦКИ – упорядоченное определённым образом множество взаимосвязанных, находящихся в отношениях между собой и средой, «действующих операций», образующих целостность, единство и воздействующих на предметы труда с целью обеспечения требуемого качества их параметров и характеристик.

Из этого определения следует, что под элементом ЖЦКИ понимается «действующая операция». Например, операции разработки ТЗ, конструирования, изготовления, диагностики и т.п.

На рис. 2, а приведена схема действующей операции  $n$ , где  $X = \{x_1, x_2, \dots, x_p\}$  вектор состояний отдельных входов  $x_i$ , определяющих характеристики предметов, поступающих на операцию  $n$ ,  $Y = \{y_1, y_2, \dots, y_l\}$  выходной вектор, который представляет собой множество состояний отдельных выходов, определяющих характеристики предметов труда после операции  $n$ .

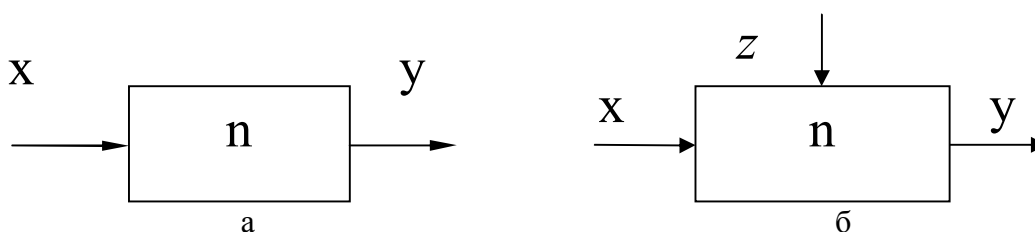


Рис.2. Схема действующей операции: а – без учёта влияния вектора  $Z$ , б – при наличии влияния вектора  $Z$

Тогда функционирование действующей операции  $n$  можно записать в виде следующего соотношения:

$$y = T(x), \quad (1.1)$$

где  $T$  – трансформация.

Соотношение (1.1) определяет правило преобразования вектора  $x$  в выходной вектор  $y$ , когда среда, переводя действующую операцию  $n$  в некоторое определённое состояние, не оказывает влияния на состояние её выходов  $y$ . Однако в большинстве случаев среда, оказывая влияния на трансформацию  $T$ , вызывает изменения состояния выходов вектора  $y$  действующей операции  $n$ . В этом состоит основная специфическая характеристика элементов системы ЖЦКИ, отличающая его от элементов других систем. Обозначим через  $z$  вектор, пред-

ставляющий собой множество состояния входов, характеризующих среду действующей операции  $n$  (рис. 2, б). С учётом влияния вектора  $z$  соотношение (1.1) можно записать в следующем виде:

$$y' = T(x, \varphi(z)). \quad (1.2)$$

Обозначим через  $T_z \rightarrow \varphi(z)$  трансформацию вектора  $x$  в вектор  $y$  с учётом влияния вектора  $z$ . Тогда соотношение (1.2) примет вид

$$Y = T_z(x). \quad (1.3)$$

Соотношение (1.3) выражает способ действия операции  $n$  ЖЦКИ.

Для описания правил трансформации действующей операции воспользуемся матричным способом [5].

$$\begin{bmatrix} & a_{z11} & a_{z12} & \dots \\ a_{z1p} & & & \\ & a_{z21} & a_{z22} & \dots \\ a_{z2p} & & & \end{bmatrix},$$

где  $A_z$  – матрица трансформации,  $a_{zlp}$  – коэффициенты частичного эффекта.

$$a_{zij} = \frac{\partial f_{zi}}{\partial x_j}, \quad (i=1,2,\dots,p, j=1,2,\dots,l).$$

Перейдём теперь к определению понятия «связи» ЖЦКИ.

На рис. 3 изображены две действующие операции  $n_1$  и  $n_2$ , причём  $n_1$  связана с  $n_2$ .

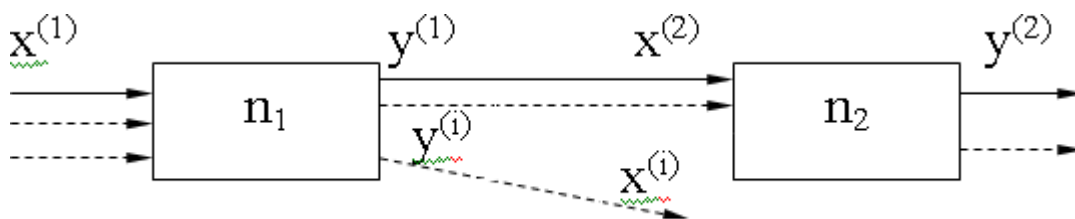


Рис.3. Схема связей 2-х операций

Обозначим  $x^{(1)}$  и  $x^{(2)}$  входные векторы операции  $n_1$  и  $n_2$ ; через  $y^{(1)}$  и  $y^{(2)}$  – выходные векторы этих же операций.

В соответствии с ранее сформулированными свойствами действующей операции при поступлении на операцию  $n_1$  предметов труда, параметры которых характеризуются значениями  $x^{(1)}$ , среда воздействует на операцию  $n_1$ , при этом в соответствии с выражением (1.3) операция  $n_1$  трансформирует входы  $x^{(1)}$  в выходы  $y^{(1)}$ , которые, в свою очередь, будут являться входами  $x^{(2)}$  операции  $n_2$ . Иначе говоря, связь действующей операции  $n_1$  с операцией  $n_2$  осуществляется в том случае, когда значение всех или некоторых выходов операции  $n_1$  переносится на значение всех или некоторых входов операции  $n_2$ , то есть эти значения оказываются равными.

Обозначив через  $y_1^{(1)}, y_2^{(1)}, \dots, y_l^{(1)}$  составляющие выходного вектора  $Y^{(1)}$  операции  $n_1$ , а через  $x_1^{(2)}, x_2^{(2)}, \dots, x_p^{(2)}$  – составляющие входного вектора  $X^{(2)}$  операции  $n_2$ , можно записать условия связи  $n_1$  с  $n_2$  таким образом:

$$x_j^{(2)} = y_i^{(1)} \quad (1.4)$$

для некоторых значений  $i$  и  $j$ , где  $i = 1, 2, \dots, l; j = 1, 2, \dots, p$ .

Для полного описания связи операции  $n_1$  с операцией  $n_2$  удобно воспользоваться матричным методом и записать соотношение (1.4) в виде векторного равенства

$$x^{(2)} = C_{12} y^{(1)}, \quad (1.5)$$

где  $C_{12}$  – матрица связи операции  $n_1$  с  $n_2$ .

Нулевое значение связи  $y(i)$  и  $x(i)$  на главной диагонали матрицы векторов показывает, что параметрическая связь  $y(i)$  и  $x(i)$  между операциями  $n_1$  и  $n_2$  отсутствует, но может существовать с другой операцией  $n_i$ . Следует подчеркнуть, что матричное представление связи 0-1 описывает только факт существования или отсутствия связи отдельных составляющих соответствующих векторов и ничего более и представляет собой первый этап исследования связей действующих операций. Когда этот этап завершен, можно определить искомые значения векторов путем моделирования связей операций процесса.

Перейдём к рассмотрению связей системы ЖЦКИ, используя при этом основные положения работы [2]. Допустим, данная система состоит из конечного множества действующих операций  $N$  (рис. 4).

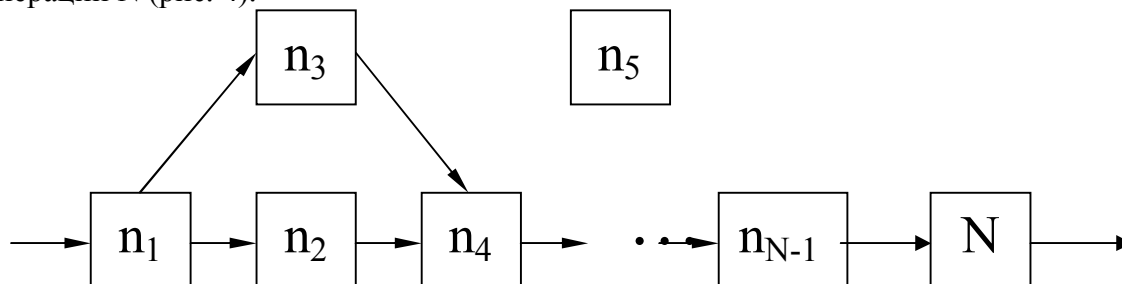


Рис.4. Схема связей действующих операций жизненного цикла качества изделий

Для такой системы, обобщая соотношение (1.5), можно записать  $N(N-1)$  векторных уравнений.

$$x_r^{(t)} = C_{rt} \cdot y^{(t)}, \quad (r,t=1,2,\dots,N; r \neq t) \quad (1.6)$$

Уравнение (1.6) фиксирует все связи множества.

В результате такого обобщения можно записать матрицу структуры  $S$ , элементами которой являются соответствующие матрицы связей. Такая матрица структуры в общем случае имеет следующий вид:

$$\begin{bmatrix} 0 & C_{12} & C_{13} & \dots & C_{1N} \\ C_{21} & 0 & C_{23} & \dots & C_{2N} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ C_{n1} & C_{n2} & C_{n3} & \dots & 0 \end{bmatrix} \quad (1.7)$$

С помощью матрицы структуры  $S$  можно описать способ действия всей системы:

$$X = S \cdot Y, \quad (1.8)$$

где  $X$  и  $Y$  - векторы всех входов и выходов системы.

Обобщая равенство (1.3), выражающее способ действия отдельной действующей операции, и подставляя его в равенство (8), позволяющее устанавливать структуру системы, получаем:

$$X' = S \cdot T_z(X); \quad (1.9)$$

$$Y' = T_z \cdot S(Y), \quad (1.10)$$

где  $X'$  и  $Y'$  - сложные векторы входов и выходов системы после их трансформации [36].

При этом под трансформацией векторов системы понимается формирование соответствующих критериев эффективности. При исследовании системы ЖЦКИ за критерий эффективности принимается критерий, характеризующий показатели качества выпускаемой продукции.

При анализе функционирования системы ЖЦКИ следует обратить внимание и на то, что отдельные действующие операции и отдельные связи, характеризующие структуру системы, в различной степени оказывают влияние на выбранные для управления критерии эффективности. Одни операции и связи в большей степени, другие в меньшей степени оказывают такое влияние. Учёт всех или большинства отмеченных выше факторов может привести за счёт их избыточности к громоздкой структуре математических моделей, усложнению контроля, к увеличению стоимости системы управления ЖЦКИ.

В связи с этим одной из основных задач системного метода изучения ЖЦКИ является разработка методов выделения существенных связей и операций цикла, оказывающих наибольшее влияние на выбранные для управления критерии эффективности.

Одним из основных системных принципов исследования сложных объектов является поэтапная процедура их изучения. Используя в этой связи положения монографии [11] и проведённые исследования, изложенные в работах [8, 9, 10], для изучения ЖЦКИ предлагается поэтапная процедура содержательного описания, абстрактного (теоретического) исследования и количественного анализа и моделирования ЖЦКИ.

Остановимся на краткой характеристике каждого из этапов.

Формализация ЖЦКИ на этапе содержательного описания начинается с анализа конкурентоспособности на рынке намеченного к выпуску изделия. Результатом этого анализа является разработка ТЗ и конструкторско-технологической документации, в которой отражены все необходимые требования к обеспечению качества выпускаемых изделий.

На этапе содержательного описания системы ЖЦКИ анализ её свойств имеет качественный характер. Главной чертой этого этапа является то, что в описании системы указываются цели исследования, выявляются целостные и структурные свойства и проводится описание основных информационных взаимосвязей, характеризующих структуру ЖЦКИ.

Установленная на этапе содержательного описания множественная характеристика свойств структуры конкретных ЖЦКИ позволяет обоснованно подойти к этапу теоретического изучения выявленных свойств структуры ЖЦКИ.

В связи с этим на этапе теоретического изучения системы ЖЦКИ вводится понятие «абстрактной системы», выступающей в форме теоретико-множественных математических моделей.

Необходимость введения понятия «абстрактной модели» обуславливается следующими положениями.

Поскольку система ЖЦКИ, с одной стороны, включает в себя множество действующих операций, множество связей и отношений, а с другой – образует определённую целостность, постольку с точки зрения строения такая система должна характеризоваться соответствующей упорядоченностью, организацией и иерархичностью структуры. Раскрытие этих системных свойств связано: с фиксацией в системе определённого порядка операций, отношений и связей; установлением для системы ЖЦКИ взаимоотношения между её частями, подсистемами, уровнями и т.д. и степенью их вклада в общее функционирование системы; выделением существенных связей и отношений системы.

Решение отмеченных выше задач возможно лишь на основе соответствующих математических моделей. Введение и исследование на этом этапе теоретико-множественных моделей системы ЖЦКИ, очевидно, позволит выполнить анализ её структуры и раскрыть упорядоченность, организованность и иерархичность структуры с помощью таких форм отношений, как отношений, определяемых декартовым и прямым произведением и теоретико-множественными, и алгебраическими операциями, выполняемыми над множествами, отношений эквивалентности и изоморфности, эквивалентного и изоморфного включения и продолжения, отношений между классами эквивалентности и минимальной формой структуры множеств.

Абстрактный этап исследования позволяет решать многие структурные задачи на качественном уровне: выявлять внешнее сходство между структурами системы ЖЦКИ (изоморфизм, эквивалентность, эквивалентное включение и продолжение структур и т.д.); опре-



делять минимальную форму структуры системы и наиболее существенные свойства и структурные взаимосвязи процесса; решать задачи анализа и синтеза структуры системы и обосновывать необходимый объём дальнейших теоретических и экспериментальных исследований ЖЦКИ, связанных с этапом количественного его описания.

На этапе количественного описания ЖЦКИ необходимо решить следующие основные задачи:

- разработать методику перехода от абстрактного этапа к количественному этапу изучения цикла;
- разработать методы количественного выбора информативных параметров и моделирования цикла;
- разработать методику составления функциональных схем контроля и управления качеством изделий.

Переход от абстрактного этапа к количественному этапу описания ЖЦКИ можно осуществить на основе использования промежуточных систем (системных) моделей [1]. Такие модели позволяют установить связь между качественным описанием системы (например, с помощью функциональных схемы) и количественным описанием систем с помощью конкретных математических моделей. Необходимость разработки таких моделей обуславливается также и тем, что нецелесообразно начинать количественное описание цикла сразу с разработки подробной математической модели. Гораздо эффективнее, особенно для ЖЦКИ, состоящего из большого числа взаимосвязанных операций, вначале определить главные связи между ними, а затем уже переходить к детальному моделированию механизмов функционирования различных подсистем. В этих случаях необходимо разработать менее структурированные модели. Например, модели алгебраического типа позволят существенно повысить эффективность анализа сложного ЖЦКИ.

Методика количественного выбора информативных параметров и моделирование ЖЦКИ должны включать последовательное решение задач:

- количественного выбора контролируемых входов и выходов (характеристик предметов труда) действующих операций  $n$ , оказывающих наибольшее влияние на выбранные для управления критерии эффективности;
- моделирования структуры ЖЦКИ и определения на этой основе управляемых операций;
- количественного выбора регулируемых входов, характеризующих внешние условия, настройку, режимы и т.п. управляемых операций и оказывающих наибольшее влияние на состояние контролируемых входов и выходов операций;
- определения математических моделей функционирования управляемых операций.

Реализация рассмотренных выше задач количественного выбора информационных параметров и моделирования действующих операций позволит обосновать структуру математических моделей ЖЦКИ в целом и разработать функциональные схемы контроля жизненным циклом ССиУУ. На основе разработанных структурных схем и математических моделей разработана система управления их ЖЦКИ, что позволило управлять ЖЦКИ в целом, начиная с разработки ТЗ и кончая утилизацией ССиУУ. Кроме того, научно обоснован минимально необходимый перечень контрольно-регулирующей аппаратуры и средств вычислительной техники; решена задача их размещения на операциях ЖЦКИ ССиУУ, обосновано необходимое информационное обеспечение на основе разработки для этих целей CALS-технологий.

### **Библиографический список**

1. Месарович М., Такаха Я. Общая теория систем. М.: Мир, 1976. – 311 с.
2. Бусленко Н.П. Моделирование сложных систем. М.: Наука, 1978. – 390 с.
3. Волков В.И., Денисов А.А. Основы теории систем и системного анализа. СПб.: Изд. СПбГТУ, 1997. – 510 с.
4. Общая теория систем / Иванов А.М., Петров В.П., Сидоров И.С., Козлов К.А. – СПб.: Научная мысль, 2005. – 480 с.
5. Глушко В.М. Синтез цифровых автоматов. –М.: Физматгиз, 1962. – 476 с.
6. Садовский В.Н. Основание общей теории систем.–М.: Наука, 1974. – 287 с.
7. Lange O. Calosc i rozwój w swietle cybernetyki. –W.: PWN, 1962. – 302 с.

8. Лазутин Ю.Д. Структурный анализ и выбор управляемых параметров в производстве электронных приборов. – М.: ЦНИИ «Электроника», 1978. – 52 с.
9. Лазутин Ю.Д. Методы исследований абстрактных технологических процессов. – М.: ЦНИИ «Электроника», 1980. – 89 с.
10. Лазутин Ю.Д. Методы теории чувствительности в технологии производства электронных приборов. – М.: ЦНИИ «Электроника», 1979. – 128 с.
11. Лазутин Ю.Д. Теория и практика системно-структурного исследования качества жизненного цикла промышленных изделий. – М.: Рязан. гос. радиотехн. универ. Рязань, 2015. – 374 с.

УДК 621.396 ГРНТИ 47.45.29

## СИСТЕМА СЛЕЖЕНИЯ ЗА ОРБИТАЛЬНЫМ РЕТРАНСЛЯТОРОМ

Ю.Д. Лазутин\*, А.С. Грибанов\*\*, Б.Г. Котельников\*\*, В.Ю. Лазутин\*\*

\* Рязанский государственный радиотехнический университет, Россия, Рязань

\*\* АО «Московский ордена трудового красного знамени научно-исследовательский радиотехнический институт», Россия, Москва

*Аннотация.* В статье описывается перспективное направление развития техники дальней радиосвязи.

*Ключевые слова.* Антенная система, повышение эффективности канала связи.

## A TRACKING SYSTEM FOR THE ORBITAL RELAY

Lazutin Y. D. \*, A. S. Griбанov\*\*, B. G. Kotelnikov\*\*, V. Y. Lazutin\*\*

\* Ryazan State Radio Engineering University, Ryazan, Russia,

\*\* Moscow order of labor red star scientific-research radio engineering Institute, Moscow, Russia

*Abstract.* The article describes a promising direction of development of technology of long-distance radio.

*Keywords.* Antenna system, improving the efficiency of the communication channel

В спутниковых системах связи для передачи сигналов от базовой станции к абоненту через ретранслятор необходимо знать положение ретранслятора относительно базовой станции для того, чтобы повысить энергетiku сужением диаграммы направленности антенны, при этом нужно выполнять высокоточное определение направления на спутниковые ретрансляторы. Апертура антенн при этом становится достаточно большой.

Спутники, находящиеся на геостационарной орбите, двигаясь со скоростью вращения Земли, постоянно находятся над определенной точкой земной поверхности. Положение спутников лишь новых поколений поддерживается на геостационарной орбите с точностью 0,1 град. А спутники, произведенные в 80-х годах и не выработавшие свой ресурс, имеют флуктуации орбиты 2 - 3,5 град. Пеленг на эти спутники требует постоянного уточнения.

Это связано с тем, что на траекторию движения спутника воздействуют различные силы как гравитационного притяжения Земли, Солнца, Луны, планет, других спутников, так и атмосферного торможения [1].

Поэтому задача эффективной связи включает в себя слежение за положением спутника и создание антенной системы с большим коэффициентом усиления. Антенная система может содержать несколько антенн. Но многоантенная система требует поддержания когерентности излученных сигналов на входе приемного устройства, станции (РЛС) [2].

Для линий связи с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты (ППРЧ) снимается проблема когерентного сложения сигналов. Каждая из антенн излучает в определенном поддиапазоне частот, а все антенны в совокупности перекрывают весь рабочий диапазон частот. Наиболее близким к предлагаемому решению является многоантенное устройство [4].

Такое техническое решение принимается для построения наземной станции приема-передачи информации.

Для определения направления на ретранслятор используется интерферометр, принимающий сигнал от зондирующего пространство передатчика. Для определения направления на ретранслятор можно использовать сигнал самого ретранслятора [3], но такой вариант энергетически невыгоден. Поэтому применяется наземный зондирующий сигнал, промодулированный так, что он оказывается ниже уровня шумов приемника ретранслятора.

Известна схема слежения в виде многоканальной импульсной РЛС [5], состоящий из антенны, передатчика, синхронизатора, приемника, системы управления движением луча антенны, системы автосопровождения по дальности и угловым координатам.

*Антенна* обеспечивает обзор пространства в пределах рабочей зоны станции по заданной программе или непрерывное измерение угловых координат при автосопровождении цели. Для увеличения дальности действия размеры антенны обычно стремятся выбрать максимальными в пределах, определяемых техническими возможностями, условиями размещения и работы станции.

Закономерность и требуемая скорость обзора обеспечивается *системой управления движением луча антенны*, состоящей из устройства поворота антенны в соответствии с заданным видом обзора и устройства вращения облучателя или рефлектора при переходе к автосопровождению одиночной цели (в случае использования при автосопровождении конического сканирования). Угловое положение луча антенны в пространстве с помощью специальных датчиков передается в выходные устройства для измерения угловых координат целей. При автосопровождении по угловым координатам, когда ось антенны непрерывно совмещается с линией визирования цели, специальные датчики позволяют измерять угловую скорость линии визирования. Принимаемые отраженные сигналы с выхода антенны через антенный переключатель поступают на вход приемника для последующей обработки.

*Приемник*, как правило, супергетеродинного типа. Входным элементом является усилитель ВЧ или смеситель, что определяется техническими возможностями создания усилителя ВЧ в диапазоне частот станции, его весом, габаритами, надежностью и другими факторами. В качестве усилителя ВЧ с малым уровнем шума могут применяться лампа бегущей волны, параметрический усилитель, парамагнитный (квантовый) усилитель и малошумящий триод.

*Передатчик* вырабатывает высокочастотные радиоимпульсы, длительность и форма которых определяются импульсом модулятора, а момент появления — импульсом синхронизатора. В качестве генератора высокой частоты наиболее широко используются магнетроны, но применяются также и генераторы других типов, в частности высокочастотные триоды. Импульс передатчика через антенный переключатель поступает в антенну, формирующую заданную диаграмму направленности.

Согласование работы узлов РЛС во времени обеспечивает синхронизатор, который состоит из двух элементов: генератора запускающих импульсов и генератора импульсов, следующих с заданной частотой повторения  $P_n$ . Генератор запускающих импульсов вырабатывает импульсы с определенным периодом повторения, обычно меньшим, чем  $T_n$ , которые используются для запуска генератора импульсов частоты  $P_n$  и схемы электронных меток дальности. Для повышения стабильности периода повторения запускающих импульсов генератор может иметь кварцевую стабилизацию. Генератор импульсов частоты  $\Gamma_n$  является основным элементом, вырабатывающим синхронизирующие импульсы, используемые для запуска передатчика, выходных устройств (определяют начало отсчета дальности) и схем АРУ приемника.

*Антенный переключатель* во время генерации радиоимпульса подключает антенну к передатчику и отключает приемник. В большинстве РЛС в антенном переключателе используются газовые разрядники, которые «пробиваются» во время импульса передатчика (вследствие ионизации наполняющего их газа) и обеспечивают указанное переключение. После окончания генерации происходит «восстановление» разрядников (деионизация газа) и производится обратное переключение.

Антенный переключатель должен обеспечивать при отключении приемника затухание не менее 60—70 дБ. Время деионизации разрядников должно быть как можно меньше. Обычно оно составляет единицы микросекунды.

Рассмотренная выше система не обеспечивает точное определение координат ретранслятора. Поэтому в разработанном нами приемнике применяем разносто-фазовый метод пеленгации [5].

Интерферометр работает следующим образом.

По разности фаз переизлученного ретранслятором сигнала, принятого разнесенными по базе приемниками, определяется направление на ретранслятор.

Погрешность определения направления с помощью интерферометра, база которого  $b$  определяет заданную точность (разрешение) по направлению  $\alpha$ , представляется выражением:

$$\sigma = \frac{\sigma_{\Delta\phi} \cdot \lambda}{2\pi \cdot b \cdot \cos(\alpha)}$$

где:

$b$  - база измерения(АВ),

$\lambda$  - длина волны передатчика,

$\alpha$  - направление на спутник относительно нормали к базе.

$\sigma_{\Delta\phi} = \frac{1}{\sqrt{q}}$  - погрешность измерения разности фаз сигнала, принимаемого разне-

сенными на  $b$  приемниками,

где  $q$  - отношение сигнал/шум.

Т.е. чем больше отношение сигнал/шум, тем меньше погрешность определения направления.

Метод обеспечивает малую погрешность, когда измерительная база существенно больше длины волны радиоизлучения, но при этом измерение направления на источник радиоизлучения получается многозначным.

На рис.1 приведена зависимость погрешности измерения ( $\sigma_1$ ) от базы  $b$  для системы спутниковой связи диапазоне волн 20ГГц.

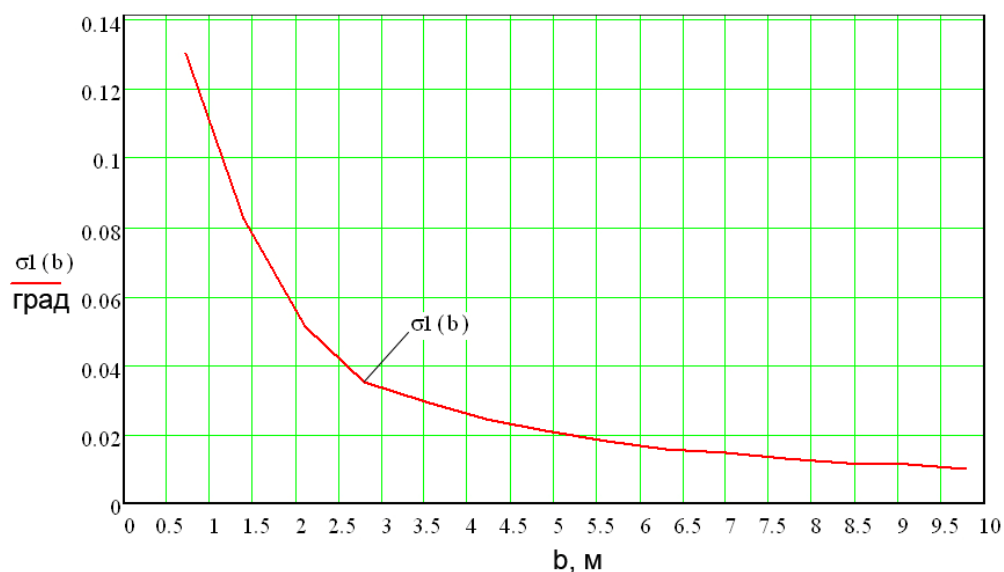


Рис.1. Зависимость погрешности измерения направления от измерительной базы

Известно, что для однозначного измерения направления измерительная база должна быть менее  $\lambda/2$ , но требуемая погрешность измерения определяется существенно большей базой и, соответственно, многозначностью измерения пеленга.

Сигналы, поступающие на приемник наведения антенн в диапазоне 20ГГц при однозначном определении направления должны иметь измерительную базу  $b=0.014\dots 0.015$ м.

Из рис.1 следует, что при базе 1.2 и более метров погрешность измерения составляет менее  $0.1^\circ$ .

Для устранения неоднозначности (многозначности) при определении направления фазовым методом применяют многошкальное измерение направления [6, 7]. В этом случае направление определяется измерителями, каждый из которых, кроме одного, обладает много-

значностью. Цена деления шкалы и соответствующая ей ширина дорожки однозначности предполагается различной для каждого измерителя.

Ширина дорожек однозначности будет разной в каждой системе линий положения, точность измерения направления также будет неодинаковой. Цена деления шкалы первого, наиболее точного, измерителя и соответственно ширина дорожки  $\Delta k_1$  точного определения будут наименьшими. Цена деления шкалы второго, более грубого измерителя  $\Delta k_2$  и соответственно ширина его дорожки предполагается в  $K_1 = \frac{\Delta k_2}{\Delta k_1}$  большей, чем у первого. Ширина дорожки, соответствующей третьему измерителю  $\Delta k_3$ , будет в  $K_2 = \frac{\Delta k_3}{\Delta k_1}$  раза большей, чем для второго измерителя, и т.д.

Для получения семейств линий положения с разными по ширине дорожками должны быть использованы периодические сигналы с разными по величине периодами. Такие сигналы могут быть образованы методом с измерением направления на сильно отличающихся частотах [6, 3].

Для решения задачи слежения за орбитальным ретранслятором предлагается система, содержащая передатчик зондирующего сигнала, приемник зондирующего сигнала, измеритель дальности, устройство сопряжения, система управления движением антенн, опорный генератор, передающая и приемная антенны, отличающиеся тем, что введены три приемные антенны и четыре передающие связные антенны, при этом все приемные антенны и передающие связные антенны соосны и образуют единый антенный блок, положение которого определяется системой управления движением антенн, приемные антенны соединены с 1, 2, 3, 4 входами приемника, 5 вход соединен с выходом опорного генератора, первый и второй выходы приемника соединены с первым и вторым входами устройства сопряжения, третий и четвертый входы сопряжения соединены с первым и вторым соответственно выходами системы управления движением антенн, первый вход которой (жестко) соединен с антенной платформой, а второй и третий входы – с первым и вторым выходами устройства сопряжения, третий и четвертый выходы системы управления движением антенн соединены с исполнительными устройствами антенной платформы, первый выход передатчика соединен с передающей антенной, второй выход – с первым входом измерителя дальности, а вход передатчика соединен с выходом опорного генератора, выход измерителя дальности соединен со входом формирователя сигнала смещения облучателя, выход которого соединен с устройством смещения облучателей передающих связных антенн, входы передающих связных антенн соединены с первым, вторым, третьим, четвертым выходами устройства формирования сигнала связи, соответственно при этом первый, второй, третий, четвертый входы приемника соединены с первой, второй, третьей, четвертой приемными антеннами, выходы приемников соединены соответственно с последовательно соединенными усилителем высокой частоты, смесителем, усилителем промежуточной частоты, усилители промежуточной частоты парно соединены с первым и вторым входами фазового детектора, выход первого детектора является первым выходом приемника, выход второго фазовращателя является вторым выходом приемника, вторые входы смесителей приемника соединены с пятым входом приемника, третий выход приемника соединен с выходом усилителя промежуточной частоты, вход передатчика соединен с входами генератора сигнала высокой частоты и генератора импульсов, выходы которых соединены соответственно с первым и вторым входами модулятора, выход которого через усилитель мощности соединен с первым выходом передатчика, второй выход передатчика соединен с выходом генератора импульсов, первый вход измерителя дальности – с первым входом селектора дальности, второй вход измерителя дальности через амплитудный детектор и видеоусилитель соединен со вторым входом селектора дальности, выход которого соединен с выходом измерителя дальности, выход измерителя дальности соединен через формирователь сигнала смещения облучателя с механизмом смещения облучателя каждой из четырех передающих связных антенн, первый вход системы управления движением антенн соединен с датчиками положения антенны по углу места и азимуту, выходы датчиков соединены с первым и вторым выходами системы управления движением антенн, второй и

третий входы которой соединены через устройство поворота антенны по углу места и устройство поворота антенны по азимуту с третьим и четвертым выходами системы управления движением антенн, первая, вторая, третья и четвертая передающие связные антенны соединены с выходами первого, второго, третьего и четвертого усилителей мощности, входы которых соединены с соответствующими выходами делителя мощности, вход которого соединен с выходом генератора, датчик параметров излучения через устройства формирования сигнала излучения соединен со входом генератора.

Система работает следующим образом. Передатчик излучает сигнал в сторону ретрафлятора. Отраженный сигнал принимается двумя парами антенн, реализующих разностно-фазовый метод измерения направления по азимуту и углу места.

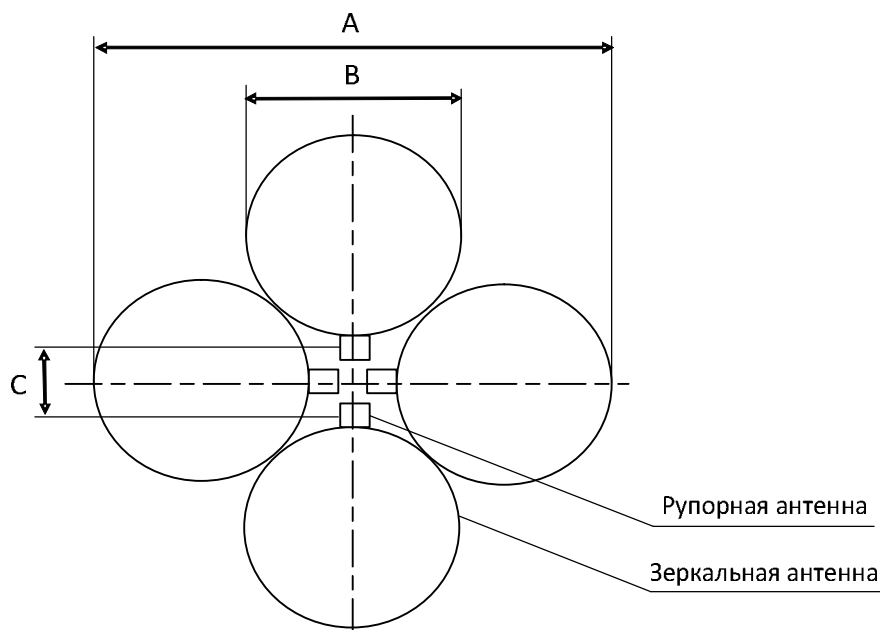


Рис. 2. Пример предлагаемой приемо-передающей антенной системы

Обозначения:

A – размер антенной системы (9 м),

B – апертура антенны (3.6 м),

C – база интерферометра (1.2 м).

Коэффициент усиления приемной рупорной антенны определяется по выражению:

$$G = 4\pi \left(\frac{S}{\lambda}\right)^2 v,$$

где:

- S – площадь раскрыва рупора;
- $\lambda$  – длина волны принимаемого излучения;
- v – поляризационный коэффициент.

Для рупора с площадью раскрыва 0.003 м<sup>2</sup> коэффициент усиления составляет 20дБ.

Полученные значения углов в системах сопровождения по азимуту и углу места сравниваются с текущим получением антенной платформы, и вычисляются углы поворота, которые через устройства поворота антенны подаются на исполнительные механизмы поворота. Далее сигнал попадает в приемник, добротность которого вычисляется в соответствии с выражением.

$$\frac{G}{T} = \left(\frac{4\pi R}{\lambda}\right)^2 \frac{Kq}{E} \Delta f_{\text{пр}} [\text{дБ/К}^\circ],$$

где:

- q – отношение сигнал/шум на входе приемника системы аппаратуры разведки, дБ;

- $\Delta f_{\text{пр}}$  – полоса приемника аппаратуры разведки, МГц;
  - $K$  – постоянная Больцмана;
  - $E$  – эквивалентная изотропно излучаемая мощность канала передачи сигналов ретранслятора, дБ/Вт;
  - $R$  – дальность, м;
  - $\lambda$  – длина волны принимаемого излучения, м;
  - $G$  – коэффициент усиления приемника, дБ;
  - $T$  – суммарная шумовая температура приемной системы, К°.
- На рис. 3 показана полученная зависимость.

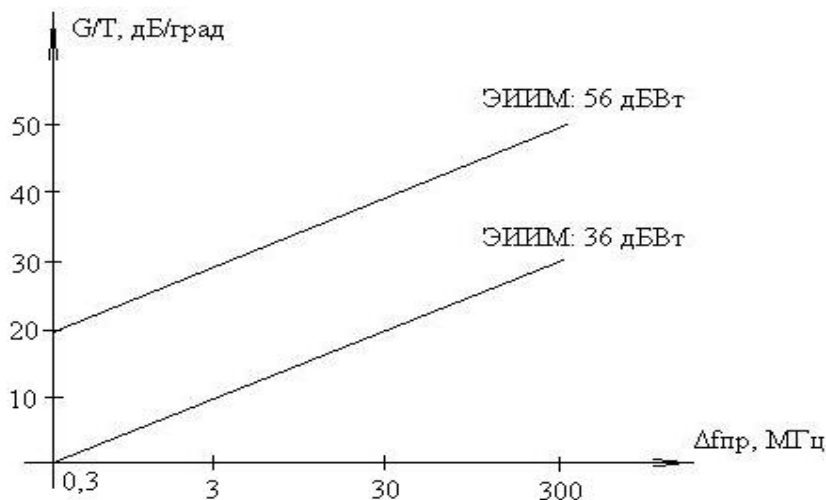


Рис. 3. Зависимость добротности приемника от полосы пропускания

В полученном направлении излучается сигнал устройства формирования сигнала связи. Антенны передачи сигнала связи и антенны приемника центрированы в одном направлении сосной установкой на одном основании – антенной платформе.

Эффективная изотропная излучающая мощность (ЭИИМ) равна:

$$E_n = E_c + K_{\Delta f} + K + K_{AB},$$

где:

$$K_{\Delta f} = \frac{\Delta f_{\text{ппрч}}}{\Delta f_c};$$

$\Delta f_c$  – ширина спектра сигнала;

$$K_{AB} = 10^{\frac{-2l\gamma_0}{10}};$$

$\varepsilon$  - угол места направления на ретранслятор,

$l$  - эффективная толщина атмосферы,

$\gamma_0$  - затухание при вертикальном зондировании.

Необходимый энергетический потенциал:

Таблица 1

$R_c$	$K_{\Delta f}$ (дБ)	$E_n$ (дБ)
75 Б/с	74.2	140.9
2.4 кБ/с	59.2	135.9
19.2 кБ/с	50.2	126.9
512 кБ/с	35.9	112.6
1544 кБ/с	31.12	107.82

Выбор антенны для передатчика делается с учётом взаимоисключающих обстоятельств. С одной стороны, потери наведения фиксированных антенн определяются неопределенностью положения спутника в пространстве, инструментальной ошибкой наведения антенны в номинальную точку стояния ретранслятора и эксплуатационной ошибкой, обусловленной механическими нагрузками на зеркало антенны. С другой стороны, улучшение

направленных свойств антенны позволяет уменьшить энергозатраты на формирование сигналов.

Выражение, связывающее направленные свойства антенны и ее коэффициент усиления:

$$G_n = K_n \pi^2 \left( \frac{D}{\lambda} \right)^2$$

Таблица 2

$G_n$ (дБ)	D	$\Theta_{0.5}$ (рад)	$K_{исп}$
66.9	9м	0.001	0.3
62.1	4.5м	0.002	0.4
61.1	3.6м	0.003	0.5
50.8	1м	0.01	0.6

Коэффициент использования поверхности антенны

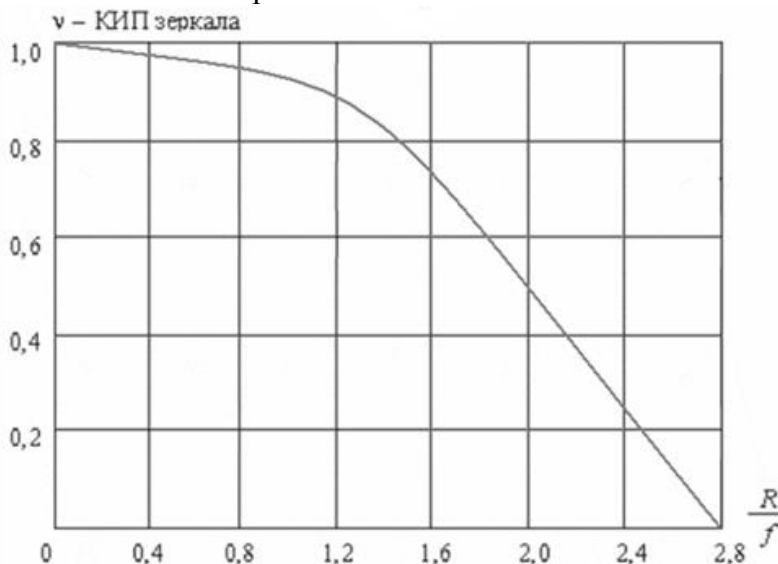


Рис. 4. Коэффициент использования поверхности антенны

Из таб. 2 следует, что для удержания ретранслятора в луче ДНА (с учетом максимальной угловой неопределенности спутника относительно номинальной точки стояния) наилучшим образом удовлетворяет антенна с раскрывом, равным 3,6 м. Для того чтобы получить достаточно большой коэффициент усиления, необходимо сконструировать многоэлементную, например четырехэлементную, систему [4] антенн (см. рис. 2).

Тогда:  $G_n$  (дБ) = 61.1 + 6 = 67.1 (дБ).

Измеритель дальности фиксирует время задержки излученного импульса относительно принятого и подает команду на формирователь сигнала смещения облучателя антенн устройства формирования сигнала связи.

Для повышения потенциала линии связи с ретранслятором рассмотрим условия фокусировки сигнала в области антенны ретранслятора [8]:

1) при помещении облучателя в фокус параболического зеркала главный максимум ДН антенны ориентирован вдоль ее оси;

2) ширина главного лепестка ДН определяется главным образом отношением  $\lambda/2R$ , но зависит также от закона изменения амплитуды поля в раскрыве зеркала;

3) для уменьшения уровня боковых лепестков ДН антенны амплитуда поля в раскрыве должна уменьшаться от центра к краю, что достигается использованием облучателя с



максимумом ДН, ориентированным на вершину зеркала, и понижением излучения в направлении его края.

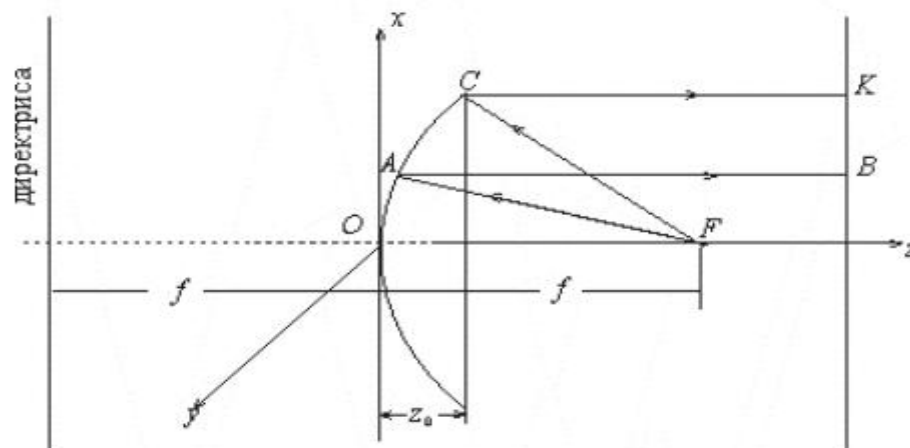


Рис. 5. Ход лучей в параболической антенне

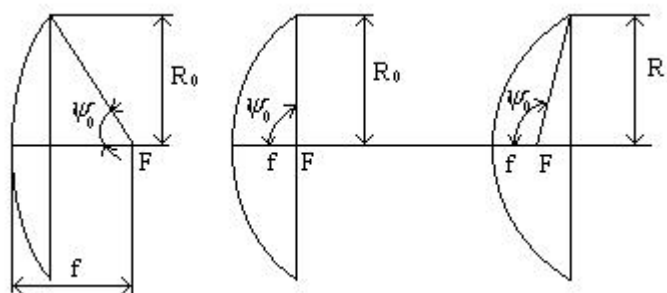


Рис. 6. Формы зеркала антенны

На общей схеме слежения за ретранслятором не показаны фильтры на входе приемника и после смесителей, так как принцип работы системы они не меняют.

Разработанная система слежения за орбитальным ретранслятором позволяет располагать ее на любой платформе, в том числе подвижной [9]. Тогда система становится защищенной от средств поражения в условиях применения ее в интересах РЭБ.

### Библиографический список

1. Kelso T.S. «Real-World Benchmarking» Satellite Times № 6, 1996.
2. Млечин В. В. Способ поддержания когерентности модулированных радиосигналов. Патент на изобретение №2476984. МПК H03C3/00. 07.02.2012.
3. Фазовый радиопеленгатор. Бюллетень № 31 от 10.11.2010г. Патент №2403582 от 15.05.2009, кл.G01S3/46.
4. ОАО «НПО ПМ-Развитие», Специальный выпуск "Спутниковая связь и вещание"-2013, с.168, приложение к журналу "Технологии и средства связи".
5. Радиолокационные устройства (теория и принципы построения) под ред. В.В. Григорина-Рябова. М.: 1970, 680 с.
6. Кинкулькин И.Е., Рубцов В.Д., Фабрик М.А. Фазовый метод определения координат.- М.: Сов. радио, 1979. - 280 с.
7. Патент № 2169377 (РФ) Фазовый радиопеленгатор. // Беспалов Е.С., Кургин В.В, 2001.
8. Патент № 2518398 (РФ) Способ адаптации отражающих поверхностей антенны. 2012..
9. Патент № 2134001(РФ) Опорно-поворотное устройство. 1991.

## **ОСОБЕННОСТИ АВТОМАТИЗИРОВАННОГО ПРОЕКТИРОВАНИЯ МАРШРУТНО-ОПЕРАЦИОННЫХ ТЕХНОЛОГИЧЕСКИХ ПРОЦЕССОВ В СИСТЕМЕ T-FLEX ТЕХНОЛОГИЯ**

**О.В. Миловзоров**

*Рязанский государственный радиотехнический университет  
Россия, Рязань, milovzorov\_542@inbox.ru*

*Аннотация.* Рассматриваются методологические принципы проектирования маршрутно-операционных технологических процессов обработки сложных корпусных деталей на станках с ЧПУ на основе CAPP-системы T-Flex Технология, предлагаются решения для эффективной автоматизации проектирования на базе общих технологических процессов-прототипов.

*Ключевые слова.* Маршрутно-операционные технологические процессы, CAPP-системы, автоматизация технологического проектирования

## **FEATURES OF THE AUTOMATED DESIGN OF ROUTE-OPERATIONAL TECHNOLOGICAL PROCESSES IN THE SYSTEM T-FLEX TECHNOLOGY**

**O.V. Milovzorov**

*Ryazan State Radio Engineering University,  
Russia, Ryazan, milovzorov\_542@inbox.ru*

*Abstract.* The methodological principles of rout-operational technology processes design on the base of T-Flex Technology for complex case shaped parts produced on NC machine tools are considered. Solutions for effective automation of design on the basis of the general technological processes prototypes are proposed.

*Key words.* Rout-operational technologic processes, CAPP-systems, automation of technological design.

Одним из актуальных вопросов конструкторско-технологической подготовки производства является автоматизация проектирования маршрутно-технологических процессов. Если в прошлом для решения данной проблемы силами самих машиностроительных предприятий создавалось соответствующее программное обеспечение, учитывающее особенности технологии данного конкретного предприятия, то в настоящее время задача должна решаться на основе унифицированных систем технологического проектирования. Сейчас практически в каждом комплексе автоматизированного проектирования, ориентированном на российские машиностроительные предприятия, есть соответствующая система для автоматизации проектирования маршрутно-операционной технологической документации – CAPP-система (Computer Aided Process Planning). Это такие системы, как Вертикаль (в составе комплекса фирмы Аскон), Sprut-Технология (в составе комплекса Sprut), ADEM CAPP (в составе комплекса ADEM), TechCard, предлагаемая белорусской компанией Intermech и интегрируемая в различные CAD-системы, T-Flex Технология (в составе комплекса фирмы Топ Системы). С повсеместным внедрением в производство станков с ЧПУ необходимость в разработке подробных маршрутно-операционных технологических процессов не пропадает, так как маршрутная технология остается основой для планирования всего производственного процесса предприятия. Напротив, перед разработкой управляющей программы для станка с ЧПУ технолог должен описать всю технологию обработки с указанием всех переходов, размерных перемещений, используемой технологической оснастки и инструмента.

В силу специфики технологических процессов на различных машиностроительных предприятиях в рамках унифицированной CAPP-системы сложно реализовать механизмы автоматизации алгоритмов выполнения технологических процессов, в связи с чем в таких системах реализован главным образом диалоговый принцип проектирования. При этом система, по сути, становится автоматизированной справочной системой для диалогового выбора из ее базы данных необходимых элементов технологического процесса – технологических операций, типовых текстов переходов, станочного оборудования, технологического оснащения, режущего и измерительного инструмента. Тем не менее, в некоторых системах такие механизмы присутствуют, но их использование затруднительно в связи со сложностью описываемых процедур. Из-за этого возможности по автоматизации процесса технологического проектирования используются не полностью. Возникает необходимость в разработке

методологии проектирования алгоритмов технологического процесса, упрощающей процесс проектирования.

В системе T-Flex Технология инструментом для автоматизированной разработки технологических процессов служат техпроцессы-прототипы. Основой для разработки методологии может стать расширенное понятие обобщенной структуры [1 - 6]. Понятие обобщенной структуры ранее относилось только к маршрутной технологии и трактовалось как множество технологических операций для обработки группы конструктивно подобных деталей. В [1] было предложено расширенное понятие обобщенной структуры как комплексного множества, включающего помимо множества операций еще и подмножества обобщенных технологических переходов с правилами отбора необходимых технологических преобразований (операций и переходов) для обработки конкретной детали.

Как известно, технологические процессы токарной обработки в большей степени поддаются систематизации, нежели процессы обработки корпусных деталей, что связано с типовой последовательностью выполнения черновых – получистовых – чистовых проходов, формирования базового конструктива детали, и лишь затем обработкой различных конструктивных особенностей – канавок, отверстий, пазов и пр. В [6] было показано, как на основе расширенного понятия обобщенной структуры в системе T-Flex Технология возможен синтез техпроцессы-прототипов, обеспечивающих высокую степень автоматизации проектирования маршрутно-операционных технологических процессов обработки деталей типа «тело вращения».

Рассмотрим возможности системы T-Flex Технология для автоматизации разработки маршрутно-операционных технологических процессов механообработки сложных корпусных деталей на обрабатывающих центрах.

В основе автоматизированного формирования набора технологических операций и переходов для обработки конкретной детали лежит процесс сопоставления информационной модели детали с расширенной обобщенной структурой общего технологического процесса-прототипа [6]. Информационная модель детали  $p$  представляется комплексным множеством  $IM_p$  технологических элементов  $TE_i$ , общее число которых  $I$ . Каждый технологический элемент, в свою очередь, также представляется множеством из  $J$  параметров, один из которых опорный, соответствующий основному выполняемому размеру, остальные параметры вспомогательные, соответствующие вспомогательным выполняемым размерам:

$$IM_p = \bigcup_{i=1}^I TE_i; \quad TE_i = p_{bi} + \bigcup_{j=1}^J p_{aj}.$$

Обобщенная структура технологического процесса-прототипа представляется кортежем  $M_o$  из  $K$  обобщенных технологических операций  $O_k^o$ :

$$M_o = \langle O_1^o, O_2^o, \dots, O_k^o, \dots, O_K^o \rangle,$$

где каждая из операций  $O_k^o$  в свою очередь описывается кортежем обобщенных технологических переходов  $P_{sk}^o$

$$O_k^o \Rightarrow C_k^o = \langle P_{1k}^o, P_{2k}^o, \dots, P_{sk}^o, \dots, P_{Sk}^o \rangle.$$

Каждый обобщенный переход  $P_{sk}^o$  привязывается к соответствующему обрабатываемому технологическому элементу.

В процессе сопоставления информационной модели детали с обобщенной структурой общего технологического процесса-прототипа осуществляется отбор нужных для обработки данной конкретной детали переходов и операций. Выбор перехода  $P_{sk}^o$  в маршрут обработки происходит, если выполняются два условия:

- в информационной модели детали содержится технологический элемент  $TE_i$ , к которому привязан данный переход;
- опорный выполняемый размер данного перехода в соответствующем ТЭ информационной модели детали определен и имеет конкретное численное значение.

Применим вышеописанную методологию для автоматизированного проектирования маршрутно-операционного технологического процесса обработки корпусных деталей.

Корпусную деталь можно рассматривать как набор нескольких основных типов обрабатываемых поверхностей.

- плоские поверхности;
- контурные поверхности;
- карманы;
- пазы;
- отверстия;
- канавки.

Плоские поверхности являются, как правило, базовыми поверхностями. Они определяют габаритные размеры, от них происходит отсчет глубин пазов, отверстий, расположенных на данных поверхностях. Они могут иметь характеристику расположения – верхние-нижние, передние-задние, обрабатываемые, в основном, торцевыми фрезами. Расположение поверхности определяется ее базовой установкой в приспособление (УСП, УСПО). Обработка базовых плоских поверхностей чаще выполняется более чем за один проход, при этом в каждом проходе указывается базовый выполняемый размер, который можно считать опорным параметром, и в зависимости от наличия которого можно осуществлять выбор данного перехода в маршрут обработки данной детали. Обозначим эти опорные параметры как  $H_1, H_2, \dots, H_N$ , где индексы 1, 2, ..., N, будут соответствовать номеру стадии обработки, последовательность которых обеспечивает постепенное приближение к конечному размеру по чертежу. Кроме опорных размеров, переходы по обработке плоских поверхностей могут содержать набор вспомогательных параметров, значения которых не изменяются от стадии к стадии и которые уточняют геометрию и технические требования. В качестве унифицированного шаблона текста перехода по обработке таких поверхностей целесообразно использовать наиболее унифицированные тексты, сочетающие в себе несколько различных фрагментов, исключая или включая которые можно формировать различные описания перехода. Например «Фрезеровать плоскость [размером  $\{L\}[x\{B\}]$ ] в размер  $\{H_1\}$  [, выдерживая размеры  $\{X_1\}$  [,  $\{X_2\}$ ] [с шероховатостью  $\{Sh\}$ ] [с неплоскостью  $\{NPL\}$ ]]».

В данном примере опорный параметр  $H_1$  будет определять выполняемый на данной стадии (или в данном проходе) размер. Фрагменты, заключенные в квадратные скобки, привязываются к вспомогательным параметрам: размеры  $L$  и  $B$ , выдерживаемые размеры  $X_1$  и  $X_2$ , шероховатость  $Sh$ , неплоскость  $NPL$ . Данные параметры не являются обязательными для технологического элемента. Система T-Flex Технология, автоматически исключая различные фрагменты в зависимости от наличия или отсутствия в технологическом элементе «плоская поверхность» тех или иных параметров, будет формировать различные по своему содержанию переходы. Если плоская поверхность будет обрабатываться более чем в одном переходе (после переустановки), в техпроцесс-прототип должны быть введены аналогичные переходы, в которых в качестве опорного параметра будут использоваться параметры  $H_2, H_3$  и т.д. – в зависимости от количества стадий приближения к окончательному размеру.

Контурные поверхности обычно обрабатываются боковыми режущими поверхностями концевых фрез. Их обработка на станке с ЧПУ выполняется последовательным обходом контура за несколько проходов, в каждом из которых снимается заданная величина припуска. Обработка может быть выполнена в одном переходе сразу начисто. Возможно также введение чистового перехода с обработкой другим инструментом, с изменением направления обхода контура «по часовой» - «против часовой» или наоборот. Способ обработки в конечном итоге определяет технолог. Для обработки контурной поверхности целесообразно ввести унифицированный шаблон текста перехода, например «Фрезеровать наружный контур детали  $\{E\}$  (см. операционный эскиз) [за  $\{K\}$  проходов] [, снимая за проход припуск  $\{PR\}$  мм] [, оставляя припуск  $\{PRCH\}$  на чистовую обработку]». Данный шаблон позволит описать несколько вариантов формулировок перехода – с указанием операционного эскиза или без, за один проход или несколько, начерно или начисто. В последнем случае параметром, отвечающим за наличие чистового перехода, становится  $PRCH$ , и его неравенство нулю будет

интерпретироваться как необходимость в чистовом переходе: «Фрезеровать начисто контур {E}, снимая припуск {PRCH} [с обходом {CH} стрелке]». Параметр CH здесь текстовый, значение которого технолог задает как «по часовой» или «против часовой».

Поверхности типа «карман» во многом аналогичны контурным поверхностям. Они также могут обрабатываться начисто за один переход, либо за два, со снятием финишного припуска в чистовом переходе. Но они также могут иметь дополнительный набор параметров, связанный с наличием в кармане островков (например, бобышек), которые необходимо оставлять, начиная с определенной высоты. В этом случае опорными параметрами становятся параметры, указывающие на наличие островков. Также возможно наличие переходов по обработке (гравировке) углов кармана с применением фрез малого диаметра.

Переходы по обработке поверхностей типа «паз» и «канавка» однозначно привязываются к наличию или отсутствию соответствующих технологических элементов. Их обработка обычно выполняется за один переход, для чего также целесообразно использовать максимально унифицированные шаблоны, например «Фрезеровать паз {E} [размером {B}x{L}] [, радиусами {R}] [на глубину {G}]». Данный пример обеспечивает многовариантность формулировок текста перехода, но опорного параметра в нем нет, т.к. его выбор будет однозначно определяться наличием технологического элемента «паз» в информационной модели детали.

Корпусная деталь, как правило, содержит массу различных отверстий, чаще объединенных в группы, реже – одиночных. Последние могут быть точными. Выполнение отверстий осуществляется в несколько переходов. Для различных типов отверстий целесообразно формировать типовые последовательности шаблонов текстов переходов, объединенных в техпроцессы-прототипы более низкого порядка, которые можно в готовом виде выбирать из соответствующего справочника при проектировании техпроцесса конкретной детали. При этом возможны сочетания следующих переходов – центрование, сверление, нарезание резьбы, рассверливание, зенкерование, зенкование, развертывание, растачивание. Каждый вид обработки следует привязывать к соответствующему опорному параметру, в качестве которого целесообразно использовать диаметральные размеры:  $D_1, D_2, \dots, D_N$  – большему номеру соответствует больший диаметр. Вспомогательными параметрами здесь выступают параметры глубины отверстий и координатные размеры. Последние также могут быть реализованы в зависимости от способа задания координат – в виде линейного массива отверстий, кругового массива, ортогонального массива. Соответственно и параметры здесь будут разными. Возможно прямое задание координат  $X_i, Y_i, Z_i$  каждого  $i$ -го отверстия, задание первого отверстия, направляющего вектора и шага для последующих, задание центральной точки, диаметра и шага для кругового массива.

Таким образом, предложенная методология позволяет осуществлять эффективную разработку маршрутно-операционных технологических процессов обработки сложных корпусных деталей на станках с ЧПУ на базе программного комплекса T-Flex Технология. Ключевыми моментами здесь становятся разработка состава параметров технологических элементов, правильное определение опорных параметров, унифицированное представление шаблонов текстов переходов, использование техпроцессов-прототипов разных уровней детализации.

### **Библиографический список**

1. Миловзоров О.В., Тарабрин Д.Ю. Обобщенная структура как средство автоматизированного проектирования маршрутно-операционных технологических процессов // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. 2014. № S1 С.51-56.
2. Миловзоров О.В., Паршин А.Н. САПР маршрутно-операционной технологии тел вращения на базе комплекса T-FLEX // Новые информационные технологии в научных исследованиях: материалы XX Юбилейной Всероссийской научно-технической конференции студентов, молодых ученых и специалистов. Рязань: Рязанский государственный радиотехнический университет. 2015. С.163-165.
3. Миловзоров О.В., Паршин А.Н. Автоматизированное проектирование технологических процессов в системе T-FLEX Технология: учеб. пособие. Рязань: Рязанский институт (филиал) Университета машиностроения, 2013. 63 с.
4. Миловзоров О.В., Паршин А.Н. САПР технологических процессов: Конспект лекций: учеб. пособие. Часть 1. Рязань: Рязанский институт (филиал) Университета машиностроения, 2015. 47 с.

5. Миловзоров О.В., Паршин А.Н. САПР технологических процессов: Конспект лекций: учеб. пособие. Часть 2. Рязань: Рязанский институт (филиал) Университета машиностроения, 2015. 52 с.
6. Миловзоров О.В. Реализация принципов синтеза технологических процессов из обобщенной структуры на базе системы T-Flex Технология // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. 2015. №.54-1. С.133-138.

УДК 621.317.75:519.2; ГРНТИ 50.51

## **АДАПТИВНЫЕ СПРАВОЧНЫЕ СИСТЕМЫ ТРУДОВОГО НОРМИРОВАНИЯ**

**О.В. Миловзоров**

*Рязанский государственный радиотехнический университет  
Россия, Рязань, milovzorov\_542@inbox.ru*

*Аннотация.* Рассматриваются методологические принципы разработки адаптивных справочных систем трудового нормирования с дружественным оконным интерфейсом. Предлагается метод структуризации данных на основе системы кортежей, структура системы и алгоритм ее функционирования.

*Ключевые слова.* Трудовое нормирование, справочные системы, адаптация к конкретным данным, структуризация данных.

## **ADAPTIVE HELP SYSTEMS FOR LABOUR RATIONING**

**O.V. Milovzorov**

*Ryazan State Radio Engineering University,  
Russia, Ryazan, milovzorov\_542@inbox.ru*

*Abstract.* The methodological principles of adaptive help systems for labour rationing with the friendly window interface are considered. The method of data structurization based on tuples is offered, as well as structure of system and algorithm of it's operating.

*Key words.* Labour rationing, adaptive help systems, data structurization.

С проблемой трудового нормирования сталкиваются практически все машиностроительные предприятия и организации как у нас в стране, так и за рубежом. Как правило, данные о нормативах на выполнение тех или иных работ содержатся в многочисленных справочниках, оформляемых в виде общемашиностроительных, отраслевых стандартов, либо в виде стандартов предприятия. В России до сих пор применяются общемашиностроительные нормативы для различных видов работ, в том числе, и механической обработки на металлорежущих станках различного вида. На основе этих нормативов разработаны автоматизированные справочные системы, имеющие жесткую структуру и не позволяющие вносить какие-то ни было изменения. Подобные системы есть в каждой унифицированной САПР-системе проектирования маршрутно-операционных технологических процессов, есть подобные системы и в программном комплексе 1С.

Основной недостаток всех этих систем заключается в невозможности учета особенностей выполнения технологических процессов в условиях конкретного предприятия с соответствующей корректировкой норм времени, а также режимов обработки. Оригинальные нормативы, введенные как СТП, вообще не могут быть внесены в унифицированную справочную систему. В то же время технология машиностроения развивается, возникают новые прогрессивные режущие инструменты, новые технологические процессы и металлорежущее оборудование, для которых требуется разработка новых нормативов. При этом необходимо учитывать конкретные требования данного машиностроительного предприятия.

В этих условиях становится актуальной адаптивная справочная система, обеспечивающая работу пользователя в дружественном оконном интерфейсе и использующая при этом нормативы конкретного предприятия, оформленные в каком-либо табличном редакторе. Подготовка табличных данных может быть выполнена на самом предприятии самими пользователями – технологами или нормировщиками, которые не являются специалистами в программировании, но которые хорошо знают особенности технологических и производственных процессов данного предприятия. В [1, 2, 3, 4] были описаны принципы построения адаптивных справочных систем, интегрируемых в какую-либо САПР-систему с ориентацией на структуру справочных данных, присущую справочникам общемашиностроительных нормативов различных видов механической обработки. Табличные данные, содержащиеся в кар-

тах (таблицах) норм времени описываются системой кортежей. На основе обобщения вида карт различных справочников сформирована унифицированная информационная модель карты данных карты нормирования. На базе унифицированной модели в виде системы кортежей для каждой конкретной карты нормирования формируется несложное описание ее структуры, на основе которых система создает все необходимые элементы управления интерфейсом и осуществляет заполнение стандартных диалоговых элементов управления, таких, как ComboBox, GroupBox, TextBox. Как уже отмечалось, информационная модель была ориентирована на табличную форму карт нормативов, типичную для общемашиностроительных справочников. Рассмотрим возможность создания более унифицированной справочной системы с учетом возможной структуры таблиц нормативов, включая как отечественные, так и зарубежные справочники.

В таблицах 1 и 2 приведены примеры карт нормирования зарубежного (1) и отечественного (2) справочников.

При размещении справочной информации в двумерной таблице каждый элемент данных будет попадать в ту или иную ячейку *TC* (Table Cell), адрес которой задается номером строки и столбца. Задавая адреса ячеек определенного типа информации, можно указывать место расположения информации того или иного типа, на основании которой можно будет сформировать необходимый оконный интерфейс. Проанализируем содержание типовых таблиц справочников нормирования для формирования унифицированной модели данных.

Таблица 1 – Пример карты нормирования работ зарубежного справочника  
COLD WATER • GROUP 1 • PUMPS & PUMP COMPONENTRY

Job Description	Cold Water Direct Drive		Cold Water Belt Drive		ChoreMaster Electric		ChoreMaster Gasoline	
	Code	Time	Code	Time	Code	Time	Code	Time
Pump R & R **	CD-101	1.0	CW-101	1.0	N/A	N/A	CM-101	1.0
Fluid End (Head)	CD-102	0.5	CW-102	0.5	CV-102	0.5	CM-102	0.5
Hex Cap	CD-103	0.2	CW-103	0.2	CV-103	0.2	CM-103	0.2
Oil Seal - Crankshaft	CD-104	0.5	CW-104	0.5	CV-104	0.5	CM-104	0.5
Oil Sight Glass	CD-105	0.2	CW-105	0.2	CV-105	0.2	CM-105	0.2
Plunger R & R	CD-106	0.5	CW-106	0.5	CV-106	0.5	CM-106	0.5
Piston Oil Seals	CD-107	0.7	CW-107	0.7	CV-107	0.7	CM-107	0.7
Piston Guides **	N/A	N/A	CW-108	1.5	N/A	N/A	N/A	N/A
Crankshaft R & R **	CD-109	1.5	CW-109	1.5	N/A	N/A	N/A	N/A
Valve Kit R & R *	CD-110	0.5	CW-110	0.5	CV-110	0.5	CM-110	0.5
Packing Kit R & R *	CD-111		CD-111		CV-111	0.5	CM-111	0.5
.....								
Pump Mounting Flange	CD-119	0.5	N/A	N/A	N/A	N/A	CM-119	0.5

\* This item expressly excluded under the terms set forth in the corresponding Statement of Warranty

\*\* This item is considered a "Major Repair" and requires pre-authorization from the factory.

Таблица 2 – Пример карты нормирования отечественного общемашиностроительного справочника

НЕПОЛНОЕ ШТУЧНОЕ ВРЕМЯ Фрезерование плоскостей и уступов Чугун серый НВ=180-220								Горизонтально-расточные станки Фрезы торцовые с пластинами ВК8 КАРТА 50 Лист 1		
Диаметр фрезы <i>D</i> и число зубьев <i>Z</i>	Ширина фрезерования <i>B</i> , мм	Глубина резания <i>t</i> , мм	Длина обрабатываемой поверхности, <i>l</i> , мм					Режимы резания		
			50	100	150	....	900	<i>S<sub>a</sub></i> , мм/ми	<i>n</i> , об/мин	<i>N<sub>p</sub></i> , кВт
			Время на проход					<i>n</i>		
80/10	48	3	2,2	2,3	2,4	...	4,3	550	500	3,3
		5	2,3	2,4	2,5	...	4,8	450		4,9
100/10	60	3	2,4	2,5	2,7	...	5,3	360	400	3,1
		5	2,5	2,7	2,9	...	6,1	280		4,5
...	...	...	...	...	...	...	...	...	...	...
160/16	112	3	2,8	3,0	3,2	...	6,5	278	250	4,9
		5	2,9	3,1	3,4	...	7,0	250		6,7

Общая информация, характеризующая вид работы, условия ее выполнения, общие данные по технологии обеспечивает поиск конкретной таблицы, ее идентификацию. Будем рассматривать ее как общую описательную часть, и опишем ее кортежем  $A$ :

$$A(I) = \{TC_{A1}, \dots, TC_{AI}\}.$$

Порядок следования элементов  $TC_{Ai}$  определяется для каждого конкретного справочника. Он задает порядок следования уровней иерархии, в соответствии с которым будет осуществляться, во-первых, синтез дерева карт нормирования, во-вторых, выдача общей информации о карте в диалоговом окне. Для таблицы 1 кортеж  $A(I)$  будет состоять из адресов ячеек, содержащих данные: «COLD WATER»; «GROUP 1»; «PUMPS & PUMP COMPONENTRY». Для таблицы 2 в кортеж  $A(I)$  войдут адреса ячеек данных «Горизонтально-расточные станки»; «НЕПОЛНОЕ ШТУЧНОЕ ВРЕМЯ»; «Фрезерование плоскостей уступов, «Чугун серый НВ=180-220»; «Фрезы торцовые с пластинами ВК8», «Карта 50 Лист 1».

Далее сформируем принципы идентификации нужной ячейки данных на основании выбираемых пользователем идентификационных элементов. Система должна в виде выпадающих списков предложить пользователю последовательный выбор идентификационной информации. Введем понятие уровня для определения количества шагов при идентификации строки или столбца таблицы. Для таблицы 1 процесс начинается с определения строки описания работы «Job Description», для чего требуется один шаг, которому соответствует 1 уровень. Далее осуществляется трехшаговая (трехуровневая) идентификация столбца:

1	2	3
Cold Water	Direct Drive	Code Time
	Belt Drive	Code Time
ChoreMaster	Electric	Code Time
	Gasoline	Code Time

При этом на каждом шаге необходимо формировать свой список возможных вариантов в зависимости от выбранного на предыдущем шаге варианта продолжения.

В отличие от таблицы 1, в таблице 2 для идентификации столбца достаточно одного уровня – «Длина обрабатываемой поверхности,  $l$ , мм», в то время, как идентификация строки трехуровневая:

1	2	3
Диаметр фрезы $D$ и число зубьев $Z$	Ширина фрезерования $B$ , мм	Глубина резания $t$ , мм
80/10	48	3 5
100/10	60	3 5
.....	.....	.....
160/16	112	3 5

Для описания информации карты, обеспечивающей многоуровневую идентификацию информационной ячейки, целесообразно использовать систему кортежей данных строк и столбцов с соответствующим количеством уровней:

$$C_1(J) = \{TC_{C11}, \dots, TC_{C1J}\} - \text{кортеж данных столбцов 1 уровня;}$$

$$C_2(K) = \{TC_{C21}, \dots, TC_{C2K}\} - \text{кортеж данных столбцов 2 уровня}$$

.....

$$C_n(N) = \{TC_{Cn1}, \dots, TC_{CnN}\} - \text{кортеж данных столбцов n-го уровня}$$

$$S_1(P) = \{TC_{S11}, \dots, TC_{S1P}\} - \text{кортеж данных строк 1 уровня}$$



$S_2(R) = \{TC_{S21}, \dots, TC_{S2R}\}$  – кортеж данных строк 2 уровня

.....

$S_m(S) = \{TC_{Sm1}, \dots, TC_{SmS}\}$  – кортеж данных столбцов  $m$ -го уровня.

Структура кортежа унифицированная. Поскольку все элементы строки или столбца следуют по порядку, кортеж будет состоять из трех элементов:

- первый элемент содержит адрес ячейки, в которой хранится наименование данного атрибута;

- второй и третий элементы содержат соответственно адреса первой и последней ячеек строки (столбца).

Количество кортежей типа  $S$  и  $C$  однозначно определяет количество элементов управления Combox в диалоговом окне, необходимых для поиска нужной ячейки данных.

Фильтрацию данных при формировании списков, выводимых в диалоговые окна можно выполнить на основе анализа ранее выбранной пользователем информации, исключая соответствующие номера строк и столбцов.

**Вывод результатов.** В разных системах нормирования возможны различные варианты представления результатов. Так, если в российских системах код работы не требуется, то в зарубежных это общепринятое требование. Кроме собственно нормы времени также может потребоваться вывод некоторых данных по технологии, например, режимов резания. Для описания информации, подлежащей выводу для данного справочника, целесообразно ввести кортежи результатов, имеющие следующий обобщенный вид:

$R_1 = \{TC_{11}, TC_{b11}, TC_{e11}, \dots, TC_{b1k1}, TC_{e1k1}\}$  – кортеж результата 1;

$R_2 = \{TC_{22}, TC_{b21}, TC_{e21}, \dots, TC_{b2k2}, TC_{e2k2}\}$  – кортеж результата 2;

.....

$R_n = \{TC_{n1}, TC_{bn1}, TC_{en1}, \dots, TC_{bnkn}, TC_{enkn}\}$  – кортеж результата  $n$ ;

.....

$R_N = \{TC_{tN}, TC_{bN1}, TC_{eN1}, \dots, TC_{bNkN}, TC_{eNkN}\}$  – кортеж результата  $N$ .

Количество кортежей соответствует количеству выводимых результатов. Каждый кортеж содержит наименование результата, содержащийся в ячейке, адрес которой указывает первый элемент  $TC_m$ . Поскольку результаты могут содержаться в нескольких столбцах (как, например, в таблице 1), необходимо идентифицировать месторасположение каждого столбца результатов. Это осуществляется парами элементов  $TC_{bni}, TC_{eni}$ , соответствующими адресам первой и последней ячеек  $i$ -го столбца результата  $n$ .

На основании кортежей формируются массивы ячеек всех результатов:

$$R_1 \Rightarrow M_{R1} = \bigcup_{i=1}^{k1} M_{R1i}, \text{ где } M_{R1i} = \bigcup_{j=b1i}^{e1i} TC_j;$$

$$R_2 \Rightarrow M_{R2} = \bigcup_{i=1}^{k2} M_{R2i}, \text{ где } M_{R2i} = \bigcup_{j=b2i}^{e2i} TC_j;$$

.....

$$R_N \Rightarrow M_{RN} = \bigcup_{i=1}^{kN} M_{RNi}, \text{ где } M_{RNi} = \bigcup_{j=b1i}^{e1i} TC_j.$$

**Алгоритм системы нормирования.** Работа системы начинается с ввода настроек, в частности, языка. Затем осуществляется импорт данных всех таблиц (карт норм времени) справочника во внутреннюю базу данных системы, включая и информацию, содержащуюся в кортежах. Далее на основе анализа кортежей общего описания  $A$  формируется иерархическое дерево справочника, с помощью которого пользователь будет осуществляться поиск нужной таблицы (общее количество таблиц в типовом справочнике может достигать сотни и более). Выбор справочной таблицы осуществляется пользователем в интерактивном режиме.

Далее система осуществляет формирование оконного интерфейса на основе информации в кортежах  $C$ ,  $S$  и  $R$ . Фильтрация лишних данных осуществляется динамически в процессе ввода данных пользователем.

По данным пользователя выполняется поиск нужной информации и ее вывод во внешнюю систему.

### **Библиографический список**

1. Миловзоров О.В., Агузаров А.В., Тарабрин Д.Ю. Метод структуризации данных для адаптивных систем нормирования машиностроительного производства // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. 2014. №50 – 2. С.88-94.
2. Миловзоров О.В., Агузаров А.В., Тарабрин Д.Ю. Структуризация данных о поправочных коэффициентах в адаптивной системе нормирования маршрутно-операционных технологических процессов // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. 2014. Приложение. С.51-56.
3. Миловзоров О.В., Паршин А.Н., Челебаев С.В., Агузаров А.В. Метод структуризации данных для адаптивных справочных систем // Новые информационные технологии в научных исследованиях и в образовании: материалы XIX Всероссийской научно-технической конференции студентов, молодых ученых и специалистов – Рязанский государственный радиотехнический университет. 2014. с.205-207.
4. Миловзоров О.В., Агузаров А.В. Структуризация данных для адаптивных систем нормирования машиностроительного производства // Наука и инновации в технических университетах: материалы Седьмого Всероссийского форума студентов, аспирантов и молодых ученых.- С-Пб.: изд-во Политех. ун-та, 2013 -233с.

# СЕКЦИЯ «ИНФОРМАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА И СИСТЕМЫ В ТЕХНИКЕ И МЕДИЦИНЕ»

УДК 628.984; ГРНТИ 59.41.31

## ПРОБЛЕМЫ И ОСОБЕННОСТИ КОНТРОЛЯ ФОТОМЕТРИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ СВЕТОДИОДНЫХ СВЕТИЛЬНИКОВ

В.А. Данилко

*Рязанский государственный радиотехнический университет,  
Россия, Рязань, danilko.v.a@rsreu.ru, v\_danilko@mail.ru*

*Аннотация.* Представлено базовое понятие о таких фотометрических параметрах светодиодных осветительных приборов, как световой поток и цветовая температура. Рассматриваются особенности и некоторые проблемы осуществления измерений их значений.

*Ключевые слова.* Фотометрические параметры, цветовая температура, световой поток, светодиодные светильники.

## PROBLEMS AND PECULIARITIES OF THE LED LIGHTS PHOTOMETRIC PARAMETERS CONTROL

V.A. Danilko

*Ryazan State Radio Engineering University,  
Ryazan, Russia, danilko.v.a@rsreu.ru, v\_danilko@mail.ru*

*Abstract.* There are basic concepts of led lighting devices photometric parameters, such as luminous flux and color temperature. There are features and some issues of the measurement implementation.

*Keywords.* Photometric parameters, color temperature, luminous flux, led lights.

В современном мире светодиодное освещение все больше вытесняет обычные лампы накаливания и другие источники света (ИС). Такое освещение применяют во многих сферах деятельности благодаря возможности легко подобрать осветительные приборы (ОП) с требуемой цветовой температурой, а также разнообразию вторичной оптики, позволяющей производить их с оптимальными светотехническими характеристиками.

Кроме того, количество света, получаемое от светодиодных светильников, и их потребляемая мощность при установлении соотношения имеют значительный разброс. Таким образом, потребляемая мощность теряет свое определяющее значение при выборе светильника, уступая место фотометрическим параметрам. Рассмотрим некоторые из этих параметров, а также особенности и проблемы их контроля.

Одним из основных фотометрических параметров является световой поток. Он представляет собой мощность оптического излучения, испускаемую ИС во всех направлениях [5]. Значение данного параметра определяют гониофотометром или с использованием фотометрического шара.

В соответствии с ГОСТ Р 54350-2015 гониофотометром является прибор для измерения пространственного распределения силы света осветительного прибора или источника света, состоящий из поворотного устройства и фотоприемника [1]. Конструкция универсального гониофотометра приведена на рис. 1.

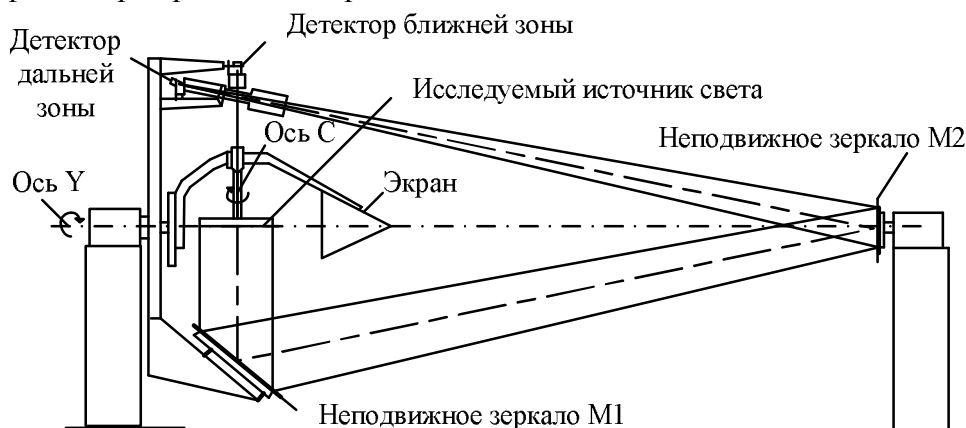


Рис. 1. Конструкция универсального гониофотометра

Выделяют гониофотометры ближней зоны, в которых в качестве фотоприемника используют цифровой яркомер, позволяющий получать распределения силы света ОП или ИС по измерениям распределения яркости в ближней зоне [1]. При проведении измерений детектором ближней зоны зеркала  $M_1$  и  $M_2$  универсального гониофотометра на рис. 1 закрыты, так как не используются.

Под ближней зоной понимается область пространства, центр которой совмещен с фотометрическим центром измеряемого ОП или ИС и в пределах которой не выполняется закон обратных квадратов с заданной погрешностью [1].

Различают два способа определения светового потока гониофотометром:

- по распределению силы света;
- по распределению освещенности на сферической поверхности.

В первом случае для определения величины светового потока определяют силу света на гониофотометре. При этом за базовое принимают рабочее положение ОП, при котором его фотометрический центр совмещен с центром вращения гониофотометрической системы, а полярная ось системы совмещена с оптической осью ОП (в системе  $C, \gamma$ , рис.2). Положение фотометрического центра ОП определяют в зависимости от его оптической схемы в соответствии с ГОСТ Р 54350-2015 [1].

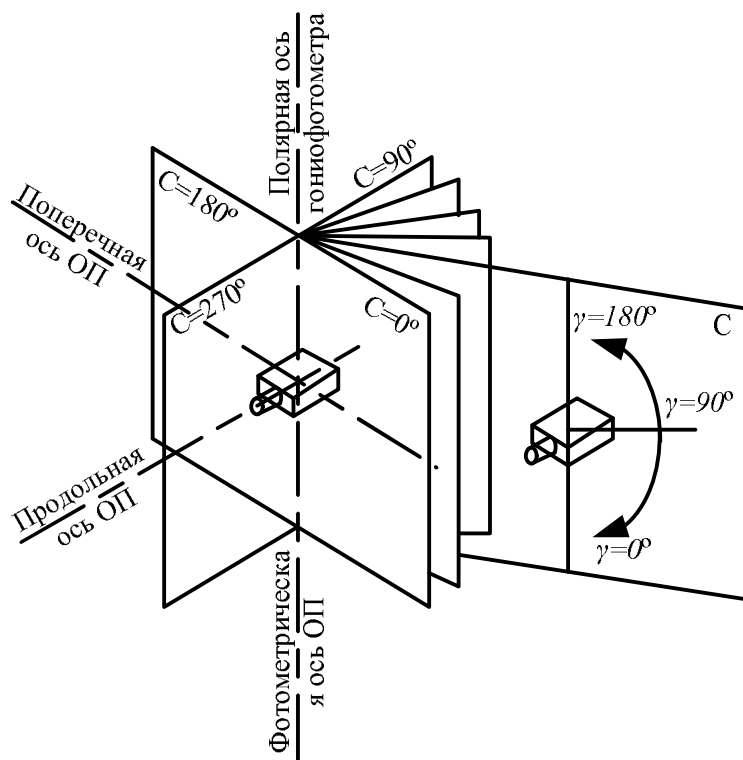


Рис. 2. Система фотометрирования  $C, \gamma$

При проведении измерений необходимо обеспечить то положение ОП, в котором он должен работать в условиях реальной эксплуатации, а в случае если это невозможно, необходимо учитывать поправки на изменение значений параметров в зависимости от положения ОП. Кроме того, следует учитывать концентрацию силы света при определении расстояния фотометрирования (расстояния от фотометрического центра гониофотометра до центра приемной поверхности фотометрической головки).

В результате измерений получается массив из значений для меридиональных плоскостей, расположенных симметрично относительно осей или плоскостей симметрии ОП. В дальнейшем этот массив значений подвергается усреднению для получения среднего значения силы света как его среднеарифметического.

При этом световой поток ОП,  $\Phi$ , излучающего по всему пространству, определяется по формуле

$$\Phi = \int_{C=0}^{2\pi} \int_{\gamma=0}^{\pi} I(C, \gamma) \sin \gamma \cdot d\gamma \cdot dC,$$

где  $I(C, \gamma)$  – сила света ОП в направлении, определяемом углами  $C$  и  $\gamma$  [1].

Во втором случае для получения значения величины светового потока определяют освещенность на сферической поверхности гониофотометром. Для измерений используется та же система фотометрирования и сетка углов, что и в предыдущем случае.

По результатам измерения световой поток определяется по формуле

$$\Phi = R^2 \int_{C=0}^{2\pi} \int_{\gamma=0}^{\pi} E(C, \gamma) \sin \gamma \cdot d\gamma \cdot dC,$$

где  $R$  – радиус вращения фотометрической головки относительно фотометрического центра гониофотометра;  $E(C, \gamma)$  – освещенность на сферической поверхности в точке, определяемой углами  $C$  и  $\gamma$  [1].

Данный расчет производится автоматически при помощи программно-аппаратного комплекса.

В случае проведения измерений в фотометрическом шаре (рис.3) руководствуются ГОСТ Р 55702-2013 [2], но с учетом некоторых дополнительных требований: общая площадь поверхности ОП не должна превышать 2% площади внутренней поверхности шара, экран, закрывающий приемник излучения, должен находиться на расстоянии  $1/3 - 1/2$  радиуса внутренней поверхности шара от него, а размеры экрана должны обеспечивать, чтобы его тень на стенке шара при включенном ОП была в два раза больше диаметра измерительного окна.

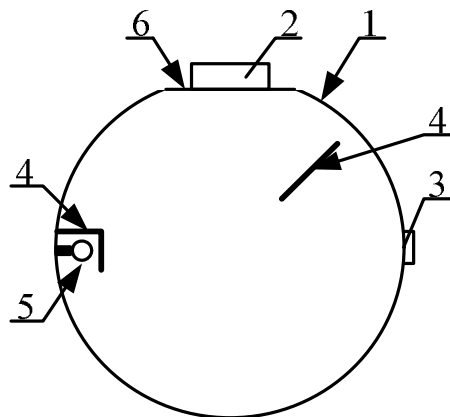


Рис. 3. Схема измерения в фотометрическом шаре светового потока ОП с плоским выходным отверстием:  
1 – фотометрический шар; 2 – измеряемый ОП; 3 – фотоприемник; 4 – экран; 5 – вспомогательная лампа;  
6 – крышка зазора

Также не менее важным фотометрическим параметром светодиодных ОП является цветовая температура. Данный параметр измеряется в градусах Кельвина (К) и позволяет охарактеризовать цвет излучения ИС [5].

С увеличением цветовой температуры свет приобретает «холодный» оттенок, а с ее понижением становится «теплее». К примеру, нейтральному белому свету соответствует цветовая температура в 4000-4500 К.

Согласно ГОСТ Р 56228 цветовая температура – температура излучателя Планка, при которой его излучение имеет ту же цветность, что и излучение рассматриваемого объекта. Также различают коррелированную цветовую температуру – температуру излучателя Планка, имеющего координаты цветности, наиболее близкие к координатам цветности, соответствующим спектральному распределению рассматриваемого объекта [4].

Существует несколько методов определения координат цветности:

- спектрометрический;
- фотозлектрической колориметрии;
- спектральными приборами.

В первом случае производят измерения спектральной плотности энергетической величины. Расчет осуществляют в диапазоне длин волн  $\lambda = 380\div 780$  нм. Для расчета координат цветности (x, y) и координат цвета (X, Y, Z) применяют формулы

$$\left. \begin{aligned} X &= \int_{380}^{780} p(\lambda) \bar{x}(\lambda) d\lambda; \\ Y &= \int_{380}^{780} p(\lambda) \bar{y}(\lambda) d\lambda; \\ Z &= \int_{380}^{780} p(\lambda) \bar{z}(\lambda) d\lambda. \end{aligned} \right\}$$

$$x = \frac{X}{X+Y+Z} = \frac{X}{m}; \quad y = \frac{Y}{X+Y+Z} = \frac{Y}{m},$$

где  $p(\lambda)$  – спектральная плотность энергетической величины ОП;  $\bar{x}(\lambda)$ ,  $\bar{y}(\lambda)$ ,  $\bar{z}(\lambda)$  – ординаты кривых сложения МКО 1931 г., приведенные в ГОСТ Р 55703-2013;  $m=X+Y+Z$  – модуль цвета [3].

При данном виде измерений максимальная абсолютная погрешность должна находиться в пределах  $\pm 0,005$ .

Во втором случае для определения координат цветности используют рабочие ИС и фотоэлектрические колориметры. В данном методе при использовании цветных фильтров средней насыщенности цвета и коэффициенте пропускания  $\tau > 10\%$  погрешность измерения должна находиться в пределах  $\pm 0,010$ .

При выполнении измерений методом фотоэлектрических колориметров применяют фотометрическую скамью, порядок работы с которой описан в ГОСТ Р 55702-2013 [3].

В третьем случае измерения цветовой температуры производят спектральными приборами, настроенными на измерение координат цветности. Кроме того, допускается измерение цветовой температуры в фотометрическом шаре. Однако в этом случае мы можем не получить результаты необходимой точности. Поэтому при выборе метода измерения следует обратить внимание и на желаемую точность и достоверность результатов.

Таким образом, в данной статье приведены основные понятия о таких фотометрических параметрах, как световой поток и цветовая температура, а также рассмотрены основные особенности и некоторые проблемы при проведении измерений данных параметров. Контроль и обеспечение должного уровня этих параметров, несомненно, играют важную роль, в том числе и для продуктивной работы человека на рабочем месте.

### Библиографический список

1. ГОСТ Р 54350-2015 Приборы осветительные. Светотехнические требования и методы испытаний. – М.: Стандартинформ, 2015. – 45 с.
2. ГОСТ Р 55702-2013 Источники света электрические. Методы измерений электрических и световых параметров. – М.: Стандартинформ, 2014. – 48 с.
3. ГОСТ Р 55703-2013 Источники света электрические. Методы измерений спектральных и цветовых характеристик. – М.: Стандартинформ, 2014. – 93 с.
4. ГОСТ Р 56228-2014 Освещение искусственное. Термины и определения. – М.: Стандартинформ, 2015. – 15 с.
5. Светотехнические параметры [Электронный ресурс]. URL: <http://esn1.ru/svetonomika/svetotekhnicheskie-parametry/> (дата обращения 25.02.2016).

## ИССЛЕДОВАНИЕ МЕТРОЛОГИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК КВАДРУПОЛЬНОГО МАСС-СПЕКТРОМЕТРА КМС-01/250

Ю.А.Черняк

*Рязанский государственный радиотехнический университет,  
Россия, Рязань, [Julia.antonovna@yandex.ru](mailto:Julia.antonovna@yandex.ru)*

*Аннотация.* Рассмотрены определение вклада различных аппаратных факторов метода масс-спектрометрии в случайную составляющую погрешности измерения массового пика, выраженную в виде среднеквадратического отклонения, и выработка рекомендаций по оптимизации методики ее вычисления. Объектом исследования является квадрупольный масс-спектрометр. Для достижения указанной цели проведено экспериментальное исследование влияния режимов работы масс-спектрометра на величину среднеквадратического отклонения. Экспериментально установлено, что значение СКО является наименьшим при выполнении следующих условий: давление порядка  $7 \cdot 10^{-4}$  Па; напряжение на катоде от -60 до -90 В; напряжение на аноде от 10 до 20 В; ток эмиссии от 100 до 250 мкА.

Полученные результаты позволяют выработать рекомендации по оптимизации режима измерения и определения случайной составляющей погрешности масс-спектрометрического анализа.

*Ключевые слова.* Масс-спектрометрия, анализатор, случайная погрешность, среднеквадратическое отклонение, доверительная вероятность, доверительный интервал.

## RESEARCH OF METROLOGICAL CHARACTERISTICS OF THE QUADRUPOLE MASS SPECTROMETER KMC-01/250

J.A.Chernyak

*Ryazan state radio engineering university,  
Russia, Ryazan, [Julia.antonovna@yandex.ru](mailto:Julia.antonovna@yandex.ru)*

*Abstract.* In article determination of a contribution of different hardware factors of a method of mass-spectrometry to the accidental component of a measurement error of a mass pica expressed in the form of a mean squared deviation and framing of recommendations about optimization of a technique of its computation is considered. Object of research is the quadrupole mass spectrometer. For achievement of the specified purpose the pilot study of influence of operation modes of the mass-spectrometer on value of a mean squared deviation is conducted. Experimentally it is set that SKO value is the smallest in case of execution of the following conditions: order  $7 \cdot 10^{-4}$  Pa; tension on the cathode from -60 to -90 V; tension on the anode from 10 to 20 V; emission current from 100 to 250 mkA.

The received results allow to work out recommendations about optimization of the mode of measurement and determination of an accidental component error of the mass-spectrometer analysis.

*Keywords.* Mass-spectrometry, analyzer, accidental error, mean squared deviation, confidential probability, confidential interval.

Масс-спектрометр является мощным инструментом, позволяющим решать разнообразные научно-исследовательские и прикладные задачи. Качественный спектрометрический анализ предоставляет информацию о молекулярной массе, элементарном составе молекул, взаимосвязи их атомов и механизмах фрагментации. Часто на практике важно не только получать информацию о составе газовой среды, но и определять количественное содержание каждого компонента в газе. Изменение парциального давления или концентрации вещества в газовой среде приводит к изменению интенсивности регистрируемого массового пика. В установленном режиме интервал колебания интенсивности пика определяется случайной составляющей погрешности измерения. Оценить случайную составляющую погрешности можно посредством среднеквадратического отклонения. Оптимизация методики измерения среднеквадратического отклонения и исследование влияния на него различных параметров представляют собой важную задачу для количественного масс-спектрометрического анализа.[1]

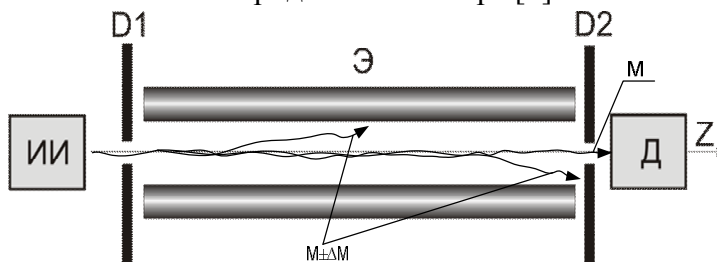
Масс-спектрометрия - это физический метод измерения отношения массы заряженных частиц материи (ионов) к их заряду.

Приборы, которые используются в этом методе, называются масс-спектрометры или масс-спектрометрические детекторы. Эти приборы имеют дело с материальным веществом (молекулы и атомы). Масс-спектрометры устанавливают, что это за молекулы и что это за атомы (то есть их изотопный состав). Масс-спектрометрия измеряет соотношение массы к заряду для установления парциальных давлений. Для этого используются законы движения

заряженных частиц материи в магнитном или электрическом поле. Если заряд известен, то однозначно определяется масса иона. Масс-спектр - это рассортировка заряженных частиц по отношениям массы к заряду.

Для того чтобы получить масс-спектр, необходимо превратить нейтральные молекулы и атомы, составляющие любое органическое или неорганическое вещество, в заряженные частицы - ионы. Этот процесс называется ионизацией и по-разному осуществляется для органических и неорганических веществ.

Квадрупольный фильтр масс относится к анализаторам динамического типа. Разделение ионов по удельным зарядам состоит в том, что при прохождении ионов через область постоянного и переменного электрических полей часть ионов может иметь ограниченную амплитуду колебаний, в то время как амплитуда колебаний другой части неограниченно возрастает со временем. Ионы с ограниченной амплитудой попадают на детектор, и их интенсивность (ток ионов) регистрируется. Таким образом, анализатор указанного типа представляет собой фильтр масс ионов. Сканирование по массам ионов осуществляется линейно изменяющимися напряжениями на электродах анализатора.[1]



Ионно-оптическая схема анализатора: Э – электроды, ИИ – источник ионов, D1 и D2 – входная и выходная диафрагмы, Д – детектор ионов

В данной работе был проведен эксперимент с параметрами квадрупольного масс-спектрометра, а точнее, рассматривались законы распределения величин при изменении значений параметров.

В первой части эксперимента рассматривали влияние давления в вакуумной системе масс-спектрометра. В данном эксперименте были взяты три массовых пика разной интенсивности ( $N_2$ ,  $O_2$ ,  $Ar$ ). Для полноты эксперимента было произведено по сто измерений интенсивностей для каждого из веществ. Измерения производились с интервалом  $\sim 15$  секунд в вакуумной камере масс-спектрометра.

Так как минимальное давление, при котором сохраняется работоспособность масс-спектрометра, зависит только от вакуумного насоса, эксперимент проводился при давлениях  $7 \cdot 10^{-4}$  Па и  $2 \cdot 10^{-4}$  Па. Результаты приведены в таблице 1.

Во второй части эксперимента рассматривали влияние параметров ионного источника на показания масс-спектрометра. Такие параметры, как напряжение на катоде и напряжение на аноде, играют немаловажную роль при создании ионов.

На этот раз рассматриваются не все три вещества, а только  $O_2$  (кислород 32 а.е.м.).

В этой части работы эксперимент проводится со следующими изменяемыми параметрами:

- напряжение на катоде изменяется от -50 В до -90 В;
- напряжение на аноде изменяется от 7 В до 13 В;
- ток эмиссии изменяется от 100 мкА до 250 мкА.

Причем следует указать, что при изменении какого-либо параметра остальные параметры устанавливаются как среднее значение из выбранного интервала изменений. Это указано в таблице 2 с рекомендуемыми значениями в графе «Примечание».

В работе были проведенные исследования полученных значений и построены гистограммы распределения. Результаты исследования приведены в таблице 1.



Таблица 1 – Результаты экспериментов при изменении давления параметров ионного источника

Вещ- во	Исследуемый параметр	Выборка	Интервал изменения массового пика	Среднее значение массового пика	Вид гистограммы	СКО, %
N <sub>2</sub>	$P, 7 \cdot 10^{-4} \text{ Па}$	1-50	279000-296000	286864	Содержит выступы на границах	1,601
		51-100	265000-279000	272464,71	Смещена вправо	1,385
		1-100	265000-296000	279598	Бимодальность	3,002
O <sub>2</sub>	$P, 7 \cdot 10^{-4} \text{ Па}$	1-50	105000-115000	110650	Смещена влево	2,154
		51-100	98000-107000	113474,51	Усечена	1,963
		1-100	98000-115000	107136	Бимодальность	3,960
Ar	$P, 7 \cdot 10^{-4} \text{ Па}$	1-50	5600-7000	6222	Нормальное распределение	4,35
		51-100	6100-7000	6519,61	Содержит выступы на границах	3,36
		1-100	5600-7000	6374	Нормальное распределение	4,54
N <sub>2</sub>	$P, 2 \cdot 10^{-4} \text{ Па}$	1-50	103600-117500	114492	Содержит выступы на границах	2,821
		51-100	116000-121500	118008	Смещена вправо	0,798
		1-100	103600-121500	116250	Бимодальность	2,552
O <sub>2</sub>	$P, 2 \cdot 10^{-4} \text{ Па}$	1-50	24000-28000	26508	Бимодальность	4,100
		51-100	22000-28000	24688	Нормальное распределение	3,894
		1-100	22000-28000	25598	Бимодальность	5,372
Ar	$P, 2 \cdot 10^{-4} \text{ Па}$	1-50	800-1300	997	Нормальное распределение	10,443
		51-100	800-1800	1460	Смещена влево	15,453
		1-100	800-1800	1228,5	Бимодальность	23,657
O <sub>2</sub>	$U_{к}, -50 \text{ В}$	1-50	175000-193000	183944	Бимодальность	2,619
	$U_{к}, -70 \text{ В}$	1-50	184500-191000	188046	Нормальное распределение	0,920
	$U_{к}, -90 \text{ В}$	1-50	204000-212000	211400	Нормальное распределение	1,938
O <sub>2</sub>	$U_{а}, 7 \text{ В}$	1-50	31000-40000	35105	Нормальное распределение	5,950
	$U_{а}, 10 \text{ В}$	1-50	164500-170500	167254	Нормальное распределение	0,631
	$U_{а}, 13 \text{ В}$	1-50	207000-213000	209692	Содержит выступы на границах	0,740
O <sub>2</sub>	$I_{з}, 100 \text{ мкА}$	1-50	134500-138500	137184	Смещена вправо	0,684
	$I_{з}, 175 \text{ мкА}$	1-50	153500-160000	156224	Нормальное распределение	0,797
	$I_{з}, 250 \text{ мкА}$	1-50	164500-170500	167254	Нормальное распределение	0,631

В результате построения данной таблицы можно заметить, что при многих параметрах значение СКО значительно превышает допустимые 2%, как это указано в технической документации на исследуемое оборудование. Это отклонение от нормы связано со случайной погрешностью самого масс-спектрометра. Свести эту погрешность к минимуму можно лишь проведением большего количества экспериментов.

По результатам экспериментов можно составить таблицу рекомендуемых значений.

Таблица 2 – Рекомендуемые значения

Параметр	Интервал рекомендуемых значений	Примечание
Давление $P$ , Па	от $\sim 7 \cdot 10^{-4}$ до $10^{-2}$	$U_k = -70В$ , $U_a = 10В$ , $I_3 = 250$ мкА
Напряжение на катоде $U_k$ , В	от -60 до -90	$P = 7 \cdot 10^{-4}$ Па, $U_a = 10В$ , $I_3 = 250$ мкА
Напряжение на аноде $U_a$ , В	от 10 до 20	$P = 7 \cdot 10^{-4}$ Па, $U_k = -70В$ , $I_3 = 250$ мкА
Ток эмиссии $I_3$ , А	от 100 до 250	$P = 7 \cdot 10^{-4}$ Па, $U_k = -70В$ , $U_a = 10В$

Полученные результаты позволили выработать рекомендации по оптимизации режима измерения и определения случайной составляющей погрешности масс-спектрометрического анализа.

### Библиографический список

1. Сысоев А.А., Чупахин М.С. Введение в масс-спектрометрию, – М.: Атомиздат, 1977. – 304 с.

УДК 621.315.592; ГРНТИ 76.13.15

## ПРЕОБРАЗОВАНИЕ И ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ РИТМОГРАММЫ С ПОМОЩЬЮ ИНС И АНАЛИЗ В ПРОГРАММНОЙ СРЕДЕ LABVIEW

Ю.А. Челебаева\*, А.С. Жарова\*\*

*Рязанский государственный радиотехнический университет,  
Россия, Рязань, \*chel-juliya@yandex.ru, \*\*Anastasiya1217@mail.ru*

*Аннотация.* Предложена структура устройства преобразования и обработки сигналов ритмограммы. Рассмотрены алгоритмы: нахождения пульса; оценивания показателя SDNN, RMSSD; оценивания математического ожидания, СКО и коэффициента вариации; оценивания параметров ПАПР, ИВР, ИН и вариационного размаха.

*Ключевые слова.* Нейронные сети, анализ сердечного ритма, обработка сигналов ритмограммы.

## TRANSFORMATION AND PROCESSING OF SIGNALS OF A RITMOGRAMMA BY MEANS OF AN NEURAL NETWORK AND THE ANALYSIS IN THE PROGRAM LABVIEW

Y.A. Chelebaeva\*, A.S. Zharova\*\*

*Ryazan State Radio Engineering University,  
Russia, Ryazan, chel-juliya@yandex.ru, \*\* Anastasiya1217@mail.ru*

*Abstract.* In this work the structure of the device of transformation and processing of signals of a ritmogramma is offered. Algorithms are considered: findings of pulse; estimations of an indicator of SDNN, RMSSD; estimations of a mathematical expectation, an average square deviation and coefficient of a variation; estimations of the IAPR, IVB, TI parameters and variation range.

*Keywords.* Neural network, analysis of a warm rhythm, processing of signals of a ritmogram.

Функциональное исследование сердца является важной частью клинической медицины. Большое внимание уделяется исследованию параметров сердцебиения. Одним из методов исследования функций работы сердца является фотоплетизмография. Данный метод имеет большое значение в диагностике различных заболеваний.

Поэтому цель работы – разработка устройства преобразования и обработки сигналов ритмограммы (РГ) на основе искусственной нейронной сети (ИНС) на программируемых логических интегральных схемах (ПЛИС) и дальнейшее нахождение показателей для определения ПАРС (показателя активности регуляторных систем) – является актуальной.

До недавнего времени преобразователи частотно-временных параметров сигналов в цифровой код, используемые в устройствах измерения ритмограммы, строились без применения нейросетевых технологий, что существенно ограничивало их функциональные возможности. Недостаток данного метода: в зависимости от метода аппроксимации существенно изменялся состав блоков [1, 2].

Другим подходом является применение нейросетевых преобразователей с обучаемой структурой. При этом преобразователь представляется в виде цельного устройства: искусственной нейронной сети [3].

На рисунке 1 показана разработанная схема электрическая структурная устройства.

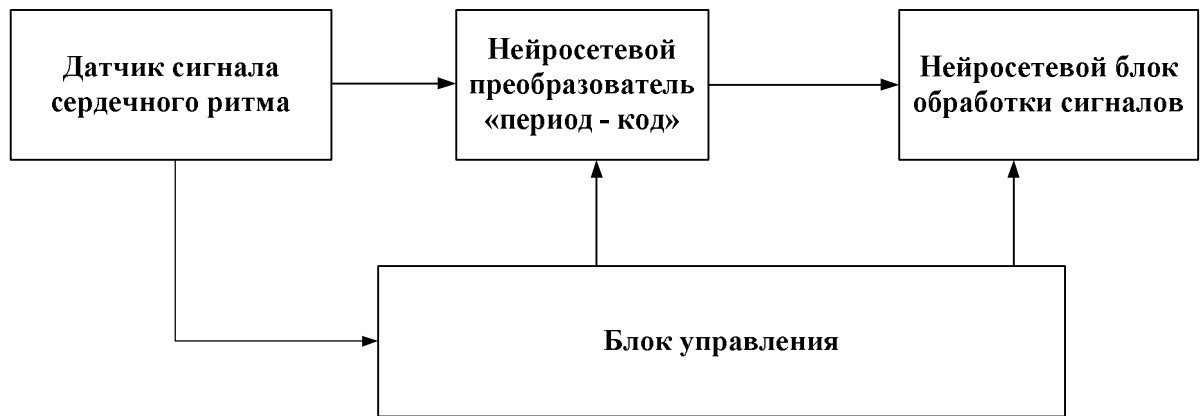


Рисунок 1 – Схема электрическая структурная устройства преобразования и обработки РГ

В работе алгоритмы обработки фотоплетизмограммы и расчёта показателей ПАРС реализованы в среде программирования LabVIEW. Предпочтение этой среде было отдано по следующим причинам:

1. Полностью графический, интуитивно понятный интерфейс.
2. Относительная простота создания и модификации программы.
3. Наглядность, удобочитаемость программы.
4. Большое количество встроенных библиотек и средств, ускоряющих написание программы.

Нормализация сигнала осуществляется по следующему алгоритму:

1. Определяем максимальное значение амплитуды сигнала пульсовой волны.
2. Делим амплитуду каждого отсчёта сигнала на максимальное значение амплитуды.

После проведения нормализации все отсчёты сигнала имеют амплитуду от 0 до 1. Нормализацию сигнала можно проводить в связи с тем, что для дальнейшей обработки пульсограммы амплитуда её отсчётов роли не играет.

Значение пульса находится следующим образом:

1. Находим общее количество R-зубцов входного сигнала, для этого к числу дискретных значений длительностей RR-интервалов прибавляем единицу.
2. Определяем длительность входного сигнала в секундах (для этого можно, например, разделить количество дискретных отсчётов входного сигнала на частоту дискретизации).
3. Делим длительность входного сигнала (в секундах) на 60 и делим количество найденных R-зубцов на полученный коэффициент, получаем количество сердечных сокращений за одну минуту.

Блок-диаграмма виртуального прибора (ВП) алгоритма нахождения пульса в среде LabVIEW выглядит следующим образом (рисунок 2):

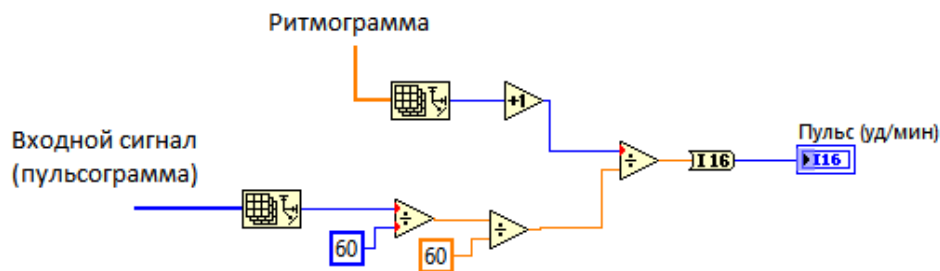


Рисунок 2 – Блок-диаграмма ВП алгоритма нахождения пульса

Далее оцениваются временные значения показателей ПАРС.

Блок-диаграмма ВП алгоритма оценивания показателя SDNN (показатель, оценивающий общую мощность и отражающий все циклические колебания в структуре variability сердечного ритма) в среде LabVIEW приведена на рисунке 3.

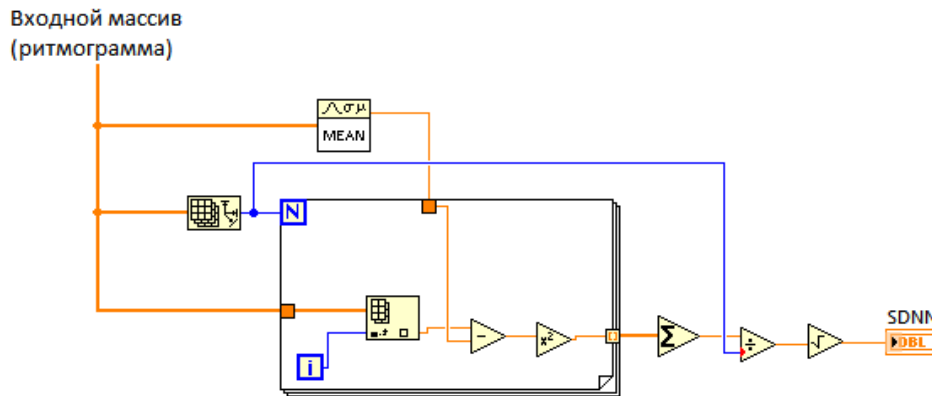


Рисунок 3 – Блок-диаграмма ВП алгоритма оценивания показателя SDNN

Блок-диаграмма ВП алгоритма оценивания показателя RMSSD (квадратный корень из среднего значения квадратов разностей величин последовательных R-R интервалов анализируемого временного ряда) в среде LabVIEW приведена на рисунке 4.

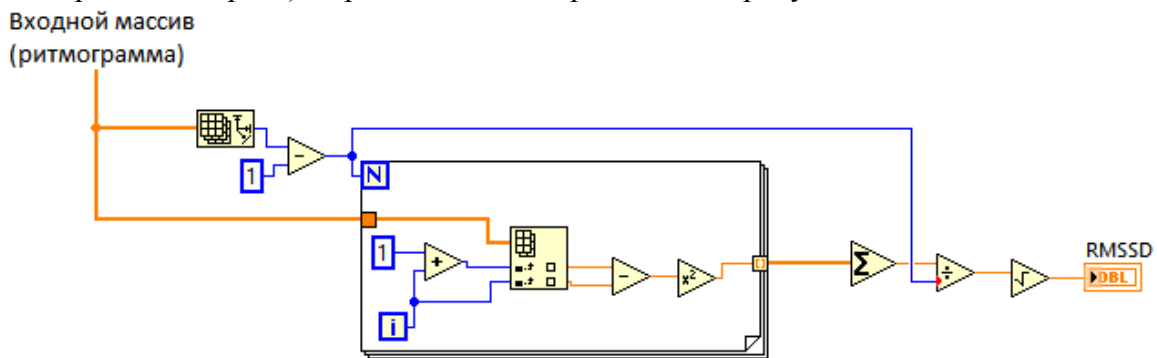


Рисунок 4 – Блок-диаграмма ВП алгоритма оценивания показателей RMSSD

Блок-диаграмма ВП алгоритма оценивания математического ожидания, среднеквадратического отклонения (СКО) и коэффициента вариации в среде LabVIEW показана на рисунке 5.

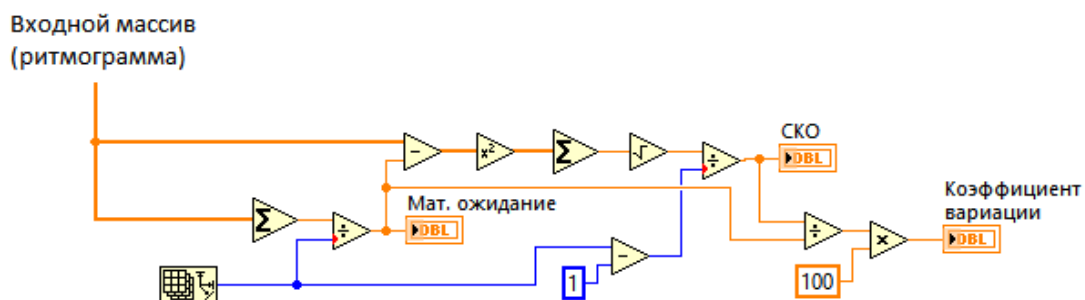


Рисунок 5 – Блок-диаграмма ВП алгоритма оценивания математического ожидания, СКО и коэффициента вариации

Блок-схема алгоритма оценивания показателей ПАПР, ИВР, ИН и вариационного размаха в среде LabVIEW приведена на рисунке 6.

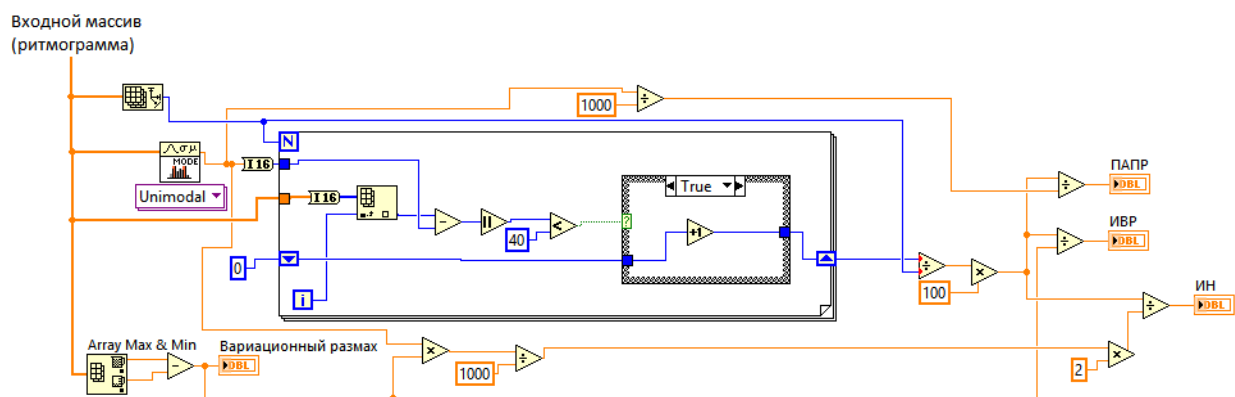


Рисунок 6 – Блок-диаграмма ВП оценивания параметров ПАПР, ИВР, ИН и вариационного размаха

Оценивание параметров ПАПР (показатель адекватности процессов регуляции), ИВР (индекс вегетативного равновесия) и ИН (индекс напряженности) связано с нахождением моды входного массива. В данной блок-схеме моду вычисляет блок Unimodal. Чтобы оценить вариационный размах, нужно найти наибольшее и наименьшее значения массива, в LabVIEW это легко делается с применением блока ArrayMax&Min.

### Библиографический список

1. Смоллов В.Б. Функциональные преобразователи информации. – Л.: Энергоиздат, 1981. – 248 с.
2. Ахиезер Н.И. Лекции по теории аппроксимации. – М.: Наука, 1965. – 407 с.
3. Уоссермен. Нейрокомпьютерная техника. – М.: Мир, 1992. – 184 с.

УДК 681.518.5; ГРНТИ 50.43.19

## КОНТРОЛЬ И ДИАГНОСТИКА ЦИФРОАНАЛОГОВЫХ СИСТЕМ

А.А. Хамитов, Е.М. Прошин

Рязанский государственный радиотехнический университет,  
Россия, Рязань, Khamitov-alexandr@mail.ru

*Аннотация.* Рассматриваются теоретические вопросы диагностики и контроля цифроаналоговых систем для предприятий российской промышленности.

*Ключевые слова.* Цифроаналоговая система, диагностика, контроль, проверка, ремонт, отказы, сигналы.

## CONTROL AND DIAGNOSTICS OF DIGITAL-TO-ANALOG SYSTEM

A.A. Hamitov, E.M. Proshin

Ryazan State Radio Engineering University,  
Ryazan, Russia, Khamitov-alexandr@mail.ru

*Abstract.* Theoretical questions of diagnostics and control of digital-to-analog systems for Russian industry.

*Keywords.* Digital-to-analog system, diagnosis, monitoring, inspection, repair, failure signals.

Для контроля и ремонта цифроаналоговых систем (ЦАС) необходимо определиться с требованиями технической диагностики таких средств. Говоря о диагностике, акцентируем внимание на наиболее важных дефектах и неисправностях. Соответственно надо разделить «проверку» на несколько этапов. Выделим входной контроль, промежуточный и выходной контроль. Подразумеваем под входным контролем – проверку цепей питания и подачу пробных сигналов, проверку короткого замыкания между соседними проводниками, между элементами полупроводниковых структур. Промежуточный – проверка отдельных элементов системы, узлов, а также влияние внешней среды и т.д. На этом этапе также проводится проверка процессов окисления и старения, а также параметрические отказы, определяемые дрейфом характеристик комплектующих процессов. Выходной контроль – проверка на соответствие техническим условиям, проверка правильности обработки сигналов. Если говорить о выходном контроле в специфике производственного цикла, то годность, подтверждающаяся выходным контролем изделия, начинает основной этап своего жизненного цикла, т.е. эксплуатацию. На этом этапе контроль и диагностика используются либо при явном выходе из-

деля из строя, либо при плановом прохождении метрологической аттестации (поверки). На этом участие жизни изделия для описания его состояния используют понятие теории надёжности.

Также важно понимать, какие именно причины вызывают неисправности. И при моделировании объекта контроля необходимо иметь перечень наиболее вероятных отказов, т.е. невозможно создать систему диагностики, если заранее не было проведено ранжирование факторов, влияющих на работоспособность. Процедура определения неисправности всегда описывается на результатах предварительного моделирования, где исходной позицией является выявление физических причин отказов с оценкой вероятностей появления неисправностей. Иными словами, проверяем те элементы, узлы, цепи и выводы, которые наиболее вероятно подвержены отказу. Конечным результатом моделирования является описание функционирования объекта в исправном состоянии и в каждом из неисправных, соответствующих заранее составленному списку. И раз речь идёт о ЦАС, рассмотрим их недостатки подробнее.

Технические недостатки цифроаналоговой техники:

1. Аналоговая часть может быть интегрирована не на высоком уровне, из-за чего страдает универсальность.
2. При необходимости передать сигналы на большие расстояния сигналы могут иметь большие искажения.
3. Затруднительная реализация аналоговых средств запоминания и временной задержки с технической точки зрения.
4. Огромное, по современным меркам, потребление энергии, особенно в начальных состояниях, что видно на переходных характеристиках.
5. Высокая нестабильность, связанная с условиями внешней среды, дрейф и шумы.
6. Риск появления незатухающих колебаний в сигналах, а следовательно, появление такого режима работы системы, при котором возникает внутренняя генерация импульсов. Вследствие этого вывод из строя ЦАС.
7. В линиях связи энергия рассеивается при передаче на расстоянии.
8. Функциональная сложность цифровой части, а следовательно, затруднительность анализа функционирования.
9. Задержки во времени и погрешности при переводе из аналоговых сигналов в цифровые сигналы.
10. Смена режимов работы ЦАС влечёт за собой изменения алгоритма действий и структуры.
11. Необходимость в обучении и повышении образованности персонала для работы с ЦАС.

Теперь, перечислив основные недостатки таких систем, имеем представление об отказах и сбоях. Не следует считать список с вышеперечисленными недостатками полным или исчерпывающим, ведь системы, подобные ЦАС, развиваются и в их структуру вносятся большие изменения. Однако будем исходить из сегодняшних реалий и брать в поле обозрения имеющуюся информацию. Следующий этап – моделирование поведения объекта при каждой неисправности из списка. На основе изученных данных можно формировать тесты как входные сигналы, при которых состоянием выхода управляет неисправность, если таковая существует. В случае её нулевого воздействия догадываемся об её отсутствии. Далее осуществляем синтез диагностических тестов. После всех выполняемых процедур тестирования оцениваем полученные результаты. В случае нахождения неисправности приступаем к процедуре ремонта именно в том месте, которое было показано в результате моделирования. В целом процедура контроля и диагностики ЦАС отличается от технической диагностики других систем именно списком наиболее вероятных отказов. Средство контроля и диагностики, как полноценный прибор, должно выполнять функции многоканального генератора тестовых логических последовательностей, многоканального регистратора логических сигналов, иметь несколько режимов работы и расширенный набор возможностей. Реален и безоператорный режим работы, при котором будут формироваться протоколы с данными об отказах. Моделирование в таком приборе должно быть на высоком уровне. Именно по его ре-

зультату будут производиться ремонтные работы. Модель должна показать точное место сбоя и путь к нему, а также сообщить о действующем напряжении. В наборе к прибору должны прилагаться щупы для осматривания повреждения. В зависимости от серьезности сбоя должна быть предусмотрена шкала опасности поломки. Для этого составляются наборы тестов, входящие в программу, встроенную в прибор. В идеале объект контроля должен быть один и его параметры должны подвергаться измерениям последовательно, но для серийного производства желателен вариант параллельного контроля нескольких однотипных ЦАС.

Из всего вышесказанного можно сделать вывод, что для контроля и диагностики ЦАС нужно знать «слабые места» аналоговых и цифровых устройств. Дальнейшим направлением будет определение методов измерения.

### **Библиографический список**

1. Опадчий Ю.Ф. Аналоговая и цифровая электроника. - М.: Горячая линия, 2002. - 768 с.

УДК 616-71; ГРНТИ 76.13.15

## **ПОРТАТИВНЫЙ ЧЕТЫРЕХКАНАЛЬНЫЙ ЭЛЕКТРОМИОГРАФ-ЭЛЕКТРОСТИМУЛЯТОР**

**О.И. Тювакова**

*Рязанский государственный радиотехнический университет,  
Россия, Рязань, olenkat1993@mail.ru*

*Аннотация.* Рассматривается разработка портативного четырехканального электромиографа-электростимулятора, описывается его структурная схема.

*Ключевые слова.* Портативный электромиограф-электростимулятор, регистрация электрической активности мышцы, электростимуляция мышцы.

## **PORTABLE FOUR-CHANNEL ELECTROMYOGRAPH-RHEONOME**

**O.I. Tuvakova**

*Ryazan State Radio Engineering University,  
Russia, Ryazan, olenkat1993@mail.ru*

*Abstract:* Discusses the development of a portable four-channel electromyograph-electrical stimulator, described by its structural scheme.

*Keywords.* A Portable electromyograph - electrostimulator, registration of electric activity of a muscle, electrostimulation of a muscle.

Вопросы функционирования нервно-мышечной системы человека являются одной из интенсивно разрабатываемых проблем современной физиологии. Известно, что опорно-двигательный аппарат – это кости скелета с суставами, связки и мышцы с сухожилиями. Кости и суставы участвуют в движении пассивно, подчиняясь действию мышц, являющихся активной частью двигательного аппарата. Всего в теле человека около 600 скелетных мышц: мышцы головы, туловища и конечностей, поражение которых приводит к серьезным последствиям. Для определения места, степени и распространенности мышечного поражения используют электромиографию. Она относится к наиболее широко используемым методам диагностики функционального состояния человека в оздоровительных, медицинских учреждениях, что является актуальной задачей на сегодняшний день [1].

При проведении электромиографического исследования одним из требований является непосредственная близость пациента от электромиографа, так как длина кабеля, соединяющего электроды с входом ЭМГ – усилителя, не должна превышать 1-го метра. При большей длине собственная емкость кабеля приводит к изменению амплитуды регистрируемого сигнала, а при длине кабеля 5–10 метров уровень помех сравним с амплитудой полезного сигнала. Поэтому при исследовании используют дополнительные аппаратные решения, например: регистрация первичного сигнала на носимое портативное устройство; предварительное усиление сигнала с помощью носимого портативного блока, соединенного кабелем необходимой длины с блоком оконечного усилителя; передача сигнала по беспроводному каналу передачи данных [2].

Предлагается создать миниатюрный портативный четырехканальный электромиограф-электростимулятор, обеспечивающий регистрацию биосигналов мышц неинвазивно и при

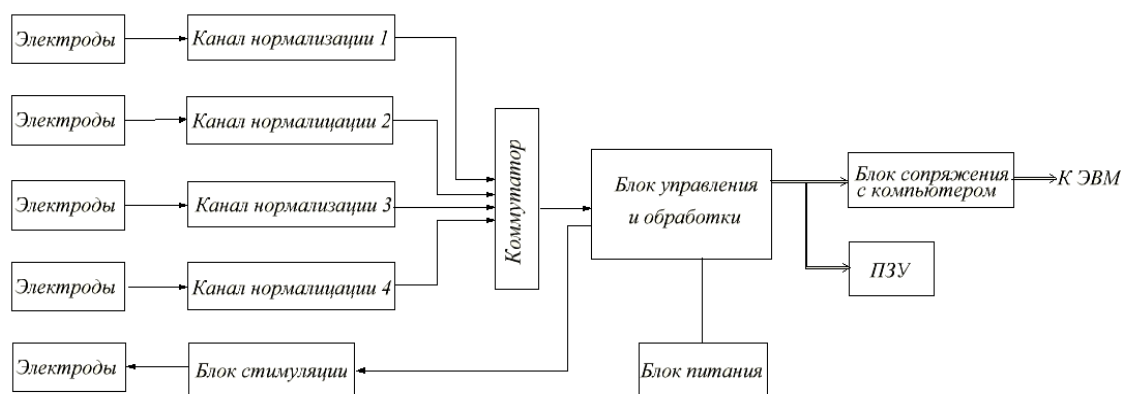
игольчатом отведении и последующей обработке электромиограмм на ПК, с целью определения их амплитудно-временных характеристик. Для повышения эффективности диагностического процесса и сокращения экономических и трудовых потерь разработана портативная электромиограф-электростимулятор производится с учетом имеющихся аналогов. Анализируя их, выявляют наиболее важные параметры, усовершенствуют отдельные детали для дальнейшего упрощения конструкции изделия и технологического процесса его изготовления.

Прибор работает в двух режимах:

1. Регистрация биоэлектрических сигналов мышц.
2. Электростимуляция диагностируемой мышцы.

Первый режим обеспечивает регистрацию электрической активности мышцы. Во втором режиме токовый разряд, подающийся на стимулирующий электрод, вызывает потенциал действия и визуально видимое сокращение стимулируемых мышц (особенно в относительно мелких мышцах предплечья, кисти и т. д.) с одновременной регистрацией вызванных потенциалов. Это позволяет также правильно выбрать мышцы - мишени для инъекции препаратов ботулотоксина (ботокс, лантокс, ксеомин), местных анальгезирующих анестетиков (при проведении мышечных блокад) и противовоспалительных медикаментов, что существенно повысит точность и терапевтическую эффективность процедуры. Портативный четырехканальный электромиограф-электростимулятор обеспечивает все методики обследования, присутствующие электромиографии: интерференционная ЭМГ, локальная ЭМГ, стимуляционная ЭМГ [3]. Может быть использован в работе неврологического и диагностического отделения для выявления патологии со стороны мышечной и нервной ткани, а также места соединения мышцы и нерва (нейромышечный синапс); для определения причины слабости, паралича или подергивания мышцы; для определения действия и правильной дозировки миорелаксантов.

В соответствии с вышесказанным обобщенная структурная схема приведена на рисунке.



Структурная схема портативного электромиографа-электростимулятора

Для снятия биопотенциалов с мышц используются накожные электроды, подключенные к соответствующему измерительному каналу. Для проведения электрического сигнала от канала стимуляции к мышечному волокну используются электроды для стимуляции. Для качественной записи сигналов необходима хорошая техника наложения электродов, при этом стоит соблюдать основное требование – обеспечить плотный контакт с низким сопротивлением между двумя электродами. Наиболее удобное место наложения электродов – активный электрод располагается на двигательной точке, а референтный у места прикрепления дистального сухожилия мышцы к кости. К тому же необходим заземляющий электрод, который предназначен для уменьшения наводок на сигнал.

С электродов миосигнал поступает на вход измерительного канала (канала нормализации). Канал нормализации нужен для согласования электрического сигнала, снимаемого с электродов, с входными характеристиками устройства управления и обработки. Нормализация включает в себя: усиление измеряемого сигнала; подавление синфазной помехи; фильтрацию. Усиление и подавление синфазной помехи осуществляет дифференциальный усилитель, а фильтрацию - ФНЧ Баттерворта и режекторный фильтр.



Далее аналоговые сигналы с измерительных каналов последовательно с помощью коммутатора передаются на блок управления и обработки, который выполнен на основе микроконтроллера со встроенным аналого-цифровым преобразователем. В этом блоке происходит преобразование аналоговых сигналов в цифровую форму и предварительная обработка информации: выделение автоматическим путём таких параметров сигнала, как частота следования импульсов, длительность сигнала. В процессе обработки сигнала участвуют различные компоненты микроконтроллера - аналого-цифровой преобразователь, порты ввода-вывода, регистры, порт сопряжения с персональным компьютером и другие. Так же на основе микроконтроллера вырабатываются команды, с помощью которых блок стимуляции, основанный на источнике тока, формирует стимулирующие импульсы, передающиеся в дальнейшем на кожные электроды для стимуляции.

Зарегистрированные данные могут в реальном масштабе времени передаваться непосредственно через блок сопряжения либо на ЭВМ, либо на съемный носитель, который при необходимости можно подключить к удаленному компьютеру (например, USB-флеш-накопитель). Портативный электромиограф – электростимулятор подключается к персональному компьютеру по интерфейсу USB, от него же и получает питание. В автономном режиме питание получает от встроенного аккумулятора. Все это позволяет использовать его в стационарных условиях в составе с ноутбуком. Конструктивно электромиограф – электростимулятор выполнен в виде переносной конструкции небольших размеров.

Предлагаемый прибор существенно облегчает работу врача как при диагностике пациента, так и при определении действия и правильной дозировки миорелаксантов.

#### **Библиографический список**

1. Одинак М.М., Живолупов С.А. Руководство для врачей "Заболевания и травмы периферической нервной системы (обобщение клинического и экспериментального опыта)". – СПб. СпецЛит, 2009. - 568 с.
2. Попечителей Е.П. и др. Медицинские приборы, аппараты, системы и комплексы. Курск: ИПП Курск, 2009. – 986 с.
3. Рангайян Р.М. Анализ биомедицинских сигналов. Практический подход/пер. с англ.; под ред. А.П. Немирко. – М.: ФИЗМАТЛИТ, 2007. – 440 с.

УДК 007.51; ГРНТИ 50.41.25

### **АЛГОРИТМИЧЕСКОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ ПРОГРАММНОГО МОДУЛЯ ВЫБОРА ЭФФЕКТИВНОЙ ТАКТИКИ ЛЕЧЕНИЯ ОСТРОГО ПИЕЛОНЕФРИТА**

**А.А. Спирычин\*, В.Л. Бурковский\*, Д.Е. Строева\*\*, А. В. Кузьменко\*\***

*\* Воронежский государственный технический университет,  
Россия, Воронеж, spirjachin@rambler.ru, bvl@vorstu.ru*

*\*\* Воронежский государственный медицинский университет имени Н.Н. Бурденко,  
Россия, Воронеж, dasha-cowboy@mail.ru, kuzmenkoav09@yandex.ru*

*Аннотация.* Рассматривается алгоритмическое обеспечение программного модуля выбора эффективной тактики лечения острого пиелонефрита.

*Ключевые слова.* Алгоритмическое обеспечение, программный модуль, выбор эффективной тактики лечения, пиелонефрит.

### **ALGORITHMIC SUPPORT OF SOFTWARE MODULE FOR CHOICE OF EF- FECTIVE TACTICS OF TREATMENT OF ACUTE PYELONEPHRITIS**

**A.A. Spirychin\*, V.L. Burkovsky\*, D.E. Stroeva\*\*, A.V. Kuzmenko\*\***

*\* Voronezh State Technical University,  
Voronezh, Russia, spirjachin@rambler.ru, bvl@vorstu.ru*

*\*\* Voronezh State Medical University named after N.N. Burdenko,  
Voronezh, Russia, dasha-cowboy@mail.ru, kuzmenkoav09@yandex.ru*

*Abstract.* Algorithmic support of software module for choice of effective tactics of treatment of acute pyelonephritis is considered.

*Keywords.* Algorithmic support, software module, choice of effective tactics of treatment, pyelonephritis.

Для лечения заболеваний важно не только поставить достоверный диагноз, но и выбрать наиболее эффективную тактику лечения из всех используемых в медицине. Программ-

ный модуль выбора тактики лечения острого пиелонефрита является неотъемлемой частью интеллектуальной системы поддержки принятия врачебных решений в условиях выбора тактики лечения заболеваний на основе облачных технологий [1].

Острый пиелонефрит - потенциально опасное для жизни заболевание. Неверный диагноз и несвоевременное лечение могут привести к сепсису, септическому шоку, почечной недостаточности, летальному исходу. Лицу, принимающему решения, необходимо выбрать самую эффективную тактику лечения острого пиелонефрита на основе формализации процесса принятия решений с учётом своего опыта и с учётом накопленных данных с параметрами состояния здоровья пациентов как на момент диагноза, так и после лечения с применением определённой тактики лечения. Это позволит избежать осложнений при лечении новых пациентов, а также назначить им индивидуальное лечение, распределив при этом ограниченные ресурсы, затрачиваемые на лечение при выборе той или иной тактики лечения. Например, пациенты с худшими показателями в начале лечения требуют самой эффективной тактики. Это обусловлено постоянной длительностью лечения, но разными показателями здоровья после постановки диагноза. Длительность лечения острого пиелонефрита при любой выбранной тактике, как правило, составляет десять дней.

Индивидуальное состояние пациента описывается многими физиологическими показателями и лабораторными данными. Множество факторов обуславливают высокую сложность принятия решения в процессе выбора наиболее эффективной тактики лечения с учётом опыта лица, принимающего решение.

Цель лица, принимающего решение, – выбор наиболее эффективной тактики лечения – сводится к решению ряда задач программным модулем. Алгоритмическое обеспечение программного модуля выражается алгоритмом, применяемым в методе анализа иерархий [2], и предполагает реализацию системного подхода с использованием математических инструментов. К таким задачам относятся:

- выделение факторов, влияющих на решение, для оценки альтернатив;
- сбор информации о показателях данных факторов по каждой тактике лечения;
- попарное сравнение относительной значимости каждого фактора по шкале относительной важности Саати, которое выполняется экспертом или лицом, принимающим решение;
- нормирование количественных значений факторов;
- вычисление приоритетов каждой альтернативы;
- упорядочение альтернатив в порядке убывания значения приоритетов;
- выбор одной или нескольких наиболее эффективных методик лечения с учётом опыта лица, принимающего решения.

Рассматриваемый ниже алгоритм положен в основу программного модуля выбора тактики лечения заболеваний, протекающих в острой форме, в том числе острого пиелонефрита.

При выборе тактики лечения острого пиелонефрита для оценки состояния пациентов используются следующие показатели: общий анализ крови (эритроциты, лейкоциты, гемоглобин), общий анализ мочи (лейкоциты, бакпосев), биохимический анализ крови (мочевина, креатинин), отёк паренхимы, температура тела (по уровням), боль в поясничной области, болезненность при пальпации, озноб, дизурия, слабость, тошнота, тревога, депрессия [3] и другие. Перечень не является полным и приведён для того, чтобы показать, как много факторов участвуют в определении эффективности той или иной тактики лечения.

Сбор информации о показателях факторов производится в ходе лабораторных исследований в процессе лечения пациентов по каждой рассматриваемой тактике лечения. Ввод в программный модуль полученной информации предполагается осуществлять через форму ввода или посредством загрузки файла с данными в структурированном формате csv, xml или json. Таким образом, программный модуль может пополняться данными как по введённым тактикам, так и по совершенно новым. Рассматривается также возможность использования стандарта HL7 для электронного обмена медицинской информацией.

Попарное сравнение предлагает эксперту по два фактора, разделённых выражением на естественном языке. Выражения на естественном языке соответствуют значениям шкалы относительной важности Саати. Данный режим ввода экспертных данных в программный модуль применяется до тех пор, пока не будут получены попарные сравнения всех факторов. На каждой итерации происходит сохранение данных в базу данных. Также предполагается возможность редактирования введённых данных посредством таблицы для наиболее полного представления.

Перед нормированием показателей вычисляется среднее значение данного фактора в группе пациентов, при лечении которых применялась альтернатива – тактика лечения. Формула для нормирования показателей представлена ниже:

$$a_i^{нов} = \frac{a_i^{стар} - a_i^{мин}}{a_i^{max} - a_i^{мин}},$$

где  $a_i^{стар}$  - среднее значение критерия в группе,  $a_i^{мин}$  – показатель здорового человека,  $a_i^{max}$  – худший показатель в группе.

Вычисление приоритетов для каждой альтернативы является результатом выполнения итерационного алгоритма.

Введём в рассмотрение матрицу парных сравнений  $B$ , а также  $W$  - вектор весов.

Алгоритм расчёта вектора  $W$  включает итеративное выполнение следующих шагов:

Шаг 1. Проинициализировать номер итерации:

$$k=0$$

Шаг 2. Проинициализировать вспомогательный вектор и вектор относительных значений единичной матрицей:

$$p^0 = \pi^0 = (1)_n$$

Шаг 3. Задать точность:

$$\varepsilon > 0$$

Шаг 4. Выполнить инкрементирование номера итерации:

$$k = k+1$$

Шаг 5. Вычислить вспомогательный вектор:

$$p^k = B \times p^{(k-1)}$$

Шаг 6. Вычислить  $\pi^k$  - вектор из относительных значений – по правилу:

$$\forall_i \pi_i^k = \frac{p_i^k}{\sum_{j=1}^n p_j^k}$$

Шаг 7. Проверить выполнение условия:

$$\forall_i = \overline{1, n} \left( |\pi_i^k - \pi_i^{k-1}| \leq \varepsilon \right)$$

Если оно выполняется, то вектор весов найден:

$$\omega = \pi^k,$$

искомый вектор сформирован, останов алгоритма, иначе – перейти к шагу 4.

После формирования искомого вектора весов необходимо выполнить аддитивную свёртку показателей по формуле:

$$F(\omega, A) = \sum_{i=1}^n \omega_i \cdot a_i$$

После вычисления аддитивной свёртки – значения приоритета для каждой альтернативы – необходимо отсортировать список альтернатив по убыванию значений приоритета.

Таким образом, программный модуль позволяет представить наиболее полную информацию обо всех современных тактиках лечения с учётом опыта лица, принимающего решение. Данная информация повысит качество принимаемых решений в процессе лечения заболеваний, формализовав сложный процесс выбора наиболее эффективной альтернативы. Повышение эффективности лечения будет означать увеличение благоприятных исходов лечения, поскольку позволит распределить ограниченные ресурсы при лечении пациентов с различными показателями здоровья, избежав при этом опасной несвоевременности лечения. Кроме того, функциональность модуля может быть расширена за счёт добавления как нового заболевания, так и новой альтернативы. Гибкость оценки альтернатив достигается путём возможности переоценки введённых факторов, а также ввода новых видов факторов по существующим заболеваниям.

### **Библиографический список**

1. Спирычин А.А., Бурковский В.Л. Интеллектуальная система принятия решений в условиях выбора тактики лечения хронических заболеваний на основе облачных технологий [Текст] / А.А. Спирычин, В.Л. Бурковский //
2. Вестник Воронежского государственного технического университета. - 2014. - Т. 10. - №5-1. - С. 57-60.
3. Саати Т. Л. Принятие решений. Метод анализа иерархий. — М.: Радио и связь, 1989. — 316 с.
4. Строева Д.Е., Кузьменко А.В., Кузьменко В.В., Курносова Н.В., Куташов В.А., Попов Д.В. Фототерапия в комплексном лечении острого серозного необструктивного пиелонефрита // Системный анализ и управление в биомедицинских системах. – Воронеж: Издательство Воронежского государственного технического университета, 2015. - Т. 14. - №1. - С. 75-78.

УДК 006.681.2; ГРНТИ 59.14.21

## **РАЗРАБОТКА СИСТЕМЫ КОНТРОЛЯ И УПРАВЛЕНИЯ АВТОНОМНЫМ ВОДОСНАБЖЕНИЕМ**

**А.В. Попов, В.И. Жулев**

*Рязанский государственный радиотехнический университет,  
Россия, Рязань*

*Аннотация.* Темой работы является разработка устройства контроля и управления автономным водоснабжением.

*Ключевые слова.* Система контроля и управления автономным водоснабжением.

## **THE DEVELOPMENT SYSTEM OF CONTROL AND MANAGEMENT OF AUTONOMOUS WATER SUPPLY**

**A.V. Popov, V.I. Zhulev**

*Ryazan State Radio Engineering University,  
Ryazan, Russia.*

*Abstract.* Theme of the final qualifying work is devices of control and management of autonomous water supply.

*Keywords.* System of control and management of autonomous water supply.

В докладе представлена система контроля и управления автономным водоснабжением. Автономные системы водоснабжения жилых домов устанавливаются в случае отсутствия централизованной системы водоснабжения или в случае невозможности присоединения к ней.

Автономная система водоснабжения состоит:

- водозаборного сооружения;
- водоподъемной установки;
- регулирующей емкости (гидропневмобака или безнапорного открытого бака);
- разводящих наружных трубопроводов;
- установок для очистки и (или) обеззараживания воды;
- внутренней сети.

При необходимости разделения воды на холодную и горячую, используют коллекторную разводку труб, к которой подключается водонагреватель.

В качестве водозаборных сооружений чаще всего используют колодцы или скважины.

Схемы автономного водоснабжения можно классифицировать как по составу основного оборудования, так и по месту его расположения:

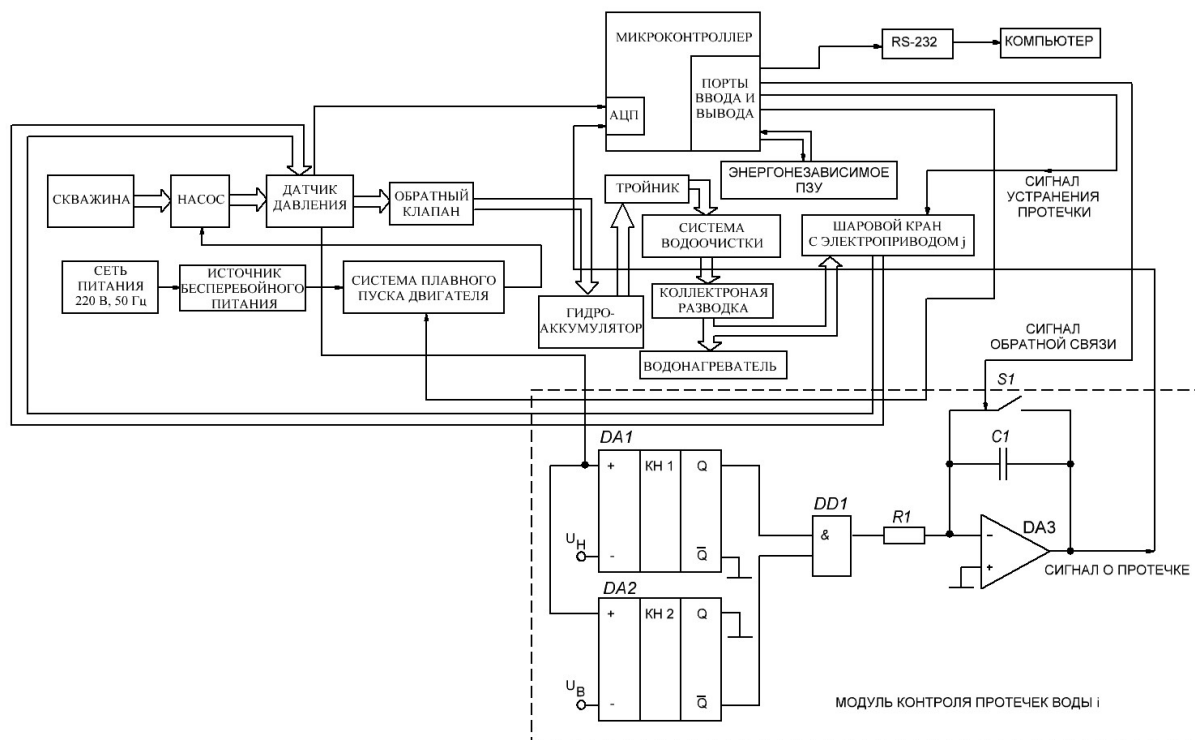
- с применением гидропневматических или безнапорных (открытых) баков;
- с использованием погружных, горизонтальных, вертикальных и других насосов;
- с размещением водозаборного оборудования непосредственно в водозаборных сооружениях, в подземных камерах, в помещении жилого дома.

Погружные центробежные или вибрационные насосы размещают в водозаборных сооружениях. Насосы других типов и гидропневмобаки размещаются в помещении жилого дома (например, в подвале), в шахтном колодце или в подземной камере у колодца или скважины.

Безнапорные баки размещают в помещении жилого дома на отметках, которые обеспечивают необходимый напор в системе.

Гидропневмобаки для удобства эксплуатации, контроля размещают в помещении жилого дома.

Водоочистные и (или) обеззараживающие устройства должны размещаться в помещении жилого дома, так же как и водонагреватель (см. рисунок).



Функциональная схема системы управления и контроля автономным водоснабжением

Насос откачивает воду из скважины. Сигналы с датчика давления и модуля протечек воды поступают на микроконтроллер, а управляющие сигналы поступают на шаровой кран с электроприводом и систему плавного пуска двигателя. Насос включается при низком давлении в системе, его включает система плавного пуска двигателя, на которую в этом случае поступает сигнал логической единицы с микроконтроллера. При номинальном установившемся давлении микроконтроллер обнуляет систему плавного пуска двигателя, выключая насос. В данной системе детектор протечек отслеживает давление в линии водоснабжения и при наличии течи в поврежденном водопроводе перекрывает его.

Вода проходит по трубам коллекторной разводки. Давление воды отслеживается при помощи датчика давления. Если давление имеет отклонение от заданного нижнего и номинального уровней, компараторы КН 1 и КН 2 фиксируют это значение, выдавая сигнал логи-

ческой единицы, проходящий через конъюнктор. Уровни отклонений давления задаются величинами напряжения  $U_H$  и  $U_B$ , данные величины формируются из напряжения питания схемы. Напряжение  $U_H$  – давление в трубе при открытом кране, а  $U_B$  – номинальное давление в системе. Интегрирование проходит в течение некоторого промежутка времени (не менее 1 часа, в зависимости от назначения линии водоснабжения), что необходимо для различия состояния не полностью открытого крана и состояния протечки, т.е. исключения ложной тревоги. Когда напряжение на интеграторе достигает определенного уровня, которое соответствует состоянию течи, микроконтроллер выдает сигнал устранения протечки, который закрывает шаровой кран с электроприводом. К микроконтроллеру подключен динамик, который сигнализирует о наличии течи в водопроводе. На панели микроконтроллера имеется кнопка, с помощью которой открывается кран.

Давление в системе автономного водоснабжения будет периодически падать из-за опорожнения гидроаккумулятора и при отсутствии воды в колодце. Поэтому необходим сигнал обратной связи, сбрасывающий интегратор, при работающем насосе или при отсутствии воды в источнике. Сброс интегратора необходим при устранении протечки и открытии шарового крана с электроприводом, т.к. заряд будет сохраняться в течение длительного времени.

Важно, чтобы датчик давления имел порог чувствительности, который необходим для фиксации небольших отклонений давления от номинального [1].

В случае отключения питающей сети сработает источник бесперебойного питания. Энергонезависимое ПЗУ необходимо, чтобы настройки не сбивались при отключении внешней сети питания. Данные о системе водоснабжения с помощью интерфейса отображаются на компьютере пользователя.

### **Библиографический список**

1. Лурье Г.И. Датчики давления для общепромышленного назначения: учеб. пособ. 2005.

УДК 615.841; ГРНТИ 76.13.19

## **АНАЛИЗ МЕТОДОВ ЭЛЕКТРОПУНКТУРНОЙ ТЕРАПИИ**

**Е.П.Матюхин, М.Г. Кузнецов, С.Г. Гуржин**

*Рязанский государственный радиотехнический университет,  
Россия, Рязань, matyukhinz@yandex.ru*

*Аннотация.* Рассматриваются теоретические и практические вопросы использования методов электропунктурной терапии, а также физиологические эффекты, возникающие при применении электрических воздействий в клинической практике.

*Ключевые слова.* Биологически активные точки, биологически активные зоны, электротерапия, электропунктура, биотропные параметры, физиологические эффекты.

## **ANALYSIS OF THE METHODS OF ELECTROTHERAPY**

**E.P. Matyukhin, M.G. Kuznetsov, S.G. Gurzhin**

*Ryazan State Radio Engineering University,  
Ryazan, Russia, matyukhinz@yandex.ru*

*Abstract.* Theoretical and practical aspects of the use of electrotherapies, physiological effects resulting from the application of pulse currents in clinical practice.

*Keywords.* Acupressure points, biologically active zones, electrotherapy, electropuncture, biotropic parameters, physiological effects.

В клинической медицине большое внимание уделяется лечению заболеваний консервативными средствами, среди которых особое место занимают методы физиотерапии. Большим направлением природосообразных способов лечения и профилактики заболеваний является использование электротерапии, под которым понимается применение с лечебно-профилактическими и реабилитационными целями электрических токов, электрических и электромагнитных полей различных параметров в непрерывном и импульсном режимах [1]. В зависимости от вида используемой электрической энергии, режима действия и способа применения выделяют ряд методов электротерапии.

С развитием биофизики, электроники, медицины электротерапия становится одним из самых больших разделов современной аппаратной физиотерапии, который планомерно развивается и совершенствуется. Из-за своей доказанной эффективности она занимает важное место среди методов физиолечения. В настоящее время с лечебной целью используются различные по форме, амплитуде и частоте электрические токи. Частным случаем является воздействие аппаратами на биологически активные точки (БАТ) и биологически активные зоны (БАЗ).

Так возникла электропунктурная рефлексотерапия – метод рефлекторного лечения воздействием постоянного тока низкого напряжения на экстерорецепторы и проприорецепторы зоны акупунктуры организма. По способу воздействия различают электропунктуру (воздействие на БАТ и БАЗ без нарушения кожного покрова) и электроакупунктуру (воздействие через предварительно введенную в БАТ иглу для акупунктуры). Современные методы рефлексотерапии, помимо воздействия на сравнительно большие по площади зоны, включают воздействие различными физическими факторами на БАТ и БАЗ, традиционно используемыми в классической иглотерапии. К таким методам относятся термпунктура, собственно электропунктура, магнитопунктура, лазеропунктура, фонопунктура и другие [1, 2]. Метод акупунктуры применяется китайскими врачами более трех тысяч лет. Сам метод электропунктуры возник как симбиоз классической китайской акупунктуры и современных технических возможностей. Электропунктура широко вошла в практику рефлексотерапии. Таким образом, электропунктура – это метод воздействия на БАТ для лечебных и профилактических целей биологического объекта, причем вместо игл применяются специальные электроды. Электрический импульс, подаваемый с них, вызывает раздражение БАТ или БАЗ. При необходимости средства электропунктуры могут быть трансформированы в микроэлектрофорез. В таком случае в БАТ, помимо ее раздражения непосредственно электрическим фактором, проникает назначенный врачом-физиотерапевтом лекарственный препарат.

Электрический ток считается наиболее адекватным раздражителем для БАТ, которые отличаются рядом электрофизиологических особенностей (имеют низкое сопротивление электрическому току). В качестве активных электродов, помещаемых на акупунктурную точку, применяются стержневые электроды диаметром от 1 до 5 мм, помещенные на рукоятке из диэлектрика с устройством, позволяющим регулировать давление на кожу.

Физиологические эффекты, которые возникают при применении импульсных токов, представляют собой сложное явление, характер которого зависит от их биотропных параметров: амплитуды (А), частоты (Ч), формы сигнала (ФС), скважности сигнал-стимул (С/С), а также возможности его модуляции (М). Причем их совокупность <А, Ч, ФС, С/С, М> определяет лечебные эффекты. В целом при применении электротерапии отмечается нормализация работы нервно-эндокринной системы, которая, являясь дирижером организма, обеспечивает согласованную работу сердечно-сосудистой, иммунной и других систем. Принято выделять следующие эффекты проведения физиотерапии: обезболивание (анальгезия), нормализацию секреции гормонов и артериального давления, улучшение регионарной и общей микроциркуляции тканей, повышение иммунологической и инфекционной резистентности, а также нормализацию работы центральной нервной системы, которая может выражаться в антидепрессивном и седативном эффектах [2].

В литературе отмечается, что наиболее эффективной считается амплитуда силы тока, лежащая в пределах от 1 до 4мА. Нижняя граница этого интервала расценивается как сенсорный порог, а верхняя как болевой порог. Отмечается использование различных форм воздействующего сигнала-стимула: прямоугольной, пилообразной, экспонентной, синусоидальной, имеющей пологий подъем или спад крутизны фронта [4].

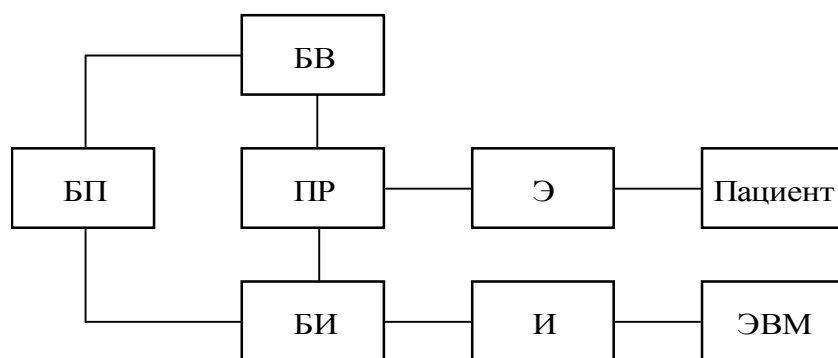
Помимо амплитуды, формы и длительности электрического импульса не менее важное значение имеет частота следования импульсов. Частота 20-30 Гц улучшает процесс нервно-мышечной передачи и используется для лечения паралитической атрофии мышц. Наиболее выраженным противовоспалительным и анальгезирующим эффектом обладают частоты, лежащие в диапазоне 80-250 Гц. Модулированный ток представляет из себя переменный с частотой следования импульсов от 5000 до 20000 Гц, легко проникающий в такни

и не вызывающий раздражение кожи, который модулируется по амплитуде синусоидальными или другими формами колебаний в диапазоне частот от 1 до 250 Гц. Для усиления лечебного эффекта используются сложные режимы модуляции импульсов низкой частоты, например 0,1 Гц для стимуляции регионарной гемодинамики; 1,2 Гц - как частоты, оказывающие противовоспалительное действие; 72 Гц – для регуляции обмена кальция и 240 Гц для анальгезии [4].

В последнее годы используется вакуум-электропунктура. Это новый рефлекторный метод лечения. Он заключается в одновременном воздействии на точки акупунктуры дозированного электрического тока и постоянного или прерывистого (пульсирующего) дозированного вакуума.

Электропунктурное лечение по методике Фолля проводится с помощью специальных аппаратов, которые генерируют импульсные токи низкой частоты 0,5-20 Гц. Этот метод получил название импульсной терапии. Лечение низкочастотными импульсными токами направлено на восстановление функции определенного органа или системы. При избытке энергии осуществляют тормозную терапию (20 Гц, 100-150 мкА, до 5 минут), а при недостатке энергии проводят возбуждающее воздействие (10 Гц, 150-200 мкА, до 1,5 минуты).

На рисунке изображена структурная схема устройства, реализующего метод Фолля, причем, как правило, он применяется для диагностики и терапии: БП – блок питания; ПР – блок переключателя режимов диагностики и лечения; БИ – блок измерений; БВ – блок воздействий; Э – активный и пассивный электроды; И – блок интерфейса. Стоит отметить, что в каждом конкретном случае параметры электростимуляции подбираются индивидуально по результатам проведенной диагностики.



Структурная схема устройства, реализующего метод Фолля

Актуальным является также неинвазивное воздействие низкочастотными нейрноподобными электрическими импульсами на БАТ и БАЗ с целью оказания влияния на физиологические системы. Рецепторы биологического объекта эффективнее воспринимают такое воздействие. Суть сводится к формированию электрических импульсов, сходных с нервными импульсами человека. Существует ряд отечественных разработок, которые применяют электронейростимуляцию. С учетом биофизических особенностей была определена характеристика нейрноподобного электрического импульса. Под воздействием понимается двухфазный биполярный импульс с небольшой постоянной составляющей воздействий. Эти импульсы похожи на миоимпульсы [5].

В современных аппаратах семейства СКЭНАР было обнаружено применение следующих частот и их назначения: частота 340 Гц — для обезболивания, частота 14 Гц — наиболее благоприятна в начале курса лечения хронических заболеваний, используется при работе с детьми, стандартные частоты 60 и 90 Гц – для различных методов лечения. Более того, эти аппараты могут работать в двух режимах: амплитудной и частотной модуляции [5].

Современное направление приборной реализации методов электропунктурной диагностики и терапии заключается в совмещении в одном устройстве средств измерения физических характеристик поверхности кожи биообъекта и средств формирования воздействующих сигналов. Стоит также отметить, что актуальным направлением методов и средств электропунктуры может стать биоадаптивный аппарат, который сможет



«подстраиваться» под физиологические особенности пациента и эффективно производить терапию [3]. К аппаратам комбинированного лечения можно отнести применение электрического и другого сочетанного с ним воздействия. Например, можно использовать электрод, который может быть совмещен с постоянным магнитом, обращенным к БАТ северным полюсом и создающим на поверхности тела определенное значение магнитной индукции. Такое устройство осуществит воздействие на БАТ одновременно электрическим током и постоянным магнитным полем. За счет сочетанного воздействия на точки указанными факторами устройство позволит эффективно устранить энергетический избыток в пораженном меридиане, способствуя восстановлению гомеостаза.

#### **Библиографический список**

1. Улащик В.С. Физиотерапия. Универсальная медицинская энциклопедия. – Минск, 2008. – 640 с.
2. Боголюбов В.М., Пономаренко Г.Н. Общая физиотерапия: учебник для студентов медицинских вузов. – СПб. 1997. – 476 с.
3. Борисов А.Г., Гуржин С.Г., Жулев В.И., Каплан М.Б., Кряков В.Г., Никитин С.В., Прошин Е.М., Харламова Н.С., Шуляков А.В. Становление и развитие научного направления «Биоадаптивная комплексная хрономагнитотерапия» // Биомедицинская радиоэлектроника. 2012. №7. С. 7-18.
4. Электропунктурная терапия [Электронный ресурс]. URL: <http://www.physio-med.ru/elektropunktura.html> (дата обращения 25.02.2016).
5. Статьи [Электронный ресурс]. URL: <http://www.scenar.com.ru/ru/wiki/all/> (дата обращения 27.02.26).

УДК 623.746.-519; ГРНТИ 55.47.29

### **ИССЛЕДОВАНИЕ БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ ДЛЯ РАЗРАБОТКИ СИСТЕМЫ РАЗВЕДЫВАТЕЛЬНОГО ОБОРУДОВАНИЯ**

**Г.В. Костюхина, М.П. Шлеймович**

*Казанский национальный исследовательский технический университет им. А.Н. Туполева,  
Россия, Республика Татарстан, Казань, galechka-92@mail.ru*

*Аннотация.* Рассматриваются теоретические сведения о беспилотных летательных аппаратах. Отдельное внимание уделено классу разведывательных беспилотных аппаратов: типовым представителям, составу бортового оборудования, проблемам их исследования, разработки и применения.

*Ключевые слова.* Беспилотный летательный аппарат, разведывательный беспилотный аппарат, бортовое разведывательное оборудование, оптико-электронная станция.

### **A STUDY OF UNMANNED AERIAL VEHICLES FOR THE DEVELOPMENT OF SYSTEM SURVEILLANCE EQUIPMENT**

**G.V. Kostyukhina, M.P. Shleimovich**

*Kazan national research technical university named after A.N. Tupolev,  
Kazan, Tatarstan republic, Russia, galechka-92@mail.ru*

*Abstract.* Theoretical information about unmanned aerial vehicles. Special attention is paid to the class of reconnaissance unmanned air vehicles: typical representatives, the composition of the onboard equipment, the problems of research, development and application.

*Keywords.* Unmanned aerial vehicle, reconnaissance UAV, airborne reconnaissance equipment, optical-electronic station.

Несколько десятков лет назад Россия являлась одним из мировых лидеров по разработке беспилотных летательных аппаратов (БПЛА), тогда как на сегодняшний день согласно некоторым существующим источникам эту позицию признанно заняли Соединенные Штаты Америки (США) [1, 2, 3]. После США по исследованиям и производству БПЛА лидируют Израиль и европейские страны. В связи со сложившейся обстановкой в мире разработка БПЛА становится все более актуальной задачей для всех стран мира.

Беспилотные летательные аппараты – это летательный аппарат без экипажа на борту [4]. За время существования они нашли применение как в военной, так и в гражданской сферах. Исследования и разработки имеют значение как для непосредственного применения БПЛА, так и для разработки эффективных средств защиты от них.

Неоспоримым достоинством применения БПЛА является отсутствие необходимости летного состава. Кроме того, среди преимуществ выделяют относительно невысокую стои-

мость самого аппарата, а также его обслуживания и большую эффективность и производительность в связи с отсутствием факторов и потребностей, присущих человеку.

Изучив представленную в источниках информацию о задачах, решаемых БПЛА при их применении в гражданской сфере, можно выделить основные и наиболее распространенные из них [2, 3]:

- контроль объектов, поверхности земли и окружающей среды;
- доставка грузов;
- ретрансляция радиосигналов;
- выполнение поисково-спасательных операций.

На данный момент существуют задачи, применение БПЛА для решения которых находится на стадии планирования, исследования и разработки (например, контроль технического состояния, безопасности и функционирования отдельных промышленных объектов).

При применении беспилотных летательных аппаратов в военной сфере можно выделить следующие наиболее распространенные задачи:

- фото- и видеоразведка местности военных действий;
- разведка труднодоступной, зараженной местности;
- обнаружение военных объектов, техники и минных полей;
- ведение воздушной разведки и нанесение ударов по цели с последующей оценкой произведенных ударов;
- передача информации наземным пунктам и огневым средствам;
- обнаружение и борьба с радиоэлектронными средствами.

В настоящее время отсутствует общепринятая классификация БПЛА. Наиболее часто применяют следующие классификации [5]:

- по масштабам применения (стратегические, тактические, оперативные);
  - по принадлежности - применяемые сухопутными войсками, ВВС, ВМС, другими силовыми структурами;
  - по габаритно-весовым характеристикам - миниатюрные, сверхмалые, малые, средние, большие;
  - по возможности повторного применения - многоразовые и одноразовые;
  - по аэродинамической схеме - самолетного и вертолетного типа;
  - по способу старта – катапультного типа, как разновидность – запускаемые с руки, запускаемые с взлетной полосы;
  - по способу посадки – самолетным способом, спускаемые на парашюте, улавливаемые различными приспособлениями;
  - по способу управления – управляемые оператором по линиям управления, управляемые автоматически, с комбинированной системой управления;
  - по виду применяемой разведывательной аппаратуры: фото- и видеоразведки в видимой части спектра, радиолокационной разведки, тепловизионной разведки, радио- и радиотехнической разведки, РХБ разведки, разведки погоды;
  - по времени получения собранной информации – в масштабе реального времени, периодически в ходе сеансов связи, после посадки;
  - по виду базирования пусковой установки – наземные, воздушные, морские;
  - по высоте применения – сверхмаловысотные, маловысотные, применяемые на средних высотах, применяемые на больших высотах;
  - по дальности действия – сверхмалой дальности, малой дальности, средней дальности, большой дальности;
  - по продолжительности полета – малой, средней и большой продолжительности;
  - по скорости полета – дозвуковые летательные аппараты (ЛА) с числом Маха  $M < 1$ , сверхзвуковые БЛА (ведутся исследования и разработки) и гиперзвуковые (ведутся исследования и разработки).

Также возможно следующее разделение задач, выполняемых БПЛА:

- разведывательные;

- огневые/ударные;
- обеспечивающие.

Несмотря на постоянное развитие разработок и исследований, возникают проблемы, сдерживающие их. Среди них наибольший вес имеют проблемы, связанные с организацией связи между БПЛА и наземным пунктом/огневым средством для передачи данных в требуемых объеме, качестве и скорости. Также существует проблема точности распознавания целевых объектов, что может исключать абсолютно автономное применение БПЛА.

Из всего вышеперечисленного можно сделать вывод о том, что наиболее востребованными, развивающимися и применяемыми являются БПЛА, выполняющие разведывательные задачи.

Разведывательные БПЛА могут быть использованы для картографирования района боевых действий, обнаружения минных полей и т.д. В качестве разведывательных БПЛА выступают аппараты как малых габаритов, так и больших, потому характеристики их варьируются в широком диапазоне возможных значений. Использование как первых, так и вторых имеет свои преимущества и недостатки, так как габаритно-весовые характеристики влияют на параметры полета БПЛА. Так, при увеличении габаритов БПЛА больше возможности установки разведывательного оборудования более полного состава, нежели в летательном аппарате меньшего размера. Использование ЛА данного типа обусловливается низкой точностью распознавания при использовании снимков, полученных со спутников.

В качестве разведывательного оборудования обычно выступают такие устройства, как дневные/ночные видеокамеры, радиолокационная станция (РЛС) с синтезированной апертурой, мультиспектральный поисковый прибор, радиолокатор обнаружения наземных целей, видеокамера, телевизионная камера, тепловизионная камера, инфракрасные (ИК) камеры, лазерный сканер и т.д. Аппаратура может быть размещена в корпусе самого БПЛА или на гиростабилизированной платформе, которая обеспечивает стабилизацию установленного на ней устройства, поворот оборудования в нужную сторону и с заданной скоростью.

Разведывательное оборудование БПЛА можно разделить на три основные группы [6]:

- оптико-электронная станция;
- радиолокационные станции и лазерные локаторы;
- аппаратура радиоэлектронной разведки.

Использование цифрового оборудования обладает такими преимуществами, как возможность использования шифрования при передаче данных, что предотвращает перехват разведывательных данных, а также улучшает качество получаемого изображения, что повышает точность распознавания. Оптико-электронная станция может включать в себя тепловизионные камеры, цифровые камеры, ИК-камеры.

Наиболее успешными, используемыми и эффективными считаются такие разведывательные БПЛА, как Hunter, Predator, Global Hawk.

RQ-4 Global Hawk – тяжелый высотный БПЛА большой дальности стратегического типа, используемый в ВВС США. Занимает лидирующую позицию среди летательных аппаратов своего класса, а также является самым большим. Летательный аппарат был первым принят на вооружение в США, выбран в качестве средства разведки в Европе. Также разработано несколько его модификаций.

Имеет следующие основные тактико-технические характеристики (ТТХ) (в зависимости от модификации характеристики могут незначительно отличаться):

- взлетная масса до 12111 кг;
- максимальная скорость до 650 км/ч;
- высота полета до 20000 м;
- продолжительность полета до 36 ч;
- масса полезной нагрузки до 1360 кг.

Помимо полетов в ходе боевых действий, осуществлял гуманитарные полеты и научные задачи, выполняя полеты над Северным полюсом. Основные возможности данного аппарата:

- обнаружение и распознавание движущейся со скоростью 7-10 км/ч цели в пределах 100 км;
- способность обнаружения скрытых целей;
- возможность получения детального изображения выбранной области.

В качестве разведывательного оборудования данного БПЛА используется система ISS. Система состоит из трех основных элементов: оптико-электронного блока, ИК-камеры и РЛС с синтезированием апертуры.

РЛС позволяет вести наблюдение при любых погодных условиях и обеспечивает получение изображения местности или некоторой области. В состав оптико-электронного блока входят тепловизор и дневная цифровая камера. Дневная цифровая камера позволяет получать изображения с высоким разрешением и осуществлять наблюдение за полосой определенной ширины или получать детальное изображение некоторой области. ИК-камера используется для получения снимков в ночное время суток. Все три элемента могут использоваться одновременно, что обеспечивает большой объем информации, а это, в свою очередь, способствует увеличению точности распознавания.

Полученные разведывательные данные сжимаются и записываются бортовой системой летательного аппарата. Передача данных может осуществляться через спутниковую связь (со скоростью 50 Мбит/с) или по прямому каналу (со скоростью 137 Мбит/с).

Таким образом, наиболее востребованными в настоящее время являются разведывательные летательные аппараты, поэтому актуальной остается задача повышения эффективности и точности распознавания целей с помощью разведывательного оборудования. Авторами планируется изучение и разработка моделей и методов распознавания и обнаружения объектов для бортовой системы беспилотного летательного аппарата. Состав бортового оборудования для ведения разведки будет определен в ходе исследования. Анализ существующих на данный момент технических возможностей и предъявляемых требований позволяет определить некоторые технические требования к современным системам распознавания для БПЛА.

#### **Библиографический список**

1. Современные информационные технологии в задачах навигации и наведения беспилотных маневренных летательных аппаратов / под ред. М. Н. Красильдикова, Г. Г. Себрякова. - М.: ФИЗМАТЛИТ, 2009. - 556 с.
2. Моисеев В.С. Прикладная теория управления беспилотными летательными аппаратами: монография / В.С.Моисеев. – Казань: ГБУ «Республиканский центр мониторинга качества образования» (Серия «Современная прикладная математика и информатика»). – 768 с.
3. Боевые БПЛА [Электронный ресурс]. URL: <http://aviation.gb7.ru/UCAVs.htm> (дата обращения 12.02.2016).
4. Авиация: энциклопедия / гл. ред. Г. П. Свищёв. — М.: Большая Российская энциклопедия, 1994. - 736 с.
5. Авиапанорама, №4 (52), 2005 [Электронный ресурс]. URL: <http://aviapanorama.su/2005/08/bespilotnye-letatelnye-apparaty-kardinalno-izmenyat-oblik-aviacii-budushhego/> (дата обращения 10.02.2016).

## СПОСОБ РЕГИСТРАЦИИ И ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ ДВИЖЕНИЯ ГЛАЗ НА ОСНОВЕ КМОП ВИДЕОМАТРИЦ

А.А. Калакин, С.Г. Гуржин

*Рязанский государственный радиотехнический университет,*

*Россия, Рязань, [foton@rsreu.ru](mailto:foton@rsreu.ru)*

*Аннотация.* Рассматриваются теоретические и практические вопросы разработки способа регистрации и измерения параметров движения глаз для дальнейшей идентификации патологий вестибулярного аппарата.

*Ключевые слова.* Движения глаз, КМОП видеоматрицы, вестибулярный аппарат.

## METHOD OF REGISTRATION AND MEASUREMENTS OF MOTION EYE BASED CMOS VIDEO MATRIX

A.A. Kalakin\*, S.G. Gurzhin,

*Ryazan State Radio Engineering University,*

*Ryazan, Russia, [foton@rsreu.ru](mailto:foton@rsreu.ru)*

*Abstract.* Theoretical and practical issues of method of registration and measurements of motion eye for modeling infrared images radiometric resolution for further identification of vestibular pathology.

*Keywords.* Motion eye, CMOS video matrix, vestibular apparatus.

Нарушение нормальной работы вестибулярного анализатора часто приводит к утрате человеком трудоспособности, а в дальнейшем грозит инвалидностью. Первичными симптомами поражения внутреннего уха, как правило, являются головокружение и расстройство равновесия, внешние проявления которых всегда сопровождаются ответными глазодвигательными реакциями – нистагмами. На сегодняшний день уделяется особое внимание изучению вестибулярно-окулярных рефлексов (ВОР) при разных видах патологии.

Движения глаз обеспечивают нормальную работу зрительного анализатора и являются одним из важнейших механизмов, который лег в основу диагностических значимых методов исследования зрительных и глазодвигательных функций.

**Нистагм** — произвольные колебательные движения глаз. Нистагмы подразделяются на основные три типа: саккады, тремор и дрейф.

**Саккады** (в переводе с французского языка означает «хлопок паруса») — быстрые, строго согласованные передвижения глаз, происходящие в одном направлении и одновременно. Мускулы, которые отвечают за такие движения глаз, относятся к самым «быстрым» мышцам тела. Чаще всего, число саккад — от одной до трех в секунду, но из-за того, что они очень быстрые, саккады занимают только 10% от всего времени видения.

**Тремором** глаза называются произвольные колебания глазного яблока относительно направления зрительной оси. Частота тремора – 20-150 Гц, амплитуда – 5-15 угловых секунд. Тремор в большей степени обозначает саму возможность зрения так такового, посредством постоянного перемены освещённости фоторецепторов, лежащих на границах не однородно освещенных фрагментов сетчатки (если изображение на сетчатке не изменяется, то через несколько секунд это приведет к тому, что зрительные центры мозга перестанут воспринимать изображение).

**Дрейф глаз** — медленное, плавное перемещение глаз. Скорость дрейфа, или скольжения глаза, возрастает с ростом длины пути до зрительного стимула, его яркости и относительного контраста.

Вестибулярный нерв оказывает влияние на позиции глазных яблок так, что во всех возможных положениях головы существует зрительная ориентация. Поэтому при любых поражениях вестибулярного аппарата позиция глаз изменяется и появляется нистагм.

Фактором поражения вестибулярного аппарата является присутствие в нистагме и быстрого, и медленного движения. Медленный компонент считается действительным признаком патологии, в свою очередь наличие быстрого компонента объясняется лишь резким, произвольным возвращением глаз в начальную позицию. Направление нистагма обозначают аналогично с его быстрым компонентом.

Посредством вестибулоглазодвигательных связей, происходящих в заднем продольном пучке, вестибулярные импульсы достигают глазных мышц. Таким образом, происходят рефлекторные сочетанные отклонения глаз, в результате чего направление взгляда не меняется при перемене положения головы. Осуществляется нистагмом и компенсаторная установка глаз. Механизм вестибулярного нистагма тесно связан с механизмом движения глазных яблок. Эта связь осуществляется через сложную систему заднего продольного пучка. Часть его волокон связывает систему вестибулярных ядер с ядрами глазодвигательного и отводящего нервов.

Вестибулярный нистагм разделяется на спонтанный, который на каждом промежутке рефлекторной дуги является показателем отклонения, и искусственно вызванный, который выявляется с помощью калорической пробы или вращения[2].

Уже с середины прошлого века начались разработки метода электроокулографии – электрического способа регистрации перемещений глаза. Система тонких электродов прикрепляется к коже у внутреннего и наружного углов глаза, и в процессе движения глазного яблока происходит регистрация разности потенциалов между этими электродами. Измерение потенциала покоя также позволяет судить о состоянии сетчатки глаза. Но из-за дискомфорта пациента, а также погрешностей, связанных с непосредственным контактом измерений (датчик-кожа), возник вопрос создания бесконтактных систем.

Передовым бесконтактным методом регистрации движения глаз на данный момент является видеоокулография. Она бывает двух типов.

Первый тип – это так называемые «носимые» системы, которые надеваются на голову в виде больших очков или специальных оптических устройств. На голове человека монтируется некая система – видеокамера, направленная вперед, фиксирует обстановку перед ним, глаз подсвечивается слабым или инфракрасным источником света, отраженный от глаз блик образует световую метку, которая через оптические световоды микшируется в видеосигнал от камеры.

Системы второго типа появились около 10 лет назад. Это дистанционные системы, в которых видеокамеры стоят под монитором или располагаются автономно. При этом используются разные принципы регистрации движения глаз. В первом варианте одна камера следит за головой, вторая направлена на глаза, а программа распознавания определяет движения того и другого, которые затем складываются. Во втором варианте используется инфракрасная подсветка глаз, световой блик от которых фиксируется видеокамерами, и таким образом устанавливается та точка, куда смотрит человек[1].

Разрабатываемое устройство позволяет увеличить чувствительность, точность и быстродействие регистрации движения глаз.

В основу разработки положен метод видеоокулографии. В процессе реализуется усовершенствованный метод слежения положения глаз.

В соответствии с методом предложена система регистрации движения глаз, структура которой представлена на рис.1.

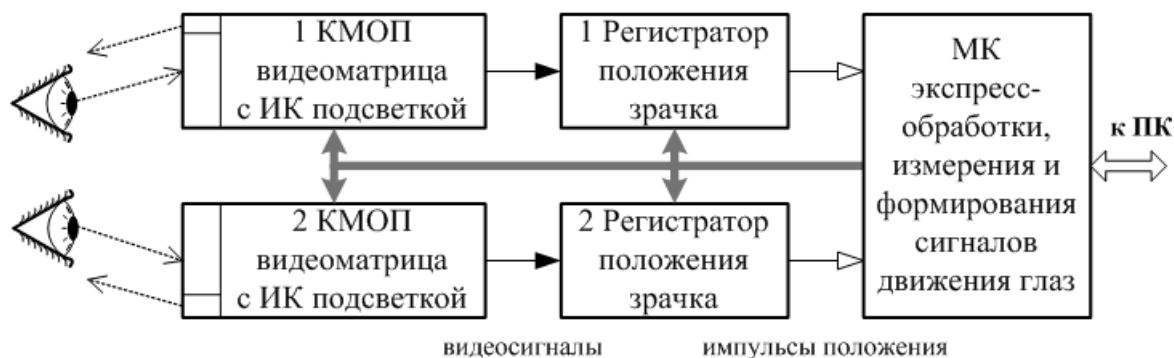


Рис. 1. Структура системы регистрации

Основной элемент, который определяет взор глаза, – зрачок. Для наилучшей регистрации положения зрачка необходимо выделение его на фоне других объектов. Для выделения предлагается метод подсвечивания глаз ИК излучением и далее регистрируется черно-белой видеокамерой (ввиду увеличения контраста и чувствительности) положение зрачка.

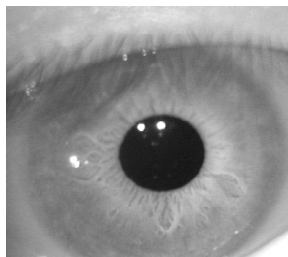


Рис. 2. Контраст изображения глаза

На рис.2 приведено изображение глаза, подсвеченного излучением видимого диапазона. В связи с этим хорошо заметны блики на центре зрачка. Благодаря применению ИК подсветки можно повысить помехоустойчивость от других источников излучения, а значит, и уменьшить погрешность дальнейших измерений.

Положение зрачка определяется средним значением всех координат зрачка на кадре. Тогда в течение многих кадров, при движении глаза, матрица преобразует изменение координат в функцию времени, параметры которой можно измерять с высокой точностью и изменение которых можно сопоставить с существующими нормами, а эти отклонения впоследствии сопоставить с заболеваниями. Что в целом повышает точность и быстродействие анализа движения глаз и увеличивает эффективность диагностики.

При расстройствах вестибулярного аппарата движения глаз в один и тот же момент времени могут быть различны. В связи с этим для более детальной и точной диагностики вестибулярных расстройств необходимо использовать две КМОП матрицы по одной на каждый глаз, иметь возможность синхронизировать их работу и в дальнейшем проводить анализ и сравнение движений отдельных глаз.

Поскольку видеосигнал на выходе малой амплитуды 1 В, для надежной регистрации границ зрачка необходимо усилить его до уровня восприятия регистратором. В моменты резких переходов от светлых тонов к темным, что соответствует границам зрачка, регистратор определяет временное положение переходов в видеосигнале и вырабатывает импульсы границ зрачка для дальнейшей обработки и измерения их временных параметров, тем самым осуществляя временную селекцию полезных информационных признаков из всего изображения, воспринимаемого матрицей.

Преимуществами КМОП матрицы являются:

- Низкое потребление энергии в режиме ожидания.
- Характерное однообразие технологии с другими, цифровыми элементами устройства. Благодаря этому возникла допустимость выполнения аналоговой и цифровой частей на едином кристалле. Это сыграло главную роль для создания миниатюрных встраиваемых камер для различного оборудования.

- С помощью механизма произвольного доступа можно выполнять считывание выбранных групп пикселей. Данная операция получила название кадрированного считывания. Кадрирование позволяет уменьшить размер захваченного изображения и потенциально увеличить скорость считывания по сравнению с ПЗС-сенсорами, поскольку в последних для дальнейшей обработки необходимо выгрузить всю информацию. Появляется возможность применять одну и ту же матрицу в принципиально различных режимах. В частности, быстро считывая только малую часть пикселей, можно обеспечить качественный режим живого просмотра изображения на встроенном в аппарат экране с относительно малым числом пикселей. Можно отсканировать только часть кадра и применить её для отображения на весь экран. Тем самым получить возможность качественной ручной фокусировки. Есть возможность вести репортажную скоростную съёмку с меньшим размером кадра и разрешением.

- В дополнение к усилителю внутри пикселя усилительные схемы могут быть размещены в любом месте по цепи прохождения сигнала. Это позволяет создавать усилительные каскады и повышать чувствительность в условиях плохого освещения. Возможность изменения коэффициента усиления для каждого цвета улучшает, в частности, балансировку белого.

Далее оперативные измерения параметров движений глаз осуществляются с помощью микроконтроллера экспресс-измерения и формирования сигналов движения глаз по разработанному алгоритму. Результаты измерений дополнительно обрабатываются с помощью ПК и специализированного ПО, связанного с комплексной диагностикой вестибулярного анализатора. Для автоматизации процесса калибровки отображения зрачка в плоскости его движения, синхронизации изображений от обеих матриц, коррекции погрешности и подстройки под индивидуальные параметры пациента используется контур обратной связи, охватывающий все функциональные узлы системы и управляемый процессором на основании полученных результатов измерений.

Таким образом, разрабатываемая система направлена на развитие диагностических средств с улучшенными метрологическими характеристиками, предназначенных для детального исследования вестибулярных расстройств.

### **Библиографический список**

1. Барабанщиков В.А. Окуломоторные структуры восприятия: учеб. пособие. М.: МГУ, 1997. 384 с
2. <http://zreni.ru/2062-dvizheniya-glaz-9474-chast-2.html>

УДК 616-71; ГРНТИ 28.23.35

## **РАЗРАБОТКА КONTИНУАЛЬНОЙ МОДЕЛИ ФУНКЦИОНАЛЬНОГО СОСТОЯНИЯ ДЛЯ ЗАДАЧИ КОНТРОЛЯ ПАРАМЕТРОВ ОРГАНИЗМА ЧЕЛОВЕКА В ПРОЦЕССЕ ПОВСЕДНЕВНОЙ ДЕЯТЕЛЬНОСТИ**

**О.В. Мельник, Ю.Я. Клиньковская, С.Ю. Панфилова**

*Рязанский государственный радиотехнический университет,  
Россия, Рязань, omela111@yandex.ru*

*Аннотация.* Рассматриваются теоретические и практические вопросы разработки модели функционального и психоэмоционального состояния человека для задачи оценки параметров организма на основе мониторинга биосигналов в процессе повседневной деятельности.

*Ключевые слова.* Функциональное состояние организма, ментальная активность, эмоциональная активность, самочувствие, настроение, сердечный ритм, дыхание.

## **DEVELOPMENT OF CONTINUUM MODEL OF FUNCTIONAL STATUS FOR TASK OF CONTROL PARAMETERS OF HUMAN BODY DURING DAILY ACTIVITIES**

**O.V. Melnik, Y.J. Klinkovskaya, S.Y. Panfilova**

*Ryazan State Radio Engineering University,  
Ryazan, Russia, omela111@yandex.ru*

*Abstract.* The theoretical and practical aspects of the model development for functional and psycho-emotional status of a person estimation for the task of evaluating the body's parameters based on biosignals monitoring during daily activities are considered.

*Keywords.* The functional status of the organism, mental activity, emotional activity, health, mood, heart rate, respiration.

Рынок портативных устройств и программных приложений, связанных с информацией о состоянии организма и активности пользователя, является на сегодняшний день одним из наиболее динамично развивающихся. Объяснить это можно несколькими факторами, среди которых забота современного человека о здоровье, понятные для конечных потребителей возможности устройств носимой электроники, в некоторых случаях относительно невысокая стоимость и, конечно же, мода.

Нередко для задач контроля физиологических параметров организма используются уже присутствующие во многих мобильных устройствах датчики (гироскоп, видекамера) и требуется только добавить соответствующее программное обеспечение для обработки по-



ступающих с датчиков сигналов. Для более серьезных задач, особенно связанных с длительным мониторингом, применяются отдельные портативные устройства, регистрирующие и обрабатывающие целый ряд биометрических параметров. Наиболее распространенной является регистрация параметров двигательной активности и пульса, однако наблюдается тенденция к расширению спектра одновременно регистрируемых сигналов. Например, разработанный Samsung портативный биопроцессор S3FBP5A [1], предназначенный для создания носимых устройств, предусматривает параллельную регистрацию и обработку каналов фотоплетизмограммы, электрокардиограммы, температуры кожи, биоимпеданса и кожно-гальванической реакции.

Однако сама по себе регистрация биосигналов организма человека является малоинформативной без последующей автоматизированной интерпретации полученных результатов. Как было показано в [2], наиболее перспективной для задачи оценки функционального состояния организма (ФСО) в процессе повседневной деятельности представляется параллельная регистрация сигналов сердечного ритма и дыхания. Поэтому актуальной является задача разработки модели взаимосвязи между информативными параметрами биосигналов сердечного ритма и дыхания и параметрами функционального состояния, которые также должны быть описаны в форме количественных характеристик, которые могут быть оценены и верифицированы с использованием других независимых методов.

Для задачи контроля функционального состояния человека в процессе повседневной активности можно выделить следующие его значимые аспекты.

1. Общее физическое состояние в течение дня, «самочувствие».
2. Скорость и темп выполняемой деятельности, «активность».
3. Эмоциональное состояние, характеризующееся интенсивностью и «знаком» испытываемых эмоций.
4. Преобладание ментальной или эмоциональной активности. В процессе трудовой деятельности, особенно связанной с высокой концентрацией внимания, важной является оценка степени вовлеченности человека именно в ментальную активность.

Для создания модели пространства оцениваемых признаков ФСО рассмотрим существующие подходы к квантификации его психоэмоциональной и психофизиологической составляющей.

Хронологически первая фундаментальная модель динамики эмоциональных состояний была предложена В. Вундтом (1896). Он предположил, что любое эмоциональное состояние может быть представлено в виде точки в трехмерном пространстве, координатные оси которого образуются парами возбуждение – успокоение; удовольствие – неудовольствие; напряжение – разрядка (рис.1) [3]. Таким образом, им была сформулирована континуальная многомерная модель эмоций, руководствуясь которой, человек опознает и различает эмоции.

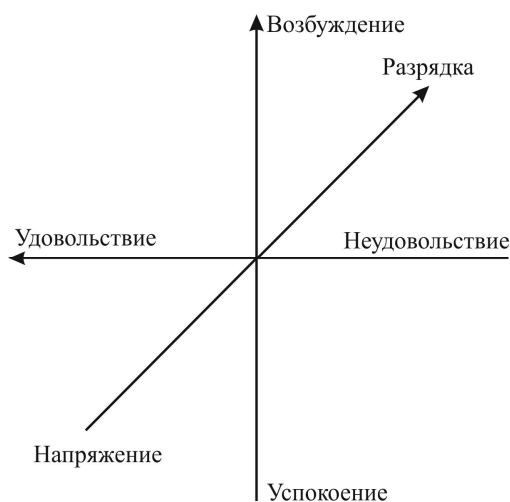


Рис. 1. Трехмерная модель эмоций Вундта

Современные многомерные модели эмоций рассматривают все эмоции в многомерном пространстве, ограниченном числом переменных (координат): негативность – позитивность, сила – слабость, активность – пассивность. В разных исследованиях число выделенных шкал-факторов разное: в одних, как и у В. Вундта, три, в других – две. Большинство исследователей склоняются к двухфакторной модели, ортогональными осями которой являются знак эмоции и уровень активации. В результате все эмоции в зависимости от их сходства и различия располагаются в двумерном пространстве [4].

При оценке функционального состояния больных и здоровых лиц, психоэмоциональной реакции на нагрузку, для выявления индивидуальных особенностей и биологических ритмов психофизиологических функций широкое распространение нашел тест «Самочувствие-Активность-Настроение» (САН).

Тест САН разработан сотрудниками Московского медицинского института имени И.М.Сеченова в 1973 г. и предназначен для оперативной оценки самочувствия, активности и настроения [5].

При разработке методики авторы исходили из того, что три основные составляющие функционального и психоэмоционального состояния – самочувствие (С), активность (А) и настроение (Н) могут быть охарактеризованы полярными оценками, между которыми существует континуальная последовательность промежуточных значений. Достоинством методики является её повторяемость, то есть допустимо неоднократное использование теста с одним и тем же испытуемым.

Сущность оценивания заключается в том, что испытуемых просят соотнести свое состояние с рядом признаков по многоступенчатой шкале. Данная шкала состоит из индексов (3 2 1 0 1 2 3) и расположена между тридцатью парами слов противоположного значения, отражающих подвижность, скорость и темп протекания функций (активность), силу, здоровье, утомление (самочувствие), а также характеристики эмоционального состояния (настроение). Испытуемый должен выбрать и отметить цифру, наиболее точно отражающую его состояние в момент обследования. Положительные состояния получают высокие баллы, а отрицательные низкие. По этим «приведенным» баллам рассчитывается среднее арифметическое как в целом, так и отдельно по активности, самочувствию и настроению.

Как нетрудно заметить, шкалы признакового пространства теста САН «Настроение» и «Активность» совпадают, по сути, с двумя измерениями модели Вундта «Удовольствие-Неудовольствие» и «Возбуждение – Успокоение», а также с координатами современной двухфакторной модели эмоций «Знак эмоции» и «Уровень активации». Шкала «Самочувствие» является независимой и характеризующей физиологические аспекты функционального состояния организма. Добавление к трём шкалам теста САН дополнительной шкалы, характеризующей преобладание ментальной или эмоциональной активности, позволяет сформировать четырехмерную континуальную модель функционального состояния организма для мониторинга его повседневной деятельности (рис. 2).

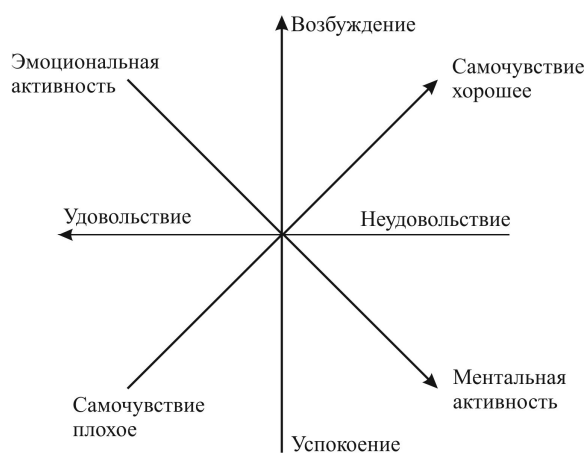


Рис. 2. Модель функционального состояния организма

Таким образом, текущее функциональное и психоэмоциональное состояние человека в процессе повседневной деятельности может быть представлено координатами точки в четырехмерном пространстве состояний: самочувствие, активность, настроение, ментальная/эмоциональная деятельность.

Предлагаемая модель ФСО позволяет количественно описывать наиболее значимые характеристики функционального и психоэмоционального состояния человека в процессе повседневной деятельности, и результаты оценки ФСО на основе обработки биосигналов организма, представленные в терминах данной модели, могут быть верифицированы с использованием независимых методов, в частности данных электроэнцефалографии и теста «Самочувствие-Активность-Настроение».

Исследование выполнено при финансовой поддержке РФФИ в рамках научного проекта № 16-37-60114 мол\_а\_дк «Методы и автоматизированная система для контроля функционального и психоэмоционального состояния человека в процессе повседневной деятельности».

### **Библиографический список**

1. S3FBP5A: Bio Processor with 512KB Flash 256KB RAM SPI, I2C based on Cortex M4 [Электронный ресурс]. URL: <http://www.samsung.com/semiconductor/products/bio-processor/bio-processor/S3FBP5A?ia=2512> (дата обращения 15.02.2016).
2. Михеев А.А., Мельник О.В. Принципы оценки функционального состояния организма на основе контроля параметров сердечно-сосудистой и респираторной систем // Биомедицинская радиоэлектроника (Индекс 83820. Издательство «Радиотехника». Москва) 2011. №7. С. 72-75.
3. Нуркова, В. В., Березанская Н.Б. Психология : учебник. - 2-е изд., перераб. и доп. - М.: Издательство Юрайт, 2011. - 575 с.
4. Ильин Е.П. Эмоции и чувства. - СПб.: Питер, 2011. - 752 с.
5. Тест дифференцированной самооценки функционального состояния / Доскин В.А., Лаврентьева Н.А., Мирошников М.П., Шарай В.Б. // Вопросы психологии. 1973, № 6. С.141-145.

УДК 616.1; ГРНТИ 76.13.25

## **ИСПОЛЬЗОВАНИЕ СРЕДЫ ПРОГРАММИРОВАНИЯ “LABVIEW” В ПРОЦЕССЕ РАЗРАБОТКИ ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНОГО КОМПЛЕКСА КАРДИОМОНИТОРИНГА**

**О.В.Мельник, В.Г.Кряков, М.Б.Каплан, Ю.Я.Кликовская**  
*Рязанский государственный радиотехнический университет,  
Россия, Рязань*

*Аннотация.* Рассматриваются теоретические и практические вопросы моделирования кардиомонитора в программной среде «LabVIEW».

*Ключевые слова.* Кардиомониторирование, Вейвлет-преобразование в кардиографии, методы анализа медицинских сигналов.

## **THE USE OF A PROGRAMMING LANGUAGE “LABVIEW” IN THE DEVELOPING OF THE CARDIAC MONITORING INTELLECTUAL SYSTEM**

**O. V. Melnik, V. G. Kryakov, M. B. Kaplan, J. J. Klinkovsky**  
*Ryazan state radio engineering University,  
Russia, Ryazan*

*Abstract.* Examines theoretical and practical issues of simulation in CardMonitor software "LabVIEW".

*Keywords.* Cardiomonitoring, the Wavelet transform in cardiography, methods of analysis of medical signals.

Многофункциональность приборов и систем, высокий темп развития науки и техники, широкие возможности передачи и хранения различных данных большого объема и относительно низкая цена персональных компьютеров дают возможность создавать на базе компьютеров измерительное оборудование. Применение приборов, созданных в виртуальной среде, в многофункциональной диагностике заболеваний, в частности в диагностике заболеваний сердечно-сосудистой системы, приобретает необыкновенную актуальность на сего-

дняшний день. Стоимость медицинского оборудования увеличивается, цена персональных компьютеров падает. Использование концепции создания виртуальных медицинских приборов предлагает проектировщикам использовать программные продукты для улучшения диагностики заболеваний различных групп населения.

Сегодня большая часть приборов регистрации кардиограммы содержит функционал автоматической диагностики, однако степень правдивости так и диагнозов остается довольно невысокой. Создание прогрессивной компьютерной методики, например использование виртуальных приборов, позволяет нарастить информативность диагностики во временно-частотной области. В данной работе анализируется кардиосигнал.

Кардиограмма - это разность потенциалов, образующаяся вследствие сердечно-сосудистой деятельности организма. Кардиосигнал регистрируется с помощью датчиков, которые накладываются на конкретные участки тела человека, в зависимости от того, на какие участки крепят электроды, различаются и методики отведений.

В работе кардиологи чаще всего используют «стандартное» отведение, то есть потенциалы регистрируются с левой и правой руки человека. Сигнал, полученный в ходе записи кардиограммы, содержит в себе данные о шести зубцах и пяти интервалах соответственно. Медицинский персонал ставит диагноз исходя из усредненных нормальных параметров зубцов и интервалов кардиосигналов [1].

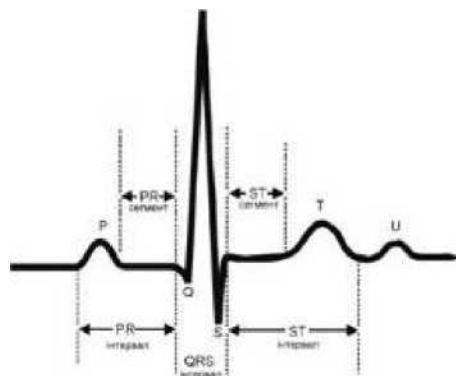


Рис. 1 - Временные и амплитудные характеристики кардиосигнала

Помимо «традиционного» способа снятия кардиограммы, в прогрессивной кардиологии еще используются числовые способы исследования сигналов, базирующиеся на математических преобразованиях сигнала. Выделяют геометрический способ, базирующийся на построении хаосограмм, спектральный анализ сигнала (рис. 2, а), а также способ, базирующийся на Вейвлет-преобразованиях (рис. 2, б) [2].

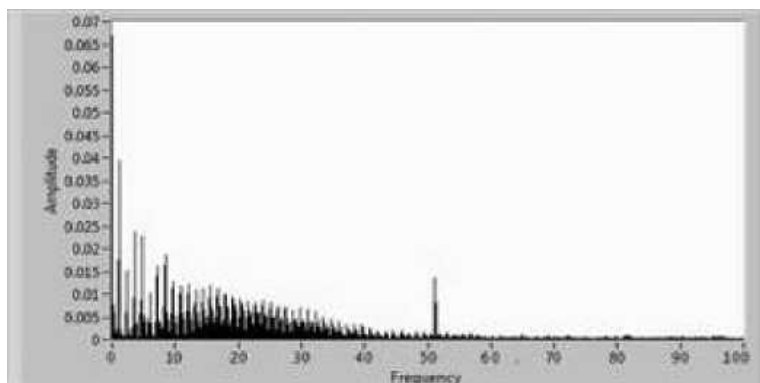


Рис.2, а

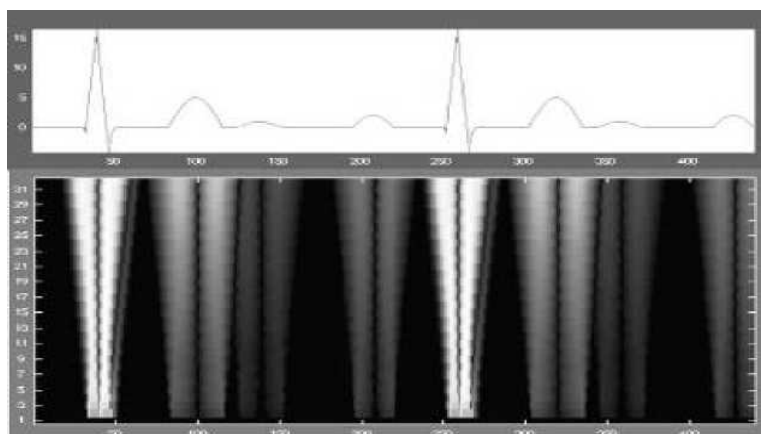


Рис.2,б

Рис. 2 - Цифровые методы обработки кардиограммы: а - спектральный анализ сигнала; б - метод, основанный на Вейвлет- преобразовании

Метод спектрального разложения базируется на разложении электрокардиограммы на гармоники (БПФ –быстрое преобразование Фурье) с различной частотой. В данном методе сердечные сокращения преобразуются в спектр мощности колебаний длительности интервалов RR, представляющих собой последовательность частот, образующих пульсовую волну. При анализе спектра кардиосигнала целесообразно судить об устойчивости организма и его адаптации по отношению к изменяющимся условиям окружающей среды [3].

Вейвлет-преобразование успешно конкурирует с преобразованием Фурье в анализе нестационарных сигналов. Нестационарные сигналы – это сигналы, чьи статистические характеристики меняются во времени. Все медицинские, в том числе электрокардиограмма, сигналы являются нестационарными[3].

В исследовании использовались три различных сигнала: две электрокардиограммы пациентов с заболеваниями сердечно-сосудистой системы, а также кардиосигнал здорового человека. Благодаря методу классического анализа были рассчитаны характеристики зубцов кардиограмм, а также их интервалы. Согласно принятым нормам, амплитуды и интервалы зубцов не выходят за допустимые пределы.

Сигналы различаются между собой в SR-интервале, т.е.  $S(R)_A > S(R)_B$ , а также  $S(S)_A < S(S)_B$ . Данный дефект может быть вызван синдромом WPW, гипертрофией правого желудочка, блокадой правой ножки пучка Гиса либо боковым инфарктом миокарда. На кардиограмме это проявляется смещением электрической оси сердца вправо [4].

Применение метода Вейвлет-анализа выявило больше нарушений в работе сердечно-сосудистой системы, чем при методе спектрального разложения сигнала и классическом методе анализа электрокардиограммы. Последние методы более действенны при анализе кардиосигналов, полученных при кардиомониторировании, то есть объемных медицинских данных.

С целью последующей деятельности следует сформировать базу с амплитудами каждого зубца электрокардиограммы, необходимую для разработки методики уменьшения погрешности диагностики.

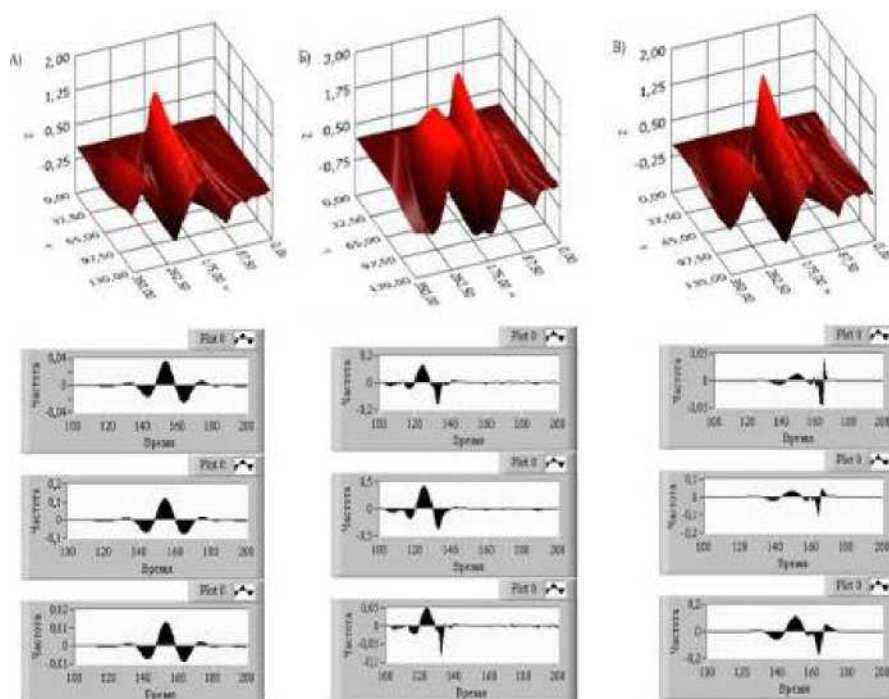


Рис. 3- Вейвлет- преобразование в LabVIEW

Виртуальный прибор и методы анализа электрокардиограммы могут использоваться в больницах и поликлиниках в качестве полноценного кардиографа, в учебных целях на медицинских кафедрах для студентов, на производствах для оперативного контроля состояния работников перед допуском их к специальным видам работ.

#### Библиографический список

1. Тревис Дж. LabVIEW для всех. - М.: ДМК пресс. 2005. - 537 с.
2. Райнгаян Р.М. Анализ биомедицинских сигналов. Практический подход / пер. с англ. под ред. А.П. Немирно.- М.: ФИЗМАТЛИТ. 2007 - 440 с.
3. Сергиенко А.Б. Цифровая обработка сигналов. - СПб.: Питер, 2002. – 608 с.
4. Орлов В.Н. Руководство по электрокардиографии. - М.: Медицина, 2004.

## **НОСИМОЕ УСТРОЙСТВО МОНИТОРИНГА ДЫХАТЕЛЬНОЙ ФУНКЦИИ СПОРТСМЕНА ВО ВРЕМЯ ТРЕНИРОВОК**

**Ю.П. Елисева, С.А. Голь**

*Рязанский государственный радиотехнический университет,  
Россия, Рязань, foton@rsreu.ru*

*Аннотация.* Рассматривается носимое устройство мониторинга дыхательной функции спортсмена во время тренировок, которое предназначено для динамического анализа характеристик дыхания спортсмена во время нагрузок.

*Ключевые слова.* Устройство мониторинга дыхательной функции, динамический анализ характеристик дыхания спортсмена.

## **WEARABLE DEVICE FOR MONITORING SPORTSMAN'S BREATHING DURING HIS TRAINING**

**U.P.Eliseeva, S.A.Gol**

*Ryazan State Radio Engineering University,  
Ryazan, Russia, foton@rsreu.ru*

*Abstract.* This project presents the development of wearable device for monitoring sportsman's breathing during his training. This device is designed for analysis of dynamic characteristics of sportsman's breathing during exercise.

*Keywords.* Device for monitoring breathing, dynamic characteristics of sportsman's breathing.

Процесс дыхания сопровождает человека на протяжении всей его жизни и при любой его деятельности – во время работы, отдыха, во сне, при занятиях спортом и т. п.

Спорт требует от организма колоссальных энергозатрат, для восстановления которых необходим кислород. Какими бы мышцами не обладал человек, он не сможет эффективно выполнять упражнения без кислорода. Поэтому процесс дыхания является очень важным аспектом спортивной техники.

Если научиться управлять своим дыханием, то можно значительно облегчить нагрузку на сердечно-сосудистую и дыхательную системы, следовательно, повысить эффективность тренировочного процесса [1].

Исследование дыхания человека проводится при помощи специальных устройств – спирометров, спирографов, пневмографов, капнографов и так далее [2].

Однако большинство существующих анализаторов дыхания опционально входят в состав стационарных медицинских спирометров, не предусматривающих двигательную активность пациента. Известные же носимые анализаторы дыхания являются неэргономичными вследствие неудобства крепления или исполнения в виде некомфортных масок. К тому же информация о дыхательной функции спортсмена во время тренировки фиксируется в энергонезависимую память, что делает невозможным ее анализ тренером в реальном времени. Многие анализаторы передают измерительную информацию на монитор тренера по проводам, которые доставляют дискомфорт спортсмену [3].

Предлагаемый к разработке носимый спирометр позволит преодолеть описанные недостатки. Благодаря своей компактности и конструктивным особенностям корпуса, устройство будет легко помещаться во рту спортсмена, предоставляя ему свободу действий во время тренировки.

По беспроводному соединению информация со спирометра поступает, записывается и отображается в режиме реального времени на ноутбуке тренера, который наблюдает за действиями спортсмена.

Главной особенностью является его мобильность, так как тренеру важно знать лишь общие характеристики дыхания (момент вдоха, выдоха и задержки дыхания) для осуществления контроля синхронизации с движениями.

Структурная схема анализатора дыхания, определяющая его основные части, их назначения и взаимосвязи, изображена на рис. 1.

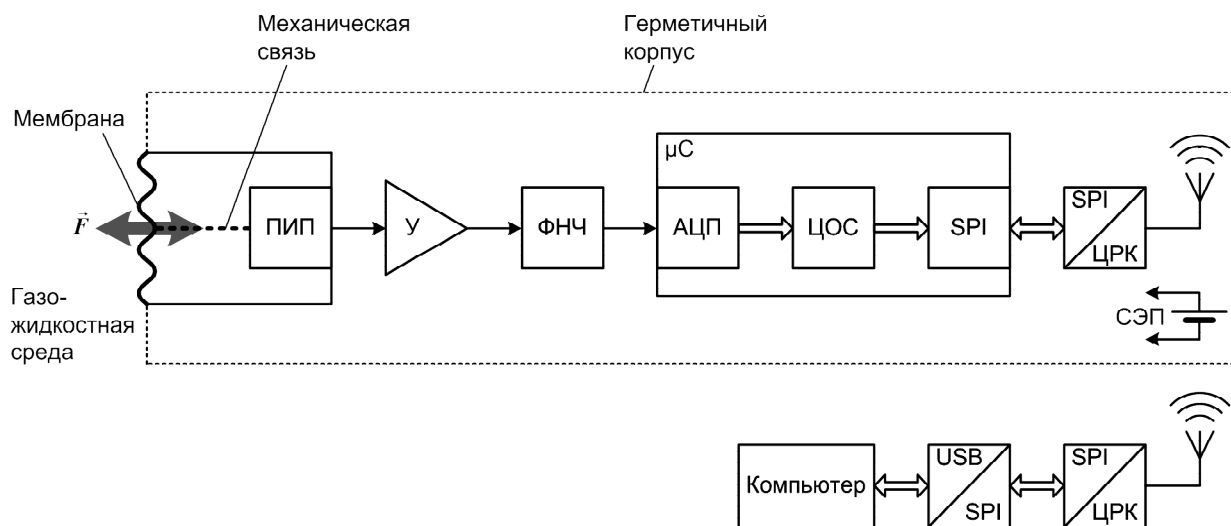


Рис. 1. Структурная схема анализатора дыхания: ПИП – первичный измерительный преобразователь; У – усилитель; ФНЧ – фильтр нижних частот; АЦП – аналого-цифровой преобразователь; ЦОС – цифровой обработчик сигнала; SPI – последовательный периферийный интерфейс; ЦРК – цифровой радиоканал; СЭП – сменный элемент питания

Мембрана, выведенная наружу герметичного корпуса, деформируется под воздействием силы  $\vec{F}$ , вызванной воздушным потоком при дыхании. Через механическую связь это воздействие передается на первичный измерительный преобразователь (ПИП), в качестве которого выбран электретный датчик.

Для первичной обработки сигнал с выхода ПИП нормализуется с помощью усилителя (У) и фильтра нижних частот (ФНЧ).

С выхода фильтра сигнал поступает на вход микроконтроллера, где преобразуется в цифровую форму аналого-цифровым преобразователем (АЦП) и подвергается цифровой обработке (ЦОС) для выделения кривой дыхания.

После фильтрации происходит передача информации от микроконтроллера модулю радиоканала (ЦРК) по последовательному периферийному интерфейсу SPI.

Модуль радиоканала, представляющий собой самостоятельное устройство, осуществляет беспроводное соединение с компьютером тренера.

Для этого на компьютер также устанавливается модуль радиоканала. Принятая информация от модуля радиоканала передается компьютеру по универсальной последовательной шине USB.

Данные, переданные по радиоканалу, отображаются на компьютере в режиме реального времени.

Для обеспечения работы носимого спирометра предусмотрен сменный элемент питания (СЭП).

На рис. 2 изображены сигнал, полученный в лабораторных условиях с помощью электретного ПИП, размещенного в ротовой полости человека, находящегося в спокойном состоянии (по оси абсцисс – время в миллисекундах, по оси ординат – напряжение в вольтах), и кривая дыхания, полученная в результате цифровой обработки сигнала методом экспоненциального сглаживания [4].



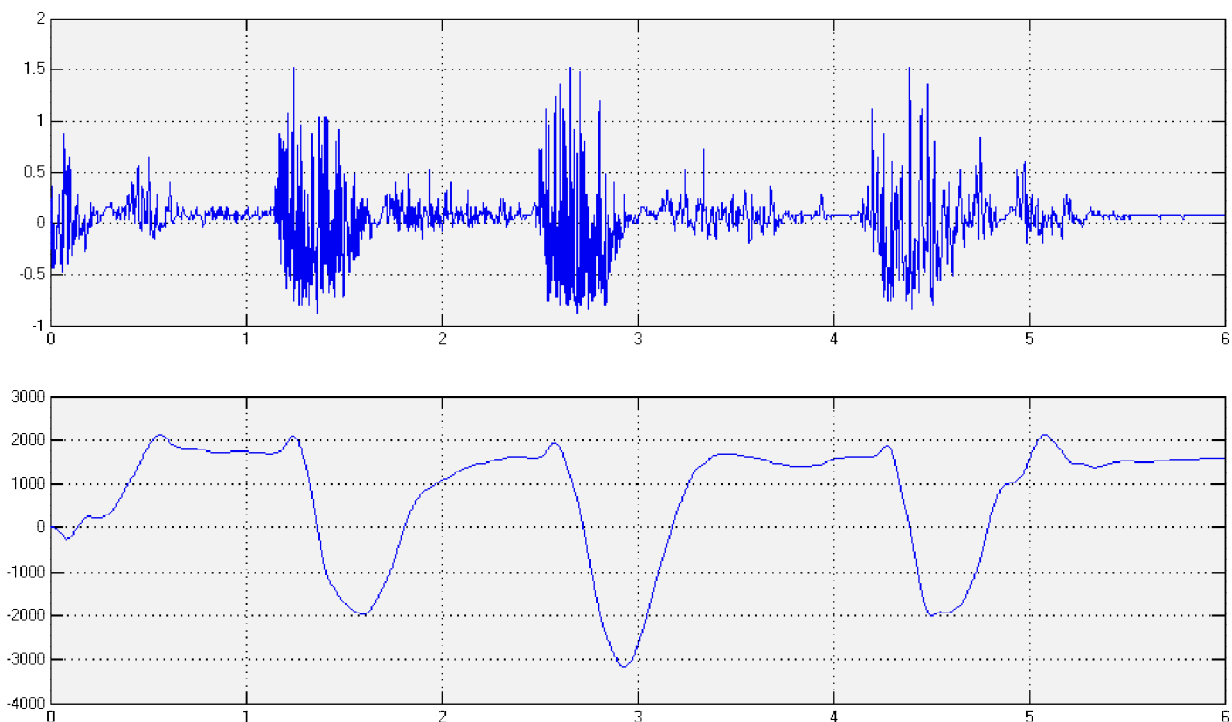


Рис.2. Кривая дыхания, полученная в результате цифровой обработки сигнала методом экспоненциального сглаживания

Таким образом, по данным, полученным в результате фильтрации, мы можем четко отследить динамику дыхания спортсмена во время тренировок.

### Библиографический список

1. Макарова, Г. А. Спортивная медицина [Текст]: учеб. – М.: Советский спорт, 2003. –480 с.
2. Оценка функций дыхания при занятиях спортом – ([http://www.fi.ziolive.ru/html/fi\\_z/statii/breath.htm](http://www.fi.ziolive.ru/html/fi_z/statii/breath.htm))
3. Медицинское оборудование. Спирометры [Электронный ресурс]. URL: <http://www.medtechmarket.ru> (дата обращения 2.04.2014).
4. Методы сглаживания и фильтрации [Электронный ресурс]. URL: <https://university.prognoz.ru/biu/ru/> (дата обращения 20.03.2014).

УДК 616-71; ГРНТИ 28.23.35

## РАЗРАБОТКА СИСТЕМЫ ДЛЯ РАННЕЙ ДИАГНОСТИКИ ДИСЛЕКСИИ НА ОСНОВЕ ЭЭГ

С.И. Алёшин, О.В. Мельник

*Рязанский государственный радиотехнический университет,  
Россия, Рязань, [aleshin.stas@gmail.com](mailto:aleshin.stas@gmail.com)*

*Аннотация.* Рассматриваются теоретические и практические вопросы разработки системы для диагностики дислексии у детей дошкольного возраста на основе показателей электроэнцефалограммы (ЭЭГ).

*Ключевые слова.* Дислексия, ЭЭГ, бета-ритм, спектральный анализ.

### SYSTEM DEVELOPMENT FOR THE EARLY DIAGNOSIS OF DYSLEXIA BASED ON EEG

S.I. Aleshin, O.V. Melnik

*Ryazan State Radio Engineering University,  
Ryazan, Russia, [aleshin.stas@gmail.com](mailto:aleshin.stas@gmail.com)*

*Abstract.* Theoretical and practical issues of system development for the diagnosis of dyslexia in children of pre-school age based on the electroencephalograms (EEG) indicators are considered.

*Keywords.* Dyslexia, EEG, beta wave, spectral analysis.

Дислексия – частичная неспособность к освоению навыка чтения, связанная с нарушениями функций или недоразвитием определенных участков коры головного мозга. В

большинстве случаев дислексия сочетается с дисграфией – сложностями в овладении письмом [1,2].

Согласно современным представлениям, дислексия рассматривается как нейробиологическое расстройство, обусловленное нарушениями функций или недоразвитием определенных участков коры головного мозга, в частности левой теменно-височной области (отвечает за звуко-буквенный анализ, декодирование) и левой затылочно-височной области (быстрое автоматизированное распознавание читаемых слов) [3]. По сравнению с нормально читающими, у людей с дислексией обработка информации во время чтения происходит в иных областях головного мозга, то есть при выполнении данного и ряда других заданий их мозг реагирует иначе, вырабатывая альтернативные приспособительные механизмы. Но в связи с тем, что скорость обработки этой информации остается медленной, а письменная речь лежит в основе системы образования, расстройства учебных навыков в виде дислексии и дисграфии могут иметь долговременные и даже пожизненные последствия. Таким образом, актуальной является проблема выявления дислексии у ребенка еще до начала школы.

Проблема выявления признаков дислексии в раннем (дошкольном) возрасте может быть решена с помощью метода электроэнцефалографии (ЭЭГ) и дальнейшего компьютерного анализа полученных данных. Для создания системы для ранней диагностики дислексии необходимо решить ряд задач, таких как выбор и обоснование информативных признаков дислексии, выбор числа и расположения регистрируемых каналов ЭЭГ, разработка структуры системы для регистрации ЭЭГ, алгоритмического и программного обеспечения для выявления информативных признаков дислексии.

### **1. Выбор и обоснование наиболее значимых информативных признаков дислексии на ЭЭГ**

По данным различных источников, изменения на ЭЭГ, коррелирующие с дислексией, были выявлены в различных частотных диапазонах ЭЭГ-ритмов и в различных отделах головного мозга.

Так, по данным [2], для детей с дислексией характерна высокая распространенность нарушений основного вида активности – альфа-ритма, выражающихся в более низком индексе и частоте по сравнению со здоровыми сверстниками. Поскольку альфа-ритм отражает функциональное состояние коры головного мозга в бодрствовании «покоя», в котором находится испытуемый при регистрации фоновой ЭЭГ, недостаточная его сформированность и низкая частота указывают на слабость функции. Однако по данным масштабного исследования, представленного в [4], групповая разница между мощностью альфа-ритма у нормально читающих детей и детей с дислексией в покое и при ментальной перцептивно-когнитивной нагрузке признана статистически незначимой. Таким образом, изменения ЭЭГ в альфа-диапазоне в состоянии покоя не могут быть использованы в качестве самостоятельного информативного признака дислексии.

Наиболее явно различия в электрической активности головного мозга у нормально читающих детей и детей с дислексией проявляются во время перцептивно-когнитивной нагрузки, такой как распознавание и написание букв алфавита, чтение вслух и про себя, повторение алфавита и т.д.

Согласно [5], одним из подходов к исследованию дислексии является оценка функционального вклада полушарий в процессы зрительного опознания с помощью метода спектрально-корреляционного анализа ЭЭГ. У детей с дислексией установлено преобладание правополушарного или «паритетного» профилей асимметрии в большинстве областей коры больших полушарий, акцент дезорганизованных медленных волн (дельта-диапазона, с частотой в пределах 1-2,5 Гц) и острых альфа-волн в составе основного ритма в теменных областях полушарий головного мозга. На начальном этапе опознания зрительного образа буквы обнаружен левополушарный профиль асимметрии по компонентам тета-активности (4-5 и 6-7 Гц) не только в задних ассоциативных областях коры (задневисочной и теменной), но и в передневисочной области, связанной с речевой функцией. Это может указывать на недоста-

точную сформированность регуляторных механизмов, обуславливающих избыточное, неэкономное вовлечение передневисочной области в начале опознавательного процесса.

В работе [6] было показано, что при перцептивно-когнитивных нагрузочных пробах группа испытуемых с дислексией продемонстрировала повышенную активность в диапазоне медленных волн (дельта и тета) в лобной и правой височной областях головного мозга. Также было выявлено статистически значимое увеличение амплитуды бета-ритма в отведении F7 и увеличение когерентности ЭЭГ в лобных, центральных и височных отделах для всех частотных диапазонов.

Однако наибольший интерес представляет выявление информативных признаков дислексии в области бета-ритма ЭЭГ, присущего состоянию активного бодрствования. Выраженность бета-ритма возрастает в ситуации внимания и при умственном напряжении, поэтому разница в параметрах ЭЭГ между контрольной группой и группой детей с признаками дислексии в процессе перцептивно-когнитивной нагрузки может быть наиболее достоверно выявлена именно в области бета-ритма.

В работе [7] было показано, что для выявления признаков дислексии может быть использована оценка мощности бета-ритма в верхнем поддиапазоне во время проведения ментальной нагрузочной пробы, заключающейся в написании простых коротких слов. Поскольку, как правило, дислексия сочетается с дисграфией, применение именно такой нагрузочной пробы позволяет задействовать в процедуре диагностики степень активации не только когнитивных, но и двигательных отделов головного мозга. На рисунке 1 представлены спектры частот от четырех электродов C3, C4, P3 и P4 у детей с дислексией в расслабленном состоянии (а) и в процессе записи слов (б). Такие выраженные показатели увеличения амплитуды бета-ритма в верхнем поддиапазоне 22–28 Гц указывают на то, что дети с дислексией прикладывают очень существенные усилия, стараясь написать слово правильно.

Также было установлено [8], что частотные спектры ЭЭГ в четырех рассматриваемых каналах имеют статистически значимые различия по частоте для тестовой и контрольной групп. У детей с дислексией во время ментальной нагрузки максимальная амплитуда спектра бета-ритма ЭЭГ приходится на интервал частот в 22–28 Гц в верхнем бета-поддиапазоне, тогда как дети, не имеющие проблем с чтением, демонстрировали значимое повышение интенсивности бета-ритма в среднем поддиапазоне 14–22 Гц.

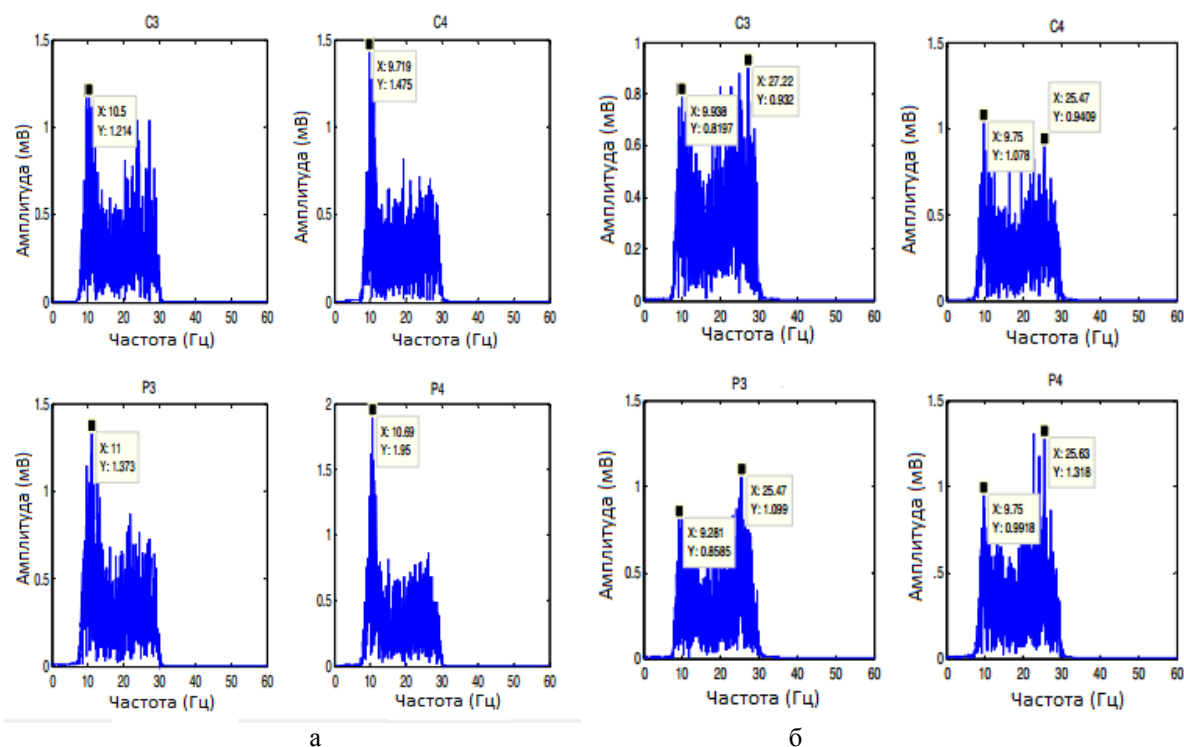


Рис. 1. Спектры ЭЭГ пациента с дислексией в расслабленном состоянии (а) и в процессе ментальной нагрузки (б) [7]

Таким образом, в качестве наиболее информативных признаков дислексии можно использовать изменения амплитудно-частотных параметров бета-ритма в процессе ментальной нагрузки.

## 2. Выбор и обоснование количества и расположения регистрируемых энцефалографических отведений

Принято [9], что для оценки пространственного распределения ЭЭГ активности ее необходимо записывать одновременно с максимально большого количества участков головы. Запись небольшого количества каналов увеличивает вероятность ошибочной интерпретации, особенно при оценке переходящих феноменов. Однако в случае выявления достоверной зависимости между признаками дислексии и электрическими процессами в определенных отделах мозга количество регистрируемых отведений может быть уменьшено, что снижает требования к числу каналов в используемом диагностическом оборудовании и вычислительные затраты на обработку сигналов. Кроме того, процесс регистрации ЭЭГ у детей сопряжен с трудностями, связанными с реакцией ребенка на размещение электродов и проведение процедуры исследования, поэтому более предпочтительным является применение компактной электродной гарнитуры.

Электроэнцефалографические электроды в большинстве случаев располагают на голове по Международной системе «10-20», которая позволяет точно указывать расположение электродов. В соответствии с этой системой у каждого испытуемого точно измеряют расстояние между серединой переносицы (назионом) и твердым костным бугорком на затылке (инионом), а также между левой и правой ушными ямками. Возможные точки расположения электродов разделены интервалами, составляющими 10% или 20% этих расстояний на черепе. При этом для удобства регистрации весь череп разбит на области, обозначенные буквами: F — лобная, O — затылочная область, P — теменная, T — височная, C — область центральной борозды. Нечетные номера мест отведения относятся к левому, а четные — к правому полушарию. Буквой Z обозначается отведение от верхушки черепа [10] (рисунок 2).

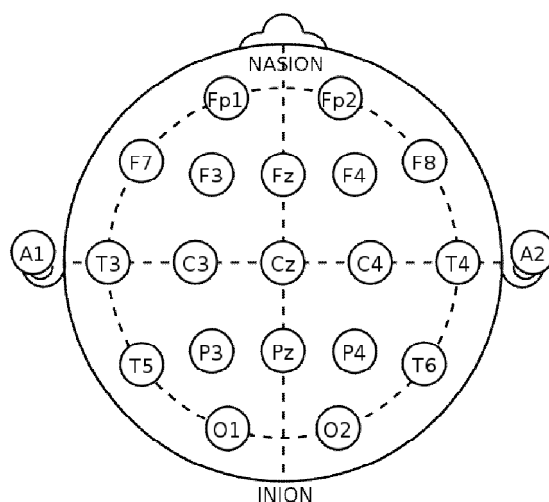


Рис. 2. Система электроэнцефалографических отведений «10-20»

Согласно данным [11], электрод, расположенный на позиции F7, отвечает за рациональный вид деятельности, F8 – эмоциональные функции, C3, C4, CZ – сенсорные и двигательные функции, P3, P4, Pz – восприятие и дифференциацию, T – специфические для памяти функции и O – первичные зрительные функции.

В случае проведения ментальной нагрузочной пробы в виде записи букв и слов наибольший интерес представляет изменение бета-ритма в отделах, отвечающих за восприятие и двигательные функции (P и C). Для регистрации ЭЭГ в задаче раннего выявления дислексии по данным [7, 8] достаточно регистрации только четырех каналов электроэнцефалограммы – C3, C4, P3 и P4, что позволяет использовать в качестве аппаратной части системы не только профессиональное диагностическое оборудование, но и «бытовые» электроэнцефалографические гарнитуры с ограниченным числом регистрируемых каналов, такие как OpenBCI,

Emotiv EPOC и т.д. Однако, помимо основных четырех каналов регистрации, существенный интерес может представлять исследование бета-ритма в других каналах, в частности в отведении F7, характеризующем рациональную деятельность.

### 3. Разработка алгоритмического и программного обеспечения для выявления информативных признаков дислексии

Как было показано ранее, в качестве аппаратной части разрабатываемой системы может выступать как профессиональный энцефалограф, имеющий функцию передачи данных на компьютер, так и «бытовая» электроэнцефалографическая гарнитура. Задачей аппаратной части системы является усиление потенциалов с электродов ЭЭГ, оцифровка и передача данных через интерфейс на последующую программную обработку.

С позиций удобства реализации, универсальности и простоты разработки аппаратно-программного интерфейса наиболее предпочтительным в качестве языка программирования является использование графической среды LabVIEW.

Основные этапы программной обработки ЭЭГ в задаче раннего выявления дислексии представлены на рисунке 3. Сигналы ЭЭГ, зарегистрированные в четырех основных каналах С3, С4, Р3 и Р4 в покое и в процессе ментальной нагрузки – написания слов, после устранения электрокардиографических, электромиографических и электроокулографических артефактов поступают на цифровой полосовой фильтр с полосой частот 8–30 Гц, соответствующей полосе бета-ритма электроэнцефалограммы. В качестве информативных параметров, характеризующих информативные признаки дислексии, выступают амплитудно-частотные характеристики исследуемых сигналов. После проведения процедур быстрого преобразования Фурье и формирования амплитудного спектра мощности сигнала в каждом из каналов осуществляется автоматизированная оценка положения и амплитуды максимума спектральной плотности мощности бета-ритма ЭЭГ в покое и при ментальной нагрузке.

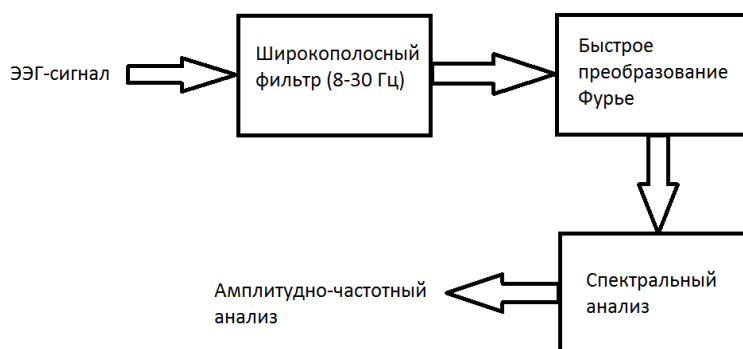


Рис. 3. Этапы программной обработки ЭЭГ

В случае если в рассматриваемых каналах фиксируется выраженный, по сравнению с состоянием покоя, максимум спектральной плотности мощности бета-ритма в диапазоне 22–28 Гц во время ментальной нагрузки, формируется автоматизированное заключение о наличии электроэнцефалографических признаков дислексии.

#### Заключение

Метод электроэнцефалографии может быть использован для раннего выявления признаков дислексии у детей дошкольного возраста. Проведенное исследование электроэнцефалографических признаков дислексии показало, что наиболее информативной представляется оценка параметров бета-ритма ЭЭГ в процессе ментальных нагрузочных проб. Было обосновано обоснование выбора числа и расположения регистрируемых ЭЭГ-каналов, сформулированы рекомендации к аппаратной части разрабатываемой системы и представлен обобщенный алгоритм обнаружения информативных признаков дислексии у детей.

#### Библиографический список

1. Заваденко Н.Н., Румянцева М.В. Дислексия: механизмы развития и принципы лечения// Рус. журн. дет. неврол., 2008, №3.
2. Корнев А.Н. Нарушения чтения и письма у детей. СПб.: Речь, 2003. – 286 с.

3. Заваденко Н.Н., Румянцева М.В., Толстова В.А. Дислексия: клинические, нейропсихологические и нейрофизиологические показатели на фоне терапии ноотропиллом// Журнал неврологии и психиатрии, 5, 2009.
4. D. Galin et al EEG spectra in dyslexic and normal readers during oral and silent reading. *Electroencefalography and Clinical Neurophysiology*, 82 (1992), p. 87-101.
5. Румянцева М.В. Неврологические аспекты дислексии у детей [Текст]: дис. на соиск. учен. степ. канд. мед. наук (14.00.13) – М., 2006.
6. M. Arns et al Different brain activation patterns in dyslexic children: evidence from EEG power and coherence patterns for the double-deficit theory of dyslexia. *Journal of Integrative Neuroscience*, Vol. 6, No. 1 (2007), p. 175–190.
7. Che Wan Fadzal, W. Mansor, Khuan Y. Lee, S. Mohamad, S. Amirin Frequency Analysis of EEG Signal Generated from Dyslexic Children. 2012 International Symposium on Computer Applications and Industrial Electronics (ISCAIE 2012) Proceedings, 2012. Kota Kinabalu Malaysia. p. 202-204.
8. Che Wan Fadzal, W. Mansor, Khuan Y. Lee, S. Mohamad, N. Mohamad, S. Amirin Comparison between Characteristics of EEG Signal Generated from Dyslexic and Normal Children. *IEEE EMBS International conference on Biomedical Engineering and Science Proceedings*, 2012. p. 843-846.
9. Американское общество клинической нейрофизиологии Guideline 1: Минимальные технические требования (MTR) при записи клинической ЭЭГ.
10. Психогенетика: учебник/И. В. Равич-Щербо, Т. М. Марютина, Е. Л. Григоренко, под ред. И. В. Равич-Щербо — М.: Аспект Пресс, 2000.- 447 с.
11. M. Teplan, “Fundamental of EEG measurement”, *Measurement science review*, Vol.2, 2002.

УДК 615.841; ГРНТИ 76.13.19

## **АНАЛИЗ БЕСКОНТАКТНЫХ СРЕДСТВ ИЗМЕРЕНИЯ ДЛЯ РЕГИСТРАЦИИ БИОЛОГИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ ПАЦИЕНТА**

**М.Г. Кузнецов, Е.П. Матюхин, С.Г. Гуржин**

*Рязанский государственный радиотехнический университет,  
Россия, Рязань, kuznecovmg@gmail.com*

*Аннотация.* Рассматриваются вопросы, связанные с бесконтактным съемом сигнала от пациента. Анализируются методы и способы съема информации различными способами.

*Ключевые слова.* Бесконтактные измерения, ультразвуковые, оптические, радарные и лазерные измерения, оптическая триангуляция.

## **ANALYSIS NON-CONTACT MEASUREMENT FOR REGISTRATION BIOLOGICAL PARAMETERS OF PATIENT**

**M.G. Kuznetsov, E.P. Matyukhin S.G. Gurzhin**

*Ryazan State Radio Engineering University,  
Ryazan, Russia, kuznecovmg@gmail.com*

*Abstract.* The problems associated with non-contact readout signal from the patient. Analyzed methods and techniques different ways information reading.

*Keywords.* Non-contact measurement, ultrasonic, optical, radar and laser measurements, optical triangulation.

Для качественной работы медицинского персонала и медицинской техники часто необходимо получать от объекта воздействия (пациента) обратную связь (ОС). Данную ОС можно обозначить как биологическую, которая включает в себя информацию о таких параметрах, как дыхание, частота сердечных сокращений, и некоторых других информативных параметрах, необходимых для диагностики и дальнейшего лечебного, в том числе физиотерапевтического, воздействия. В медицинской практике распространены случаи, когда получить обратную связь от пациента затруднительно или невозможно, также невозможно провести диагностику контактным способом, например в случае обширных ожогов или сложных переломов. В таких условиях любое прикосновение, а тем более подключение датчиков влечет за собой весьма болезненные последствия для пациента. Поэтому появляется необходимость в бесконтактных методах диагностики.

Среди бесконтактных способов измерения можно выделить достаточно узкий набор методов и средств, способных удовлетворять поставленным задачам с наибольшей точностью. К таким способам можно отнести ультразвуковые, оптические, радарные и лазерные методы.

Ультразвуковые методы весьма широко распространены и малозатратны, а вариантов с подключением датчиков и обработкой измерений достаточно много. Один из способов заключается в облучении участков тела пациента суммой двух ультразвуковых сигналов с раз-

личающимися частотами. При этом измеряют текущие изменения фазового сдвига между огибающими переданного и отраженного сигналов, соответствующего колебаниям участков тела пациента. При обработке результатов измерений выделяют ритмы дыхания и сердцебиения в реальном времени. Недостатком данного метода является низкая помехозащищенность и малое процентное изменение интенсивности принятого сигнала под влиянием дыхательной и сердечной деятельности [1].

Оптические методы также достаточно давно используются в медицинских целях, но не всегда оправданны, так как аппаратура бывает весьма громоздкой. Высокая точность приборов порой вносит неудобства тем, что лишние колебания могут сбить настройки. К плюсам данного способа можно отнести весьма широкий перечень методов измерений, среди которых фотометрические, спектральные, пирометрические, колориметрические, интерференционные, рефрактометрические, поляризационные и дифракционные измерения. Большинство перечисленных способов затратны и требуют юстировки оптики, но в отличие от ультразвукового метода имеют лучшую защиту от помех. Кроме того, имеется возможность настраивать длину волны света для лучшей помехозащищенности.

Радарный или волновой способ измерения схож по структуре с оптическими методами, при этом вместо светового потока используются радиоволны разной частоты. Несомненным преимуществом данного метода являются простота, быстродействие, высокая чувствительность, достаточно высокая точность измерений. Однако рассматривая данный метод, стоит обратить внимание на тот факт, что для формирования радиоволны зачастую используются приемопередающие СВЧ-блоки, которые при работе могут создавать значительные помехи на всю медицинскую технику. Иными словами, при устранении одной помехи создается другая, влияющая на остальные приборы.

Лазерные измерения являются частным способом оптических измерений. Данный метод весьма сложен и обладает определенной спецификой настройки самого лазера и приемного устройства. Алгоритмов измерений для такой системы достаточно много, а погрешности устраняются таким же способом, как и в оптических методах, – настройкой длины волны излучателя.

Общим недостатком бесконтактных методов является частное применение систем, которые не дают комплексного анализа состояния пациента. Иными словами, можно измерить расстояние до пациента, подсветить расположение вен и артерий, но комплексной оценки функционального состояния пациента данные измерения не дают, как не дают и ОС медицинскому персоналу для принятия дальнейших решений.

В таблице представлены преимущества и недостатки каждого из рассмотренных способов измерения.

Сравнение способов измерения. Недостатки и преимущества

Способ измерения	Недостатки	Преимущества
Ультразвуковой	Малая помехозащищенность	Хорошо изучен. Легко реализовать
Оптический	Дороговизна. Необходима юстировка. Достаточно громоздкое оборудование	Большой выбор методов измерения. Высокая точность. Не влияют помехи от электрических приборов. Можно увеличить помехозащищенность, меняя длину волны
Радарный (волновой)	Содержит блок СВЧ. Мало подходит для медицинских целей	Быстродействие. Простота. Можно настроить помехозащищенный канал
Лазерный	Необходима калибровка лазера	Быстродействие. Высокая точность. Не влияют помехи от электрических приборов. Можно увеличить помехозащищенность, меняя длину волны. Небольшие размеры полупроводниковых лазеров

Из таблицы можно заметить, что оптические и лазерные методы выгодно отличаются от других многими своими замечательными свойствами. Это, главным образом, высокая точность задания направления и локализации луча света, особенно на малых расстояниях, видимость и точность указания места зондирования, экологичность излучения по отношению к пациенту, миниатюрность непосредственно светопередатчиков и фотоприемников и др. Объединяя оптический и лазерные методы, можно получить систему оптико-локационного контроля биологических параметров пациента и подойти к системе, которую называют оптической триангуляцией [2]. К преимуществам данной системы можно отнести высокую точность, хорошую помехозащищенность, быстроту измерений, универсальность метода. К недостаткам относится лишь первоначальная сложность в подборе комплектующих и базовой настройки системы.

Подводя итог, можно выделить следующее: для создания системы диагностики с биологической ОС от пациента очевидными преимуществами обладает совокупность двух методов – оптического и лазерного. Таким образом, система из приемника излучения и излучателя формирует сигнал от пациента, а определенная программа с алгоритмом обработки поступивших данных позволит провести эффективную диагностику функционального состояния пациента.

### **Библиографический список**

1. Пат. RU 2496410 Российская Федерация МПК А61В 5/0205 А61В 8/02 Устройство для дистанционной регистрации процессов сердцебиения и дыхания пациента [Текст]/ Прошин Е.М., Путилин Е. О. Патентообладатель(и): Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего профессионального образования «Рязанский государственный радиотехнический университет» (RU) № 2012115678/14, 20.04.2012; опубл. 27.10.2013. Бюл. № 30.
2. Кузнецов М.Г. Оптико-локационный контроль функционального состояния пациента в хрономаннитотерапии: материалы XXVII Всероссийской научно-технической конференции студентов, молодых ученых и специалистов «Биотехнические, медицинские и экологические системы и комплексы»(Биомедсистемы-2014). Рязань, 2014 г.:УДК 615.47:621.37/89 ISBN 978-5-7722-0276-0 Рязанский государственный радиотехнический университет - 292 с.

УДК 616-71; ГРНТИ 76.13.25

## **СИСТЕМА ДЛЯ МОНИТОРИНГА ДВИГАТЕЛЬНОЙ ДЕЯТЕЛЬНОСТИ ЧЕЛОВЕКА**

**М.С. Ашапкина**

*Рязанский государственный радиотехнический университет,  
Россия, Рязань, mashaashapkina@gmail.ru*

*Аннотация.* Разрабатываемая система позволяет поддерживать активное физическое состояние в пределах основных норм здорового образа жизни и выдает индивидуальные рекомендации по естественным физическим упражнениям, контролируя правильность их выполнения и своевременность чередования отдыха и выполнения необходимых нагрузок.

*Ключевые слова.* Анализ опорно-двигательного аппарата человека, контроль правильности выполнения естественных физических упражнений, здоровый образ жизни.

### **SYSTEM FOR MONITORING MOTOR ACTIVITY OF HUMAN**

**M.S. Ashapkina**

*Ryazan State Radio Engineering University,  
Ryazan, Russia, mashaashapkina@gmail.ru*

*Abstract.* The developed system allows to support an active physical condition within the basic rules of healthy lifestyles and provides individual advice on natural exercise, controlling the correctness of their performance and timeliness of the alternation of rest and perform the required loads.

*Keywords.* Analysis of the human musculoskeletal system, control of correctness of the natural physical exercise, healthy lifestyle.

Основная проблема современного общества – большинство людей не следят за своим физическим состоянием из-за нехватки времени, желания или стиля работы и ведут сидячий образ жизни, нарушая кровоснабжение, работу органов и мышц, что приводит к болезням – к гиподинамии и гипокинезии, которые, в свою очередь, ускоряют процесс возникновения



других заболеваний на ранних стадиях, таких как сердечно-сосудистые заболевания, инсульт, инфаркт, гипертония, атеросклероз, сахарный диабет 2 типа, ожирение, остеопороз, депрессия. Решением данной проблемы является выполнение сбалансированных, естественных физических нагрузок и контроль правильности их выполнения [1].

Цель данной разработки – повышение мотивации человека к более активному образу жизни. Решение поставленной задачи осуществляется с помощью разрабатываемой системы для мониторинга двигательной деятельности человека. Данная система состоит из следующих составляющих: устройство в виде браслета на ногу, WEB-сервер с расширенным анализом движений и программное обеспечение с экспертной оценкой, которая выдает индивидуальные рекомендации по коррекции образа жизни [2].

Система регистрирует всю жизнедеятельность в течение длительного промежутка времени, т.е. что именно человек делал весь день, сколько он был в движении, а сколько в покое. Ежедневно она отслеживает длительности периодов и правильности чередования режимов физической активности и отдыха. Также позволяет осуществить распознавание полученных данных по типу, а именно: сидит, лежит, стоит, ходит и т.д. Вся информация передается на WEB-сервер, где анализируется и результат представляется в виде гистограммы. По данным гистограммы с помощью специального программного комплекса можно определить основные параметры двигательной активности: частоту, скорость, амплитуду, периодический и хаотический характер движения тела человека, количество пройденных шагов и их качество, параметры походки [3]. Система набирает не просто статистику малоинформативных данных, а анализирует полученную информацию о пользователе и его стиле жизни. Если пользователь ведет неправильный и малоподвижный образ жизни, система выдает индивидуальные рекомендации по коррекции такого стиля жизни. Эти рекомендации разрабатываются группой экспертов в области медицины и спорта и направлены на выполнение естественных упражнений. Цель экспертной оценки заключается в выдаче рекомендаций на основе соотношений двигательной активности с физиологической информацией, такой как частота сердечного сокращения, насыщение крови кислородом и т.п., что позволит выявить некоторые заболевания на их ранней стадии.

Система мотивирует пользователя к минимальным и сбалансированным нагрузкам (прогулки, гимнастика) и контролирует правильность их выполнения и интенсивность.

Для получения информации о двигательной активности используют акселерометры MMA7361L, которые регистрируют кривые ускорений движения. Они выдают сигнал с движения ноги человека. Полученные данные с акселерометров усиливаются и передаются на аналоговые входы блока обработки и передачи. Блок обработки и передачи регистрируемой информации включает в себя микроконтроллер ATmega328. Полученные данные о двигательной активности сохраняются в виде файла на флеш-карте типа SD. После регистрации сигнал может быть передан по каналу передачи Bluetooth или считан с SD-карты в ПК.

Для проверки работоспособности устройства регистрации двигательной активности на стадионе университета был проведен эксперимент. Устройство крепилось на одной из щиколоток испытуемых. Участники данного исследования выполняли естественные физические нагрузки в виде бега и ходьбы. При осуществлении этих видов физических нагрузок участвуют не только нижние конечности, но и весь организм, поэтому данные нагрузки вызывают большой интерес для исследований [4].

В данном эксперименте участвовали три человека, средний возраст которых 25 лет. У первого испытуемого несколько лет назад была спортивная травма – разрыв связок, поэтому он хромотает на правую ногу. Второй не имеет систематической физической нагрузки. Третий участник эксперимента три раза в неделю занимается легкой атлетикой.

На первом этапе эксперимента испытуемым требовалось пройти по внешнему кругу стадиона в естественном для них темпе. На втором этапе участникам эксперимента нужно было пробежать 100 метров с максимальной для них скоростью. И на завершающем этапе снова пройти по внешнему кругу стадиона в естественном темпе.

Во время ходьбы, до и после бега осуществлялось измерение сигналов, характерных для опорно-двигательного аппарата. Предполагалось, что после физической нагрузки в виде бега естественный темп ходьбы изменится для каждого участника индивидуально, т.к. они имеют разную физическую подготовку.

Для анализа сигналов, полученных в ходе эксперимента, была вычислена флуктуационная функция. Графики данных функций изображены на рисунках 1-3.

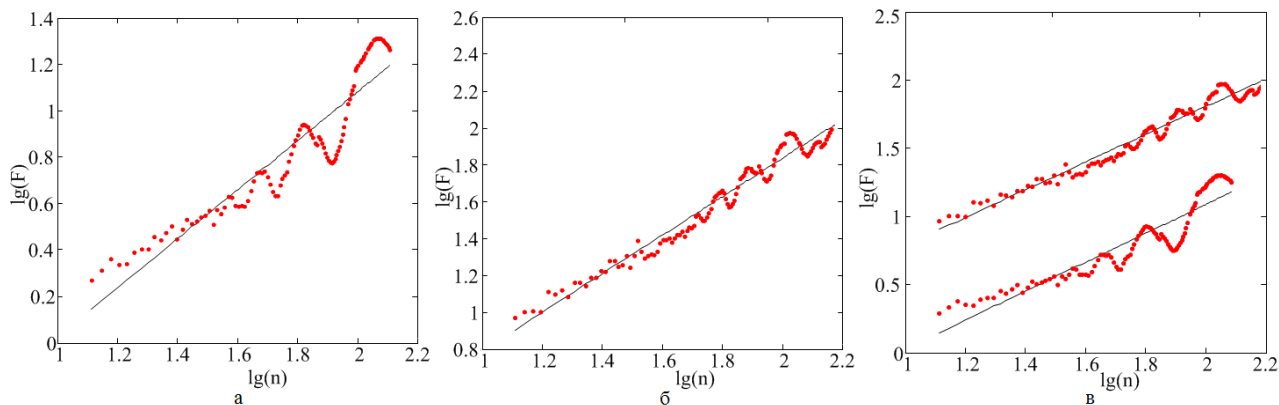


Рис. 1. Графическое изображение флуктуационной функции  $F(n)$  для первого участника эксперимента: а – до пробежки; б – после пробежки; в – совместный график

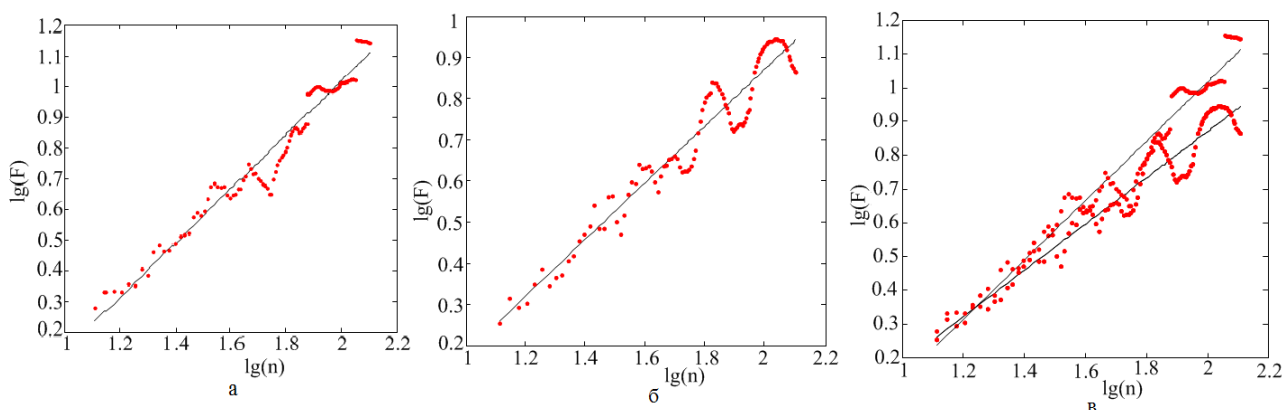


Рис. 2. Графическое изображение флуктуационной функции  $F(n)$  для второго участника эксперимента: а – до пробежки; б – после пробежки; в – совместный график

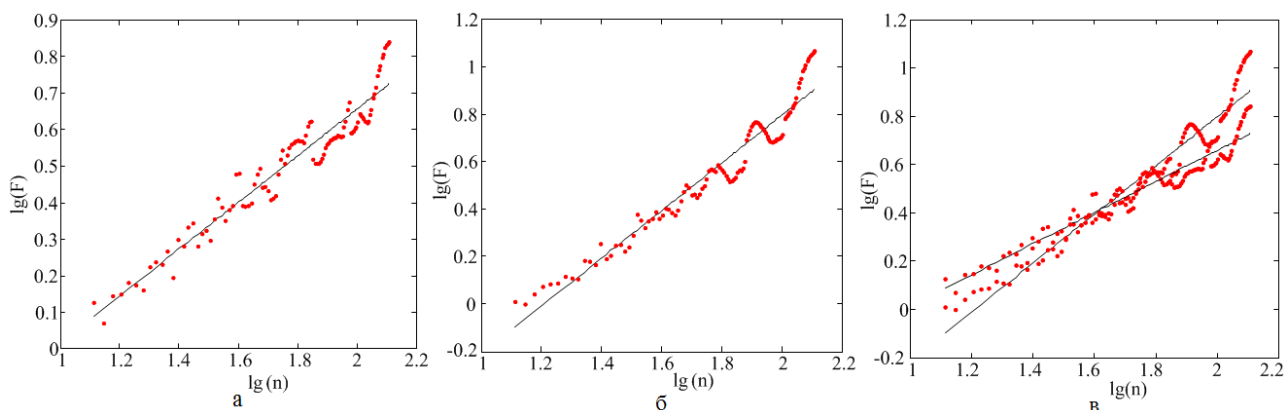


Рис. 3. Графическое изображение флуктуационной функции  $F(n)$  для третьего участника эксперимента: а – до пробежки; б – после пробежки; в – совместный график

Из представленных графиков видно, что скейлинговый показатель, который определяет наклон аппроксимирующей линии, имеет различные значения для каждого сигнала [5].

У первого и второго участника скейлинговые показатели после бега уменьшались. Испытуемый с нарушениями опорно-двигательного аппарата имеет самый высокий скейлинговый показатель, равный 1,05 до пробежки, после нее данный параметр сильно не изменил-

ся, он уменьшился на 0,06. Значения скейлингового показателя свидетельствуют о наличии длительных корреляций, это связано с нарушением опорно-двигательного аппарата. Первый испытуемый подсознательно контролирует процесс ходьбы, т.к. испытывает дискомфорт при движении и стремится его компенсировать.

Скейлинговый показатель второго участника уменьшился по окончании физической нагрузки, но на большее значение – с 0,88 до 0,68. В отличие от скейлинговых показателей двух первых участников по завершении бега наклон аппроксимирующей линии третьего испытуемого увеличился с 0,64 до 1,01. Это подтверждает факт лучшей физической подготовки третьего испытуемого и доказывает, что третий участник эксперимента, занимающийся лёгкой атлетикой, обладает более совершенной техникой ритмического построения движения, чем первые два участника эксперимента.

Таким образом, люди, систематически занимающиеся физическими упражнениями, более подготовлены к нагрузкам, а их движения более ритмичные и плавные. Им легче строить сложные кинематические движения опорно-двигательного аппарата во времени. Физически подготовленным людям проще управлять собственным телом и его динамикой, а также они лучше адаптируются в пространстве [5].

Ритмические или однократные повторения движений во время ходьбы похожи друг на друга. Внешние силы, действующие на мышцы, чрезвычайно разнообразны и не повторяются раз от раза. Для того чтобы создать одинаковые движения, необходимо превратить динамическую хаотичность в последовательный цикл.

Из-за того, что на тело по-разному действуют внешние силы, у каждого человека формируется своя походка. После физической нагрузки у второго участника форма походки изменилась: появился более хаотический характер движений. Это может быть отображением усталости участника эксперимента или неподготовленности к физическим нагрузкам.

В результате появился метод распознавания патологических отклонений в режиме работы опорно-двигательного аппарата в реальном времени при повседневной активности человека.

Метод также использовался при скрининговом анализе адаптационной способности человека при кратковременных нагрузках. Бег выбран в качестве самой распространенной нагрузки, против которой практически отсутствуют противопоказания. Наиболее перспективным является использование метода в реальном времени на протяжении всего дня, для выявления событий, связанных с болями в двигательном аппарате, которые появляются периодически в определенных ситуациях в течение дня.

Полученные данные и проведенный по ним анализ пока имеют разведочный характер. Для более объективной оценки и дальнейшего анализа двигательной активности человека нужно увеличить количество испытуемых.

### **Библиографический список**

1. Покровский В.М., Коротько Г.Ф. Физиология человека. М.: Медицина, 2007. 656 с.
2. Ашапкина М.С., Алпатов А.В. Разработка устройства контроля двигательной активности человека // Международный научно-исследовательский журнал. 2013. № 4. С. 90-91.
3. Бернштейн Н.А. Физиология движений и активность. М.: Наука, 1990. 247 с.
4. Jeffrey M. Hausdorff, C.-K. Peng, Zvi Ladin, Jeanne Y. Wei, Ary L. Goldberger. Is walking a random walk? Evidence for long-range correlations in stride interval of human gait. *Modeling in physiology*, Vol 78, №1, 1995. P. 349-358.
5. Павлов А.Н. Методы анализа сложных сигналов. Саратов: Научная книга, 2008. 120 с.

## МОДЕЛЬ ГАЗОВОГО ОБМЕНА В ЛЕГКИХ И ТКАНЯХ ЧЕЛОВЕКА

С.А. Мордовина

*Рязанский государственный радиотехнический университет,  
Россия, Рязань, mordovina.s.a@yandex.ru*

*Аннотация.* Theoretical and practical issues of software development for modeling gas exchange in human lungs and tissues using LabVIEW system are considered.

*Ключевые слова.* Модель системы дыхания человека, кислород, закон Фика, кривая диссоциации углекислого газа Капека-Роя.

## MODEL OF THE GAS EXCHANGE IN LUNGS AND TISSUES OF THE PERSON

S.A Mordovina

*Ryazan State Radio Engineering University,  
Russia, Ryazan, mordovina.s.a@yandex.ru*

*Abstract.* The process of developing a mathematical model of human respiratory system in LabVIEW control program is considered.

*Keywords.* Model of human respiratory system, oxygen, Fick law, Capek-Roy CO<sub>2</sub> dissociation curve.

Система дыхания и протекающие в ней процессы массопереноса газов являются важнейшей для организма человека и животных функциональной системой. Исследование этих процессов позволяет давать оценки физического состояния и работоспособности человека в процессе труда, при занятиях физической культурой и спортом, в высокогорной и космической физиологии, для клинической диагностики. Моделирование управления системой дыхания помогает глубже понять законы и механизмы движения газов на отдельных участках пути в организме. Виртуальные модели дыхательной системы человека позволяют за короткое время проводить трудно осуществимые на практике или дорогостоящие эксперименты.

Наряду с традиционными для биологии и медицины подходами использование достижений математических наук и вычислительной техники создает новые возможности для исследования свойств и функций физиологических объектов. Математические модели становятся новым эффективным инструментом научно-теоретических исследований явлений живого организма. Опыт отечественного и зарубежного моделирования дыхательной системы человека показывает, что описание основных закономерностей процесса массопереноса респираторных газов в организме является определяющим этапом модельных разработок, оказывающим влияние на весь ход дальнейших исследований [1].

На рис. 1 представлена структурная схема модели газового обмена человека, рассматриваемого как объект управления, разработанная на основе принципов и соотношений из работы [2].

*Входные параметры модели* следующие:  $P_{атм}$  – атмосферное давление окружающей среды (мм рт.ст.); ЧСС – частота сердечных сокращений (уд./мин); Уд.об. – ударный объем сердца (л/уд);  $[HbO_2]$  – концентрация оксигемоглобина (г/л);  $S_{O_2}$  – насыщение гемоглобина кислородом в артериальной крови (%).

*Выходные параметры модели:*  $V_{O_2}$  – объем потребленного кислорода (л);  $V_{CO_2}$  – объем выделившегося углекислого газа (л).

На рис. 2 представлены основные физиологические этапы циркуляции жизненно важных дыхательных газов в организме человека и формулы, описывающие процессы, происходящие на данных этапах. В основу функционирования модели положен закон Фика.

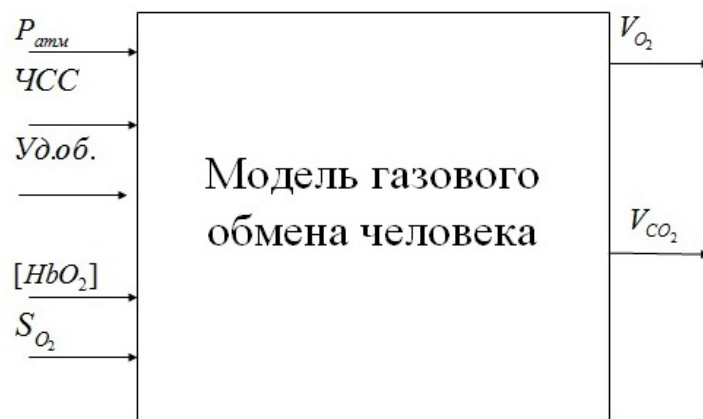


Рис. 1. Структурная схема модели газового обмена человека

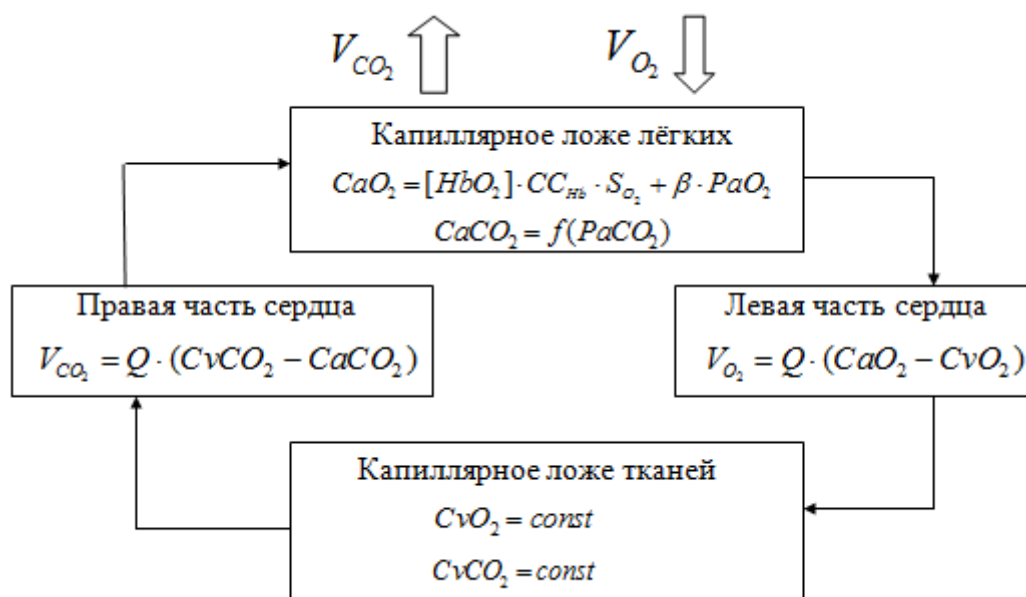


Рис. 2. Циркуляция и газообмен в организме человека и легких

Перечислим следующие важные параметры, помимо указанных выше, необходимые для моделирования газообмена:  $CaO_2, CaCO_2$  – концентрации соответственно растворенных кислорода и углекислого газа в артериальной крови, (% об.);  $CvO_2, CvCO_2$  – концентрации растворенного кислорода и углекислого газа в венозной крови (% об.);  $Q$  – сердечный выход (л/мин);  $PaO_2, PaCO_2$  – парциальные давления кислорода и углекислого газа в капиллярном ложе легких (мм рт. ст.);  $\beta$  – растворимость кислорода в плазме крови (мл  $O_2$ / мм рт. ст.).

Указанные переменные и формулы, описывающие основные процессы газообмена, вошли в разработку виртуальной модели в пакете LabVIEW. Модель состоит из нескольких подприборов:

- 1) ВП «*Left Heart.vi*», моделирующего объем потребленного  $O_2$  согласно принципу Фика;
- 2) ВП «*Lung Capillary Bed.vi*», моделирующего работу капиллярного ложа легких;
- 3) ВП «*Tissue Capillary Bed.vi*», моделирующего работу капиллярного ложа тканей;
- 4) ВП «*CO2 Dissociation Curve.vi*», моделирующего кривую диссоциации  $CO_2$  Капека-Роя;
- 5) ВП «*Right Heart.vi*», моделирующего объем выделившегося  $CO_2$  согласно принципу Фика;

б) вспомогательного ВП «Percent To Fraction.vi» для перевода процентов в дроби при вычислениях.

Остановимся на рассмотрении работы подприбора «CO<sub>2</sub> Dissociation Curve.vi». Его основа – стандартный ВП «Interpolate 1D.vi», который в данном случае находит соответствующие значения CaCO<sub>2</sub> для PaCO<sub>2</sub> в интервале от 0 до 120 мм рт. ст. методом линейной интерполяции. Табулированные значения PaCO<sub>2</sub> и соответствующие им значения CaCO<sub>2</sub> определены в некоторых узловых точках по графику кривой диссоциации CO<sub>2</sub> из источника [2]. По взятым узловым точкам определяются промежуточные значения концентрации CaCO<sub>2</sub> для значений PaCO<sub>2</sub>, заданных с шагом 1 мм рт. ст.

На рис. 3 представлена лицевая панель разработанного виртуального прибора во время его работы. Как видно из этого рисунка, на лицевой панели расположены следующие элементы управления и индикации:

- 1) блок задания параметров сердца: ЧСС (уд./мин) и ударный объем (л/уд.);
- 2) блок задания параметров крови: концентрации оксигемоглобина (г/л) и сатурации артериальной крови (%);
- 3) блок задания атмосферного давления (мм рт. ст.);
- 4) кнопка «Стоп», останавливающая работу программы;
- 5) окно вывода объема потребленного кислорода (л);
- 6) окно вывода объема выделившегося углекислого газа (л).

На рис. 4 представлена блок-диаграмма разработанного ВП.

При изменении значений входных параметров меняются выходные параметры модели. Так, в процессе имитации увеличения нагрузки на сердце объем выделяемого в минуту углекислого газа и объем потребляемого в минуту кислорода имел возрастающий характер, что соответствует реальному отклику дыхательной системы при нагрузке. При уменьшении значений атмосферного давления уменьшалось потребление кислорода. При низком содержании оксигемоглобина или низкой сатурации гемоглобина происходит неадекватная доставка кислорода к тканям – это соответствует критическим состояниям организма. Проведенные эксперименты над моделью показывают, что модель адекватна и соответствует реальной работе дыхательной системы.

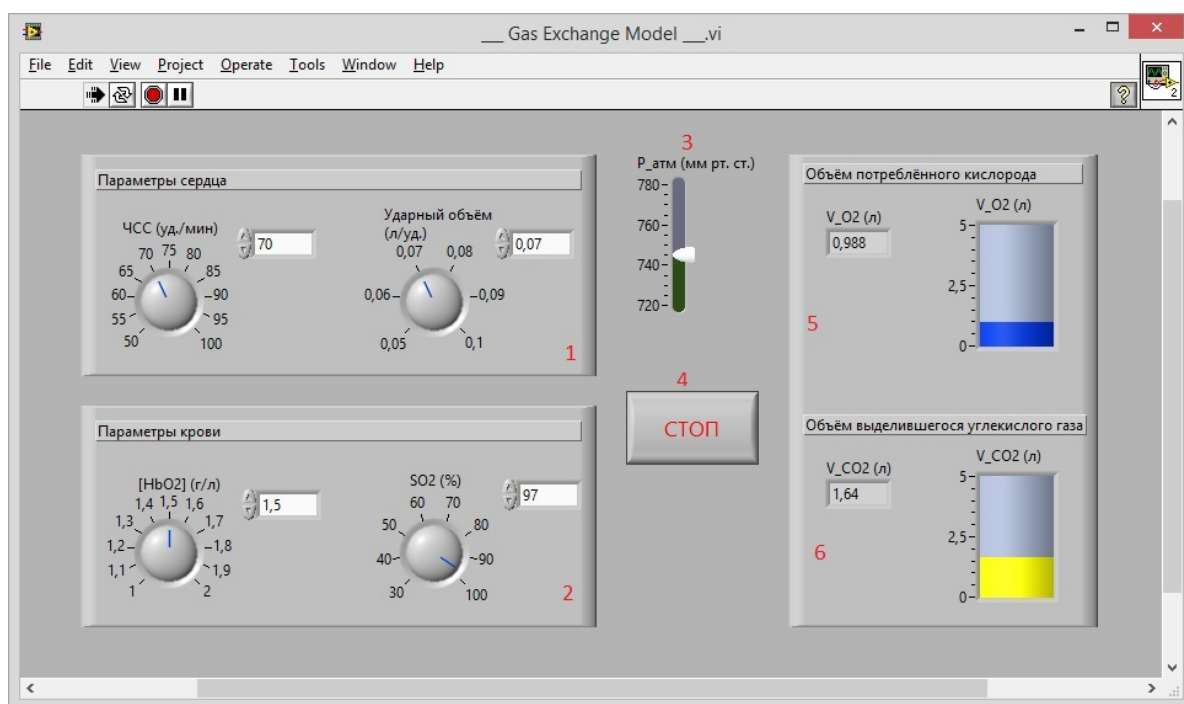


Рис. 3. Лицевая панель разработанного виртуального прибора, имитирующего газообмен человека в легких и тканях

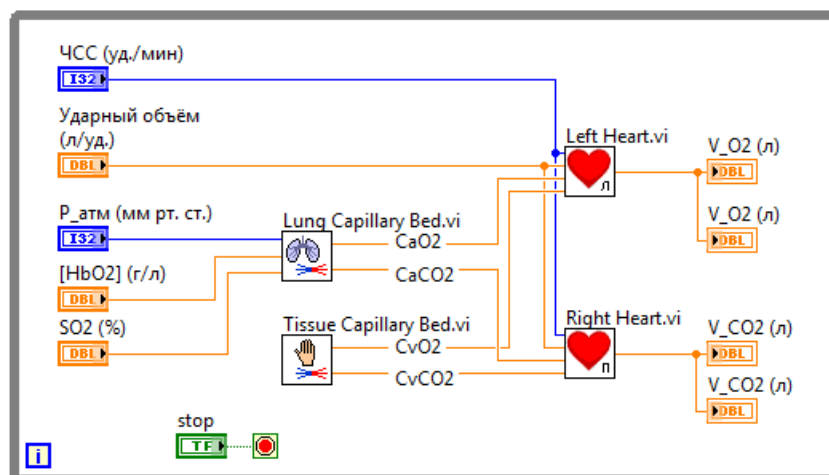


Рис. 4. Блок-диаграмма разработанного виртуального прибора, имитирующего газообмен человека в легких и тканях

Дальнейшие работы по данной теме могут быть направлены на моделирование газообмена с учетом влияния на него других физиологических систем, принимающих участие в управлении этим процессом; анатомических и физиологических особенностей организма.

#### Библиографический список

1. Бобрякова И.Л. Основные направления развития моделирования системы дыхания человека. – ПИТАНИЯ ИСТОРИИ НАУКИ И ТЕХНИКИ. – 2010. – № 2. – С. 5-11.
2. Syroid, Noah D.; Orr, Joseph A.; Westenkow, Dwayne R. Simulating gas exchange in the human lung and body. – DigitalCommons@USU, 1999.

УДК 004.942; ГРНТИ 27.35.36

## МОДЕЛИРОВАНИЕ СИГНАЛА ПОЛУПРОВОДНИКОВОГО ЛАЗЕРНОГО АВТОДИНА

К.Р. Ловягин, С.Г. Гуржин

Рязанский государственный радиотехнический университет,  
Россия, Рязань, lovkir@mail.ru

*Аннотация.* Рассматриваются теоретические и практические вопросы разработки программного обеспечения моделирования сигнала полупроводникового лазерного автодина, используемого в качестве датчика дыхательной деятельности пациента в составе магнитотерапевтического комплекса.

*Ключевые слова.* Полупроводниковый лазерный автодин, дыхательная деятельность, магнитотерапевтический комплекс.

## SIMULATION OF SEMICONDUCTOR LASER SELF-MIXING INTERFEROMETER SIGNAL

K.R. Lovyagin, S.G. Gurzhin

Ryazan State Radio Engineering University,  
Ryazan, Russia, lovkir@mail.ru

*Abstract.* Theoretical and practical issues of software development for modeling signal of semiconductor laser self-mixing interferometer using as a patient's respiratory activity sensor in magnetotherapy system are considered.

*Keywords.* Semiconductor laser self-mixing interferometer, respiratory activity, magnetotherapy system.

Развитие современных средств хрономаннитотерапии предъявляет растущие требования к качеству и оперативности контроля параметров жизнедеятельности пациента во время магнитотерапевтического воздействия. Особенно важно регистрировать параметры дыхания и сердцебиения пациента, которые позволяют оценить не только воздействие магнитного поля на дыхательную и сердечно-сосудистую системы, но и общее состояние пациента во время сеанса.

Одним из наиболее распространённых способов регистрации дыхания и сердцебиения является регистрация и дальнейшая интерпретация движений грудной клетки пациента. На сегодняшний день единственным достаточно разработанным методом, позволяющим дистанционно отслеживать перемещения объектов в диапазоне 0,1 мм (сердцебиение) – 10 мм (дыхание), является биорадиолокация. Также разрабатываются системы, основанные на принципах ультразвуковой эхолокации [1]. Основными недостатками указанных типов систем являются громоздкость аппаратуры, сложность математической обработки сигнала и воздействие сканирующего электромагнитного излучения на пациента в случае использования биорадиолокации и значительная зависимость результатов измерений от условий внешней среды в случае использования ультразвуковой эхолокации. Кроме того, оба способа имеют широкую диаграмму направленности, что не позволяет проводить измерения в локальной области. Указанных недостатков лишены системы, использующие в качестве датчика перемещения полупроводниковый лазерный диод в режиме автодинного детектирования. Однако в настоящее время подобные устройства представлены только в виде лабораторных экспериментальных образцов, что не позволяет использовать в составе магнитотерапевтического комплекса уже готовые схемные и программные решения и обуславливает необходимость разработки не только аппаратных средств и алгоритмов обработки сигнала, но и средств отладки, предназначенных для генерации тестовых сигналов.

В настоящей статье представлены результаты разработки программы моделирования сигнала полупроводникового лазерного автодина. Данное программное средство позволяет получить автодинный сигнал для использования его в качестве входных данных для процедур восстановления исходного закона движения отражателя (в данном случае грудной клетки пациента).

Программа разработана в среде *LabVIEW* и имеет следующие основные особенности:

- 1) возможность моделирования автодинного сигнала при различных параметрах лазера, а именно длине волны  $\lambda$ , коэффициенте уширения линии генерации  $\alpha$  и уровне оптической обратной связи  $C$ ;
- 2) возможность моделирования автодинного сигнала при различных параметрах объекта (отражателя), а именно расстоянии до объекта  $s$ , амплитуде колебаний объекта  $s_{\max}$  и частоте колебаний объекта  $f$ ;
- 3) возможность добавления к сигналу белого шума для приближения его к реальному физическому сигналу.

Для взаимодействия с другими виртуальными приборами используется глобальная переменная *SMI\_signal\_terminal.vi*, через которую передаются мгновенные значения смоделированного автодинного сигнала, перемещения объекта и соответствующего им момента времени.

Вывод данных из программы осуществляется в реальном времени с частотой 50 Гц (шаг дискретизации составляет 20 мс, что обусловлено частотой системного таймера и скоростью работы программы).

На рис. 1 представлена лицевая панель разработанного виртуального прибора во время его работы.

Как видно из рис. 1, на лицевой панели расположены следующие элементы управления и индикации:

- 1) блок задания параметров лазера (длины волны, коэффициента уширения линии генерации, уровня оптической обратной связи);
- 2) блок задания параметров отражателя (начального расстояния до объекта, амплитуды и частоты колебаний объекта);
- 3) индикатор времени выполнения одной итерации программы (генерации одного отсчёта) в мс (1 такт = 1 мс, так как частота системного таймера 1 кГц); если стрелка индикатора находится в красной зоне или зашкаливает, то это означает, что быстродействия используемого компьютера недостаточно для работы, так как генерация одного отсчёта не успевает завершиться в отведённые для этого 20 мс;



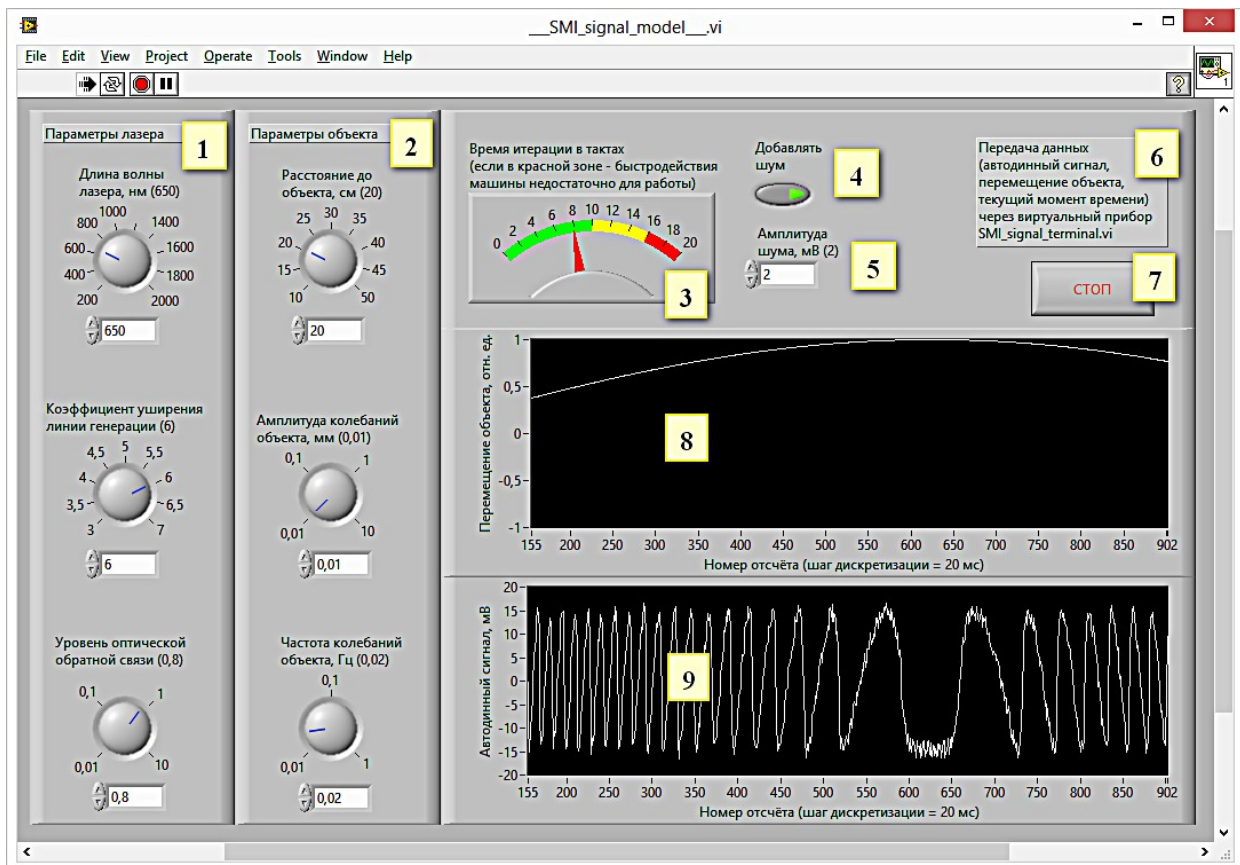


Рис. 1. Лицевая панель разработанного виртуального прибора

- 4) переключатель «Добавлять шум», позволяющий включить или выключить добавление белого шума к автодинному сигналу;
- 5) окно задания амплитуды шума;
- 6) текстовая метка, указывающая название глобальной переменной, которая используется для вывода данных;
- 7) кнопка «Стоп», останавливающая работу программы;
- 8) окно вывода закона перемещения объекта (объект совершает гармонические колебания с заданными параметрами);
- 9) окно вывода автодинного сигнала.

На рис. 2 представлена блок-диаграмма разработанного виртуального прибора.

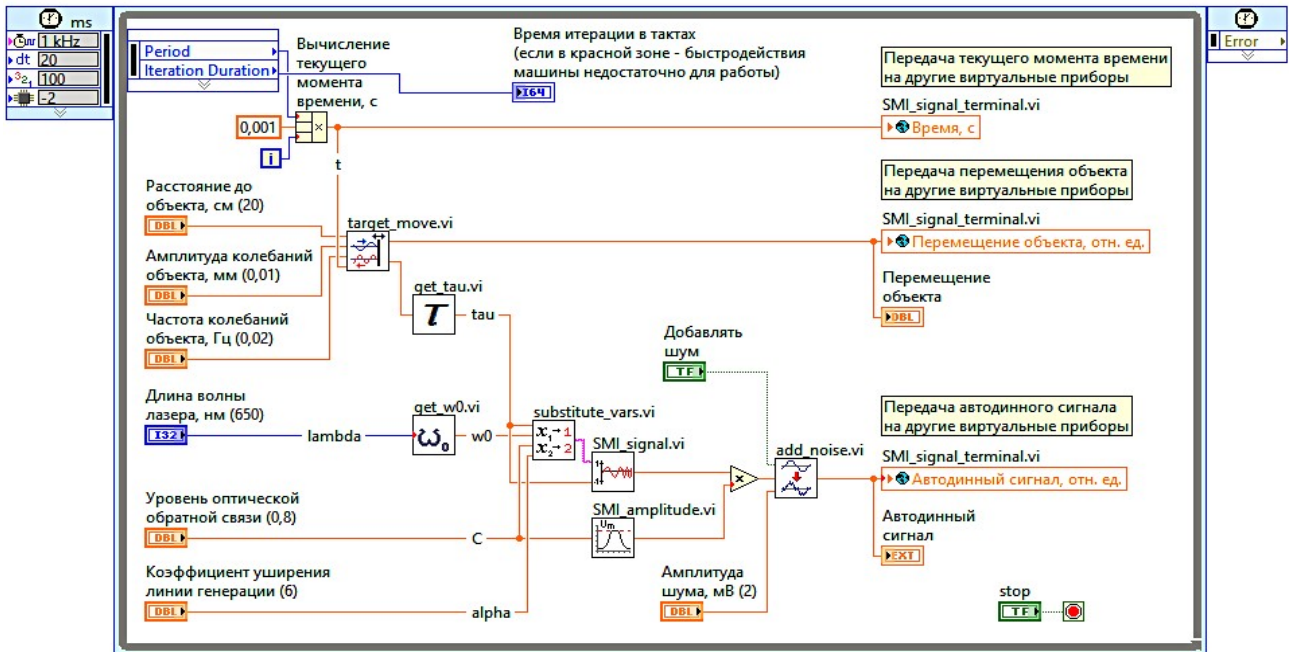


Рис. 2. Блок-диаграмма разработанного виртуального прибора

Основа программы – цикл *Timed Loop* с периодом 20 мс. Внутри цикла выполняется вычисление расстояния до объекта в текущий момент времени (ВП *target\_move.vi*) и по полученному результату рассчитываются время обхода внешнего резонатора  $\tau$  (ВП *get\_tau.vi*) и круговая частота колебаний лазерного излучения  $\omega_0$  (ВП *get\_w0.vi*). Полученные числовые значения величин подставляются в уравнение, описывающее поведение лазера (ВП *substitute\_vars.vi*), и посредством нахождения корней этого уравнения вычисляется интерференционная функция  $F(t) = \cos(\omega_F \tau)$  (ВП *SMI\_signal.vi*). Вычисление амплитуды автодинного сигнала производится на основе уровня оптической обратной связи (ВП *SMI\_amplitude.vi*). Заключительный этап – добавление к автодинному сигналу белого шума (ВП *add\_noise.vi*). Вычисленные значения перемещения объекта, автодинного сигнала и текущего момента времени идут на отображение и передаются в глобальную переменную *SMI\_signal\_terminal.vi* для связи с другими виртуальными приборами.

Одной из основных моделей поведения лазера является модель Ланга-Кобаяши (*Lang-Kobayashi Model*). Она представляет собой систему дифференциальных уравнений, описывающих динамику лазерной системы через взаимодействие электрических полей внутри резонатора лазера. В настоящей работе используется следствие из уравнений Ланга-Кобаяши, которое позволяет определить круговую частоту излучения лазерного диода в произвольный момент времени, если известен закон движения отражателя. Это соотношение имеет следующий вид:

$$\omega_0 \tau = \omega_F \tau + C \sin(\omega_F \tau + \arctg \alpha) , \quad (1)$$

где  $\omega_0$  – круговая частота излучения невозмущённого лазера (без оптической обратной связи);  $\tau$  – время обхода внешнего резонатора (образованного передней гранью лазера и отражателем);  $\omega_F = \omega_F(\tau)$  – круговая частота излучения лазера в условиях внешней оптической обратной связи;  $C$  – уровень оптической обратной связи;  $\alpha$  – коэффициент уширения линии генерации.

Решая уравнение (1) и находя из него значения  $\omega_F$  в дискретные моменты времени, находят мгновенные значения автодинного сигнала:

$$\Delta U = \Delta U_{\max} \cos \omega_F \tau , \quad (2)$$

где  $\Delta U_{\max}$  – амплитуда автодинного сигнала при заданном уровне оптической обратной связи.

Моделирование зависимости  $\Delta U_{\max}$  от уровня оптической обратной связи  $C$  представляет определённые трудности, так как в выражение для  $\Delta U_{\max}$  входят фундаментальные параметры лазера (коэффициент электрической накачки, время жизни носителей и др.), точные числовые значения которых неизвестны.

В настоящей работе моделирование зависимости  $\Delta U_{\max} = f(C)$  выполнено методом линейной интерполяции табулированных значений  $\Delta U_{\max}$  и  $C$ , определённых по графикам автодинных сигналов, приведённых в работе [3]. На рис. 3 представлен график интерполированной зависимости  $\Delta U_{\max} = f(C)$ , полученный в результате работы подприбора *SMI\_amplitude.vi*.

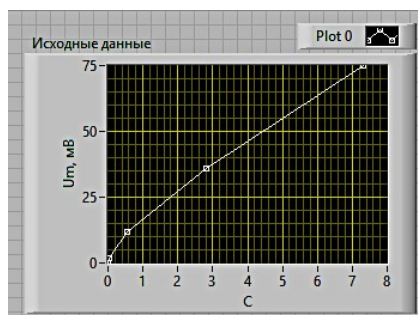


Рис. 3. График интерполированной зависимости  $\Delta U_{\max} = f(C)$

Дальнейшие работы по данной теме направлены на повышение разрешающей способности за счёт увеличения частоты дискретизации.

### Библиографический список

1. Путилин Е. О. Бесконтактное сканирование процессов сердцебиения и дыхания пациента магнитотерапевтического комплекса/ XXIV Всероссийская научно-техническая конференция студентов, молодых учёных и специалистов "Биотехнические, медицинские и экологические системы и комплексы" (БИОМЕДСИСТЕМЫ - 2011): материалы конференции, ч. 2, РГРТУ. 2012. С. 159-163.
2. Donati S., Giuliani G., Merlo S. Laser diode feedback interferometer for measurement of displacements without ambiguity. – IEEE Journal of Quantum Electronics, Vol. 31, No. 1, January 1995.
3. Giuliani G., Bozzi-Pietra S., Donati S. Self-mixing laser diode vibrometer. – Measurement Science And Technology, 14 (2003) pp. 24–32.

УДК 519.6: 681.3. ГРНТИ: 28.17.31

## ГЕНЕРАЦИЯ КОМАНД В ДИАЛОГОВОМ РЕЖИМЕ С РАЗДЕЛЕНИЕМ ПО ТИПАМ

**Е.В.Ларкин**

*Тульский государственный университет  
Россия, Тула, elarkin@mail.ru*

*Аннотация.* Исследуется процесс генерации команд дистанционного управления робототехническими средствами в диалоговом режиме. Разработана модель генератора команд. Получены зависимости, определяющие параметры временных интервалов между командами.

*Ключевые слова.* Робототехнические системы, диалоговый режим, генератор команд, поток команд, временные характеристики потока.

## THE DIALOGUE REGIME OF TYPES SEPARATED INSTRUCTION GENERATOR

**E.V.Larkin**

*Tula State University  
Russia, Tula, elarkin@mail.ru*

*Abstract.* The process of instruction generation in dialogue regime when distance control of robotic systems, is investigated. The model of generator is worked out. Dependencies for determine of parameters of time intervals between instructions are obtained.

*Key words:* Robotic systems, dialogue regime, instruction generator, instructions flow, time characteristics of flow.

Одной из особенностей эксплуатации робототехнических средств является то, что на современном этапе пока не удается добиться их полной автономии. Для этого необходим более высокий уровень искусственного интеллекта, недоступный для реализации на текущем уровне развития техники. В связи с этим доминирующим техническим решением при практическом использовании роботов в ближайшее время будет автоматизированное дистанционное управление, при котором организуется диалог оператора с управляющей ЭВМ по алгоритмам, заложенным в управляющую ЭВМ, и с применением инструкций и методик управления. Команды, поступающие на борт, должны обрабатываться за счет реализации соответствующей циклограммы, заложенной в бортовую ЭВМ робота.

Типовая структура рабочего места оператора, на котором генерируются команды, передаваемые на РСВН, приведена на рис. 1.

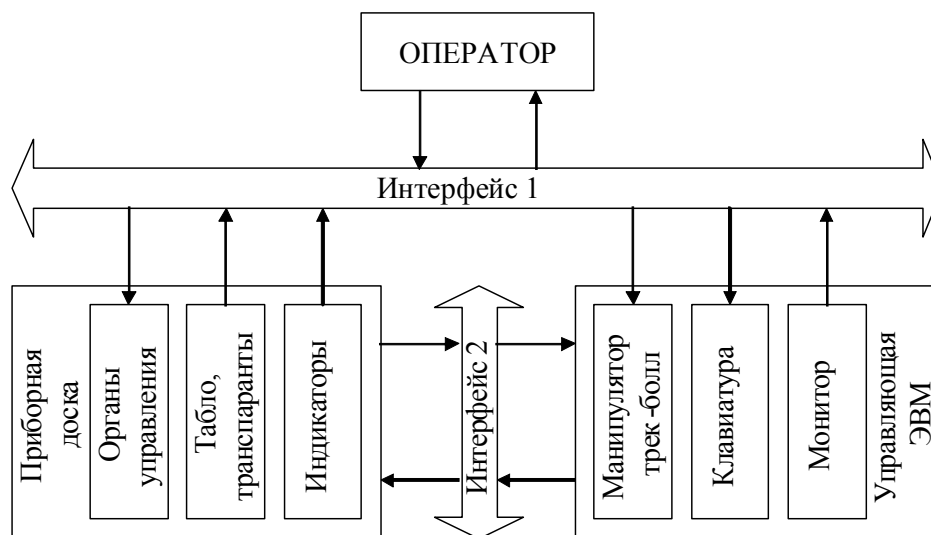


Рис. 1. Структура рабочего места оператора

На рабочем месте устанавливаются органы управления, средства отображения данных, а также средства поддержания интерфейса с ЭВМ, связанные через датчики сенсорной системы с управляющими системами, и средства наблюдения, которыми пользуется оператор при управлении реальным объектом. Оператор связан с приборной доской и управляющей ЭВМ через человеко-машинный интерфейс. Приборная доска связывается с управляющей ЭВМ через машинно-машинный интерфейс. Таким образом, как при наборе команд на клавиатуре, так и при воздействии на орган управления данные сначала обрабатываются на управляющей ЭВМ, а уже потом отправляются в виде команды на робототехническое средство.

Таким образом, деятельность оператора характеризуется следующими аспектами:

- процесс сводится к взаимодействию различных элементарных процессов как на уровне системы в целом, так и на уровне отдельных компонентов системы, в частности процесс деятельности оператора может также быть разделен на элементарные действия, а функционирование ЭВМ - на интерпретацию отдельных команд;
- элементарные процессы могут рассматриваться как последовательности смен состояний оператора или управляющей ЭВМ, развивающиеся во времени;
- для каждого из элементарных действий последовательности можно определить временной интервал и вероятность перехода к другому действию данной последовательности.

Таким образом, естественной моделью для описания случайной последовательности смены состояний оператора и технических средств при управлении робототехническими средствами во времени является 2-параллельный полумарковский процесс [1].

В общем случае поток команд с интервалами  $g(t)$ , генерируемых полумарковским генератором [1], является неоднородным, что показано на рис. 2. Он формируется в результате объединения потоков  $g_1(g)$ , ...,  $g_m(g)$ , ...,  $g_M(g)$ , разделенных по типу команд.

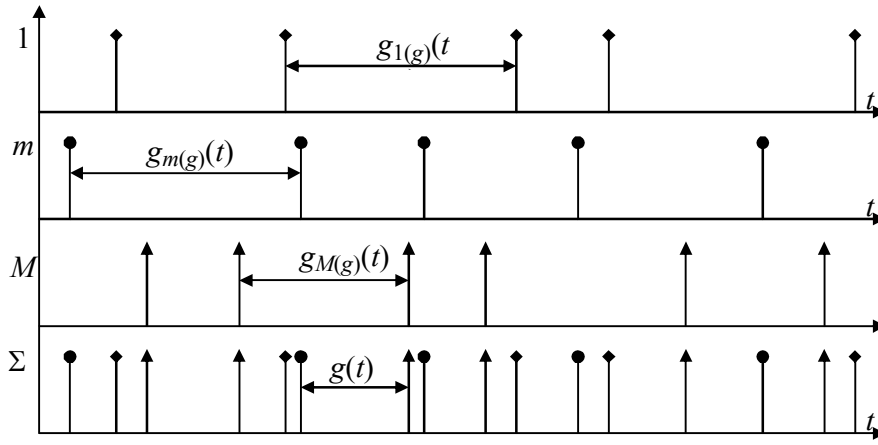


Рис. 2. Генерация потока команд с разделением по типу

Рассмотрим случай, когда генерируется  $M(g)$  команд, и определим плотности распределения  $g_{m(g)}(t)$ , времени между событиями в каждом отдельном потоке генерации  $m(g)$ -й команды,  $1 \leq m(g) \leq M(g)$ . Для этого разделим множество состояний генератора  $S = \{s_1(S), \dots, s_{j(S)}, \dots, s_{J(S)}\}$  на подмножества  $S_{m(g)} = \{s_1[S, m(g)], \dots, s_{j(S)}[S, m(g)], \dots, s_{J(S)}[S, m(g)]\}$ ,  $1 \leq m(g) \leq M(g)$ , которые обладают следующими свойствами:  $S_{m(g)} \cap S_{n(g)} = \emptyset$ , если  $m(g) \neq$

$n(g)$ , и  $\bigcup_{m(g)=1(g)}^{M(g)} S_{m(g)} = S$ , т.е. множества являются непересекающимися (рис. 3).

Без нарушения общности можно считать, что команда первого типа генерируется при переключении в состояния  $s_{j(S)}$ , у которых  $1(S) \leq j(S) \leq J(S, 1)$ , ..., команда  $m(g)$ -го типа генерируется при переключении в состояния  $s_{j(S)}$ , у которых

$\sum_{n(g)=1(g)}^{m(g)-1} J[S, n(g)] \leq j(S) \leq \sum_{n(g)=1(g)}^{m(g)} J[S, n(g)]$  ..., команда  $M(g)$ -го типа генерируется при переключении в состояния

$s_{j(S)}$ , у которых  $\sum_{n(g)=1(g)}^{M(g)-1} J[S, n(g)] \leq j(S) \leq \sum_{n(g)=1(g)}^{M(g)} J[S, n(g)] = J(S)$ .

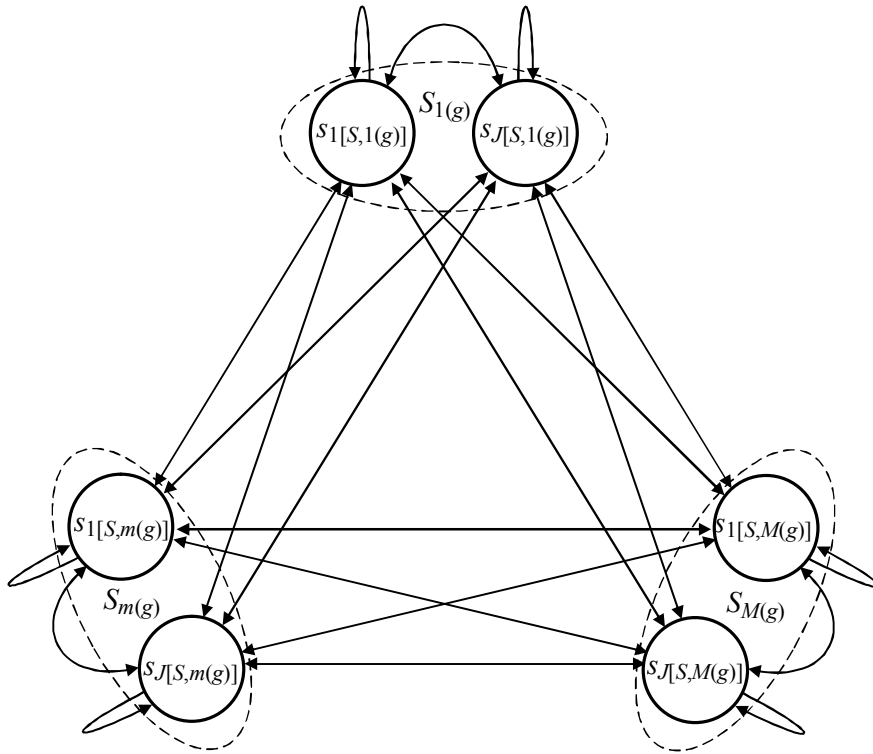


Рис. 3. Структура неоднородного генератора команд

Полумарковский процесс со структурой, показанной на рис. 3, за счет объединения состояний, переключение в которые генерирует поток команд одного типа, может быть преобразован в процесс, имеющий множество состояний  $S_g = \{S_{1(g)}, \dots, S_{m(g)}, \dots, S_{M(g)}\}$  и описываемый полумарковской матрицей  $\mathbf{h}(t) = [h_{m(g),n(g)}(t)] = [p_{m(g),n(g)}g_{m(g),n(g)}(t)]$ , где  $p_{m(g),n(g)}$  и  $g_{m(g),n(g)}(t)$  - соответственно вероятность и плотность распределения времени переключения из состояния  $S_{m(g)}$  в состояние  $S_{n(g)}$ , определяемая, например, по зависимости:

$$h_{m(g),n(g)}(t) = \sum_{\substack{j(S)= \\ l(g)=1(g)}}^{\substack{m(g) \\ l(g)=1(g)}} \sum_{\substack{n(S)= \\ l(g)=1(g)}}^{\substack{n(g) \\ l(g)=1(g)}} J[S,l(g)] \tilde{h}_{j(S),n(S)}(t) \quad (1)$$

где  $\tilde{h}_{j(S),n(S)}(t)$  - взвешенная плотность распределения времени переключения исходного 2-параллельного полумарковского процесса  $\tilde{\mathbf{h}}(t)$  из выделенного состояния [3] с номером  $j(S)$  в выделенное состояние с номером  $n(S)$ , определяемое по методике, приведенной в [3].

Полумарковский процесс, описывающий генератор команд, является эргодическим [1]. Вероятности  $\pi_{j(S)}$  пребывания в состояниях  $s_{j(S)}$  для внешнего, по отношению к генератору, наблюдателя определяются по методике, приведенной в [4], а состояния  $S_{n(g)}$  полумарковского процесса  $\mathbf{h}(t)$  являются несовместными, следовательно, вероятности могут быть получены как следующие суммы вероятностей:

$$\pi_{n(g)} = \frac{j(S) = \sum_{l(g)=1(g)}^{n(g)} J[S, l(g)]}{j(S) = \sum_{l(g)=1(g)}^{n(g)-1} J[S, l(g)]} \pi_{l(S)}. \quad (2)$$

Для внешнего наблюдателя взвешенные плотности распределения времени переключения полумарковского процесса  $\mathbf{h}(t)$  в состояния  $S_{m(g)}$ , порождающие  $m(g)$ -й поток команд, равны

$$h_{m(g)}(t) = \sum_{n(g)=1(g)}^{M(g)} \pi_{n(g)} h_{n(g), m(g)}(t). \quad (3)$$

Таким образом, окончательно полумарковский процесс генератора команд может быть представлен в следующем виде:

$$\hat{\mathbf{h}}(t) = \begin{bmatrix} 0 & \delta(t) \cdot p_{1(g)} & \dots & \delta(t) \cdot p_{m(g)} & \dots & \delta(t) \cdot p_{M(g)} \\ f_{1(g)}(t) & 0 & \dots & 0 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ f_{m(g)}(t) & 0 & \dots & 0 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ f_{M(g)}(t) & 0 & \dots & 0 & \dots & 0 \end{bmatrix}, \quad (4)$$

где  $\delta(t)$  - дельта-функция Дирака.

$$p_{m(g)} = \int_0^{\infty} h_{m(g)}(t) dt, \quad f_{m(g)}(t) = \frac{h_{m(g)}(t)}{p_{m(g)}}. \quad (5)$$

Отметим, что в полумарковском процессе (4) речь идет о стохастическом суммировании потоков. При этом, если вероятности, определяемые зависимостью (5), являются априорными вероятностями появления команды  $m(g)$ -го типа, то вероятности

$$p_{m(g), n(g)} = \int_0^{\infty} h_{m(g), n(g)}(t) dt \quad (6)$$

дают апостериорные вероятности появления команды  $n(g)$ -го типа при условии, что предыдущая команда была  $m(g)$ -го типа. Соответственно и плотность распределения времени между командами, определяемая по зависимости (5), характеризует интервал при условии, что с соответствующей вероятностью был выбран  $m(g)$ -й тип команды.

### Библиографический список

1. Аршакян А.А., Ларкин Е.В., Рудианов Н.А. Интерактивный генератор команд // Известия ТулГУ. Технические науки. Вып. 7. Ч. 2. - Тула: Изд-во ТулГУ, 2015. - С. 251 - 262.
2. Аршакян А.А., Ларкин Е.В., Рудианов Н.А. Оценка установившихся режимов функционирования групповых систем мониторинга // Известия ТулГУ. Технические науки. Вып. 3. - Тула: Изд-во ТулГУ, 2015. - С. 115 - 122.
3. Ivutin A.N., Larkin E.V., Estimation of Latency in Embedded Real-Time Systems // 3-rd Mediterranean Conference on Embedded Computing (MECO-2014). - 2014 June 15-19. - Budva, Montenegro, 2014. - Pp. 236 - 239. DOI:10.1109/MECO.2014.6862704.
4. Ivutin, A., Larkin, E., Lutskov Yu. Evaluation of Program Controlled Objects States // 4rd Mediterranean Conference on Embedded Computing (MECO) - 2015 June 14-18 2015 - Budva, Montenegro, 2015 - P.250-253. DOI: 10.1109/MECO.2015.7181915

# СЕКЦИЯ «АВТОМАТИЗАЦИЯ ПРОИЗВОДСТВЕННО-ТЕХНОЛОГИЧЕСКИХ ПРОЦЕССОВ В ПРИБОРО-И МАШИНОСТРОЕНИИ»

УДК 004.932; ГРНТИ 89.57.35

## ИССЛЕДОВАНИЕ ЭФФЕКТИВНЫХ ФОРМ НАПРЯЖЕНИЯ ПИТАНИЯ ОБМОТОК ЛИНЕЙНОГО ЦИЛИНДРИЧЕСКОГО ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЯ

А.К. Мусолин\*\*, А.М. Ларин\*\*, И.Е. Синицын\*\*, Е.С. Корочкин\*

\* Открытое акционерное общество «Тяжпрессмаши»,

Россия, Рязань, pptkpo@tkpo.ryazan.ru

\*\* Рязанский государственный радиотехнический университет,

Россия, Рязань, rgrtu@rsreu.ru

*Аннотация.* Рассматриваются теоретические вопросы выбора и разработки формы и характеристик напряжения питания обмоток линейного цилиндрического двигателя.

*Ключевые слова.* Линейный цилиндрический электродвигатель, напряжение питания, математическая модель, якорь, обмотка.

## THE STUDY OF EFFICIENT FORMS OF THE SUPPLY VOLTAGE WINDINGS OF THE CYLINDRICAL LINEAR MOTOR

A. K. Musolin\*\*, A. M. Larin\*\*, I. E. Sinitsyn\*\*, E. S. Korochkin\*

\* Open joint-stock company "Tyazhpresmash",

Russia, Ryazan, pptkpo@tkpo.ryazan.ru

\*\* Ryazan state radio engineering University,

Russia, Ryazan, rgrtu@rsreu.ru

*Abstract.* It discusses the theoretical issues of selection and development of form and characteristics of the supply voltage windings of the cylindrical linear motor.

*Keywords.* Cylindrical linear motor, the supply voltage, the mathematical model, the anchor winding.

Электрическая цепь линейного электромеханического преобразователя (ЛЭМП) определяется цепью обмоток ротора (якоря), движущихся в однородном магнитном поле. Однородность магнитного поля весьма условная, поскольку считаем, что магнитный поток, создаваемый статором, равномерно распределяется в рабочем воздушном зазоре и замыкается предположительно полностью через магнитопровод якоря и идентичные магнитопроводы двух статоров. Без учета потоков рассеяния, замыкающихся частично через магнитопровод якоря и внешние воздушные промежутки и, частично, между внутренними кольцами статоров и корпусом, полагаем, что основной магнитный поток создает в рабочем воздушном зазоре индукцию магнитного поля величиной  $B$  (Тл).

Якорь преобразователя представляет собой электромагнитную систему [1], состоящую из ряда обмоток, расположенных в пазах ферромагнитного сердечника из мягкой стали. Все обмотки соединены последовательно и разделяются с помощью щеток на две параллельные ветви подобно якорю электрической машины постоянного тока

Рассмотрим электромеханические процессы в ЛЭМП.

До начала движения якоря ( $0 \leq t \leq t_{тр}$ ) при подаче напряжения  $U$  на якорные обмотки процесс нарастания тока  $I$  описывается линейными дифференциальными уравнениями первого порядка вида [2]:

$$L \frac{dI}{dt} + IR = U(t), \quad (1)$$

где:

$L$  – общая индуктивность обмоток, Гн;

$R$  – активное сопротивление обмоток, Ом;

$U(t) = U_0$ , если  $0 \leq t \leq t_{тр}$   $x(t) = 0$ ;

$t_{тр}$  – время трогания якоря, то есть время, за которое ток в обмотках якоря достигает тока трогания;

$x(t)$  – перемещение якоря.



После начала движения якоря в магнитном поле статора и до достижения верхней точки ( $t_{тр} \leq t \leq t_{движ.}$ ) в обмотках якоря наводится противоЭДС ( $e$ ), определяемая скоростью движения якоря и параметрами магнитного поля статора:

$$e = B \cdot l \cdot \frac{dx}{dt}, \quad (2)$$

где:

$B$  – индукция магнитного поля статора, Тл;

$l$  – длина витков всех обмоток, м.

В этом случае электромеханические процессы, протекающие в преобразователе, описываются системой дифференциальных уравнений вида:

$$\begin{cases} IR + L \frac{dI}{dt} + Bl \frac{dx}{dt} = U(t) \\ m \frac{d^2x}{dt^2} + mg = BIl \end{cases}, \quad (3)$$

где:

$m$  – масса якоря, кг;

$g$  – ускорение свободного падения,  $\frac{m}{c^2}$ .

При достижении верхней точки якорем ( $t=t_{движ.}$ ,  $x=x_{макс.}$ ,  $\frac{dx}{dt}=0$ ,  $U(t)=0$ ) напряжение снимается с якорной обмотки, однако ток якоря в силу присущей индуктивности продолжает протекать в том же направлении согласно уравнению:

$$\begin{cases} L \frac{dI}{dt} + IR = 0 \\ m \frac{d^2x}{dt^2} + mg = BIl \end{cases}. \quad (4)$$

Якорь некоторое время находится в верхней мертвой точке до момента равенства тока якорной обмотки току удержания  $I=I_{удерж.}$ , при котором действующее на якорь усилие сравнится с массой якоря, согласно выражению  $mg = B \cdot l \cdot I_{удерж.}$

Дальнейшее состояние механической системы преобразователя определяется требованиями технологического процесса и может развиваться двумя путями [3, 4, 5].

В первом случае якорь возвращается в исходное состояние (в нижнюю мертвую точку) под действием собственной силы тяжести. Внешнее напряжение к якорной обмотке в этом случае не прикладывается  $U(t)=0$ . В результате электромеханические процессы в ЛЭМП описываются системой:

$$\begin{cases} IR + L \frac{dI}{dt} + Bl \frac{dx}{dt} = 0 \\ m \frac{d^2x}{dt^2} + mg = BIl \end{cases}. \quad (5)$$

Во втором случае к обмотке якоря прикладывается напряжение противоположной полярности, и якорь движется под действием двух сил: силы тяжести и силы Ампера, ориентированных в одном направлении. Система уравнений (5) в этом случае имеет вид:

$$\begin{cases} IR + L \frac{dI}{dt} + Bl \frac{dx}{dt} = -U(t) \\ m \frac{d^2x}{dt^2} + mg = BIl \end{cases}. \quad (6)$$

Исследование математической модели ЛЭМП сводится к анализу влияния исходных данных, например частоты и параметров подаваемого напряжения, массы якоря и других, на решение систем дифференциальных уравнений, а именно на ток в обмотке якоря, на скорость движения якоря в различные моменты времени и, как следствие, энергию удара. Поскольку предложенный анализ предполагает целый ряд просчетов систем дифференциальных уравнений второго порядка, то в целях автоматизации для решения задач компьютерного моделирования используем программное средство Маткад.

В целях приведения математической модели к виду, соответствующему работе программы Маткад-14, а также непрерывности описания всего электромеханического процесса работы ЛЭМП, сводная система уравнений, описывающих работу ЛЭМП на протяжении всего цикла, имеет вид:

$$\left\{ \begin{array}{l} q = \frac{dx}{dt} \\ \frac{dV}{dt} = 0, \text{ если } I < \frac{9.8m}{Bl} \\ \frac{dV}{dt} = \frac{Bl}{m} \cdot I - 9.8 \\ \frac{dV}{dt} = \frac{Bl}{m} \cdot I - 9.8 - A_{\text{демпф.}} \text{ если } x \geq x_{\text{max}} \text{ и } \frac{dx}{dt} > 0 \\ \frac{dV}{dt} = \frac{Bl}{m} \cdot I - 9.8, \text{ если } \frac{dx}{dt} < 0 \\ \frac{dV}{dt} = \frac{Bl}{m} \cdot I - 9.8 - A_{\text{удара}} \text{ если } x \leq 0 \text{ и } \frac{dx}{dt} < 0 \\ \frac{dI}{dt} = \frac{U(t)}{L} - \frac{B \cdot l}{L} \cdot V - \frac{R}{L} \cdot I, \end{array} \right. \quad (7)$$

где:

$A_{\text{демпф.}}$  - ускорение, полученное якорем при ударе о демпфер,  $\frac{M}{c^2}$ ;

$A_{\text{удара}}$  - ускорение, полученное якорем при ударе о заготовку,  $\frac{M}{c^2}$ ;

$x_{\text{max}}$  - верхняя точка движения якоря, м.

Для работы математической модели в пакете Маткад внесены значения следующих констант и переменных:

- частота работы электромеханического преобразователя  $w:=1$  (Гц);
- временные отрезки подачи напряжения типа «ступенька»  $t1:=0.1 \cdot T$ ,  $t2:=0.3 \cdot T$ ,  $t3:=0.31 \cdot T$ ,  $t4:=0.4 \cdot T$  (с);
- длина всех витков, участвующих в создании силы Ампера  $l:=1568$  (м);
- индукция магнитного поля  $B:=0.1$  (Тл);
- активное сопротивление обмотки якоря  $R:=13$  (Ом);
- индуктивность обмотки якоря  $L:=0.3$  (Гн);
- масса якоря  $m:=120$  (кг);
- подаваемое напряжение  $U(t)$  (В);
- количество интервалов дискретизации, используемое при интерполяции функции решения  $P:=10000$ ;
- максимальная высота подъема якоря  $X_{\text{max}}:=0.4$  (м);
- энергия удара якоря определяется согласно функции  $E = \frac{m \cdot v^2}{2}$ .

Используя математическую модель (7) и значений параметров системы, проведено исследование влияния графика подачи напряжения  $U(t)$  и его параметров на значение тока и координаты положения якоря, а также на значение энергии  $E$  удара якоря.

На рис. 1 показан график подачи напряжения формы «ступенька». При этом для осуществления прямого хода к обмотке якоря подключается прямое напряжение фиксированной величины, при достижении якорем верхней точки оно отключается, и подается обратное напряжение также фиксированной величины, которое отключается после достижения якорем нижней точки. После этого цикл повторяется.

Напряжение  $U_1(t)$  в данном случае имеет следующие параметры:

$$U_1(t) := \begin{cases} 0 & \text{if } 0 \leq t < t_1 \\ 220 & \text{if } t_1 \leq t < t_2 \\ 0 & \text{if } t_2 \leq t < t_3 \\ -220 & \text{if } t_3 \leq t < t_4 \\ 0 & \text{if } t_4 \leq t. \end{cases} \quad (8)$$

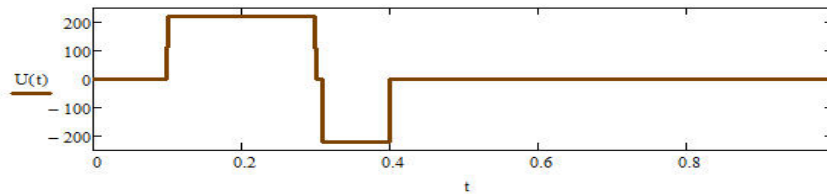


Рис. 1. График подачи напряжения  $U_1(t)$  формы «ступенька»

При этом график изменения тока и координаты положения якоря, согласно расчетам, полученным в пакете Маткад, будет выглядеть следующим образом (рис. 2):

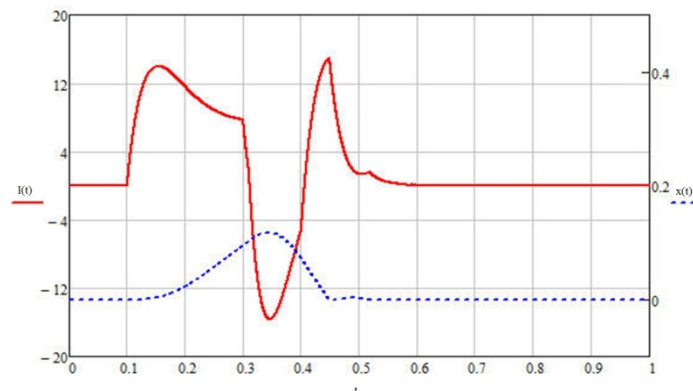


Рис. 2. График изменения тока и координаты положения якоря при напряжении  $U_1(t)$  формы «ступенька»

На рис. 2 сплошной линией отображается изменение тока якоря, а пунктирной линией отображается координата положения якоря.

Энергия удара в данном случае равна 146,261 Дж.

Как видно из графика (рис. 2), якорь не успевает подняться до верхней точки. Для того, чтобы это исправить, стоит либо увеличить уровень напряжения, либо увеличить ширину первой «ступеньки» напряжения, либо оба приема одновременно.

Рассмотрим вариант изменения ширины «ступеньки» напряжения. Зададим следующие характеристики напряжения  $t_1:=0.05 \cdot T$ ,  $t_2:=0.65 \cdot T$ ,  $t_3:=0.66 \cdot T$ ,  $t_4:=0.92 \cdot T$  (с). При этом график напряжения будет выглядеть следующим образом (рис. 3):

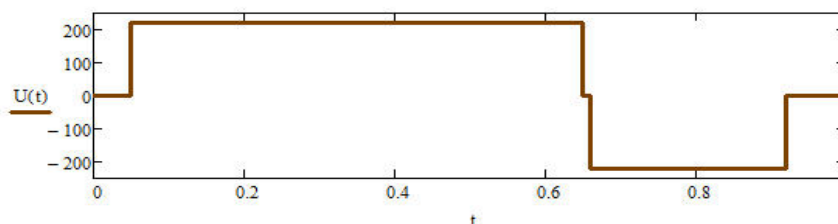


Рис. 3. График подачи напряжения  $U_2(t)$  формы «ступенька» с измененной длительностью

При этом график изменения тока и координаты положения якоря будет выглядеть следующим образом (рис. 4):

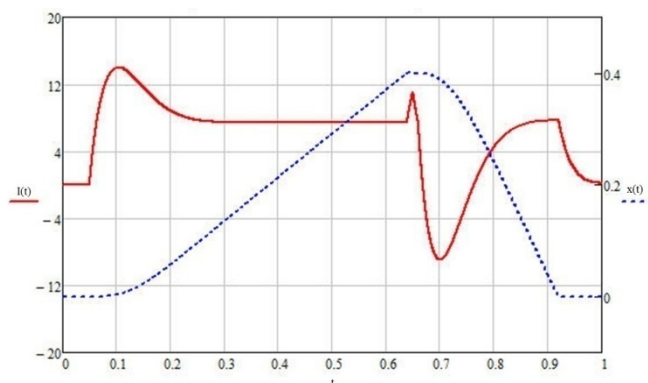


Рис. 4. График изменения тока и координаты положения якоря при напряжении  $U_2(t)$  формы «ступенька» с измененной длительностью

Энергия удара в данном случае равна 250,484 Дж.

В данном случае якорь успевает полностью подняться и опуститься. Общее время цикла - одна секунда, то есть максимальная частота работы электромеханического преобразователя, достигаемая в данном случае 1 Гц. При этом время подъема  $\approx 0,53$ с, время опускания  $\approx 0,28$ с.

Рассмотрим вариант изменения уровня напряжения при ширине «ступенек»  $t_1:=0.1 \cdot T$ ,  $t_2:=0.3 \cdot T$ ,  $t_3=0.31 \cdot T$ ,  $t_4:=0.4 \cdot T$  (с). Напряжение  $U_3(t)$  имеет параметры:

$$U_3(t) := \begin{cases} 0 & \text{if } 0 \leq t < t_1 \\ 500 & \text{if } t_1 \leq t < t_2 \\ 0 & \text{if } t_2 \leq t < t_3 \\ -1200 & \text{if } t_3 \leq t < t_4 \\ 0 & \text{if } t_4 \leq t. \end{cases} \quad (9)$$

При этом график подачи напряжения будет выглядеть следующим образом (рис. 5):

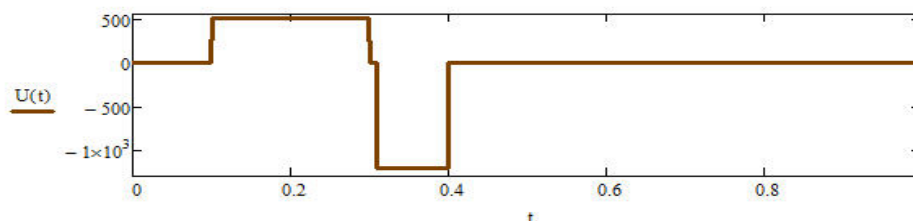


Рис. 5. График подачи напряжения  $U_3(t)$  формы «ступенька» с измененной длительностью и амплитудой

График изменения тока и координаты положения якоря будет выглядеть следующим образом (рис. 6):

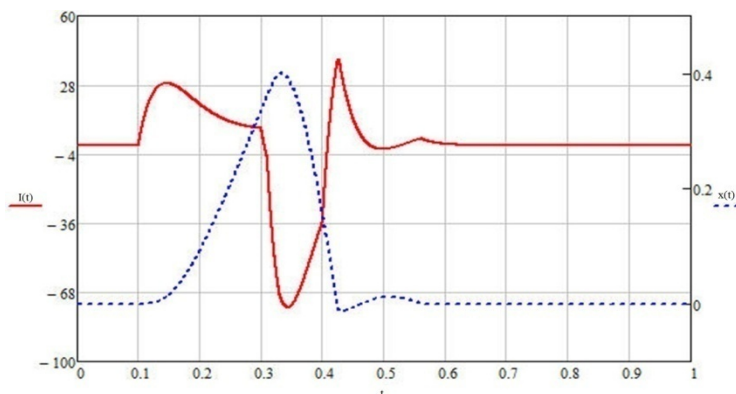


Рис. 6. График тока и координаты положения якоря при напряжении  $U_3(t)$  формы «ступенька» с измененной длительностью и амплитудой

Энергия удара равна 2615 Дж.

В данном случае якорь успевает полностью подняться и опуститься. Общее время цикла около половины секунды, то есть максимальная частота работы ЛЭМП, достигаемая в

данном случае 2 Гц. При этом время подъема  $\approx 0,18$ с, время опускания  $\approx 0,1$ с. Кроме того, в данном случае наблюдается отскок якоря от заготовки в нижней точке.

На обмотку якоря можно подать трехфазное напряжение синусоидальной формы. При этом для осуществления прямого хода якоря используется напряжение положительной полуволны, а для осуществления обратного хода якоря - напряжение отрицательной полуволны.

Напряжение  $U_4(t)$  определяется по формуле:

$$U_4(t) := 380 \cdot \sin(6.28 \cdot t). \quad (10)$$

График подачи напряжения  $U_4(t)$  имеет вид (рис. 7):

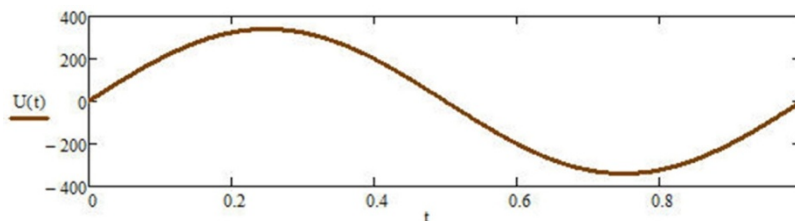


Рис. 7. График подачи напряжения  $U_4(t)$  синусоидальной формы

График изменения тока и координаты положения якоря имеет вид (рис. 8):

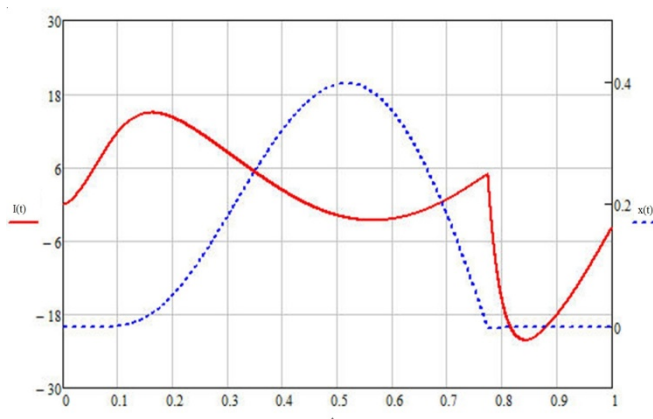


Рис. 8. График изменения тока и координаты положения якоря при напряжении  $U_4(t)$  синусоидальной формы

Энергия удара равна 428,507 Дж.

В данном случае якорь успевает полностью подняться и опуститься. Общее время цикла  $\approx 1$  секунда, то есть максимальная частота работы ЛЭМП, достигаемая в данном случае  $\approx 1$  Гц. При этом время подъема  $\approx 0,35$  с, время опускания  $\approx 0,27$  с.

Рассмотрим случай подачи на ЛЭМП напряжения сложной синусоидальной формы. Напряжение повышенного уровня  $U_5(t)$  определяется следующими параметрами:

$$U_5(t) := \begin{cases} 600 \cdot \sin(12.56 \cdot t) & \text{if } t_1 \leq t < t_2 \\ 0 & \text{if } t < t_1 \cup t \geq t_3 \\ 1100 \cdot \sin(18.84 \cdot t - 1.6) & \text{if } t_2 \leq t < t_3, \end{cases} \quad (11)$$

где:

$$t_1=0, t_2=0.255 \cdot T, t_3=0.42 \cdot T \text{ (с)}.$$

График подачи напряжения  $U_5(t)$  выглядит следующим образом (рис. 9):

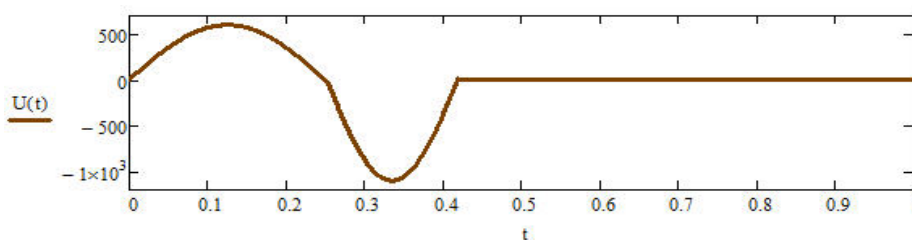


Рис. 9. График подачи напряжения  $U_5(t)$  сложной синусоидальной формы

График изменения тока и координаты будет выглядеть следующим образом (рис. 10):

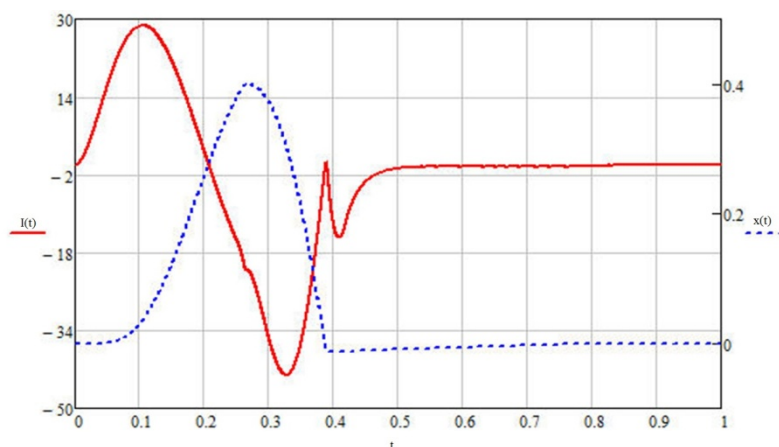


Рис. 10. График изменения тока и координаты положения якоря при напряжении  $U_5(t)$  синусоидальной формы

Энергия удара в данном случае равна 2295 Дж.

В данном случае якорь успевает полностью подняться и опуститься. Общее время цикла 0.4 секунды, то есть максимальная частота работы ЛЭМП – 2.5 Гц. При этом время подъема  $\approx 0,19$  с, время опускания  $\approx 0,11$  с.

Разработанная математическая модель для линейного электромеханического преобразователя позволяет исследовать при помощи программного продукта Маткад-14 изменения тока якоря и определить координаты положения якоря при подаче напряжения различной формы с соответствующими временными и энергетическими параметрами, а также определить энергию удара якоря.

#### Библиографический список

1. Патент №2454777 РФ на изобретение, МПК H02K41/035. Электромеханический преобразователь для машин ударного действия / Володин А.М., Мусолин А.К., Корочкин Е.С., Сеницын И.Е.
2. Брускин Д.Э. Электрические машины и микромашины. М: Высшая школа, 1981. 482 с.
3. Патент №2454778 РФ на изобретение, МПК H02K41/035. Линейный цилиндрический электромагнитный двигатель / Володин А.М., Мусолин А.К., Корочкин Е.С., Сеницын И.Е.
4. Патент №106056 РФ на полезную модель, МПК H02K33/00. Линейный цилиндрический электромагнитный двигатель / Володин А.М., Мусолин А.К., Корочкин Е.С., Сеницын И.Е.
5. Патент №2483418 РФ на изобретение, МПК H02K41/035. Линейный цилиндрический двигатель / Володин А.М., Мусолин А.К., Корочкин Е.С., Сеницын И.Е.

УДК 621.394.61:658.27, ГРНТИ 55.29.01

## СТРУКТУРНАЯ КОМПОНОВКА РОБОТИЗИРОВАННОГО УЧАСТКА НА БАЗЕ ПЛОСКОШЛИФОВАЛЬНОГО СТАНКА

И.А. Авцинов, Е.Г. Сапрыкин

*ФГБОУ ВО "Воронежский государственный университет инженерных технологий",  
Россия, г. Воронеж, проспект Революции, д. 19, post@vsuet.ru*

*Аннотация.* Рассмотрены вопросы модернизации устаревшей модели плоскошлифовального станка и создание на его основе компоновочной схемы роботизированного участка операции шлифования плоских деталей.

*Ключевые слова.* Роботизированный участок, модернизация, плоскошлифовальный станок, деталь.

## THE STRUCTURAL DESIGN OF ROBOTIC LAND BASED SURFACE GRINDING MACHINES

I.A. Avtsinov, E.G. Saprykin

*Voronezh State University of Engineering Technologies",  
Russia, Voronezh, Revolution Avenue, d. 19*

*Annotation.* The questions of modernization of outdated models of surface grinding machines and the creation on its base layout scheme robotic operation grinding plane parts

*Keywords.* Robotic station, modernization, surface grinding machine, detail.

Современное машиностроение развивается в условиях жесткой конкуренции, и развитие его идет в направлениях: существенное повышение качества продукции; сокращение времени обработки на новых станках за счет технических усовершенствований; повышение интеллектуальной оснащённости машиностроительной отрасли. Каждые 10 лет развития науки и техники характеризуются усложнением технических объектов в 2—3 раза. Учитывая, что период освоения новых технологических процессов в промышленности составляет значительный период (5 и более лет) и эффективность процессов обработки растёт так же медленно, главным резервом повышения экономических показателей машиностроительного производства остаётся повышение степени непрерывности рабочего процесса, в первую очередь, за счёт сокращения твсп. и тп.-з. времени. Эта задача в машиностроении решается главным образом путём автоматизации производственного процесса и совершенствованием управления производственным процессом.

Современная стратегия развития машиностроительного производства в мире предлагает создание принципиально новых материалов, существенное повышение уровня автоматизации производственного процесса и управления с целью обеспечения выпуска продукции требуемого качества в заданный срок при минимальных затратах.

Для достижений целей социально-экономического развития производственных систем необходим комплекс мероприятий в каждом из направлений: совершенствование принципов организации и методов планирования производства; внедрение новых и совершенствование существующих технологических процессов; повышение уровня автоматизации проектирования и изготовления.

При этом необходимо продвижение по всем указанным стратегическим направлениям, так как ни одно из них само по себе не является достаточным.

Развитие хозяйства во многом определяется техническим прогрессом в машиностроении. Разработка и внедрение в производство новейших конструкций машин, механизмов и приспособлений, соответствующих современному уровню развития науки и техники, возможны при наличии высокопроизводительного станочного оборудования.

В современных экономических условиях модернизация и расширение технологических возможностей станков приобретают особую актуальность, так как большинство предприятий не в состоянии приобретать новое оборудование. Поэтому необходим новый подход, соответствующий современным условиям, способный обеспечить повышение производительности труда при небольших инвестициях и постоянно сменяющейся номенклатуре выпускаемых изделий.

Этим условиям отвечает концепция малой автоматизации и механизации за счёт совершенствования технологического оснащения и, прежде всего, технологической оснастки.

Авторами предлагается модернизация устаревшего плоскошлифовального станка 3Е711В (рис.1), которая заключается в изменении схемы шлифования, от шлифования периферией круга перешли на торцевое шлифование и модернизацию привода подач (рис. 2).

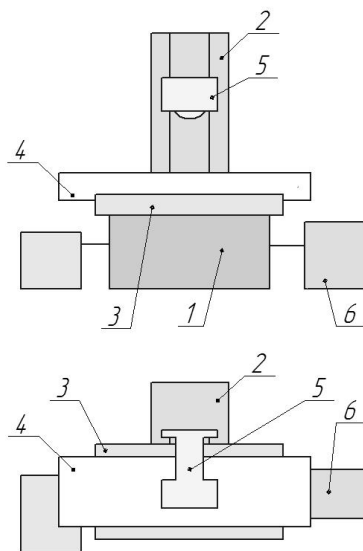


Рис. 1. Плоскошлифовальный станок 3E711В:

1- станина, 2 - колонна, 3 - суппорт, 4 - стол, 5 - головка шлифовальная, 6 - пульт управления

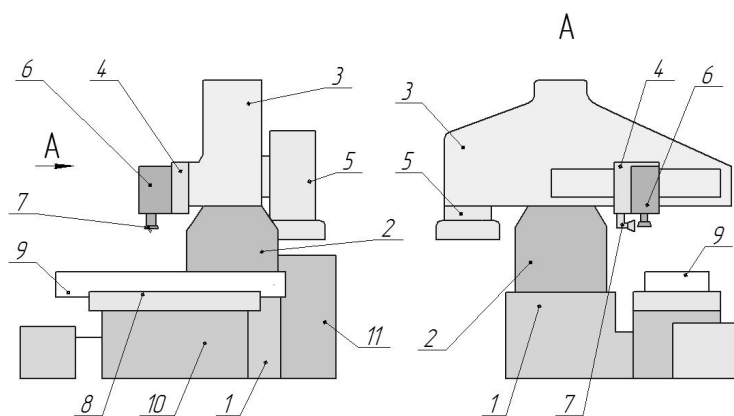


Рис. 2. Модернизированный плоскошлифовальный станок 3E711В:

1-гумба, 2 - колонна, 3 - траверса, 4 - суппорт1, 5 - большая шлифовальная бабка, 6 - малая шлифовальная бабка, 6 - малая шлифовальная бабка, 7 - шлифовальная головка, 8 - суппорт 2, 9 – стол, 10 - станина, 11 – шкаф управления

Повышение эффективности производства обеспечивает автоматизация. Автоматизация производства неизменно связана с созданием различных систем управления, которые выполняют функции контроля и регулирования производственных процессов, заменяя человека.

Главное направление автоматизации мелко- и среднесерийного производства — развитие и применение промышленных роботов (ПР).

На рис. 3 показан роботизированный участок модернизированного плоскошлифовального станка. Заготовка подается на манипулятор по транспортеру. Манипулятор устанавливает заготовку на стол станка. Все операции станок делает по заданным условиям СУ ПР. По окончании обработки детали манипулятор перемещает обработанную заготовку на транспортер 2 готовых деталей.



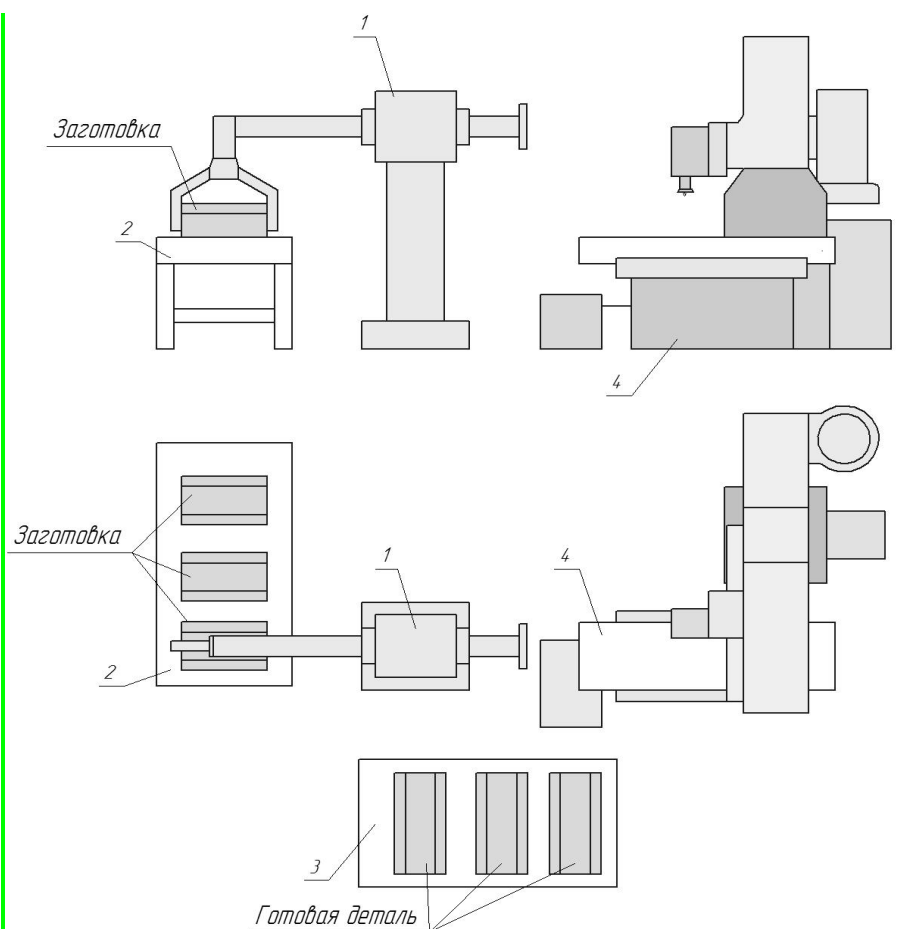


Рис. 3. Роботизированный участок модернизированного плоскошлифовального станка 3E711B  
1- манипулятор; 2, 3 - транспортер; 4 - станок

Таким образом, внедрение роботизированного участка на базе модернизированного плоскошлифовального станка 3E711B позволяет исключить из изготовления детали оператора, что ведёт к улучшению условий труда, увеличению выпуска продукции и повышению её качества, так как исключается влияние человеческого фактора на операцию шлифования.

УДК 62-05; ГРНТИ 50.49

## УПРАВЛЕНИЕ МЕХАТРОННЫМИ СИСТЕМАМИ ПРИ ПОМОЩИ ЭЛЕКТРОМИОСИГНАЛОВ ОПЕРАТОРА

**Е.И. Росляков**

*Рязанский государственный радиотехнический университет,  
Россия, Рязань.*

*Аннотация.* Описана система управления мехатронным устройством с помощью биоэлектрических сигналов, снимаемых с поверхности кожи оператора. Приведены принципы анализа полученной информации и передачи управляющих воздействий на орган управления.

*Ключевые слова.* Электромиосигналы, разность потенциалов, электроды, скелетные мышцы, преобразования, мехатронная система.

В 21 веке исследования и разработки в области робототехники и коммуникаций шагнули далеко вперёд. Прогресс коснулся и подвижных роботов с манипуляторами, нашедших своё применение во всех областях, доступных автоматизации. В медицине, к примеру, в совершенно новых направлениях вроде микрохирургии и биомеханического протезирования; на любых этапах производственного процесса; в различных областях промышленности, например горнодобывающей; в науке и технике (управление транспортом, пользовательскими интерфейсами) и других областях [1]. Сочетание интеллекта отдельного человека-оператора и многофункциональности управляемого автономного робота позволило расширить возможности работы в удалённой, вредной и даже опасной для здоровья человека среде. Однако для

надёжного и стабильного взаимодействия оператора с мехатронной системой (роботом) требуется соответствующий метод управления, удовлетворяющий необходимым параметрам достоверности и скорости передачи сигналов управления на устройства.

Цель данной работы – разработка системы управления мехатронным устройством при помощи биоэлектрических сигналов оператора.

Согласно результатам множества исследований наиболее перспективным и многообещающим является метод, основанный на регистрации и анализе электромиосигналов (ЭМГ сигналов) [3, 5, 8]. Данные сигналы представляют собой биопотенциалы, возникающие в скелетных мышцах человека в результате их активности (сокращения). Участок мышечной клетки характеризуется двумя электрическими свойствами: потенциалом покоя и потенциалом действия. Потенциал покоя характеризует спокойное (несокращённое) состояние клетки, когда наружная сторона мембраны заряжена положительно, а внутренняя – отрицательно. Потенциал действия – это кратковременное изменение потенциалов обеих сторон при клеточном сокращении. Таким образом, электромиосигнал можно определить как разность между потенциалом действия и потенциалом покоя двигательной единицы [7].

Стабильное манипулирование рассматриваемой мехатронной системой осуществляется в три этапа (рис. 1):

- 1) сбор ЭМГ данных,
- 2) анализ информации,
- 3) передача сигналов на управление.

Так как мехатронная система (рука, манипулятор) представляет собой динамическое устройство с приводами, обеспечивающими перемещение рабочих органов, то каждому двигателю должна соответствовать минимум одна пара электродов на одном участке кожи. Это позволит совместить в реальном времени движения оператора и рабочей машины с практически отсутствующей задержкой. Поступаемые на контроллер непрерывные сигналы отражают изменения поверхностной ЭМГ человека-оператора. Элементарный участок спектра сигнала интерпретируется на этапе анализа, чтобы контроллер мог обеспечить мгновенную оценку конечной точки положения органа рабочего объекта в пространстве и подать соответствующий управляющий сигнал (напряжение) на нужный привод [1, 2, 5].

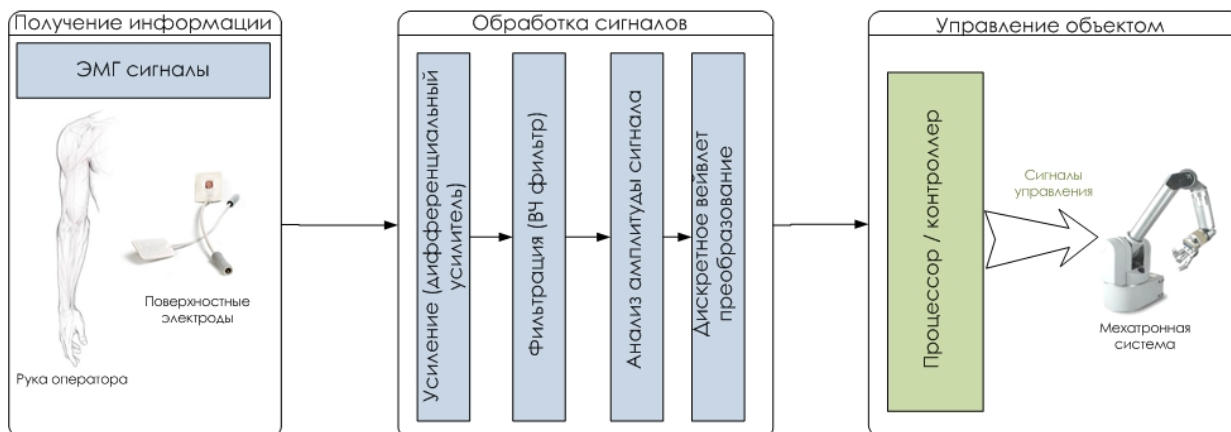


Рис. 1. Общая схема системы управления мехатронным устройством при помощи ЭМГ сигналов

Наиболее универсальным и простым с точки зрения реализации является метод поверхностной электромиографии, использующий плоские электроды [1, 8]. Эти датчики парно или в виде массива из множества электродов закрепляются на поверхности кожи, находящейся над рассматриваемым участком мышечной ткани. Поверхность кожи в этом случае представляет собой двумерное электрическое поле, сгенерированное потенциалами действия мышечных единиц. Плоские электроды не способны уловить потенциалы отдельных волокон, поэтому результирующий потенциал, снимаемый датчиком, представляет собой суперпозицию потенциалов всех волокон, воздействующих на данную точку крепления электрода

[1]. Данный способ электромиографии является наиболее удобным и универсальным, хотя и имеет ряд недостатков, связанных с точностью снятия биоэлектрических сигналов:

- поверхностные электроды способны производить ограниченную оценку мышечной активности из-за низких амплитуд мышечных потенциалов;

- электроды способны фиксировать активность лишь ограниченного числа поверхностных (неглубоких) мышц;

- возможность регистрации потенциалов зависит от глубины подкожных тканей в месте крепления электрода, которая может сильно различаться в зависимости от конституции и веса человека.

В общем случае временно-частотные и количественные характеристики ЭМГ сигналов зависят от следующих факторов: времени и интенсивности мышечного сокращения; расстояния от электрода до активной мышечной зоны; свойств кожи и подкожного слоя; спецификаций электродов и усилителей сигнала; качества контакта между электродом и кожей. Так как значения электромиосигналов крайне малы (от нескольких мкВ до десятых долей мВ), они могут быть не распознаны в процессоре (микроконтроллере). Для последующего анализа и наглядного отображения ЭМГ сигнала необходимо применение усилителей, а в отдельных случаях – целого каскада усилителей. Для усиления совсем малого по амплитуде сигнала, как правило, используют дифференциальный усилитель в первом каскаде, а затем подают усиленный сигнал на основной усилитель. При этом регистрируемая информация, помимо полезной части, содержит вредные для точной работы мехатронного устройства артефакты и шумы. Данные артефакты отфильтровываются на этапе анализа ЭМГ сигналов, но также могут быть сведены к минимуму при первичной обработке на этапе измерений, например при использовании поверхностного электрода с дифференциальным усилителем в едином модуле. Точности измерений и представления ЭМГ сигналов на данном этапе зависят от выбора электродов, грамотной схемы усиления и аналого-цифрового преобразования [5, 6, 8].

Зарегистрированный электродом и прошедший сквозь схему усиления и аналого-цифрового преобразования ЭМГ сигнал ещё далёк от подачи на управление рабочим органом, так как нуждается в выделении полезной части сигнала определённой амплитудой и частотой и избавлении от шума. Для этого применяются высокочастотные фильтры, отсеивающие шумовые составляющие сигнала [8]. Помимо этого, могут быть использованы адаптивные фильтры, чей метод фильтрации основан на корреляции необработанного ЭМГ сигнала с некоторым опорным сигналом и вычитании шумов [6].

Отфильтрованный сигнал необходимо проанализировать, чтобы выделить окончательный полезный сигнал. Наиболее действенной и распространённой является оценка амплитуды сигнала. В общем случае ЭМГ сигнал представляет собой хаотический процесс. Амплитуда регистрируемого потенциала в любой момент времени является случайной и может принимать как положительные, так и отрицательные значения, и эти колебания могут происходить очень быстро. Подобные колебания могут быть удалены путём усреднения значений случайных величин подобно сглаживанию аналогового сигнала. Но так как сигнал колеблется между положительными и отрицательными значениями, перед выделением средних величин необходимо выпрямление ЭМГ сигнала. Как правило, предпочтительно двухполупериодное выпрямление, так как при таком методе сохраняется вся энергия сигнала. Это классический подход к выпрямлению, в настоящее же время используется цифровая обработка сигналов [6].

Аппаратно отфильтрованный и выпрямленный сигнал может не соответствовать входным требованиям контроллера объекта управления и нуждается в обработке. Существует множество методов анализа ЭМГ сигналов, таких как: метод средних квадратов, временно-частотный подход, статистика высшего порядка и прочих [3]. Одним из наиболее зарекомендовавших себя за последнее десятилетие методов стал метод вейвлет – преобразований (Wavelet transform method) - эффективный инструмент для извлечения полезной информации

из сигнала ЭМГ [4]. Вейвлет в названии метода означает математическую функцию, позволяющую анализировать различные частотные компоненты данных [3, 4].

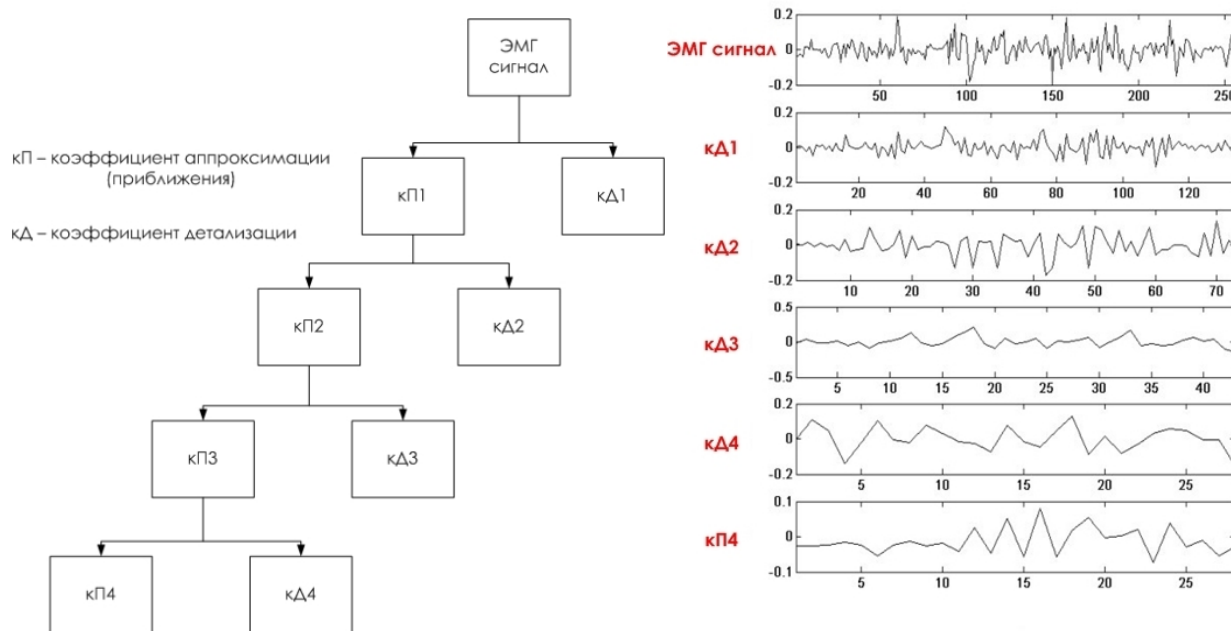


Рис. 2. Схема разложения ЭМГ сигнала при дискретном вейвлет – преобразовании

Анализируемый спектр снимаемых ЭМГ сигналов условно можно представить в виде суммы разномасштабных и сдвинутых по времени версий некоторого прототипа спектра (рис. 2). При дискретном вейвлет – преобразовании (ДВП) анализируемый спектр преобразуется в иерархический ряд коэффициентов различных масштабов, представляющих собой базисные вейвлет-функции [3, 4]. Под этими функциями (коэффициентами) понимаются сочетания версий того самого прототипа разных уровней детализации, т.е. упрощённые эквиваленты анализируемого спектра. Основная цель данного метода анализа: достичь необходимого уровня детализации. Происходит это следующим образом. ДВП непрерывно фильтрует поступившие ЭМГ сигналы от артефактов и шумов, разделяя частотную область сигнала на две составляющие: приближённую и подробную. Другими словами, он постепенно «отсеивает» те самые варианты прототипа из спектра сигнала. Далее приближённый сигнал вновь разделяется на две составляющих, приближённую и детальную, таким образом, масштаб увеличивается. Этот процесс разложения ряда аппроксимаций исходного ЭМГ сигнала на различных уровнях детализации (масштабах) осуществляется многократно до окончательной аппроксимации сигнала, которая и будет соответствовать требуемой детализации [3, 5]. В различных литературных источниках указано, что наилучшая производительность анализа сигнала достигается при четырёхкратном разложении [4]. Найденный упрощённый спектр соответствует управляющему сигналу для мехатронной системы.

За счёт высокой точности и скорости съёма, реагирования и отклика на ЭМГ сигналы, продемонстрированных во множестве произведённых опытов и исследований, данный метод управления и коммуникаций получил широкое распространение в различных областях: медицине, робототехнике, электронике, машиностроении. Сочетая в себе высокую точность распознавания сигнала, надёжность и быстроту его обработки и передачи на управляющие органы, электромиография стала перспективным и многообещающим направлением автоматизации и медицинского диагностирования.

### Библиографический список

1. An EMG Enhanced Impedance and Force Control Framework for Telerobot Operation in Space, Ning Wang, Chenguang Yang, Michael R. Lyu, Zhijun Li, 2014.
2. Воротников С. А., Струнин В. С., Выборнов Н. А. Биометрическая система управления протезом руки. М.: МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2013.

3. Different techniques for EMG signal processing, J. Pauk, Bialystok Technical University, Article in Journal of Vibroengineering, 2008.
4. Application of Wavelet Analysis in EMG Feature Extraction for Pattern Classification, A. Phinyomark, C. Limsakul, P. Phukpattaranont, Article in Measurement Science Review, 2011.
5. Surface Electromyography Signal Processing and Classification Techniques, Rubana H. Chowdhury, Mamun B. I. Reaz, Mohd Alauddin Bin Mohd Ali, Ashrif A. A. Bakar, Kalaivani Chellappan and Tae G. Chang, Universiti Kebangsaan Malaysia, Chung Ang University, 2013.
6. Surface Electromyography Signal Processing and Application: A Review, A. N. Norali, M.H. Mat Som, School of Mechatronics Engineering, Universiti Malaysia Perlis, 2009.
7. Techniques of EMG signal analysis: detection, processing, classification and applications, M. B. I. Reaz, M. S. Hussain and F. Mohd-Yasin, Faculty of Engineering, Multimedia University, 2006.
8. Surface electromyography: Why, when and how to use it, M.A. Cavalcanti Garcia, T. M. M. Vieira, Universidade Federal do Rio de Janeiro, Politecnico di Torino, 2011.

УДК 004.422; ГРНТИ 81.13.05

## **РЕАЛИЗАЦИЯ АВТОМАТИЗИРОВАННОЙ СИСТЕМЫ ДОКУМЕНТАЦИОННОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ ДЕЯТЕЛЬНОСТИ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОГО ПРОИЗВОДСТВА**

**З.Ш. Путуридзе\*, Е.С. Сергеева\*\***

*\* базовая кафедра МИРЭА № 39 АСОУ при ФГУП «НИИ «Восход»,  
Россия, Москва, z.puturidze@voskhod.ru*

*\*\* базовая кафедра МИРЭА № 39 АСОУ при ФГУП «НИИ «Восход»*

*Аннотация.* Рассмотрена реализация автоматизированной системы документационного обеспечения деятельности экспериментального производства. Приведены особые требования к автоматизированной системе. Перечислены полученные результаты.

*Ключевые слова.* Технология производства автоматизированных систем, экспериментальное производство, автоматизированная система документационного обеспечения деятельности.

## **IMPLEMENTATION OF THE AUTOMATED SYSTEM OF DOCUMENTARY MAINTENANCE OF ACTIVITY OF THE EXPERIMENTAL PRODUCTION**

**Z. Sh. Puturidze\*, E. S. Sergeeva\*\***

*\* basic chair MIREA № 39 ASOM at FSUE "research Institute "Voskhod"  
Russia, Moscow, z.puturidze@voskhod.ru*

*\*\* basic chair MIREA № 39 ASOM at FSUE "research Institute "Voskhod", master*

*Abstract:* the implementation of the automated system of documentary maintenance of activity of pilot production. Given specific requirements to the automated system. The results are listed.

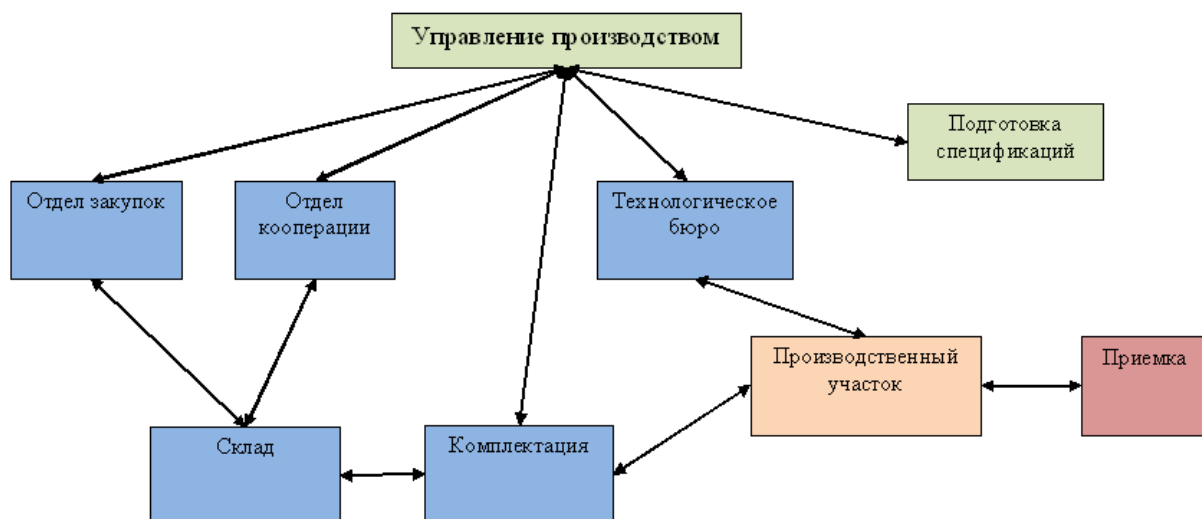
*Keywords.* Production Technology of automated systems, experimental production, the automated system of documentary maintenance of activity.

Исходя из специфики работы экспериментального производства, нужно отметить большое количество корректировок разного характера в процессе создания изделия. Корректировки могут касаться:

- исходной конструкторской документации;
- конструкторской документации, которая уже задействована в процессе производства;
- состава спецификации из-за внешних факторов;
- технологических процессов;
- необходимых дополнительных переделок после отработки определенных извещений на корректировку;
- изменения сроков и т.д.

Все корректировки изначально имеют определенное задокументированное обоснование. Все выполняемые работы также подлежат строгому документированию согласно требованиям ГОСТ. Проведение корректировки оперативно отображается в множестве документов, обеспечивающих процесс производства экспериментального изделия.

Структурная схема экспериментального производства приведена на рисунке.



Исходя из структуры экспериментального производства, можно сформулировать задачи, решения которых необходимо автоматизировать. Приведем их частичный перечень:

- задача планирования;
- задача подготовки рабочих спецификаций для экспериментального производства;
- задача отработки заказа;
- задача отработки заказа-наряда;
- задача ведения закупок;
- задача производства элементов по кооперации;
- задача подготовки технологических паспортов, технологических процессов;
- задача ведения множества разнovidных складов;
- задача комплектации элементов для проведения сборки;
- задача организации и проведения приемки изделия.

Рассматривая документ как базовый инструмент управления [1], можно заключить, что система документационного обеспечения деятельности (СДОД) однозначно отображает состояние экспериментального производства [1]. Документы в содержательной части отображают данные оперативного, фактического состояния экспериментального производства. Маршруты исполнения документов соответствуют алгоритмам (регламентам) решения выше-перечисленных задач и содержат все команды для исполнителей.

Автоматизируя СДОД, можно получить автоматизированную систему документационного обеспечения деятельности (АСДОД) экспериментального производства.

К АСДОД экспериментального производства предъявляются специфические требования. Отметим некоторые из них:

- комплексность реализации АСДОД;
- достоверность данных;
- полнота данных;
- однозначность соответствия текущего состояния экспериментального производства и данных АСДОД;
- исключение необходимости процедуры актуализации базы данных АСДОД;
- однозначность соответствия форм документов согласно ГОСТ реализации диалогового интерфейса на этапе редактирования содержимого.

Для построения АСДОД экспериментального производства была использована технология производства и эксплуатации автоматизированных систем документационного обеспечения деятельности «Аиси» [3,5]. Были получены следующие основные результаты.

1. Разработано описание целостной СДОД для экспериментального производства. Система включает: классификацию деятельности по задачам, множество форм документов (более 65), множество алгоритмов исполнения документов при решении задач.
2. Разработана АСДОД с использованием описания целостной СДОД.
3. АСДОД охватывает полный цикл работ – от подготовки спецификаций до изготовления изделия и решает все перечисленные задачи.
4. Разработанная АСДОД экспериментального производства является:
  - средством автоматизации обработки и исполнения документов (формирования содержательной части, контроля содержимого, организации документооборота);
  - справочной системой для принятия управленческих решений;
  - системой управления для распределения заданий и ведения контроля;
  - системой подготовки отчетных материалов.
5. Решена задача конвертирования данных спецификаций из электронных версий конструкторской документации (КД), набранных в AutoCad в формат MS Excel, и последующей загрузки в БД АСДОД.
6. Решена задача организации ручного ввода рабочих спецификаций из бумажной версии КД. Для оператора ввода разработан специальный инструмент контроля и обработки первичных данных. Реализована последующая загрузка в БД АСДОД.
7. Для выполнения загрузки данных спецификаций разработаны методика конвертирования и необходимый набор инструментальных средств. При выполнении загрузки в БД АСДОД ведется контроль для исключения дуближа. Формируются спецификации с необходимой разностью данных и контролем иерархической целостности. Разность данных эффективно используется в разнотипных документах (задание для работника, техпаспорт, документы организации закупки комплектующих, складские документы, комплектование и т.д.).
8. Интерфейс для обработки данных реализован посредством взаимно однозначного соответствия формам документов СДОД (без использования параллельных экранных форм). Реализация выполнена с использованием специализированных редакторов, построенных на базе MS Excel и MS Word. Доступ к содержательной части документов пользователю дается в фрагментарном режиме, согласно распределенным правам [3,5].

Используя технологию «Аиси» и инструментальные средства разработки АСДОД, вышеописанная реализация легко модифицируется для внедрения и использования в рамках другого экспериментального производства.

#### **Библиографический список**

1. Путуридзе З.Ш. Как создавать автоматизированную систему управления организацией. Журнал "Корпоративные системы" № 5. 2001.
2. Путуридзе З.Ш. Методология взаимно однозначного перехода от бумажного к электронному делопроизводству в рамках технологического комплекса автоматизации управления «Аиси». ФЦП "Электронная Россия", тезисы международной научно-практической конференции - Автоматизация делопроизводства и электронный документооборот: практика и перспективы. Москва, 21-22 марта, 2002 г.
3. Путуридзе З.Ш. Технология производства и эксплуатации автоматизированных систем документационного обеспечения деятельности «Аиси». XVIII Научно-практическая конференция «Инжиниринг предприятий и управление занятиями». Сборник трудов, том 1, г. Москва, 21-25 апреля 2015г.
4. Вельбицкий И.В., Ходарковский В.Н., Шолмов Л.И. Технологический комплекс производства программ на машинах ЕС ЭВМ и БЭСМ-6. М.: Изд. "Статистика", 1980. 264 с.
5. URL: [http:// www.aisi.ru](http://www.aisi.ru).

## **АВТОМАТИЗАЦИЯ УПРАВЛЕНИЯ ПЕРИОДИЧЕСКИМИ ИСПЫТАНИЯМИ ПОЛЯРИЗОВАННЫХ ВЫСОКОЧАСТОТНЫХ РЕЛЕ**

**Г.В. Петрухнова, К.Э. Кондауров**

*Воронежский государственный технический университет,  
Россия, Воронеж, gvpetruhnova@mail.ru*

*Аннотация.* Рассматривается автоматизированная система управления тестированием высокочастотных поляризованных реле при проведении периодических испытаний. Назначение системы - обеспечение автоматизированного процесса переключения реле и выявление ошибок при испытаниях. Область применения такой установки – отдел технического контроля на производстве поляризованных высокочастотных реле.

*Ключевые слова.* Периодические испытания, поляризованные высокочастотные реле, микроконтроллер, автоматизированная система управления, интерфейсы передачи данных, управляющая программа микроконтроллера.

## **AUTOMATION OF MANAGEMENT BY PERIODIC TESTS OF THE POLARIZED HIGH-FREQUENCY RELAYS**

**G.V. Petruhnova, K.E. Kondaurov**

*Voronezh state technical university,  
Russia, Voronezh, gvpetruhnova@mail.ru*

*Abstract.* Discusses automated control system for testing high-frequency polarized relays for the periodic tests. The purpose of the system is the provision of an automated process relay switching and detection of errors during the test. The application area of such a device – a technical control department of the production of polarized high frequency relay.

*Keywords.* Periodic tests, polarized high-frequency relay, microcontroller, automated management system, data communication interfaces, the control program of the microcontroller.

Высокочастотные поляризованные реле предназначены для переключения сигналов высокой частоты. На сегодняшний день эти устройства представляют собой новое поколение сигнальных реле. Такие реле широко используются в радиорелейных станциях, системах спутникового телевидения, точных измерительных приборах, автомобильной аппаратуре и др. Изначально неисправное реле в любом устройстве может привести к необратимым последствиям вследствие того, что нередко реле коммутирует высокочастотные и силовые цепи. По этой причине тестирование любых типов реле является востребованной производственной задачей.

На сегодняшний день большинство способов проведения испытаний реле на отечественных предприятиях не имеют достаточного уровня автоматизации и возможности сбора информации. Этим объясняется актуальность разработки автоматизированной системы для проведения периодических испытаний высокочастотных реле.

Представляемая система может быть использована для проведения периодических испытаний поляризованных высокочастотных реле на износостойкость и виброустойчивость. Периодические испытания предназначены для продукции установившегося серийного (массового) производства. Для испытаний представляют образцы продукции, отобранные в соответствии с государственными стандартами, техническими условиями и прошедшие приемосдаточные испытания. Такие испытания преследуют следующие цели: периодический контроль качества изделий; контроль стабильности технологического процесса в период между очередными испытаниями; подтверждение возможности продолжения изготовления изделий по действующей документации; подтверждение уровня качества изделия, выпущенного в течение контролируемого периода; подтверждение эффективности методов испытаний, применяемых при приемочном контроле.

Представляемая автоматизированная система [3] спроектирована для определенного типа реле. Это поляризованные высокочастотные реле РПВВ 01, РПВВ 02, РПВВ 03 и РПВВ 04, предназначенные для коммутации электрических цепей переменного тока частотой до 30 МГц.

Функциональная схема аппаратной части системы представлена на рис. 1. Данная схема обладает следующими возможностями:



- подача управляющих сигналов (27 вольт) на обмотки поляризованных высокочастотных реле (одновременно на 12);
- подача напряжения на высокочастотные контакты реле (5 вольт);
- анализ появления напряжения на высокочастотных контактах при коммутации реле;
- замер времени замыкания и размыкания поляризованных высокочастотных реле;
- программирование управляющего микроконтроллера по интерфейсу SWD;
- связь устройства с персональным компьютером (ПК) по интерфейсу Ethernet;
- регистрация самопроизвольных размыканий заданной длительности замкнутых контактов при проведении испытаний на виброустойчивость и ударную устойчивость.

В составе аппаратной части системы имеются следующие блоки:

- источник питания 27 вольт;
- микроконтроллер с разработанной программой;
- контроллер W5100 в связке с розеткой RJ-45 для организации сетевого подключения системы к персональному компьютеру;
- модуль разъемов для подключения трех плат по 4 испытуемых реле на каждой;
- модуль преобразования напряжения МДМ 7,5-1В05М;
- микросхема LT1959 для формирования напряжения 3,3 вольт;
- каскад транзисторов для подачи питания на обмотки реле;
- разъем для программирования;
- кнопка перезагрузки микроконтроллера.

Управляющим микроконтроллером автоматизированной системы выбран STM32F103RBT6, так как содержит нужное количество портов ввода-вывода, требуемый объем памяти, поддержку необходимых интерфейсов передачи данных. Также положительной стороной микроконтроллера является его невысокая цена относительно микросхем других производителей [1, 2].

Обмен данными между микроконтроллером и высокочастотными контактами реле осуществляется путем простого считывания состояния портов микроконтроллера. Настройка контроллера W5100 организована с использованием аппаратного модуля SPI микроконтроллера STM32.

Для коммерческой реализации проекта предусматривается проектирование печатной платы, рассчитанной на установку в корпус. Общий вид корпуса изделия представлен на рис. 2. Оцениваемый размер четырехслойной печатной платы с применением SMD компонентов ориентировочно составляет 12x18 см.

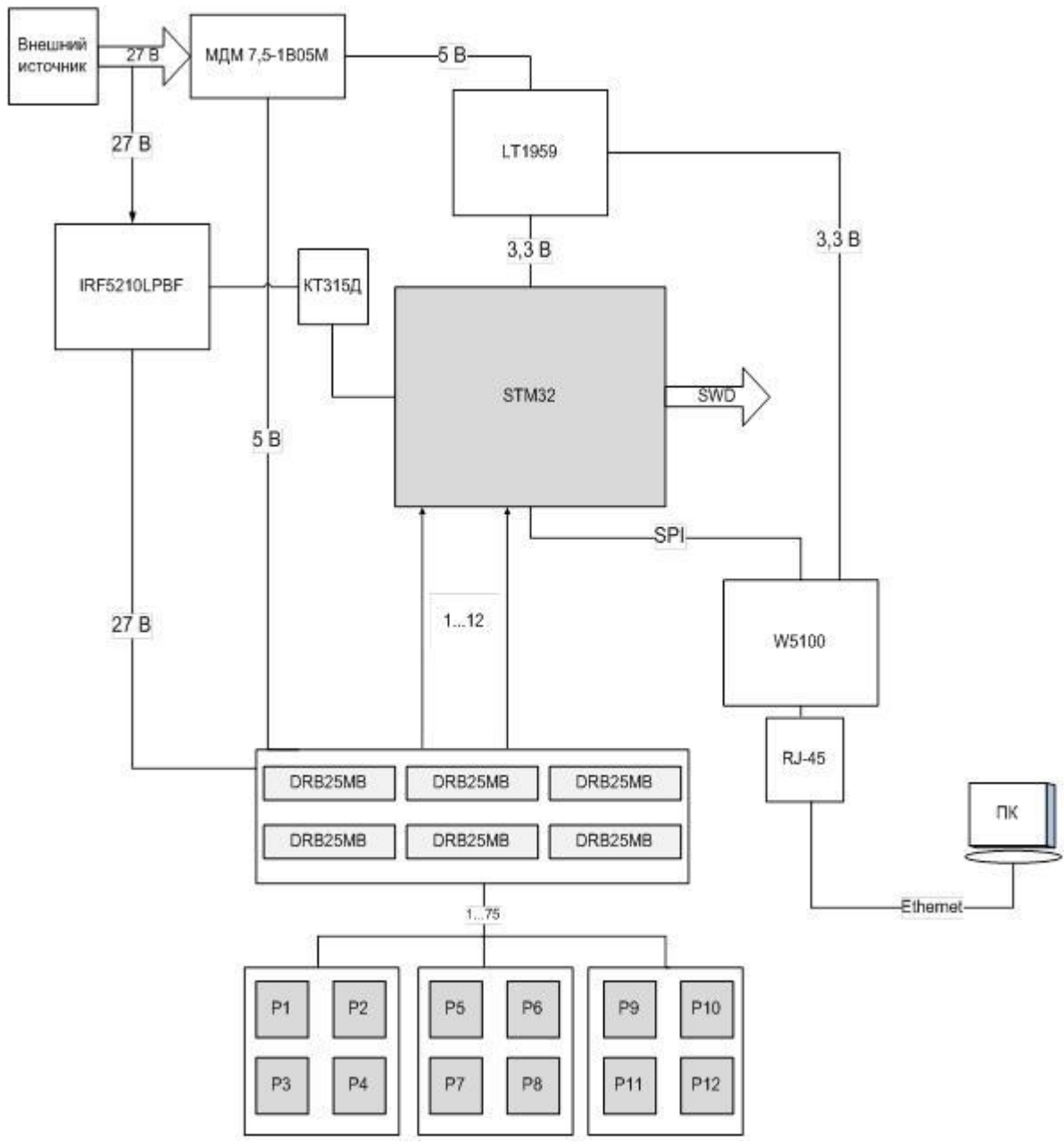


Рис. 1. Функциональная схема разрабатываемой системы

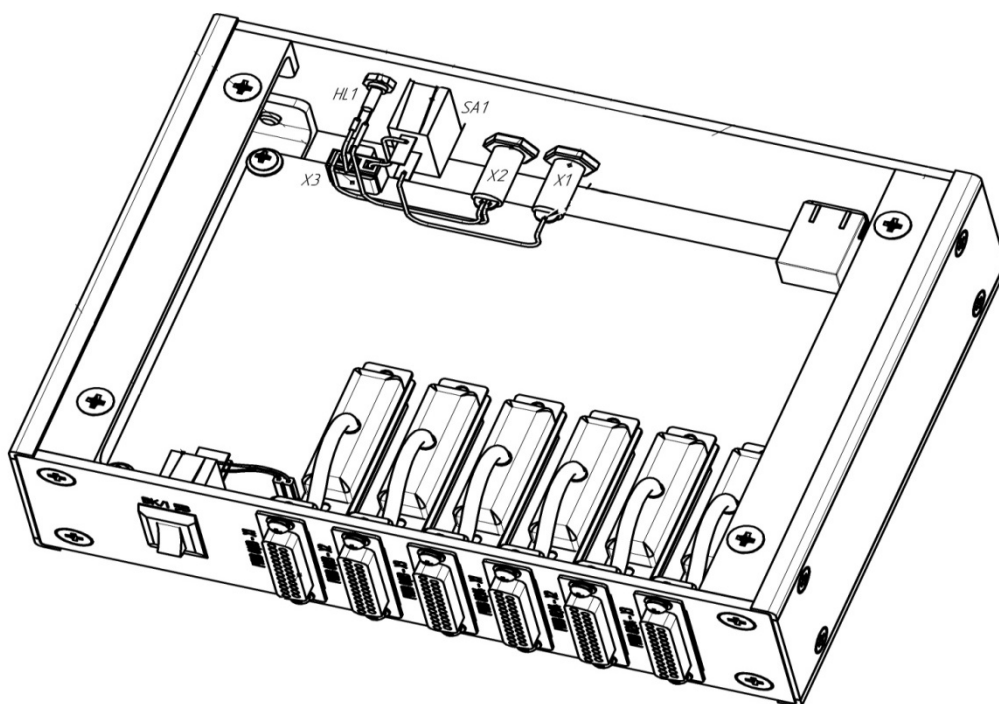


Рис. 2. Общий вид корпуса изделия

Управляющая программа микроконтроллера должна выполнять и поддерживать следующие функции устройства:

- настройки контроллера W5100 (настройка SPI, инициализация чипа, установка IP-адреса, MAC-адреса шлюза);
- инициализация портов ввода-вывода;
- инициализация таймера;
- передача и прием данных;
- анализ данных, приходящих по каналам связи с высокочастотными контактами испытуемых реле.

Периодичность необходимых измерений обеспечивают программно- управляемые таймеры микроконтроллера.

Программное обеспечение разделено на функции, каждая из которых выполняет определенную задачу. Такой подход существенно упростил процесс отладки системы и облегчил читаемость кода. При разработке управляющей программы были учтены все заданные параметры и реализован высокий уровень информативности в совокупности с интуитивно понятным интерфейсом.

В статье рассмотрены архитектурные возможности автоматизированной системы управления тестированием высокочастотных поляризованных реле при проведении периодических испытаний. Схема аппаратной части этой системы представляет техническую новизну. Разработанное программное обеспечение обладает высокими потребительскими качествами. По результатам экономических расчетов автоматизированная система является конкурентоспособной и занимает средний ценовой сегмент.

### Библиографический список

1. Петрухнова Г.В. Архитектура и эволюция микропроцессоров. – Воронеж: ВГТУ, 2011. – 133 с.
2. Петрухнова Г.В. Архитектура однокристальных микроконтроллеров. – Воронеж, ВГТУ, 2015. – 116 с.
3. Петрухнова Г.В, Кондауров К.Э. Автоматизированная система управления тестированием поляризованных высокочастотных реле // Труды Всероссийской студенческой научно-технической конференции «Прикладные задачи электромеханики, энергетики, электроники. Инженерные идеи XXI века». – Воронеж: ВГТУ, 2015. - С. 96-97.

## **КОНСТРУКЦИЯ И ПАРАМЕТРЫ ПЛОСКОГО ОХЛАЖДАЕМОГО СОЛЕНОИДА ДЛЯ ЭЛЕКТРОДУГОВОЙ ПЕЧИ ПОСТОЯННОГО ТОКА**

**М.Н. Мусолин, В.А. Тюрин**

*Рязанский государственный радиотехнический университет,  
Россия, Рязань, rgrtu@rsreu.ru*

*Аннотация.* Показана причина локального выгорания футеровочного слоя в электродуговой печи постоянного тока и рассматриваются методы электромагнитного управления положения дугового разряда в печи с помощью соленоидов. Приводятся конструкция и параметры плоского охлаждаемого соленоида, расположенного в футеровочном слое дуговой печи.

*Ключевые слова.* Электродуговая печь постоянного тока, плоский охлаждаемый соленоид, индукция соленоида.

## **THE DESIGN AND PARAMETERS OF TWO-COOLED SOLENOID FOR A DIRECT CURRENT ARC FURNACE**

**M. N. Musolin, V. A. Tyurin**

*Ryazan state radio engineering University,  
Russia, Ryazan*

*Abstract.* Shown to cause local burnout of the layer of lining in electric arc furnace direct current and electromagnetic methods are considered control provisions of the arc discharge in the furnace with the help of solenoids. The design and parameters of two-cooled solenoid, which is located in the lining layer of arc furnace.

*Keywords.* Electric arc furnace direct current, flat cooled solenoid, induction of the solenoid.

В электродуговых печах постоянного тока (ЭДППТ) плавление металла происходит за счет процесса горения электрической дуги между подовым положительным электродом (анодом) и отрицательным графитовым подвижным электродом (катодом). Практическое исполнение ЭДППТ, кроме электродов, управляемого выпрямителя и системы управления, включает подвижный печной агрегат, токоподводящие кабели, перемещающиеся вместе с печным агрегатом, и стальные несущие конструкции.

Токоподводящие кабели вокруг себя создают магнитное поле определенной интенсивности и направления, которое влияет также на направление горения электрической дуги. Кроме того, имеющиеся несущие стальные конструкции, размещенные рядом с печью, намагничиваются по мере возрастания числа плавов от магнитного поля, создаваемого токоподводящими кабелями. Под воздействием магнитного поля происходит смещение направления горения электрической дуги (высокотемпературная плазма, состоящая из электронов, ионов и других заряженных частиц) в направлении, определяемом суммарным магнитным полем, что приводит к локальному перегреву и выжиганию части футеровки. В результате локального перегрева и последующего разрушения футеровки сокращается число плавов металла до восстановительного ремонта, и производительность печи значительно снижается. Решение проблемы увеличения срока службы футеровочного слоя плавильной камеры ЭДППТ является актуальным в литейном производстве.

Уменьшение локального перегрева футеровочного слоя может быть достигнуто путём воздействия на электрическую дугу электромагнитным полем, создаваемым соленоидами. Соленоиды могут размещаться с внешней или внутренней стороны печи. Известен способ электромагнитного управления направлением горения дугового разряда с помощью трех соленоидов, расположенных вокруг корпуса дуговой печи, угол между которыми составляет 120°. Практическое исполнение данного способа незначительно повысило эффективность печи по числу плавов из-за экранирующего действия металлического корпуса дуговой печи на создаваемое соленоидами внешнее магнитное поле [1].

С целью устранения экранирующего действия металлического корпуса печи на создаваемое соленоидами внешнее магнитное поле предложено соленоиды располагать внутри печи между корпусом и частью футеровочного слоя. В этом случае при разработке конструкции соленоидов необходимо выполнить следующие требования:

- обмотка соленоида должна быть работоспособной в условиях высоких температур и иметь возможность охлаждения с помощью хладагента в виде воздуха или газа под давлением;
- конструкция соленоида должна быть плоской и размещаться внутри футеровочного слоя.

На рис.1 показано месторасположение соленоидов в футеровочном слое печи.

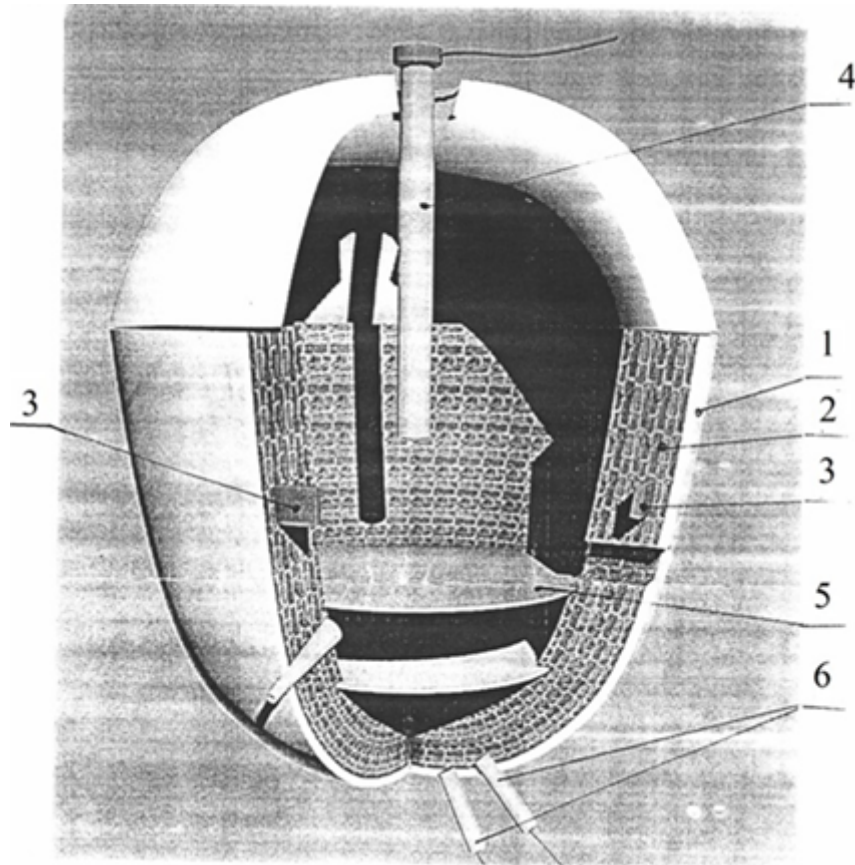


Рис. 1. Схема электродуговой печи постоянного тока:  
1- корпус, 2 - футеровка, 3 - соленоиды (4шт.), 4 - центральный электрод,  
5 - верхний уровень расплава, 6 - подовые электроды

На рис. 2 показано температурное поле на элементах электродуговой печи массой металла 20 тонн, установленной на ОАО «Тяжпрессмаш», г. Рязань.

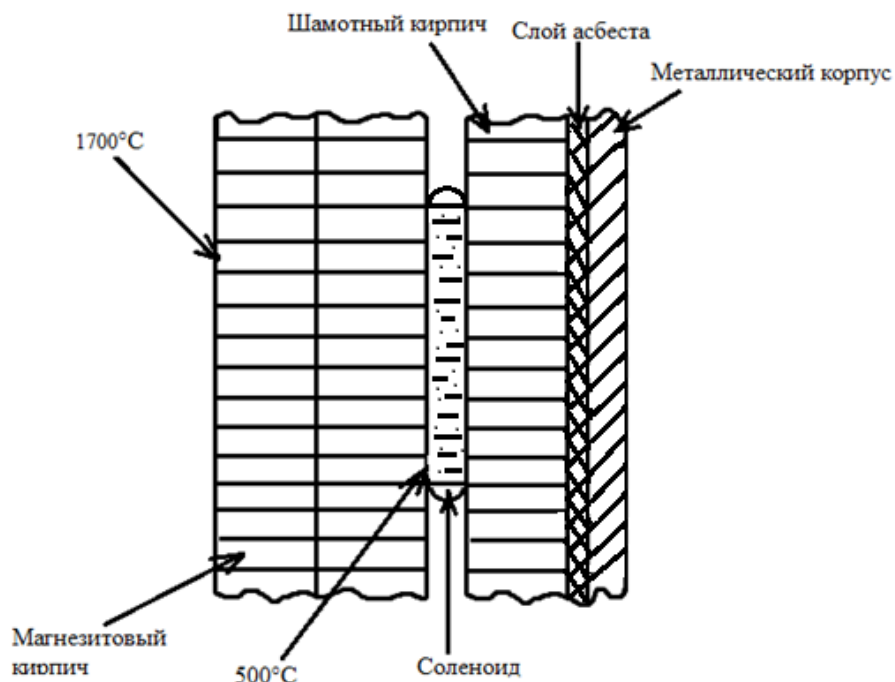


Рис. 2. Температурное поле на элементах дуговой печи

На рис. 3 показана конструкция плоского охлаждаемого соленоида, параметры которого получены расчётным путём для ЭДПТТ на 36 кА и массой металла 20 тонн.

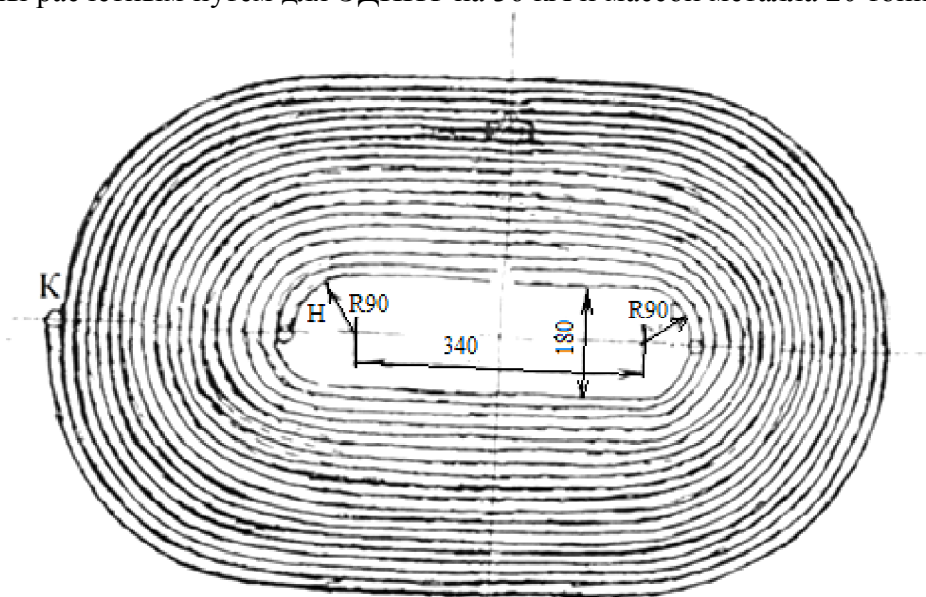


Рис. 3. Конструкция плоского охлаждаемого соленоида

Для управления направлением горения дугового разряда в электродуговой печи предлагается использовать четыре плоских охлаждаемых соленоида с изменением значения тока в обмотке в зависимости от температурного режима футеровочного слоя (рис. 4).

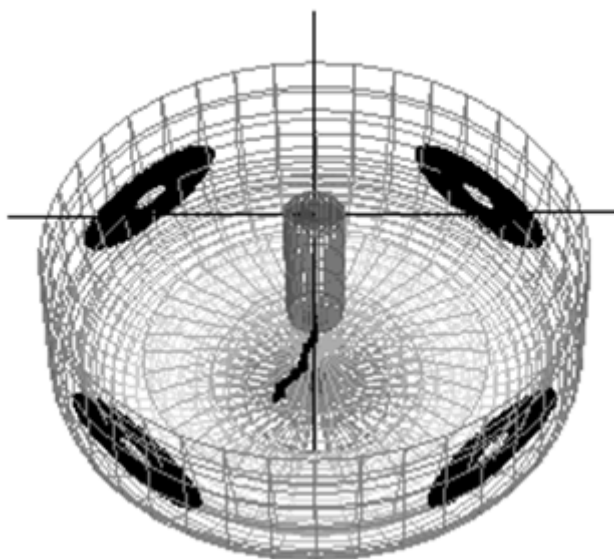


Рис. 4. Расположение четырех плоских охлаждаемых соленоидов в печи

Обмотка плоского соленоида выполнена из медной трубы диаметром 18x2,5 мм и имеет 18 витков. Общая длина медного проводника (трубы) - 43 метра. Для тепло- и электроизоляции медной трубы соленоида используется кремнеземная лента типа КЛ 11 общей толщиной не менее 0,5 мм.

Соленоид имеет форму эллипса с размерами 1500x1000 мм. Намотка медной трубы осуществляется в одном направлении. Максимальное значение тока, протекающего по обмотке соленоида, - 900 А, род тока - постоянный. Соленоид рассчитан на работу в диапазоне температур 550 °С – 660 °С.

Индукция В, создаваемая соленоидом в зависимости от расстояния Х между соленоидом и центром печи, определяется по формуле:

$$B(x) = \frac{\mu_0}{4\pi} \cdot \frac{2 \cdot n \cdot I \cdot S}{(R^2 + x^2)^{\frac{3}{2}}}$$

где  $\mu_0$  – магнитная постоянная;

$n=18$  - число витков обмотки соленоида;

$I=900$  А - значение тока в обмотке соленоида;

$S=1,78$  м<sup>2</sup> - общая площадь соленоида;

$R=0,612$  м - радиус соленоида.

На рис. 5 показана зависимость индукции В соленоида от расстояния Х, из которой видно, что изменение положения дугового разряда достигается вблизи соленоида, а эффективное управление положением дугового разряда может осуществляться путем изменения тока в обмотке соленоида.

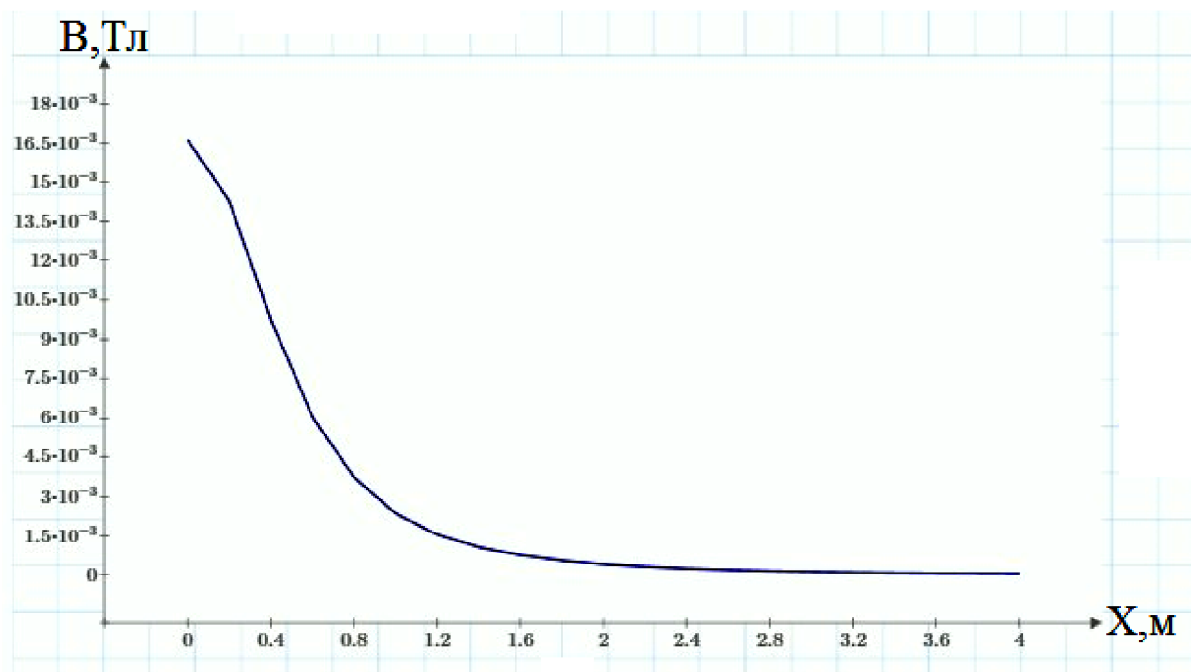


Рис. 5. График зависимости индукции В от расстояния X

### Библиографический список

1. Моделирование процессов электромагнитного управления направлением горения дугового разряда в электродуговых печах постоянного тока: монография / Д.Е. Корытчинков, А.К. Мусолин, М.Н. Мусолин, А.А. Трубицын; Рязан. гос. радиотехн. ун-т. Рязань, 2015. 112 с.

УДК 681.5:004.932; ГРНТИ 50.43.15

## ПРИМЕНЕНИЕ МЕТОДОВ КОМПЬЮТЕРНОГО ЗРЕНИЯ ДЛЯ НЕРАЗРУШАЮЩЕГО КОНТРОЛЯ ПРИ ПРОИЗВОДСТВЕ ПОКОВОК

А.В. Нестеров, А.К. Мусолин

*Рязанский государственный радиотехнический университет,  
Россия, Рязань, avnester@yandex.ru*

*Аннотация.* Анализируются существующие методы неразрушающего контроля, применяемые при производстве кованных и штампованных поковок, а также возможность автоматизации измерений и контроля за счет использования измерительных систем, использующих методы компьютерного зрения.

*Ключевые слова.* Поковка, компьютерное зрение, контроль, обработка изображения.

## THE APPLICATION OF METHODS OF COMPUTER VISION FOR NONDESTRUCTIVE TESTING IN THE MANUFACTURE OF FORGINGS

A.V. Nesterov, A.K. Musolin

*Ryazan State Radio Engineering University,  
Ryazan, Russia, avnester@yandex.ru*

*Abstract.* Analyzed existing methods of nondestructive testing used in the manufacture of forged and stamped forgings, as well as the possibility of measurement automation and control through the use of measuring systems using methods of computer vision.

*Keywords.* Forging, computer vision, control, image processing.

В процессе производства поковок решаются задачи контроля геометрических размеров и формы, а также задачи контроля поверхностных и внутренних дефектов кованных и штампованных поковок. Для решения данных задач на предприятиях машиностроения применяются различные способы неразрушающего контроля.

Для контроля геометрических размеров и формы кованных и штампованных поковок в кузнечном производстве применяют методы измерения ручным универсальным и специальным контрольно-измерительным инструментом.

Универсальный контрольно-измерительный инструмент предназначен для определения размеров самых разнообразных по форме поковок. К нему относятся метрические линейки,



складной метр, рулетка, кронциркули, штангенциркули, штангенвысотомеры, нутромеры, призмы установочные и поверочные, угольники, угломеры, радиусомеры, щупы и др. [1].

Специальный контрольно-измерительный инструмент предназначен для контроля одинаковых поковок, изготавливаемых большими партиями.

К нему относятся шаблоны, скобы и различные контрольные приспособления. Шаблоны подразделяются на прутковые, профильные и контурные. Прутковые шаблоны применяют для измерения общей длины заготовки или поковки. Профильными шаблонами контролируют размеры между уступами и расположение уступов в осевом направлении. Допускаемые размеры поковок определяются положением и размерами вырезов на шаблонах. Контурные шаблоны служат для проверки основных габаритных размеров и внешнего контура поковок сложной формы [2]. Предельные скобы применяют для контроля толщины поковок или для измерения толщины горячих поковок в процессековки.

Если при штучном и серийном производстве контроль заготовок осуществляется путем разметки и с помощью простейших шаблонов, то в крупносерийном и массовом производстве требуются более производительные объективные методы контроля. Для окончательного контроля заготовок перед механической обработкой нашли широкое применение различные контрольные приспособления, производительность которых соответствует темпу производства деталей [3]. По технологическому назначению их разделяют на наладочные и приемные.

Наладочные приспособления предназначены для выборочной проверки поковок при установке штампов и периодической проверки их в процессе штамповки. В приспособлениях устанавливают показывающие, керновочные или индикаторные измерительные устройства со шкалой для определения фактических геометрических осей или фактических размеров поковок от тех же базовых опор, которые применяют в производственных приспособлениях для дальнейшей обработки резанием [1]. Приемные контрольные приспособления предназначены для сплошной проверки готовых поковок или сплошной рассортировки дефектных партий [2]. Приспособления этого типа оборудуют «немыми», т. е. неотсчетными измерительными устройствами, которые фиксируют лишь попадание размеров поковки в допуск или выход из допуска.

Несмотря на то, что данные устройства обеспечивают достаточно высокую скорость контроля, имеется у них и ряд существенных недостатков.

1. Необходимость проектирования и изготовления контрольных приспособлений для поковок каждого типа.

2. Сложность обеспечения устойчивости настройки измерительных средств контрольных приспособлений. На сохранение неизменности первичной настройки, или, иначе говоря, сохранение ее устойчивости, влияют несколько факторов.

3. Сложность конструкций некоторых контрольных приспособлений. Усложнение конструкций контрольных приспособлений характеризуется наличием установочно-зажимного механизма, механизма вращения или поворота проверяемых деталей, большого количества измерительных средств, сложных передач и т. д. [4].

4. Недостаточная жесткость узлов с установленными на них измерительными средствами. В таких узлах происходит быстрое нарушение первичной установки под влиянием различных причин (незначительные толчки, деформация отдельных деталей, измерительные давления) [4].

5. Неудовлетворительное закрепление подвижных шкал измерительных приборов. В ряде измерительных приборов (индикаторы, микроиндикаторы и т. п.) не всегда предусматривается надежное закрепление подвижных шкал, а в отдельных случаях даже отсутствуют элементы стопорения [4].

6. Перемещение измерительных средств. Для получения высокой устойчивости первичной настройки измерительные средства должны иметь стационарную установку. В отдельных конструкциях контрольных приспособлений этот принцип не выдерживается, что вызывает интенсивный сбой первичной настройки [4].

7. Неплавная работа механизмов для установки и закрепления деталей. При закреплении деталей на установочно-зажимном механизме с помощью пневматики, пружин и т. д. не всегда удастся обеспечить его плавную работу. Удары, которые могут иметь место в процессе зажатия или закрепления деталей, подлежащих измерению, неизбежно вызывают некоторый сбой первичной настройки измерительных средств [4].

8. Проблема сохранения точности контрольного приспособления во время эксплуатации. Контрольные приспособления после некоторого периода эксплуатации ремонтируют, разбирают отдельные узлы, заменяют изношенные детали и т. д. [4]. Данные действия приводят к нарушению точности измерения.

9. Погрешность установки деталей на типовые установочные узлы контрольных приспособлений. Под погрешностью установки деталей на установочные узлы контрольных приспособлений следует понимать погрешности, вызываемые неточностью установки вследствие: допусков на размеры измерительных базовых поверхностей деталей; погрешностей формы измерительных базовых поверхностей деталей (конусность, овальность и т. п.); собственной неточности рабочих поверхностей установочных узлов; деформаций стыковых поверхностей, а также зазоров при установке деталей на установочные узлы [4].

10. Погрешности в передаточных отношениях рычажных передач контрольных приспособлений. В контрольных приспособлениях стержни индикаторов и других измерительных средств редко соприкасаются с проверяемыми деталями, так как не всегда можно подвести стержень индикатора непосредственно к измеряемой детали. В таких случаях между ними устанавливается рычажная или прямая передача. Передачи выполняют роль буферов, предохраняя механизмы индикаторов от быстрого износа и толчков. Толчки могут вызвать значительные перебеги стрелок и, следовательно, возможные ошибки в определении показаний измерительных средств контрольных приспособлений, а также сбой их первичной настройки [4].

Использование систем, основанных на применении методов компьютерного зрения, – систем машинного зрения (СМЗ) для контроля размеров и формы поковок позволит частично или полностью устранить вышеперечисленные недостатки.

Компьютерное зрение основывается на представлении о физическом процессе формирования изображения, получении простых выводов на основе изучения набора пикселей, умении суммировать информацию, полученную из множества изображений, упорядочении групп пикселей с целью получения информации о форме и распознавании объектов с помощью геометрической информации или с помощью вероятностных методов [5]. Технически такие системы состоят из устройства фиксации изображения, устройства ввода изображения и компьютера со специализированным программным обеспечением. Данное программное обеспечение обеспечивает обработку и анализ изображения контролируемого объекта. Выбор метода обработки изображения, полученного техническими средствами, определяется с учетом характера данного изображения, вида объектов на нём и необходимых задач [6].

При применении СМЗ не возникает необходимости в проектировании, сборке, настройке и частой аттестации механической конструкции. Для обеспечения контроля размеров и формы конкретного типа поковок необходимо выбрать данный тип из имеющейся, ранее созданной базы или, используя встроенные программные средства, обучить СМЗ контролю нового типа поковки.

Использование СМЗ позволяет решить проблему неизменности первичной настройки. В основе принципов работы СМЗ лежит бесконтактный способ контроля, а алгоритмы, используемые в программном обеспечении СМЗ, позволяют проводить необходимые преобразования изображения (повороты и смещения) в автоматическом режиме, приводя изображение к виду, используемому в дальнейшем для анализа. Это позволяет не учитывать возможную недостаточную жесткость узла крепления устройства фиксации изображения, небольшие смещения данного устройства, исключить из процесса измерения подвижные шкалы, упростить конструкцию установочного узла.

СМЗ в большинстве случаев не содержит подвижных частей. Вследствие этого не требуется разборка отдельных узлов и замена изношенных подвижных деталей.

Применение алгоритмов преобразования изображения, полученного устройством фиксации и переданного в компьютер, позволяет устранить влияние погрешности (от долей миллиметра до нескольких сантиметров, в зависимости от размеров поковки) установки поковок на установочные узлы.

Погрешности в передаточных отношениях рычажных передач контрольных приспособлений полностью исключаются, так как СМЗ не предусматривает наличия подобных устройств в своей конструкции.

Помимо решения задач повышения точности, СМЗ позволяет решать и задачи поддержания высокой скорости контроля. Обеспечивается скорость, сопоставимая с контрольными приспособлениями либо превосходящая (исключается участие человека в самом процессе измерения, появляется возможность контроля нескольких поковок). Наряду с этим, СМЗ сохраняют также все достоинства и некоторые особенности контрольных приспособлений: все измерения проводятся от баз механической обработки и с одной установки проверяемой поковки могут использоваться контролером невысокой квалификации, обеспечивают высокую производительность и стабильность результатов измерений.

Для решения поставленных задач разрабатываются алгоритмы, позволяющие осуществлять следующие действия.

1. Калибровка, переход к реальному масштабу координат.
2. Коррекция изображения.
3. Автоматический поиск объекта в поле зрения.
4. Привязка системы координат к объекту.
5. Измерение геометрических параметров и выдача результата.
6. Нахождение размеров в поле допуска.
7. Контроль формы поковки.
8. Определение годности/негодность изделия.
9. Отношение к конкретному классу изделий (в задачах сортировки).

Следует отметить, что не для всех измерений размеров поковок возможно применение СМЗ. Есть некоторые ограничения. Так, например, затруднено измерение глубин и размеров внутренних поверхностей, достаточно сложной задачей для СМЗ является также контроль размеров поковок сложной формы с большим количеством плоскостей, требующих измерений. Таким образом, перед внедрением необходимо анализировать возможность и целесообразность использования СМЗ для контроля конкретных типов поковок.

### **Библиографический список**

1. Титов Ю.А., Титов А.Ю. Контроль качества поковок: учеб. пособие. - Ульяновск: УлГТУ, 2008. – 70 с.
2. Ковка и объемная штамповка стали. В 2 т. Т.2.: справочник / ред. М.В. Сторожев. – 2-е изд., перераб. - М: Машиностроение, 1968. – 448 с.
3. Прогрессивные средства контроля размеров в машиностроении. - Контрольные приспособления./ ред. Б.С. Байбуров., М.И. Коченов, Д.Д. Малый . - М: ГНТИ Машиностроительной литературы, 1960. – 448 с.
4. Каплунов Р.С. Точность контрольных приспособлений: 2-е изд. перераб. и доп. - М.: Машиностроение, 1966. – 219 с.
5. Форсайт А. Д., Понс Ж. Компьютерное зрение. Современный подход.: пер. с англ. - М.: ИД «Вильямс», 2004. – 928 с.
6. Нестеров А.В. Анализ методов цифровой обработки информации в системах компьютерного зрения и обзор областей применения данных систем / А.В. Нестеров // Вестник РГРТУ. – Рязань, 2008. – № 4 (выпуск 26). – С. 121-125.

## **СИСТЕМА АВТОМАТИЗИРОВАННОГО ПРОФЕССИОНАЛЬНОГО ОТБОРА НА ДОЛЖНОСТЬ «ИНЖЕНЕР»**

**Е.В.Кольцова**

*Рязанский государственный радиотехнический университет, кафедра АИТП  
Россия, Рязань*

*Аннотация.* Описана профессиограмма инженера, на основе которой выбраны психофизиологические тесты для оценки основных способностей кандидата на должность «инженер». Разработан вариант автоматизированной системы для осуществления профессионального отбора.

*Ключевые слова.* Профессиональный отбор, профессиограмма специалиста-инженера, психофизиологическое тестирование, автоматизированная среда LabVIEW.

Профессиональный отбор - это совокупность мероприятий, которые направлены на выявление моральных, психофизиологических и психологических качеств; на оценку состояния здоровья и уровня общеобразовательной подготовки сотрудников, пригодных к определенной профессиональной деятельности конкретной специальности [1].

В этот комплекс мероприятий обычно включают:

- социально-психологическое изучение – обработку и изучение характеристик и отзывов о человеке, сбор информации о его поведении в обществе, коллективе;
- наблюдение – проведение индивидуального собеседования;
- психофизиологическое обследование – различного рода тестирования. Тестирование - оценка психофизиологических и личностных характеристик, умений, знаний и навыков лиц по результатам выполнения ими стандартизированного задания. Результаты тестирования помогают определить, как быстро и насколько легко сотрудник впишется в коллектив; к какой работе он склонен – командной или индивидуальной; помогут прогнозировать и предсказывать реакцию сотрудника на нестандартную, стрессовую ситуацию.

Профессиональная ориентация, в сущности, процесс диагностики способностей личности к разнообразным профессиональным видам деятельности и прогнозирование успешности в выбранной деятельности [1].

Профессиограмма специалиста (точнее - профессиограмма деятельности) - документ, который содержит представленную по определённой схеме сводку сведений о технологических, технических, физиологических, социокультурных, психологических и различных других характеристиках определенной деятельности, о её организации, рабочем месте, о социальных и санитарно-гигиенических условиях труда, технических и информационных средствах труда. Одна из наиболее важных целей этого документа – выявление психологических и других особенностей конкретной профессиональной деятельности для использования этих данных при проведении профориентации. Профессиограмма используется для сопоставления особенностей профессии с истинными наклонностями человека и подбора конкретной специальности, которая наиболее подходит по физиологическим и психологическим качествам конкретному человеку [2].

Результат профессионального отбора – подбор наиболее профпригодного работника (не «лучшего из лучших», а наиболее профессионально соответствующего для данного вида деятельности).

Инженерные профессии – это самые массовые и востребованные профессии высококвалифицированного труда. Инженер участвует в производстве материальных благ общества – от продуктов питания, товаров повседневного спроса до сложных вычислительных машин, космических ракет. Инженер - специалист, обладающий высокой культурой, знающий современную технику и технологию, экономику и организацию производства, умеющий пользоваться различными инженерными методами для решения инженерных задач.

Инженеры работают на предприятиях различного назначения: в сфере промышленности, сельского хозяйства, строительства, добывающей промышленности, учебных заведениях (колледжи, технические вузы), научно-исследовательских институтах.

Основные виды деятельности сотрудников-инженеров включают в себя разработку рабочих планов и программ проведения этапов различных технических работ, что подразумевает сбор, обработку и анализ данных, проведение измерений и опытов, обобщение результатов. Также доминирующим видом деятельности инженера является проектирование электрических и монтажных схем, разработка средств испытания и контроля, настройка и регулировка сложной аппаратуры. Каждый инженер непосредственно принимает участие в промышленных и стендовых испытаниях опытных образцов изделий, во внедрении разработанных технических проектов в производство.

Требования к индивидуальным особенностям. Любой инженер имеет дело с техникой, различными техническими объектами и процессами, поэтому интерес к технике, склонность к занятию с ней - одно из условий его успешной деятельности. Для инженера важны технические способности, техническая наблюдательность, настойчивость, изобретательность и пространственное воображение. Основная часть работы инженера носит творческий характер. Любая область работы инженера требует от него самостоятельности, инициативности, методичности, усидчивости. Довольно часто инженер исполняет роль руководителя конкретного коллектива сотрудников - эта особенность деятельности требует от него проявления различного рода организаторских способностей. Огромное значение для сотрудника-инженера имеет наличие чувства ответственности, так как от качества выполнения его работы часто зависит рациональное использование ресурсов предприятия, фондов, рабочей силы, техники [2].

Неотъемлемое качество, которым должен обладать инженер – логическое мышление, способность анализировать. Пример психологического теста на определение логического мышления - тест Липпмана. В каждом вопросе данного теста предложены различные ряды чисел, которые необходимо проанализировать и выявить закономерность построения каждого ряда. В ответе на каждое задание нужно указать два числа, которыми можно продолжить ряд. Временные рамки ответов фиксируются и влияют на оценку [3].

Инженерные профессии подразумевают наличие хорошей концентрации внимания, быстрой адаптации к стрессовым ситуациям. Проанализировать данные навыки сотрудника можно с помощью разнообразных тестов, например с помощью теста «Таблицы Шульте». В данном тесте даны две таблицы с произвольно расположенными числами от 1 до 25. Необходимо максимально быстро показать и назвать вслух все числа в порядке возрастания или убывания. Время фиксируется секундомером. «Таблицы Шульте» применяются для определения скорости переключения внимания [4].

Очень важное профессиональное качества инженера: наглядно-образное гибкое мышление. Существует широкое разнообразие заданий и тестов для определения типа мышления человека. Тесты на наглядно-образное мышление определяют способность понимать и использовать различного рода информацию, например, представленную в виде графиков, диаграмм и т.д. Чтобы получить верный ответ на задания, необходимо выявить визуальную логику представления данных. Примером таких заданий могут служить тесты Смолянинова. Задача данных тестов состоит в определении и выявлении пространственных отношений между фигурами. Например, квадратный лист бумаги складывается пополам, затем вчетверо. Далее на согнутом листе делаются надрезы. Тестируемый человек должен мысленно развернуть данный лист бумаги в обратном порядке и определить полученный узор (фигуру) на развернутом листе.

Для исследования гибкости мышления сотрудников можно применять различные методики. Например, методика тестирования с применением анаграмм (наборов букв). Данная методика позволяет определять вариативность гипотез, подходов, точек зрения, операций, исходных данных, вовлекаемых в процесс мыслительной деятельности. Применение данной методики возможно как индивидуально, так и в группе [3].

Тестируемым людям предъявляются бланки с записанными анаграммами, в течение трех минут они должны составить из наборов букв как можно больше слов, не пропуская и

не добавляя ни одной новой буквы. Слова должны быть только существительными. Количество составленных слов - показатель гибкости мышления.

Для выявления творческих способностей сотрудников, оценки уровня наблюдательности и внимательности можно применять тест Струпа. В данном тесте задача испытуемого состоит в том, чтобы прочесть таблицу слов, обозначающих цвета, в независимости от цвета, которым написаны данные слова. Например: красный надо прочесть как «красный», а не «зеленый». В некоторых случаях значения слов и цвет шрифта могут не совпадать, при этом может возникнуть конфликт между логическим и зрительным восприятием, что способствует задействию одновременно двух полушарий головного мозга. Это непосредственно помогает укреплять межполушарные связи и тренировать восприятие и концентрацию человека.

Автоматизация процесса профотбора представляет собой определенный подход к управлению процессами на основе применения различных информационных технологий. Данный подход дает возможность осуществлять управление операциями с информацией, данными и ресурсами с помощью использования компьютеров и разнообразного программного обеспечения, при этом сокращая/исключая степень участия человека в процессе профотбора.

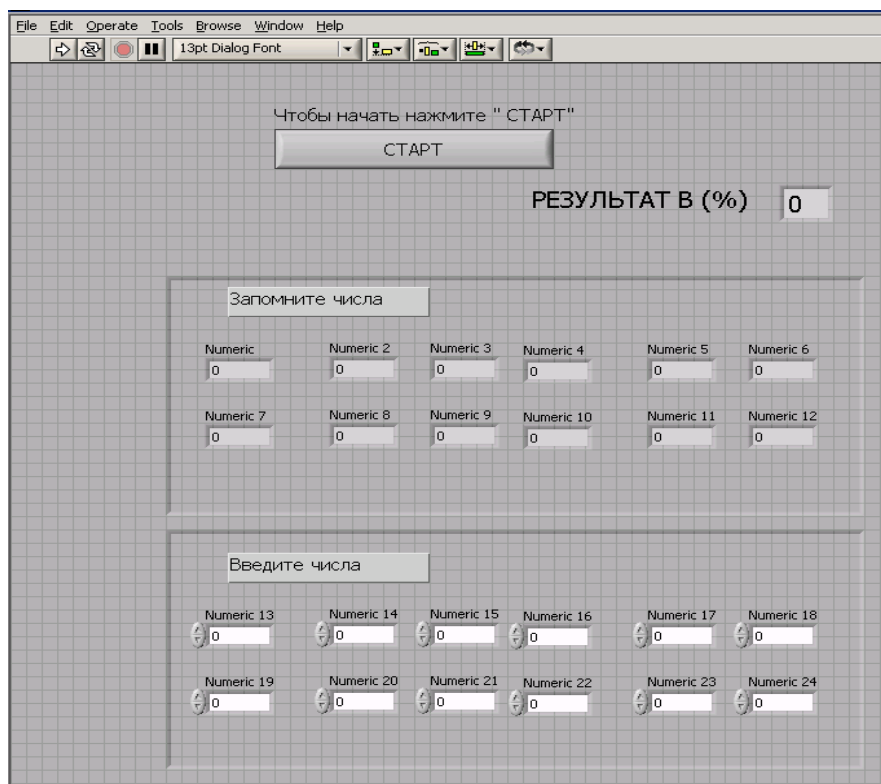
Главная цель автоматизации профотбора – повышение и улучшение качества исполнения данного процесса. Автоматизированный процесс имеет более стабильные характеристики, чем процесс, который выполняется в ручном режиме.

Автоматизацию процесса профотбора можно осуществить, используя автоматизированную систему, разработанную, например, в среде LabVIEW.

Использование LabVIEW значительно ускоряет процессы проектирования и разработки вычислительных комплексов и контрольно-измерительных систем, благодаря большому числу различных встроенных функций, специализированных библиотек, графическому языку, а также тесной интеграции с инновационными системами сбора данных, промышленными компьютерами, измерительными приборами и контроллерами автоматизации [5].

В среде LabVIEW осуществлена разработка виртуального прибора для осуществления профессионального отбора на должность «инженер». В данном виртуальном приборе поочередно выполняются психофизиологические тесты на основные способности кандидата на должность. Далее анализируются результаты и оцениваются способности каждого кандидата на должность, а также и наилучший кандидат из нескольких. На рисунке представлена лицевая панель виртуального прибора для тестирования показателей кратковременной памяти кандидата.

Таким образом, использование разработанной автоматизированной системы позволит повысить эффективность проведения профессионального отбора, в частности уменьшит трудоемкость и снизит человеческий фактор.



Лицевая панель в режиме разработчика виртуального прибора для тестирования показателей кратковременной памяти кандидата

### Библиографический список

1. Маклаков А. Г. Профессиональный психологический отбор персонала. Теория и практика. СПб.: Санкт-Петербург, 2008.
2. Романова Е.С. 99 популярных профессий. Психологический анализ и профессиограммы. СПб.: Питер, 2003. 464 с.
3. Карелин А. Большая энциклопедия психологических тестов. М.: Эксмо, 2007. 416 с.
4. Таблицы Шульте, тестирование памяти, внимания. URL: <http://tabshulte.ru/> [Электронный ресурс] (дата просмотра 25.02.2016).
5. Суранов А.Я. LabVIEW 8.20. Справочник по функциям. М.: ДМК Пресс, 2007. 536 с.

УДК 621.9.025; ГРТНИ 30.19.02

## ИССЛЕДОВАНИЯ ДИНАМИЧЕСКИХ СВОЙСТВ КОМПОЗИЦИОННЫХ МАТЕРИАЛОВ НА ПРИМЕРЕ СКОРОСТИ ЗАТУХАНИЯ

**Н.Н. Бородкин, Н.Н. Бородкина,**  
Тульский государственный университет Россия,  
Тула, ТулГУ, [TulGUnigkg@yandex.ru](mailto:TulGUnigkg@yandex.ru)

*Аннотация.* Проведены экспериментальные исследования процесса затухания импульса в различных композиционных материалах (реверберационный процесс), проведены исследования скорости затухания в зависимости от состава материалов.

*Ключевые слова.* Динамические свойства, скорость затухания, реверберация, композиционные материалы.

## INVESTIGATION OF DYNAMIC PROPERTIES OF COMPOSITE MATERIALS BY DAMPING SPEED EXAMPLE

**N.N. Borodkin, N.N. Borodkina**  
"Tula State University (Russia) Tula, Tula State University  
[TulGUnigkg@yandex.ru](mailto:TulGUnigkg@yandex.ru)

*Abstract:* the experimental research of the attenuation process momentum in various composite materials (reverberacionnyj), studies on damping speed depending on the composition of the materials."

*Keywords.* Dynamic properties, speed, reverb, damping composite materials

При исследовании ультразвуком явление реверберации волны в материалах (полное затухание) связано с распространением от источника продольных, поперечных и поверхностных волн при преимущественной интенсивности одной. Данный метод основан на регистрации времени полного затухания импульса упругой волны в исследуемом образце или конструкции. Время, измеренное от момента приема сигнала до момента, соответствующего полному затуханию импульса упругой волны в объеме материала, определяет эффект реверберации.

Очевидно, что при исследовании различных структур композиционных материалов (КМ) можно адекватно рассматривать время затухания  $\tau$  виброускорения, с помощью данного времени можно характеризовать характеристику структуры бетонов и КМ. Наличие в объеме материала стабильных или изменяющихся во времени субстанций материала должно отразиться на характере процесса времени затухания  $\tau$  импульса и изменить время затухания, а также форму огибающей амплитуд [1].

Для более детального исследования структур КМ с помощью амплитуды зависимой характеристики от времени затухания используем характеристику в виде скорости затухания  $V_3$ , которая учитывает влияние начальной амплитуды свободных затухающих колебаний от времени полного затухания:

$$V_3 = \frac{A}{\tau},$$

где  $A$  - начальная амплитуда свободных затухающих колебаний, км/с<sup>2</sup>;  $\tau$  - время полного затухания, с.

Так были проведены сравнительные экспериментальные исследования времени затухания  $\tau$  КМ на основе шлакомагнезиальных, шлакощелочных вяжущих и на основе вяжущего низкой водопотребности с использованием отходов промышленности.

Для исследования использовали мелкозернистый бетон с заполнителем на основе кварцевого песка, гранитной крошки и молотого песка. Образцы изготавливали методом вибрирования в формы в течение 1 мин. Затем после твердения 3 суток в формах образцы распалубливали, и они твердели в течение одного месяца при температуре  $20 \pm 2^\circ\text{C}$  и относительной влажности менее 80 % [2].

Для экспериментального исследования динамических свойств КМ на примере времени полного затухания были использованы временные характеристики, полученные на установке. Данная установка состоит из качалки для установки образца, ударного молотка с внутренним датчиком силы, усилителей-возбудителей, анализатора сигналов, акселерометров, фирмы "Брюль & Кьер" (Дания). Для регистрации полученных характеристик применялся графический плоттер мод. 7550А. При получении осциллограмм виброускорения свободных затухающих колебаний исследовали образцы балочки размером 40x40x160 мм, свободно подвешенные на гибких нитях. По осциллограмме определяем время полного затухания, так, на рис. 1 время полного затухания равно 2,5 мс, и вычисляем коэффициент скорости затухания структуры материала [3]:

$$V_3 = 875 \text{ км/с}^2 : 2,5 \cdot 10^{-3} \text{ с} = 0,35 \text{ км/с}.$$

На рис. 1 показан характер изменения амплитуды виброускорения сигнала в виде огибающей. Рассматривая виды получаемых осциллограмм при исследовании КМ, реверберационный процесс характеризуется группой первого вступления с четким передним фронтом, а огибающая амплитуд имеет характер экспоненты. Реверберационный процесс в КМ с объемными включениями разномодульного характера характеризуется группой первого вступления с нечетким передним фронтом (рис. 2), а максимальные амплитуды сдвинуты относительно него на определенное временное расстояние, вследствие чего огибающая, имеет характерную синусоидальную форму. При дальнейшем уменьшении амплитуды виброускорения характер затухания имеет в виде экспоненты.



По осциллограмме виброускорения показано, что в течение первой мс происходит резкое гашение амплитудного размаха, а полное затухание происходит после 2,5 – 3 мс - изменение огибающей амплитуд сигнала.

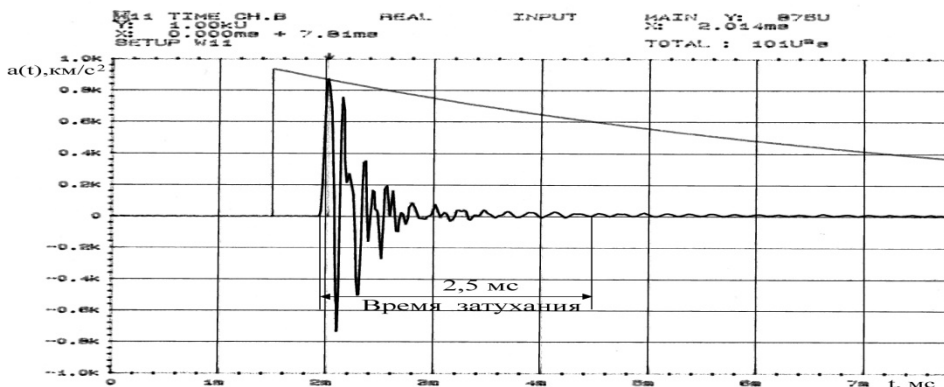


Рис. 1. Типичная осциллограмма виброускорения  $a(t)$  ( $\text{км}/\text{с}^2$ ) от времени (мс) исследуемого КМ с начальной амплитудой колебаний, равной 875 U, и временем полного затухания 2,5 мс

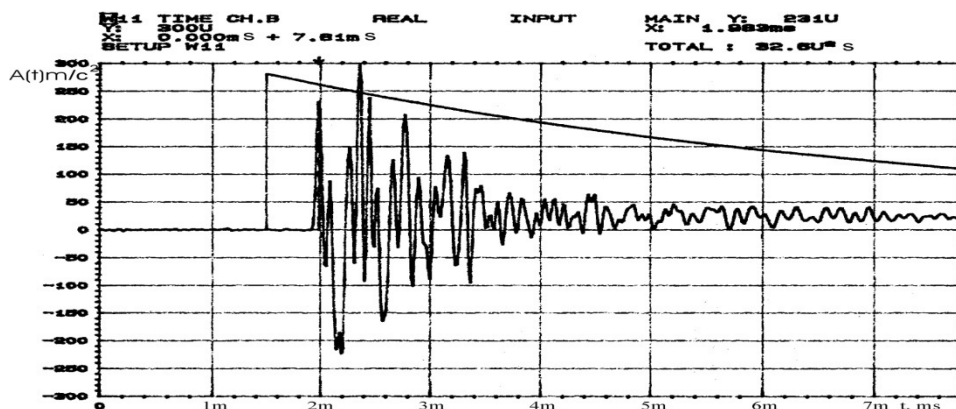


Рис. 2. Типичная осциллограмма виброускорения  $a(t)$  ( $\text{км}/\text{с}^2$ ) от времени (мс) исследуемого КМ с нечетким передним фронтом

Время полного затухания (реверберационный процесс) в КМ с объемными включениями различных по природе компонентов характеризуется группой первого вступления с нечетким (рис. 2) или четким передним фронтом (рис. 1), а максимальные амплитуды сдвинуты относительно его на определенное временное расстояние. При исследовании структур КМ с двумя и более доминирующими компонентами, влияющими на диссипативные свойства, осциллограмма имеет характерную «веретенообразную» форму. Так, на рис. 3 приведена осциллограмма виброускорения  $a(t)$  ( $\text{км}/\text{с}^2$ ) от времени (мс) исследуемого образца, огибающая имеет характерную «веретенообразную» форму.

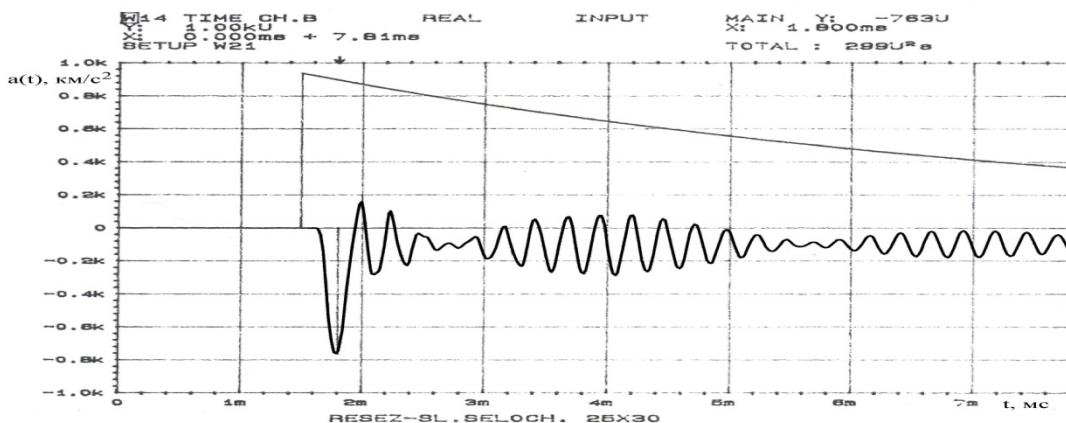


Рис. 3. Типичная осциллограмма виброускорения  $a(t)$  ( $\text{км}/\text{с}^2$ ) от времени (мс) исследуемого образца,

огибающая имеет характерную «веретенообразную» форму

В машиностроении данная осциллограмма характеризует процесс диссипации материала или конструкции с биением, хотя процесс гашения от начальной величины амплитуды виброускорения проходит эффективно.

На основе КМ и металла установлено, что при испытании различных образцов и конструкций время полного затухания зависит от величины амплитуды виброускорения, от силового импульса (удара) и соответственно зависит от многих факторов, относящихся к структуре материала.

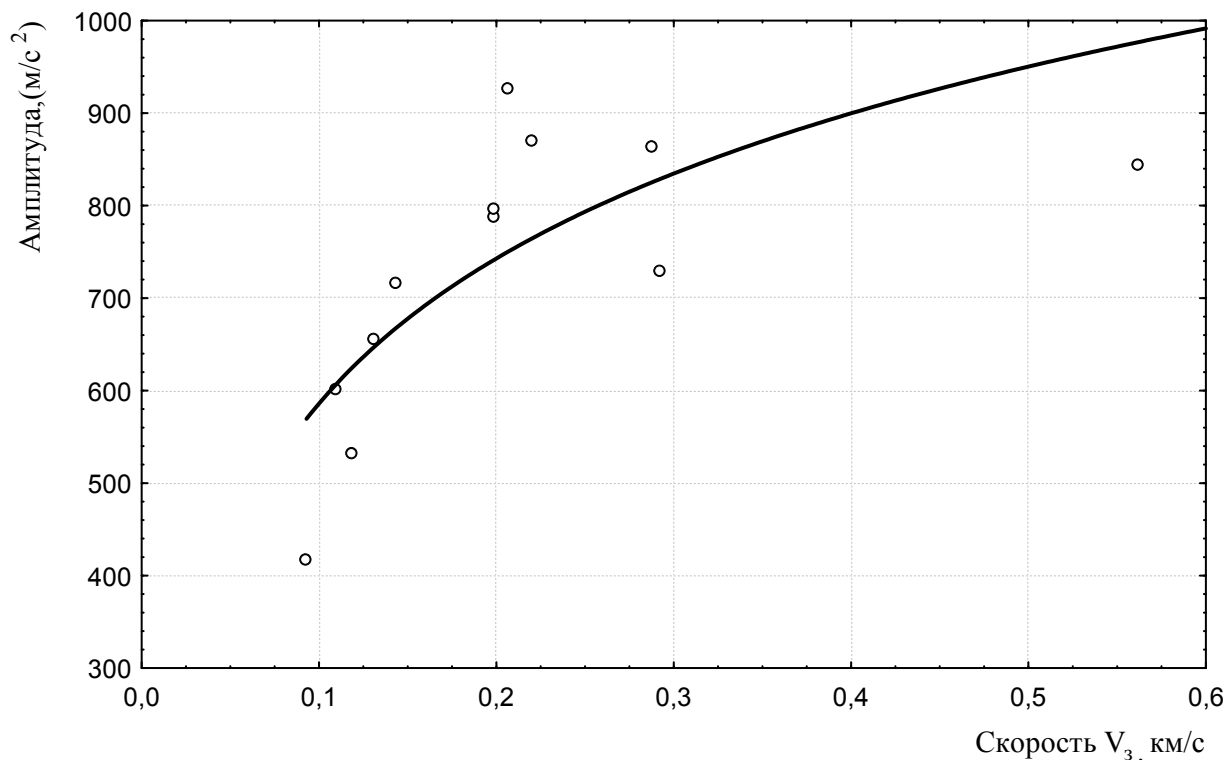


Рис. 4. График зависимости амплитуды виброускорения от скорости затухания  $V_3$  структуры КМ

В результате обработки экспериментальных данных КМ получена аппроксимирующая математическая зависимость амплитуды виброускорения от скорости затухания  $V_3$  структуры конструкций в логарифмической форме.

$$V_3 = -1,8265 + 0,7151 \cdot \lg A$$

Эксперименты на динамические испытания различных конструкций показывают, что временные характеристики большинства композиционных материалов имеют четко выраженную экспоненту затухания.

Таким образом, вид и состав конструкций на базе КМ можно минимизировать путем нахождения компромисса между их эффективностью применения с позиции диссипативной характеристики от состава и стоимости изготовления.

### Библиографический список

1. Васильев В.В. Механика конструкций из композиционных материалов: справочник / В.В. Васильев. – М.: Машиностроение, 1988. – 272 с.
2. А.С. 1768553 «Способ приготовления шлакомагнезиальной сырьевой смеси.», СО4В 9/00 Оpubл. 19.07. 92. Бюл. №3. Н.Н. Бородкин и др.
3. Патент РФ 11 № 2013408 «Способ приготовления формовочной сырьевой смеси.» № 2013408 С1 5 СО4В 9/00 Оpubл. 30.05. 94. Бюл. №10 Н.Н. Бородкин и др.

## **ОСОБЕННОСТИ РАБОТЫ СИСТЕМЫ ЧПУ FANUC-0I ДЛЯ ФРЕЗЕРНЫХ СТАНКОВ ПРИ ОБРАБОТКЕ ТОРЦЕВЫМИ ФРЕЗАМИ**

**Н.В. Грибов\*, О.В. Миловзоров\*\***

\* *Рязанский политехнический институт (ф) Университета машиностроения,  
Россия, Рязань, gribov.n.v@mail.ru*

\*\* *Рязанский государственный радиотехнический университет,  
Россия, Рязань, milovzorov\_542@inbox.ru*

*Аннотация.* Рассматриваются теоретические и практические вопросы разработки управляющих программ обработки торцевыми фрезами на станках с ЧПУ, оснащенных стойкой Fanuc-0i.

*Ключевые слова.* Технология машиностроения, геометрическая задача ЧПУ, торцевые фрезы, система ЧПУ Fanuc-0i.

## **FEATURES OF THE CNC SYSTEM FANUC-0I FOR MILLING MACHINES IN THE END MILLS PROCESSING**

**N.V. Gribov\*, O.V. Milovzorov\*\***

\* *Ryazan Polytechnic Institute (f) Engineering University,  
Ryazan, Russia, gribov.n.v@mail.ru*

\*\* *Ryazan State Radio Engineering University,  
Ryazan, Russia, milovzorov\_542@inbox.ru*

*Abstract.* Theoretical and practical issues of machine tools programming development for milling with end mills on NC Fanuc-0i is considered.

*Keywords.* Machinery technology, NC programming, geometric task, Fanuc-0i, end mill cutting.

Одной из важнейших задач при разработке эффективной технологии механообработки на станках с ЧПУ является корректное и эффективное формирование процессов формообразования, традиционно относящихся к решению геометрической задачи ЧПУ. Программирование траектории перемещения инструмента на станках с ЧПУ традиционными подходами зачастую приводит к невозможности формирования оптимальных траекторий из-за особенностей математического обеспечения конкретных систем ЧПУ. Программное обеспечение систем ЧПУ разрабатывается фирмой-изготовителем и многие особенности скрыты и не доступны пользователю. Так, например, многие системы при формировании траектории перемещения инструмента учитывают геометрическую информацию, имеющуюся в следующих кадрах управляющей программы. При этом в NC систему закладывается неизвестная пользователю интерпретация данной геометрической информации. В связи с этим возникает необходимость в экспериментальном исследовании принципов решения геометрической задачи конкретной системой ЧПУ для конкретных траекторий перемещения инструмента [1, 2, 3].

Одной из наиболее распространенных на российских машиностроительных предприятиях систем ЧПУ является система Fanuc. В рамках отмеченной выше задачи было выполнено исследование процессов решения геометрической задачи системой ЧПУ Fanuc-0i на фрезерном обрабатывающем центре MCV 2418.

При разработке технологических процессов для массового и крупносерийного производства чрезвычайно важно формирование управляющих программ для станков с ЧПУ с наименьшим количеством холостых перемещений, или их полным отсутствием. Технология обработки на фрезерных центрах, как правило, предусматривает возможность ее реализации целым спектром различных инструментов. В нашем случае рассматривалась обработка деталей типа «многогранник» с использованием торцевых фрез.

На рисунке 1 показана типичная деталь типа «многогранник».

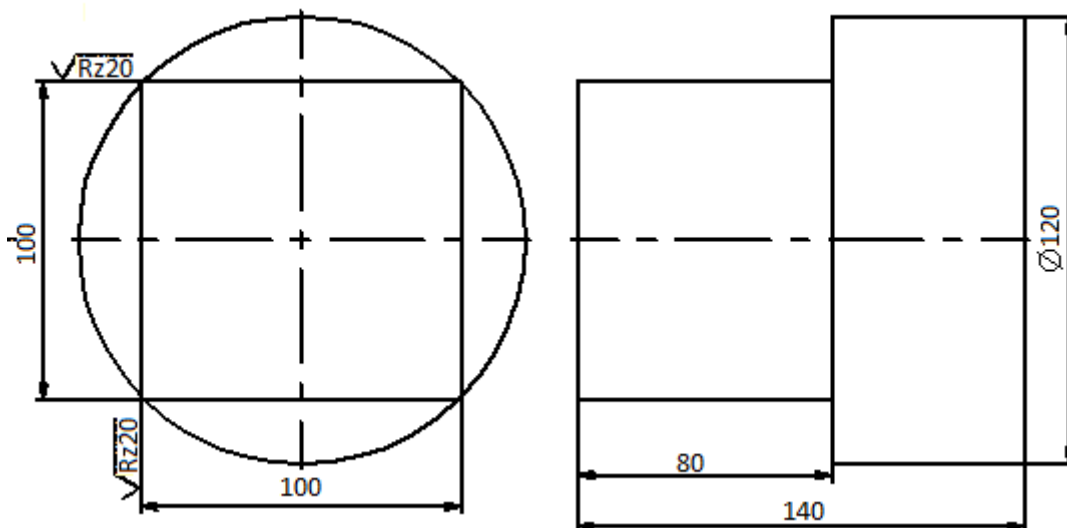


Рис.1. Деталь типа «многогранник»

При разработке управляющих программ нельзя формировать траекторию с привязкой к конкретным диаметрам инструмента. Номенклатура торцевых фрез, используемых в процессе фрезерования большой номенклатуры деталей, может достигать многих десятков. При этом в данной конкретной производственной ситуации необходимо обеспечивать возможность реализации одного и того же технологического процесса с применением торцевых фрез различных диаметров – из тех, что имеются в данный конкретный момент времени. Разработка управляющей программы с ориентацией на конкретный диаметр фрезы приводит к невозможности использования данной программы для инструмента другого диаметра. Таким образом, возникает задача формирования управляющей программы, минимизирующей холостые перемещения с применением коррекции на радиус инструмента.

Для обработки многогранника (рис. 1) с отсутствием холостых ходов в процессе обработки диаметр торцевой фрезы должен быть не меньше длины многогранника. На рисунке 2 покажем траекторию перемещений торцевой фрезы, которая должна быть реализована в управляющей программе.

Обработка осуществляется при перемещении фрезы из положения «1» в положение «2» и из положения «2» в положение «1». Между линейными перемещениями инструмента осуществляется поворот заготовки.

С целью разработки корректной управляющей программы рассмотрим, каким образом формируется фактическая траектория перемещения инструмента системой Fanuc-0i при использовании коррекции на радиус инструмента в зависимости от геометрической информации, имеющейся в последующих кадрах управляющей программы.

```

N010 G40 G49 G80
N020 T1M6
N030 G0 G59 G90 X-50 Y50
N040 G43 Z50 H51
N050 Z0
N060 X-45
N070 G1 G42 X80 D51 F2000
N080 Y-50
N090 A90
N100 Y50
N110 A180
N120 Y-50
N130A270
N140 Y50

```

N150 G0 G40 X0 Y110  
 N160 G28 X-10 Y120  
 N170 Z200  
 N180 M30

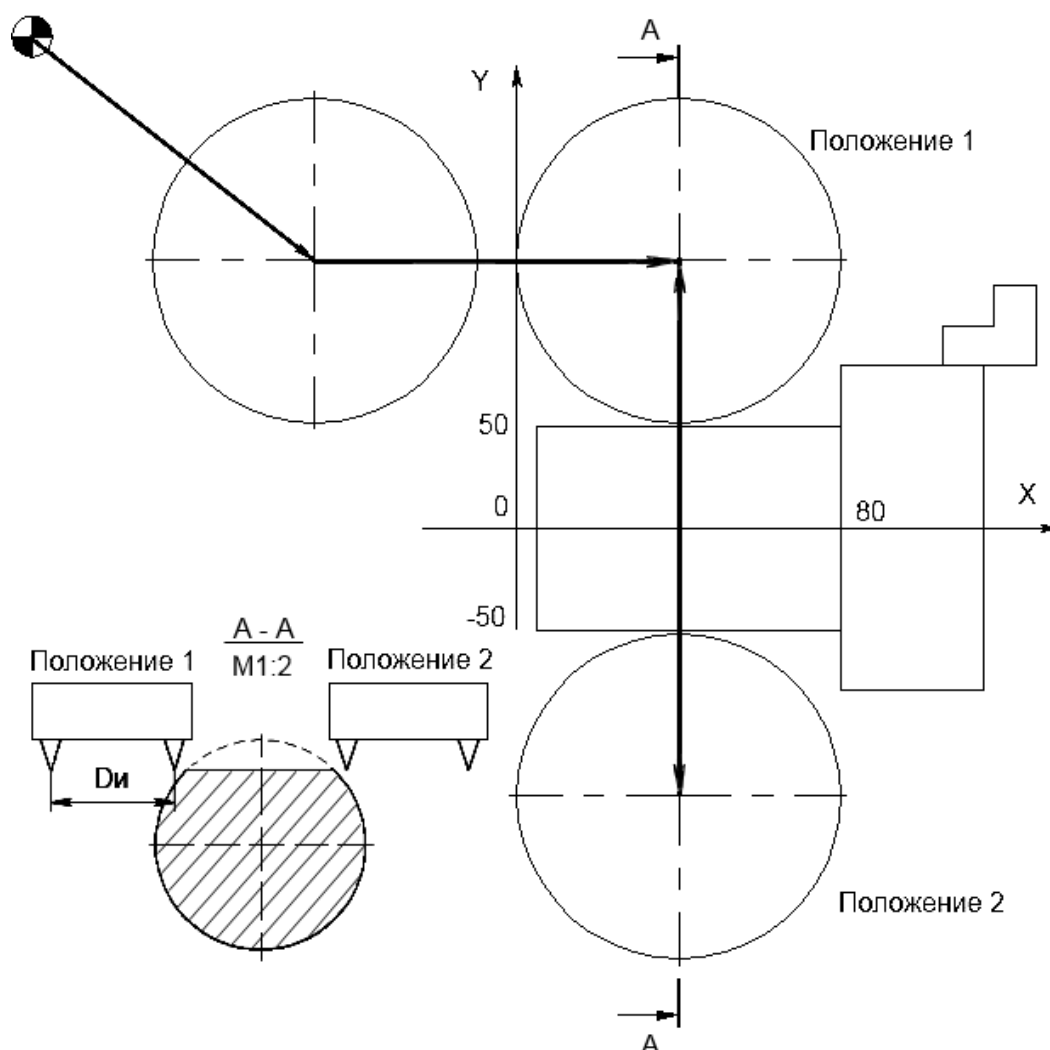


Рис. 2. Траектория обработки многогранника с минимумом холостых перемещений

В кадрах N010 – N060 осуществляется подвод инструмента к зоне обработки. Кадр N070 включает коррекцию на радиус инструмента с программируемым перемещением по координате X на 80мм и действительным перемещением в координату  $X_{80-R_{и}}$ , где  $R_{и}$  – радиус инструмента. Кадр N080 – обработка грани с перемещением инструмента в положение «2» с координатой Y-50 (рис. 3). Кадр N090 – поворот заготовки. Кадр N100 – обработка грани с перемещением в противоположном направлении в положение «1» с координатой Y50.

Фактическая траектория перемещения инструмента такова (рис. 3а). Система интерпретирует геометрическую информацию в кадрах при перемещениях из положения «1» в положение «2» и обратно из положения «2» в положение «1» как обработку сверхтонкого наружного контура длиной от Y50 до Y-50 и толщиной, равной 0. В соответствии с этим в кадре N80 происходит перемещение фрезы справа от контура, т.е. на расстоянии  $R_{и}$  от прямой (X80Y50;X80Y-50) с выводом центра фрезы по координате Y на расстояние  $R_{и}$  от точки X80Y-50 с учетом дальнейшей обработки наружного контура в направлении X. Между кадром N80 и N90 система автоматически смещает фрезу на расстояние  $2R_{и}$ . В результате центр фрезы оказывается смещенным на радиус инструмента вправо от точки X80Y-50, обеспечивая коррекцию справа для обработки в кадре N100 контура с координатами (X80Y-

50;X80Y50) с перемещением вдоль положительного направления оси Y. В кадре N100 центр фрезы вновь выводится на расстояние  $R_{и}$  от точки X80Y50 с учетом дальнейшей обработки наружного контура в направлении X. Таким образом, система не учитывает повороты заготовки и рассматривает перемещения, заложенные в управляющей программе, как обработку одного и того же наружного контура с коррекцией справа на радиус фрезы.

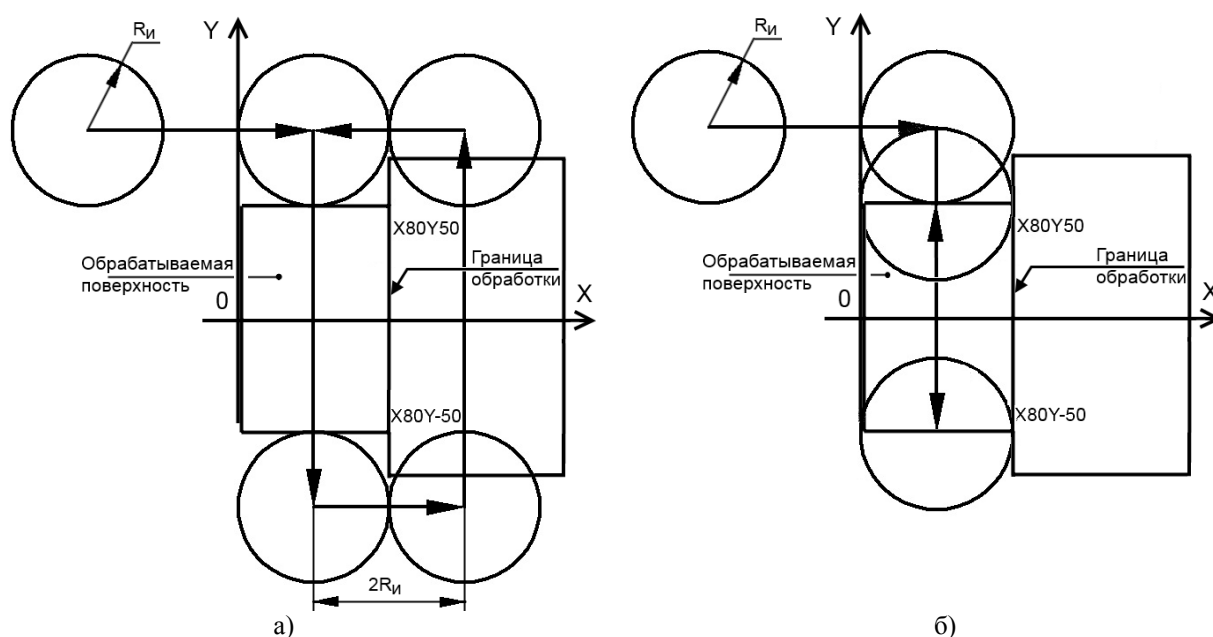


Рис. 3. Траектория перемещения с интерпретацией наружного контура а) и внутреннего контура б)

Рассмотрим, каким образом будет интерпретироваться системой ЧПУ траектория перемещений фрезы, если использовать чередование коррекции на радиус справа и слева.

```

N010 G40 G49 G80
N020 T1M6
N030 G0 G59 G90 X-50 Y50
N040 G43 Z50 H51
N050 Z0
N060 X-45
N070 G1 G42 X80 D51 F2000
N080 Y-50
N090 A90
N100 G41 Y50
N110 A180
N120 G42 Y-50
N130A270
N140 G41 Y50
N150 G0 G40 X0 Y110
N160 G28 X-10 Y120
N170 Z200
N180 M30
    
```

Отличие данной программы от предыдущей в поочередном введении правой коррекции на радиус при перемещениях из положения «1» в положение «2» и левой коррекции при перемещении из положение «2» в положение «1». Такая программа должна была бы выполнить желаемую траекторию перемещений инструмента, однако интерпретация системой геометрии перемещений в кадрах управляющей программы не обеспечивает этого.

В данной ситуации (рис. 4,б) отработка траектории до кадра N070 совпадает с предыдущей, то есть центр фрезы выводится за пределы будущего обрабатываемого контура на

радиус фрезы как по оси  $X$ , так и по оси  $Y$ . В последующих кадрах система начинает интерпретировать геометрическую информацию, как обработку внутреннего контура. Перемещение фрезы осуществляется со смещением на радиус фрезы относительно прямой ( $X80Y-50;X80Y50$ ) и зарезы заготовки при этом возникать не будут. Однако при этом, интерпретируя обрабатываемый контур, как внутренний, при каждой смене коррекции, система в рабочих проходах не доводит центр фрезы до крайних точек траектории на радиус фрезы, в результате чего участки детали с координатами  $X80,Y-50+R_n;X80,-Y50$  и  $X80,Y50-R_n;X80,Y50$  окажутся необработанными.

При любых добавлениях в управляющую программу кадров с рабочими перемещениями по оси  $Y$  приводят к смещению фрезы на два радиуса. Система интерпретирует их как обработку наружного контура с соответствующим смещением фрезы на ее радиус, даже если после этих кадров следуют кадры с перемещением в обратную сторону с изменением коррекции на противоположную. При этом с увеличением радиуса фрезы будут возрастать неэкономичные холостые перемещения.

При перемещениях фрезы только по оси  $Y$  ввод кадров с изменением коррекции на противоположную не приводит к положительному результату, т.к. система каждый раз перемещает центр фрезы в точности в соответствии с указанным в кадре адресом  $Y$ , игнорируя при этом коррекцию по оси  $Y$ . Таким образом, геометрическая задача с использованием стандартных подготовительных функций по эффективной обработке деталей типа «многогранник» системой ЧПУ Fanuc-0i не решается. Единственным способом решения данной задачи остается применение параметрического проектирования управляющих программ.

#### **Библиографический список**

1. Грибов Н.В., Миловзоров О.В., Турукин Н.А. Особенности обработки сложных контуров при фрезерной и токарной обработке на станках с ЧПУ // Новые технологии в учебном процессе и производстве: материалы девятой научно-методической конференции преподавателей РИ (Ф) МГОУ, 10-13 мая 2011 г., г. Рязань. – Рязанский ин-т МГОУ, 2011. – С.17-21.
2. Грибов Н.В., Миловзоров О.В., Турукин Н.А. Погрешности математического аппарата системы ЧПУ Fanuc серии 0i при фрезерной обработке // Новые технологии в учебном процессе и производстве: материалы десятой научно-методической конференции преподавателей РИ (Ф) МГОУ, 23-27 апреля 2012 г., г. Рязань. – Узорочье, 2012. – С.14-17.
3. Грибов Н.В., Миловзоров О.В., Турукин Н.А. К вопросу о возникновении погрешности обработки на токарных станках с ЧПУ // Наука и инновации в технических университетах: материалы Седьмого Всероссийского форума студентов, аспирантов и молодых ученых.- С-Пб.: изд-во Политех. ун-та, 2013 -233с.
4. Грибов Н.В., Миловзоров О.В., Седых А.В. Особенности программирования системы ЧПУ Fanuc-0i при фрезеровании плоскостей торцовыми фрезами // Новые технологии в учебном процессе и производстве: материалы XIV межвузовской научно-технической конференции посвященной 60 – летию института / Под. ред. начальника НИО Платонова А.А., канд. техн. наук Бакулиной А.А. – Рязань: РИПД «ПервопечатникЪ», 2016. – С. 486-490.

## СЕКЦИЯ «ЭВМ И СИСТЕМЫ»

УДК 004.415.2

### ОЦЕНКА ВРЕМЕННЫХ ХАРАКТЕРИСТИК АЛГОРИТМОВ НА ОСНОВЕ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ПОЛУМАРКОВСКИХ ПРОЦЕССОВ

**А.С. Новиков**

*Тульский государственный университет,  
Россия, Тула, thesis-tsu@yandex.ru*

*Аннотация.* Предложена модель для описания алгоритмов на основе полумарковских процессов. Показана зависимость между быстродействием ЭВМ и «линейностью» выполняемых программ. Получены выражения для оценки временных параметров алгоритмов.

*Ключевые слова.* Алгоритм, быстродействие, электронные вычислительные машины, полумарковский процесс.

### ESTIMATION OF TIME CHARACTERISTICS OF ALGORITHMS BASED ON USAGE OF SEMI-MARKOVIAN PROCESSES

**A.S. Novikov**

*Tula State University,  
Tula, Russia, thesis-tsu@yandex.ru*

*Abstract.* A model for the description of algorithms on the basis of semi-Markovian processes is proposed. The dependence between the speed of the computer and "linearity" executable programs is shown. The expressions for estimating of time characteristics of algorithms are obtained.

*Keywords.* Algorithm, performance, electronic computers, semi-Markov process.

На современном этапе развития науки и техники трудно представить жизнедеятельность людей без электронных вычислительных машин (ЭВМ): масштабы их применения находятся в широчайшем диапазоне от прогнозирования экологической обстановки целых регионов и управления гигантскими промышленными центрами до автоматических определителей номеров в телефонах.

Электронная вычислительная машина (ЭВМ) – это комплекс технических (аппаратных) и программных средств для обработки информации, вычислений, автоматического регулирования [1].

Факт того, что использование вычислительной техники для решения научных, информационных и др. задач стало повсеместной и неотъемлемой частью в жизни людей, ставит постоянный вопрос о повышении требований к характеристикам и показателям ЭВМ, главными из которых являются [2]:

- операционные ресурсы (множество реализуемых в электронной вычислительной машине операций обработки, хранения и ввода-вывода информации);

- быстродействие (число операций, выполняемых ЭВМ в 1 секунду. Так как разные операции выполняются с разной скоростью, то правильно говорить о среднем быстродействии электронной вычислительной машины на разных классах задач, которое определяется с учетом вероятностей использования каждой операции при решении заданного класса задач. Другими словами, быстродействие определяется как время между вводом данных для решения поставленной задачи и выводом результата решения);

- производительность (измеряется средним числом задач, решаемых на ЭВМ в единицу времени. Данная характеристика зависит от быстродействия процессора, устройств ввода-вывода, порядка прохождения задач в машине и т.д. Увеличение производительности происходит при совмещении операций ввода-вывода с обработкой, при использовании мультипрограммного и мультипроцессорного режимов работы);

- надежность (это свойство ЭВМ выполнять заданные функции, не изменяя во времени значения установленных эксплуатационных параметров, в заданных пределах, соответствующих определенным режимам и условиям эксплуатации, включающим условия использования, технического обслуживания, ремонта, хранения и транспортирования. Увеличение надежности происходит путем резервирования, которое заключается во введении в состав



электронной вычислительной машины или отдельных устройств избыточного оборудования);

- стоимость (суммарная стоимость всего оборудования и программного обеспечения, входящего в ее состав. Примечательно, что улучшение какой-либо из перечисленных выше характеристик ЭВМ в рамках данного уровня технологии приводит к увеличению ее стоимости).

Из всех вышеперечисленных характеристик быстродействие является одной из самых важных, определяющих эффективность применения вычислительных комплексов различного назначения.

Быстродействие зависит от целого ряда факторов [2], таких как:

- элементная база и архитектура электронной вычислительной машины;
- форматы представления данных и допустимые ограничения на точность вычислений;
- структура каналов связи и протоколы обмена данными;
- операционная система;
- математические модели процессов, по которым строятся вычислительные алгоритмы, алгоритмы обработки информации;
- общая структура программного обеспечения, степень общности применяемых программ.

Кроме того, быстродействие зависит и от того, насколько любая программа, выполняемая на компьютере, «линейна» по своей структуре.

К моменту начала разработки программного обеспечения большая часть из перечисленных факторов определена либо разработчиками аппаратных средств, либо нормативной документацией, поэтому оптимизация времени вычислительных процессов осуществляется за счет моделей процессов решения задач и алгоритмов их реализации.

При написании программы, выполняющей алгоритм любого уровня сложности, невозможно избежать использования команд, нарушающих линейность программы: команды перехода, команды цикла, команды вызова подпрограмм, команды прерываний и т.д. (далее – точки разрыва) и имеющих вероятностный характер, поэтому можно утверждать, что время выполнения как каждой команды в отдельности, так и программы в целом является случайной величиной.

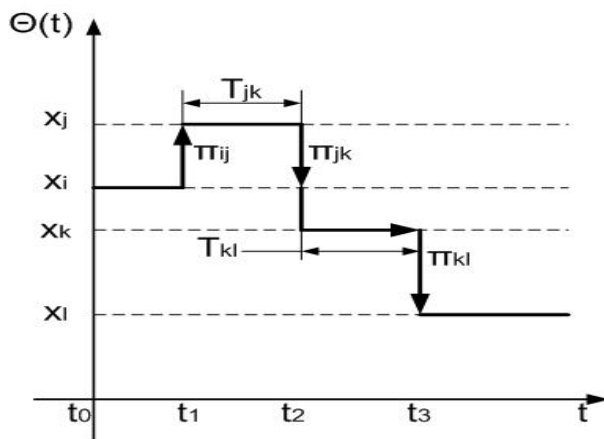
Пусть любая программа, выполняемая на электронной вычислительной машине, представляет собой некоторую систему, которая в каждый момент времени может находиться в одном из  $N$  возможных состояний (точек разрыва)  $x_1, x_2, \dots, x_N$ , причем известны начальное состояние системы (в начальный момент времени  $t_0$  она находится в состоянии  $\theta_0 = x_i$ ) и вероятности перехода  $\pi_{jk} = P\{\theta_m = x_k | \theta_{m-1} = x_j\}, j, k = \overline{1, N}$ . Следовательно, процесс  $\theta_m = \theta(t_m)$  есть однородная цепь Маркова.

С каждым ненулевым элементом  $\pi_{jk}$  матрицы вероятностей перехода сопоставлена случайная величина  $T_{jk}$  – время пребывания системы в состоянии  $x_j$  (при условии, что следующим состоянием, в которое она перейдет, будет  $x_k$ ). Данной величине соответствует функция распределения  $F_{jk}(t) = P\{\pi_{jk} \leq t\}$ . Считается, что при этом величина  $T_{jk}$  является неотрицательной и непрерывной, и с ней сопоставлена плотность вероятности  $f_{jk}(t)$ . Другими словами, величина  $T_{jk}$  является временем ожидания в состоянии  $x_j$  до перехода в  $x_k$ .

Графическая интерпретация перехода системы из одного состояния в другое согласно полумарковскому процессу представлена на рисунке.

Точка, отображающая поведение системы на плоскости, остается в состоянии  $x_j$  в течение времени  $T_{jk}$ , прежде чем она перейдет в состояние  $x_k$ . По достижении  $x_k$  «мгновенно»

но» (в соответствии с матрицей вероятностей перехода  $\{\pi_{jk}\}$ ) выбирается следующее состояние  $x_l$ . Тогда время ожидания в  $x_k$  полагается равным  $T_{kl}$  с функцией распределения  $F_{kl}(t)$  и плотностью вероятностей  $f_{kl}(t)$  (при условии выбора состояния  $x_l$ ). Данный процесс может продолжаться бесконечно долго. Если через  $\theta(t)$  обозначить состояние системы, занятое в момент времени  $t$ , то полученный случайный процесс принято называть полумарковским.



Переход системы из одного состояния в другое в соответствии с полумарковским процессом

Из приведенного определения следует, что если не учитывать случайный характер времени ожидания и рассматривать только моменты перехода, то процесс  $\theta(t)$  будет представлять собой однородную цепь Маркова (или вложенную цепь Маркова, а в общем случае – вложенный марковский процесс) [3]. Однако при учете пребывания процесса в разных состояниях в течение случайного отрезка времени процесс  $\theta(t)$  не будет удовлетворять уравнению Маркова (если не все времена распределены экспоненциально) [3]. Следовательно, процесс является марковским только в моменты перехода, поэтому вышесказанное доказывает название «полумарковский процесс» или «полумарковская цепь».

При заданном начальном состоянии дальнейшее поведение полумарковского процесса (полумарковской цепи) полностью определяется матрицей вероятностей перехода  $\{\pi_{jk}\}, j, k = \overline{1, N}$ , и матрицей функций распределения  $\{F_{jk}(t)\}$  или (для непрерывных случайных величин  $T_{jk}$ ) матрицей плотностей вероятностей  $\{f_{jk}(t)\}$ .

Пусть в некоторый момент времени, принимаемый за начальный ( $t_0 = 0$ ), система находится в состоянии  $x_i$ , а за следующее состояние выбрано (с соответствующей вероятностью  $\pi_{ij}$  из матрицы вероятностей перехода) состояние  $x_j$ . Тогда согласно теоремам умножения и сложения вероятностей безусловная функция распределения общего времени ожидания системы в состоянии  $x_i$  будет иметь вид:

$$F_i(t) = P\{t_i < t\} = \sum_{i=1}^N \pi_{ij} F_{ij}(t), i, j = \overline{1, N} \quad (1)$$

Соответственно для безусловной плотности вероятности общего времени ожидания в выбранном состоянии  $x_i$  запишется:

$$\omega_i(t) = \sum_{i=1}^N \pi_{ij} f_{ij}(t), i, j = \overline{1, N} \quad (2)$$

Среднее значение безусловного времени ожидания в состоянии  $x_i$  равно:

$$\langle T_i \rangle = \int_0^{\infty} t \omega_i(t) dt = \sum_{i=1}^N \pi_{ij} \langle T_{ij} \rangle \quad (3)$$

Таким образом, было получено, что для алгоритмов, представленных в виде программ, выполняемых на электронных вычислительных машинах, моделью для описания их выполнения является полумарковский процесс, что является основанием для проведения дальнейшего исследования. Его главными задачами являются определение закона распределения времени ожидания процесса в некотором из множества состояний и, как следствие, расчет всех временных параметров выполнения программы (математическое ожидание, дисперсия и т.д.). Наряду с этим, в будущем планируется разработка программного обеспечения для удобства моделирования описанного выше процесса и вычисления необходимых характеристик алгоритмов.

### **Библиографический список**

1. Новый словарь методических терминов и понятий (теория и практика обучения языкам). – М.: Издательство ИКАР/ Э.Г. Азимов, А.Н. Щукин. 2009. – 448 с.
2. Организация ЭВМ и систем: учебник / под ред. акад. В.К. Левина. – М.: Гелиос АРВ, 2008. – 400 с., ил.
3. Введение в теорию вероятностей и ее приложения: В. Феллер. – М.: Мир, 1964. 511 с.

УДК 004.382.2; ГРНТИ 20.15.05

## **ИССЛЕДОВАНИЕ ПРОИЗВОДИТЕЛЬНОСТИ ПАРАЛЛЕЛЬНЫХ ВЫЧИСЛЕНИЙ НА ГОМОГЕННОМ КЛАСТЕРЕ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ТЕХНОЛОГИЙ MPI И PGAS**

**И.П. Солодовников, В.А. Барков**

*Владимирский государственный университет имени А.Г. и Н.Г. Столетовых,  
Россия, Владимир, solod\_ivan@mail.ru*

*Аннотация.* Рассматриваются теоретические и практические вопросы разработки и выполнения исследовательского программного обеспечения для исследования производительности кластерной системы на базе операционной системы Linux и технологий параллельного программирования MPI и PGAS.

*Ключевые слова.* MPI, PGAS, Linux, Debian, кластерная система, параллельное программирование.

## **PARALLEL COMPUTING PERFORMANCE RESEARCH ON HOMOGENIC CLUSTER USING MPI AND PGAS TECHNOLOGIES**

**I.P. Solodovnikov, V.A. Barkov**

*Vladimir State Radio University named after Nikolai and Alexander and Nikolay Stoletovs  
Vladimir, Russia, solod\_ivan@mail.ru*

*Abstract.* Theoretical and practical issues of software development and running for researching performance of a cluster system based on Linux operating system and MPI and PGAS parallel programming technologies are considered.

*Keywords.* MPI, PGAS, Linux, Debian, cluster system, parallel programming.

В данной работе рассматривается методика измерения производительности реальной кластерной системы, построенной на базе IBM-совместимых персональных компьютеров с использованием \*nix-подобной операционной системы (в данном конкретном случае был выбран дистрибутив Debian) и технологии параллельного программирования MPI (Message Parsing Interface) [1] и UPC (Unified Parallel C) [2]. Данная тема является актуальной, поскольку существуют и активно совершенствуются решения в области построения параллельных вычислительных систем на аппаратном уровне, а также разработки программного обеспечения (ПО) для них как на системном, так и на прикладном уровне. Ученые используют развитые кластеры для решения сложных вычислительных задач по моделированию различных физических, химических, биологических, экономических и астрономических процессов. С помощью специального ПО свободные ресурсы миллионов компьютеров в сети Интернет задействуются для решения научных задач, связанных с поисками лекарств от неизлечимых болезней, изучением активности Солнечной системы, закономерностей мировой экономики и выводом сложных химических формул. Построение реального учебного кластера позволяет проверить его работоспособность, сравнивая результаты с уже реализованными в промышленности решениями, определить пути дальнейшего повышения его производительности.

сти, определить масштабируемость системы, объективно оценить вычислительные возможности кластера, базируясь на вычислении времени выполнения параллельных задач.

Следует отметить, что в русскоязычном сегменте Интернета работы и публикации, связанные с использованием технологий параллельного программирования MPI и PGAS, практически отсутствуют, что говорит о необходимости восполнять этот пробел, изучать данную систему как можно глубже, внедрять и использовать ее для внедрения в учебный процесс факультетов информационных технологий вузов, поскольку данное ПО является полностью открытым и бесплатным, а в России стоит острая проблема подготовки высококвалифицированных специалистов по параллельным вычислениям. Документация по MPI, UPC и UPC++, которая пишется самими разработчиками на английском языке, является общедоступной, а сам проект представляет собой свободное программное обеспечение с открытым кодом, которое может быть развернуто на любой Linux-системе.

Кластер в общем случае – это массивно-параллельная система, состоящая из одинаковых узлов (иными словами, гомогенная среда), где каждый узел имеет собственный центральный процессор, оперативную память и коммуникационное устройство. Все узлы системы связаны посредством некоей коммуникационной среды и образуют локальную вычислительную сеть. Среда предоставляет приложениям пользователя интерфейс к своим функциям, реализованным посредством взаимодействия с ОС. Message Passing Interface (MPI, интерфейс передачи сообщений) — программный интерфейс (API) для передачи информации, который позволяет обмениваться сообщениями между процессами. UPC – унифицированный параллельный Си, расширение языка программирования C, использующее высокопроизводительный платформонезависимый коммуникационный интерфейс GASNet (Global Address Space Networking) для организации параллельных вычислений, что позволяет организовать выполнение параллельной программы как в среде SMP, когда обмен информацией идет только между ядрами процессора, так и с использованием сети Ethernet, когда для передачи данных на транспортном уровне стека TCP/IP вместо протокола TCP применяется UDP, не гарантирующий доставку пакета данных от узла-отправителя узлу-получателю, но при этом позволяющий ускорить пересылку данных между узлами за счет сокращения задержек на контроль доставки пакетов. UPC++ - аналогичное расширение для языка C++, позволяющее использовать парадигму объектно-ориентированного программирования.

Итоговая производительность кластера зависит от двух основных параметров: производительность отдельных узлов кластера и производительность коммуникационной среды. Основными характеристиками быстродействия сети являются латентность (latency) и пропускная способность (bandwidth). Под пропускной способностью  $R$  сети понимают количество информации, передаваемой между узлами сети в единицу времени (байт в секунду). Очевидно, что реальная пропускная способность снижается программным обеспечением за счет передачи разного рода служебной информации. Латентность - время, затрачиваемое программным обеспечением и устройствами сети на подготовку к передаче информации по данному каналу. Полная латентность складывается из программной и аппаратной составляющих. Различают следующие виды пропускной способности сети:

1) пропускная способность однонаправленных пересылок ("точка-точка", unidirectional bandwidth), равная максимальной скорости, с которой процесс на одном узле может передавать данные другому процессу на другом узле;

2) пропускная способность двунаправленных пересылок (bi-directional bandwidth), равная максимальной скорости, с которой два процесса могут одновременно обмениваться данными по сети. Значения пропускной способности выражают в мегабайтах в секунду (MB/sec), значения латентности - в микросекундах ( $\mu\text{sec} = 10^{-6} \text{ sec}$ ). Время  $T(L)$ , необходимое на передачу сообщения длины  $L$  байт, можно определить следующим образом [3]:

$$T(L) = s + \frac{L}{R},$$

где  $s$  – время задержки (латентность), а  $R$  – пропускная способность сети.

Для оценки производительности был собран учебный кластер из двух IBM-совместимых серверов, собранных фирмой Kraftway, каждый из которых имеет следующую конфигурацию.

Процессор: два двухъядерных процессора Intel Xeon 2.66 ГГц с поддержкой технологии HyperThreading (HT).

Оперативная память: 2 Гб ОЗУ типа DDR2-667.

Видеоадаптер: встроенный Intel GMA (в данном исследовании производительность видеоадаптера не существенна, поскольку графические технологии не задействовались).

Жесткий диск: два жестких диска по 250 Гб, составляющих массив RAID1 (с зеркалированием).

Сетевой адаптер: внутренняя и внешняя сетевые карты Realtek, пропускная способность обеих – 100 Мбит/с.

В качестве операционной системы на узлах кластера был установлен дистрибутив Debian GNU/Linux последней на момент проведения НИР (июль-август 2015 г.) версии 8.2 (64-разрядная) с графической оболочкой МАТЕ. Данная оболочка содержит минимум необходимого программного обеспечения, необходимого для работы, и не занимает, в отличие от многих других оболочек, в частности GNOME, много места в оперативной памяти и процессорное время.

После установки ОС были установлены и сконфигурированы MPI (в реализации MPICH 3.1.4 [4]), а затем Berkeley UPC (версии 2.22.0) и UPC++.

В качестве тестового ПО использовалась разработанная на кафедре ВТ ВлГУ программа численного решения уравнения Пуассона методом Зейделя в трех реализациях: последовательной и двух параллельных, под MPI и UPC. Во всех случаях программный код писался на языках C/C++ для компиляции в операционной системе Linux (в качестве компилятора для последовательных конструкций программ использовался GNU Compiler Collection (GCC)).

Здесь также необходимо отметить следующий момент: программы на UPC++ переписываются из программ на UPC заменой соответствующих конструкций распараллеливания. В UPC++ эти конструкции определены в пространстве имён `upsxx`, поэтому для облегчения написания параллельной программы можно прописать после подключения библиотек следующую строку [5]:

```
using namespace upsxx.
```

В данной программе предусмотрена фиксация времени начала и завершения вычислительного процесса и соответственно вычисление времени выполнения, что позволяет оценить ее производительность. Программа выполнялась с использованием матрицы размером  $N = 180 \times 180$  и числом итераций  $NIT = 7000$ . Каждый вариант программы прогонялся по 5 раз для минимизации погрешности. В программном коде был предусмотрен вывод информации о том, какой процесс (или поток в случае использования UPC) на каком из узлов кластера выполняется.

Результаты по времени выполнения программы представлены в таблице. Время  $T$  вычислено как среднее арифметическое для 5 экспериментов, ошибка вычислений не менялась.

Измерение времени выполнения программы решения уравнения Пуассона методом Зейделя

Вариант программы	Время $T$ , с	Ошибка вычислений $\epsilon_{ps}$
Последовательный	3,3746	0,000064
MPI (4 процесса)	5,2164	0,000064
UPC (4 потока, протокол UDP)	1,542	0,000064
UPC++ (4 потока, протокол UDP)	2,215	0,000064

Из полученных результатов видно следующее.

Ошибка вычислений во всех случаях получилась одинаковая. Отсюда следует, что программа во всех ее модификациях составлена корректно.

MPI-вариант работает медленнее последовательного. Это связано с сетевыми задержками из-за большого числа пересылаемых мелких пакетов и использования на транспортном уровне протокола TCP и соответственно с проверкой доставки пакетов.

UPC-вариант при применении протокола UDP и использовании двух потоков (каждый из них работал на одном узле кластера) показал более чем вдвое больший результат производительности по сравнению с последовательной версией.

Таким образом, в ходе проделанной работы получился первоначальный вариант работоспособной кластерной системы, использующей технологии MPI и UPC, причем выяснилось, что на задачах с большим числом пересылок по сети более перспективным является использование UPC с заданием при компиляции программы параметра `--network=udp`, определяющего использование протокола UDP вместо TCP.

### Библиографический список

1. MPI: A Message-Passing Interface Standard, Version 3.0 [Электронный ресурс]. URL: <http://www.mpi-forum.org/docs/mpi-3.0/mpi30-report.pdf>.
2. Berkeley UPC - Unified Parallel C [Электронный ресурс]. URL: <http://upc.lbl.gov/>.
3. Афанасьев К.Е., Стуколов С.В., Демидов А.В., Малышенко В.В. Многопроцессорные вычислительные системы и параллельное программирование. Кемеровский государственный университет, 2004. URL: <http://umk.portal.kemsvu.ru/mps/>.
4. MPICH: High-Performance Portable MPI [Электронный ресурс]. URL: <http://www.mpich.org/>.
5. A tutorial of UPC++ [Электронный ресурс]. URL: <https://bitbucket.org/upcxx/upcxx/wiki/Tutorial>.

УДК 004.932; ГРНТИ 28.23.15

## СОВРЕМЕННЫЕ ДЕСКРИПТОРЫ ПРИЗНАКОВ В ЗАДАЧАХ СОПОСТАВЛЕНИЯ ИЗОБРАЖЕНИЙ

В.А. Саблина\*, С.С. Рожковский\*\*, К.А. Беляева\*

\*Рязанский государственный радиотехнический университет,

\*\*АО «Государственный Рязанский приборный завод»,  
Россия, Рязань, [sablina.v.a@evm.rsreu.ru](mailto:sablina.v.a@evm.rsreu.ru)

*Аннотация.* Проведен сравнительный анализ современных подходов к формированию дескрипторов признаков изображений. Рассмотрены примеры использования наиболее известных дескрипторов признаков для решения задач сопоставления изображений.

*Ключевые слова.* Дескрипторы признаков, сопоставление изображений, техническое зрение.

## MODERN FEATURE DESCRIPTORS IN THE IMAGE MATCHING TASKS

V.A. Sablina\*, S.S. Rozhkovskiy, K.A. Belyaeva\*

\*Ryazan State Radio Engineering University,

\*\*Ryazan State Instrument-Making Enterprise,  
Ryazan, Russia, [sablina.v.a@evm.rsreu.ru](mailto:sablina.v.a@evm.rsreu.ru)

*Abstract.* The comparative analysis of the modern approaches to the generation of the image feature descriptors is done. Examples of the use of the best known feature descriptors in the image matching tasks are considered.

*Keywords.* Feature descriptors, image matching, computer vision.

В настоящее время при решении разнообразных задач технического зрения очень часто используются методы и алгоритмы сопоставления локальных особенностей, или признаков, изображений [1]. В частности, признаки изображений находят применение при обнаружении объектов, их классификации и сопровождении, при сшивании панорам, при совмещении изображений, а также в стереозрении. Методики обнаружения и отслеживания точечных особенностей являются одним из ключевых составляющих элементов во многих задачах сопоставления изображений, требующих решения в реальном времени.

В качестве такой задачи можно рассмотреть задачу отслеживания движения объектов на последовательности изображений. Важнейшую роль в этом случае играет эффективное выделение характерных особенностей изображений для последующего сравнения пар изображений. Основными достоинствами использования характерных особенностей для задачи обнаружения и отслеживания в реальном времени являются простота и скорость выделения. Кроме того, на изображениях не всегда удается выделить другие характерные черты (хоро-

шие и четкие контуры или области [2, 3]), в то время как локальные особенности в подавляющем большинстве случаев выделить можно.

Методика сопоставления особых точек на паре изображений описывается следующей последовательностью действий.

1. Обнаружение особых точек на предыдущем и текущем изображениях посредством выбранного детектора (LoG, DoG, SURF, SIFT, ORB и др.) [4].

2. Извлечение признаков – вычисление дескрипторов для полученного набора точек (SURF, SIFT, GLOH, DAISY, BRIEF и др.) –  $n$ -мерных векторов-описателей [5].

3. Сопоставление дескрипторов, полученных на текущем и предыдущем изображениях. Для оценки меры сходства дескрипторов признаков используется та или иная метрика (нормализованная кросс-корреляция, расстояние хи-квадрат или др.) [6].

4. Отбрасывание ложных сопоставлений [7] и установление геометрической взаимосвязи между парой анализируемых изображений [8].

Извлечение и описание характерных точек на изображении является одним из ключевых этапов методики сопоставления изображений, от которого зависит результат работы всей методики.

Наиболее простым для реализации сравнения фрагментов изображений является использование корреляционных методов. Однако известно, что корреляционные методы даже при малых геометрических искажениях очень чувствительны к изменениям ракурса, а также к искажениям, вызванным поворотом и масштабированием. Поэтому при формировании дескрипторов признаков применяются специально разработанные алгоритмы, позволяющие обеспечить небольшие изменения дескрипторов при воздействии искажающих факторов заданного типа.

Таким образом, одними из основных требований к признакам особых точек на изображениях являются следующие [1].

1. Инвариантность — описания одной и той же точки или области, лежащей на двух разных изображениях, не должны сильно отличаться.

2. Уникальность — дескрипторы двух разных особенностей должны заметно отличаться друг от друга.

3. Устойчивость — дескриптор одной и той же точки не должен сильно меняться при геометрических преобразованиях изображения.

Однако в реальной жизни признаки редко удовлетворяют всем вышеуказанным требованиям одновременно, поэтому приходится выбирать дескриптор, который наиболее подходит для решаемой задачи, то есть обладает инвариантностью именно к тем и только тем типам искажений, которые имеют место. Излишняя инвариантность приводит к снижению уникальности дескрипторов и тем самым является недостатком.

В ходе проведения сравнительного анализа различных подходов к обнаружению и извлечению признаков изображений были рассмотрены и экспериментально исследованы несколько наиболее известных дескрипторов признаков. Рассматриваемы дескрипторы признаков было решено разделить на четыре основные группы, представленные на рис. 1.

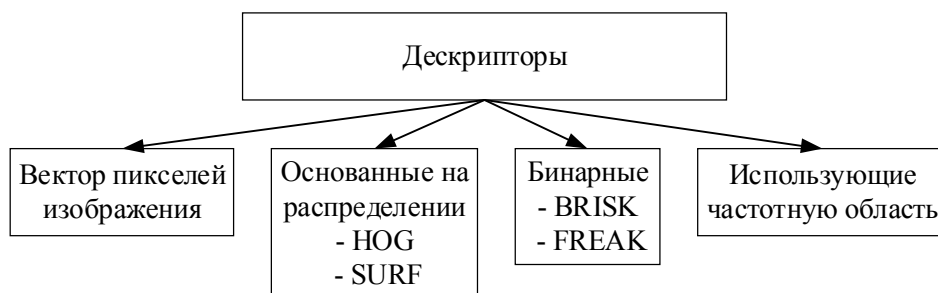


Рис. 1. Классификация дескрипторов признаков

В качестве простейшего дескриптора можно рассмотреть вектор, сформированный непосредственно из пикселей окрестности локальной особенности. Однако этот подход не

представил особого интереса, поскольку сводит сравнение к использованию корреляционных методов.

Наиболее известные современные дескрипторы признаков основаны на распределениях различных свойств изображений или относятся к бинарным. При этом первые являются более точными, зато последние быстрее вычисляются. Поэтому выбор того или иного дескриптора всегда связан с решаемой задачей.

Дескрипторы HOG, SURF, SIFT основаны на распределении и в настоящее время применяются очень широко. Дескриптор HOG расшифровывается как гистограмма направленных градиентов и был предложен в 2005 году. Кроме дескрипторов SURF и SIFT, использующих похожую идею, существуют также одноименные детекторы для обнаружения признаков. Вектор дескриптора SIFT, появившегося в 1999 году, состоит из 128 компонент, описывающих локальную гистограмму направлений градиентов изображения. Дескриптор SURF из 64 компонент появился в 2008 году и отличается от дескриптора SIFT применением в ходе работы алгоритма вейвлетов Хаара.

Идея применения локальных гистограмм градиентов яркости изображения лежит в основе алгоритмов построения большинства современных дескрипторов. Особенности дескрипторов, появившихся в последние годы, заключаются в использовании ячеек в форме круговых секторов и колец, что позволяет естественным образом обеспечить инвариантность к вращению. Эта идея применяется в дескрипторах GLOH и DAISY.

Длина дескриптора существенным образом сказывается на требуемом объеме памяти для его хранения и скорости его обработки, поэтому для сравнения большого количества изображений за ограниченное время лучше выбирать более короткие дескрипторы. Быстро работают бинарные дескрипторы, наиболее известными из которых являются BRISK, FREAK, BRIEF. Такие дескрипторы очень просты в вычислении и очень компактны, так как кодируют локальные особенности изображений в виде бинарных строк.

Интересным подходом является использование частотных преобразований яркостей пикселей в окрестности особой точки при построении дескрипторов признаков, например преобразований Фурье или Уолша. Такой подход в современных дескрипторах применяется достаточно редко и представляется перспективным для изучения в ходе дальнейших исследований [9].

После того как дескрипторы предположительно сопоставлены с помощью той или иной метрики, требуется отбросить ложные сопоставления. Для решения этой задачи, как правило, используется алгоритм RANSAC (RANdom SAMple Consensus) или одна из его альтернативных версий [7, 10].

Для экспериментальных исследований были выбраны наиболее известные современные дескрипторы, алгоритмы которых реализованы в среде MATLAB.

В среде разработки MATLAB также реализована альтернативная версия алгоритма RANSAC – MSAC (M-estimator SAMple Consensus) в виде встроенной функции *estimateGeometricTransform(matchedPoints1, matchedPoints2, transformType)*,

где *matchedPoints1*, *matchedPoints2* – координаты точек, полученных на первом шаге выполнения алгоритма сопоставления; *transformType* – тип преобразования. Он может быть либо 'similarity' (подобие), либо 'affine' (аффинное), либо 'projective' (проективное). Минимальное количество сопоставленных пар точек для каждого типа преобразования представлено в таб. 1.

Таблица 1.

Минимальные количества точек для работы алгоритма RANSAC

Тип преобразования	Количество точек
Подобие	2
Аффинное	3
Проективное	4

На рис. 2 показаны результаты выполнения сопоставления для дескриптора SURF, основанного на распределении, а на рис. 3 – для бинарного дескриптора BRISK.





Рис. 2. Полученные пары сопоставленных точек с использованием дескриптора BRISK



Рис. 3. Полученные пары сопоставленных точек с использованием дескриптора SURF

Экспериментально было получено, что нагляднее всего алгоритм MSAC работает для дескрипторов MSER и SURF. На рис. 4 показаны результаты работы алгоритма сопоставления, где слева – это работа алгоритма сопоставления изображений без отбрасывания лишних сопоставлений, а справа – после отбрасывания.

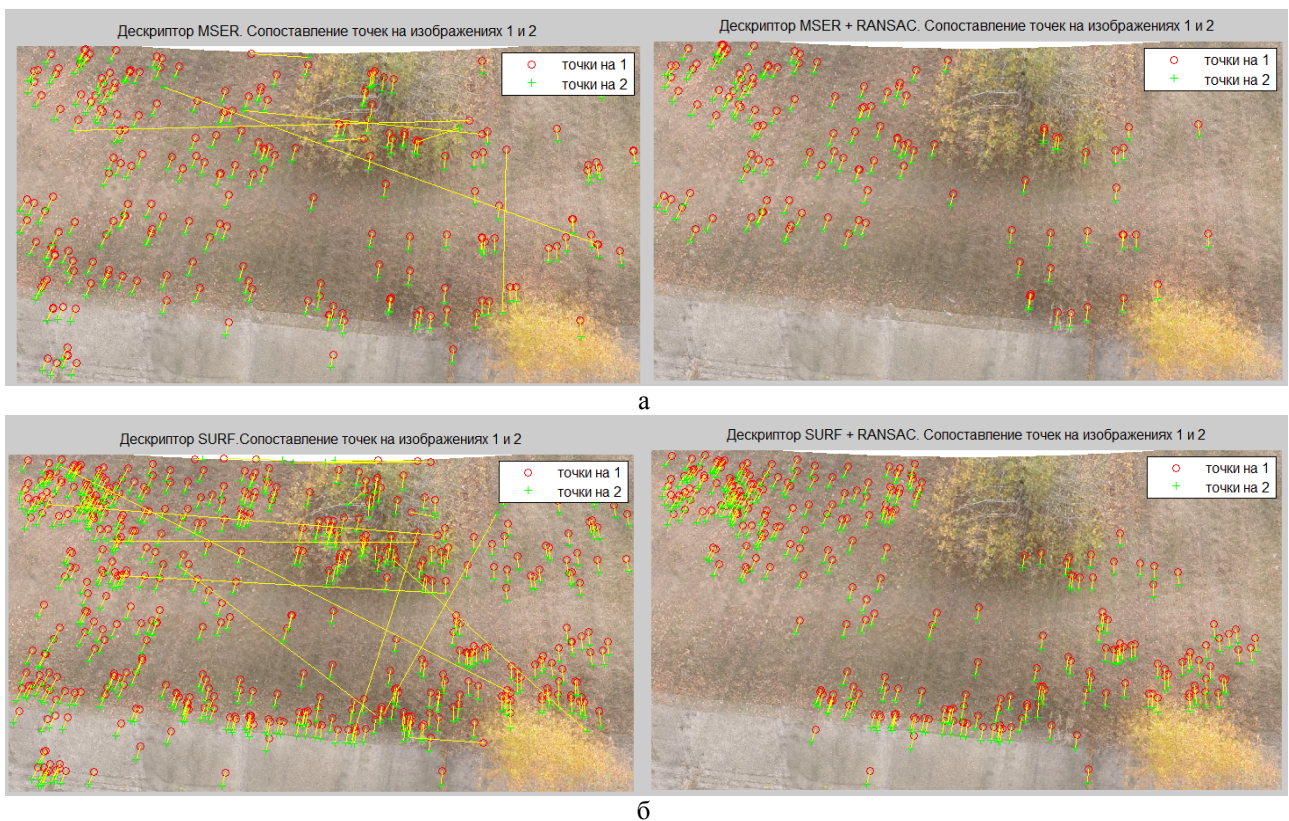


Рис. 4. Результаты выполнения алгоритма MSAC для дескрипторов:  
а – дескриптор MSER; б – дескриптор SURF

Сравнение дескрипторов проводилось по следующим параметрам: процент «хороших» сопоставлений и время работы алгоритма. Результаты представлены в таб. 2.

В рамках эксперимента тестирование проводилось над различными парами изображений. На основании данных из таб. 2 для рассмотренных изображений можно сделать следующие выводы:

- популярный дескриптор SURF работает быстро, но результаты получились не достаточно хорошие;
- дескрипторы BRISK и FAST оказались самыми быстрыми и дали очень хорошие результаты;
- самый медленный это дескриптор Харриса; он хорошо работает, когда расстояние в кадрах между сопоставляемыми изображениями небольшое (до 10 кадров).

Таблица 2

Сравнение экспериментальных результатов для различных типов дескрипторов

	<b>BRISK</b>	<b>FAST</b>	<b>Harris</b>	<b>MSER</b>	<b>SURF</b>
<b>Сопоставление 1-го и 2-го изображений последовательности</b>					
Время работы алгоритма, с	0,4062	0,4494	3,0384	4,3454	1,4365
Процент хороших сопоставлений, %	89,3939	92,8853	79,4974	94,2505	84,9735
<b>Сопоставление 1-го и 5-го изображений последовательности</b>					
Время работы алгоритма, с	0,4034	0,4905	3,0444	2,7055	0,9610
Процент хороших сопоставлений, %	85,2459	77,8895	79,1019	69,9005	56,7604
<b>Сопоставление 1-го и 10-го изображений последовательности</b>					
Время работы алгоритма, с	0,3760	0,4204	3,1073	2,4409	0,9636
Процент хороших сопоставлений, %	84,8485	84,375	67,6385	59,1241	72,2892
<b>Сопоставление 5-го и 15-го изображений последовательности</b>					
Время работы алгоритма, с	0,4183	0,4673	3,0063	2,6092	0,9787
Процент хороших сопоставлений, %	71,4286	65,9091	70,3297	65,0655	61,9919
<b>Сопоставление 5-го и 25-го изображений последовательности</b>					
Время работы алгоритма, с	0,3926	0,5358	3,8029	2,6951	0,9226
Процент хороших сопоставлений, %	60	63,8095	47,1572	54,0404	59,3137
<b>Сопоставление 10-го и 27-го изображений последовательности</b>					
Время работы алгоритма, с	4,6542	0,7253	9,6473	3,1263	1,2792
Процент хороших сопоставлений, %	73,3333	62,9032	52,5157	57,8199	46,98795

Данная работа выполнена в рамках ФЦП «Исследования и разработки по приоритетным направлениям развития научно-технологического комплекса России на 2014–2020 годы» (соглашение с Минобрнауки России от 27 июня 2014 г. №14.574.21.0056, идентификатор проекта RFMEFI57414X0056), в котором АО «ГРПЗ» является индустриальным партнером.

### Библиографический список

1. Tuytelaars, T., and K. Mikolajczyk, “Local Invariant Feature Detectors: A Survey,” *Foundations and Trends in Computer Graphics and Vision*. Vol. 3, Issue 3, pp. 177-280, 2007.
2. Victoria A. Sablina, Anatoly I. Novikov, Michael B. Nikiforov, and Alexander A. Loginov, “An Approach to the Image Superimposition Problem in Multispectral Computer Vision Systems,” *2<sup>nd</sup> Mediterranean Conference on Embedded Computing (MECO)*, Budva, Montenegro, pp. 117-120, 2013.
3. Victoria A. Sablina, Anatoly I. Novikov, Michael B. Nikiforov, and Alexander A. Loginov, “Navigation Parameters Correction Technique Using Multiple View Geometry Methods,” *22nd International Conference in Central Europe on Computer Graphics, Visualization and Computer Vision (WSCG) Communication Paper Proceedings*. University of West Bohemia, Plzen, Czech Republic, pp. 103-110, 2014.
4. S. Gauglitz, T. Höllerer, and M. Turk, “Evaluation of Interest Point Detectors and Feature Descriptors for Visual Tracking,” *Int. J. Comput. Vision*, vol. 94, no. 3, pp. 335-360, Sep. 2011.
5. Mikolajczyk, K., and C. Schmid, “A Performance Evaluation of Local Descriptors,” *IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence*. Vol. 27, Issue 10, pp. 1615-1630, 2005.
6. Muja M. and D.G. Lowe, “Fast Matching of Binary Features,” *Conference on Computer and Robot Vision (CRV)*, pp. 404-410, 2012.
7. M.A. Fischler and R.C. Bolles, “Random Sample Consensus: A Paradigm for Model Fitting with Applications to Image Analysis and Automated Cartography,” *Communications of the ACM*, vol. 24, pp. 381-395, 1981.
8. Richard I. Hartley and Andrew Zisserman, *Multiple View Geometry in Computer Vision*, Cambridge University Press, 2nd edition, 673 p., 2003.

9. A. Hast, "Robust Invariant Phase Based Local Feature Matching," in 22nd International Conference of Pattern Recognition (ICPR), pp. 809-814, 2014.
10. A. Hast, J. Nysjö, and A. Marchetti, "Optimal RANSAC – Towards a Repeatable Algorithm for Finding the Optimal Set," in Journal of WSCG, Vol. 21, no. 1, pp. 21-30, 2013.

УДК 621.324; ГРНТИ 50.09.47

## **СХЕМНАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ ЯДРА МНОГОПРОЦЕССОРНОЙ ОПЕРАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ**

**Н.П. Вашкевич, Р.А. Бикташев**

*Пензенский государственный университет,  
Россия, Пенза, [cnit@pnzgu.ru](mailto:cnit@pnzgu.ru)*

*Аннотация.* Рассматриваются теоретические и практические вопросы разработки аппаратно ориентированного ядра многопроцессорных операционных систем с использованием логики недетерминированных автоматов. Приведен пример синтеза аппаратного модуля управления ресурсами, основанного на критических интервалах.

*Ключевые слова.* Многопроцессорные системы, управление процессами и ресурсами, ядро операционной системы.

## **SCHEME REALIZATION OF MULTI- CORE OPERATING SYSTEM**

**N.P. Vashkevich, R.A. Biktashev**

*Penza State University,  
Russia, Penza, [cnit@pnzgu.ru](mailto:cnit@pnzgu.ru)*

*Abstract.* The theoretical and practical aspects of the development of hardware -based multi- core operating system using the logic of non-deterministic automata . An example of the synthesis of the hardware resource management module , based on critical intervals.

*Keywords.* Multiprocessor systems, processes and resources , the operating system kernel.

Архитектура современных операционных систем (ОС) содержит типичные компоненты, которые наиболее часто используются выполняющимися задачами. К ним относятся механизмы межпроцессорного взаимодействия, управления памятью, планирования и диспетчеризации процессов, обработка прерываний. Часть этих функций реализуется аппаратным или аппаратно-программным путем (системы управления памятью и прерываниями). Другая часть функций реализуется программным путём (механизмы синхронизации, планирования и диспетчеризации процессов). Высокая частота использования компонент ОС, особенно в многопроцессорных системах, приводит к большим непроизводительным временным затратам, которые могут достигать нескольких десятков процентов от общего времени реализации процессов, порождаемых пользовательскими программами [1].

Уже достаточно давно наметилась тенденция к переходу от программной реализации алгоритмов ОС к аппаратной, которая вызвана стремлением к увеличению отношения производительность/стоимость ЭВМ и обусловлена высоким развитием микроэлектроники. Действительно, аппаратная реализация алгоритмов ОС позволяет уменьшить время его выполнения и, следовательно, повысить производительность ЭВМ. С другой стороны, стоимость дополнительного оборудования для аппаратной реализации, благодаря высокой интеграции и низкой стоимости элементной базы, с каждым годом падает. Кроме того, аппаратная реализация алгоритмов ОС позволяет в определенной степени уменьшить трудности создания программного обеспечения, а также улучшить совместимость различных версий ОС для компьютеров разных платформ. Кроме того, в значительной степени устраняется трудоемкая операция отладки нижних уровней ОС и повышается корректность всего программного обеспечения, благодаря лучшей формализации функций, реализованных аппаратным способом по сравнению с программным способом [1].

Наиболее чувствительно издержки ОС, основанные на программном обеспечении, сказываются на системах реального времени (СРВ). СРВ требуют высокой реакции на запрос, что, в свою очередь, вызывает необходимость повышения производительности операционной системы, и особенно систем жесткого реального времени.

Традиционное управление процессами и ресурсами, осуществляемое ядром операционной системы (ОС) на основе системного программного обеспечения, приводит к значительным замедлениям выполнения приложений и, следовательно, к существенным потерям

производительности вычислительной системы [2]. Эта проблема вызвана наличием трудоемких компонент ядра ОС, к которым относятся: диспетчеры задач, связанные с переключением процессов; планировщики задач, связанные с выделением и освобождением ресурсов; средства взаимодействия процессов, такие как каналы передачи сообщений; примитивы синхронизации и другие API-функции.

Средства ИРС традиционно реализуются в ядре, однако у такого подхода существуют проблемы. Приложения, которые выполняются с использованием быстро выполняющихся потоков, сталкиваются с проблемой эффективности, поскольку при взаимодействии на уровне ядра эффективность ограничена высокой трудоемкостью вызова функций ядра и переключения процессора из одного адресного пространства в другое. На мультипроцессорах с разделяемой памятью эта проблема может быть решена путем перемещения средств коммуникации и механизмов синхронизации из ядра на пользовательский уровень в пределах адресного пространства. При этом производительность увеличивается, но возникают проблемы надежности и безопасности из-за ограниченных возможностей современных средств тестирования программного обеспечения [3].

Существует два подхода к аппаратно-ориентированной реализации алгоритмов управления процессами и ресурсами в многопроцессорных (многоядерных) системах: микропрограммная и схемная.

Микропрограммный способ предполагает внесение обоснованно выбранных функций управления процессами и ресурсами в систему команд целевого процессора. В настоящее время микропрограммно реализуют неизменяемые функции ОС, которые способны работать в пользовательском пространстве и могут вызываться выполняющимся приложением. Микропрограммно реализуют примитивы типа «тестирование и блокировка», «выборка и инкремент», «выборка и добавление» и др. Они позволяют выполнять синхронизацию процессов методом активного ожидания (спин-блокировки) в пространстве пользователя. В некоторых языках программирования микропрограммно реализуют такие высокоуровневые механизмы синхронизации как, например, мониторы (в языке Java). Функции же управления задачами (планировщики, диспетчеры) чаще вызываются автоматически по таймеру и реализуются как процедура, выполняющаяся в пространстве ядра. Обычно такие функции требуют перенастройки для оптимизации вычислительного процесса под конкретный класс прикладных задач, что затрудняет использование микропрограммного подхода.

Схемная реализация заключается в перенесении компонент ядра операционной системы на уровень устройства управления или управляющего спецпроцессора. Схемная реализация позволяет полностью освободить ядро ОС от функций управления переключением задач и прерываниями, синхронизации процессов, обмена сообщениями и т.д. В результате API-функции, выполняемые в спецпроцессоре, значительно ускоряются, а тщательная отладка аппаратуры современными средствами проектирования ПЛИС гарантирует надежность и безопасность операционной системы.

### Архитектура аппаратного ядра многопроцессорной операционной системы

Наиболее приемлемый способ включения аппаратного ядра ОС в многопроцессорную систему (рис. 1) с использованием специальной шины API.

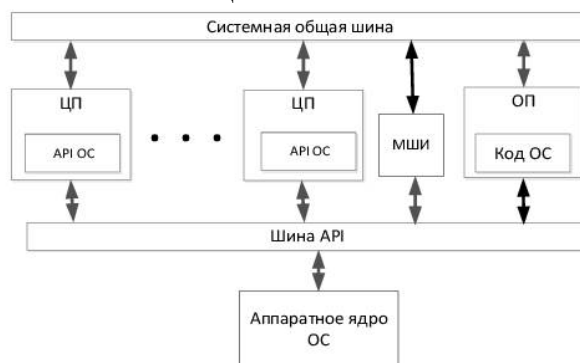


Рис. 1. Интерфейсы аппаратного ядра ОС с отдельными шинами

API (Application Programming Interface) является частью операционной системы, традиционно обеспечивающей программный интерфейс между выполняющимися приложениями и ядром ОС. API определяет функциональность, которую предоставляет программа операционной системы, при этом API позволяет абстрагироваться от того, как именно эта функциональность реализована. Самой важной частью API операционных систем является множество системных вызовов.

В представленной архитектуре процессоры взаимодействуют с памятью по системной шине, а взаимодействие API с модулем аппаратного ядра – по специальной шине API. В результате системная шина не нагружена дополнительным трафиком, который создает операционная система, что обеспечивает увеличение общей производительности многопроцессорной системы. Для связи аппаратного ядра с программным кодом ОС, хранящимся в оперативной памяти системы, используется межшинный интерфейс МШИ. Зачастую МШИ проектировать нет необходимости, так как он входит в состав аппаратуры некоторых процессоров. Так, например, в soft-процессор Microblaze фирмы Xilinx встроена стандартная шина AXI4 для связи процессоров с общей памятью. Также в soft-процессор входит потоковая шина AXI-Stream для связи периферии с той же общей памятью. Шина AXI-Stream с успехом может выполнять функции специальной шины API.

Устройство управления процессами и ресурсами составляет аппаратное ядро операционной системы и состоит из трех основных частей: интерфейса ядра, блока управления процессами и блока управления ресурсами (рис. 2).

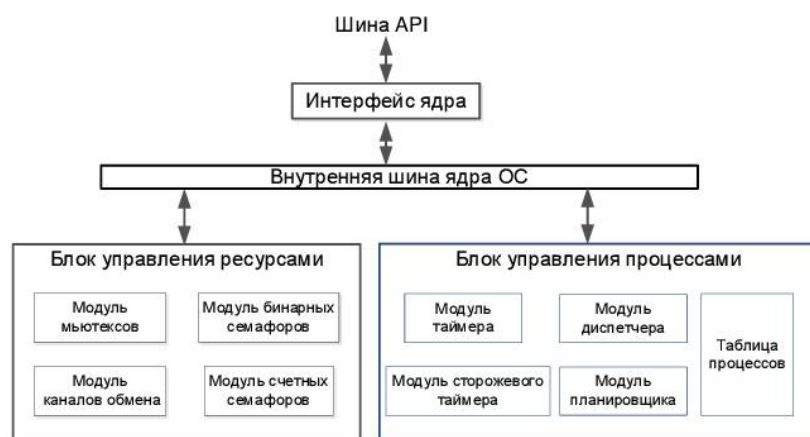


Рис. 2. Структура аппаратного ядра ОС

Интерфейс ядра состоит из логики, необходимой для декодирования инструкций API ОС и выполнения всех необходимых обменных взаимодействий. В состав блока управления ресурсами входят механизмы синхронизации, обеспечивающие межпроцессные взаимодействия: мьютексы, бинарные и счетные семафоры, а также очереди сообщений. В блок управления процессами входят: модуль таймера, предназначенный для формирования временных интервалов, например квантов времени, выделяемых для выполняемых задач; модуль сторожевого таймера для ограничения времени выполнения «зависших» задач; модуль диспетчера и планировщика задач и таблицы процессов.

При проектировании устройств аппаратной поддержки важен выбор математического аппарата для формализации, обеспечивающего простоту описания, верификации и структурной реализации алгоритмов управления процессами и ресурсами. Наиболее подходящим аппаратом, на наш взгляд, является язык логики недетерминированных автоматов (НДА) [4]. С использованием этого языка разработаны НДА-модели алгоритма синхронизации параллельных процессов, основанного на критических интервалах, а также выполнено функциональное моделирование этого алгоритма.

### Схемная реализация блока управления одиночным ресурсом

В вычислительных системах синхронизация взаимодействующих процессов при доступе к общему ресурсу заключается в том, что процесс запрашивает и затем анализирует глобальную блокирующую переменную (mutex, битовый семафор), закрепленную за общим ресурсом. В большинстве случаев функции синхронизации процессов возлагаются на ядро операционной системы, что, как известно, обеспечивает надежность разрабатываемой программы. В связи с этим процессор должен войти в ядро операционной системы, выполнить операцию чтения ячейки памяти, в которой хранится блокирующая переменная, провести её анализ, изменить состояние на противоположное. Только после выполнения этих действий процесс начинает работу с общим ресурсом. Она длится до тех пор, пока не будут выполнены необходимые действия над ОР, после чего освобождается блокирующая переменная, производится выход из ядра ОС, в результате чего процесс возвращается в основную программу.

Описание основных событий при обращении  $n$  процессов к общему ресурсу основано на использовании языка недетерминированных автоматов. Основой для формализации алгоритмов управления параллельными процессами является взаимоисключение критических интервалов, т.е. таких участков программы, которые обеспечивают доступ к разделяемым данным или устройствам.

Результатом формализации является система канонических уравнений автомата Мура. Для любого  $i$ -го процесса вход в критический интервал обозначается событием  $S_k^i$  и описывается следующим уравнением:

$$S_k^i = S_{vp}^i \& S_{vz}^i \& S_{pr}^i \vee S_k^i \bar{S}_p^i, \quad i = \overline{1, n}, \quad (1)$$

где  $S_{vp}^i$  является событием, обозначающим принятие заявки на обслуживание общим ресурсом. Оно описывается уравнением:

$$S_{vp}^i = (S_z^i \vee S_{vp}^i) \bar{S}_k^i, \quad (2)$$

где  $S_z^i$  - событие, которое обозначает запрос процесса на обслуживание общим ресурсом.

Событие  $S_{vz}^i$  - взаимоисключение процессов при обращении к общему ресурсу – описывается уравнением:

$$S_{vz}^i = \bigwedge_{(\forall \alpha) [\alpha \neq i]} \bar{S}_k^\alpha, \quad i = \overline{1, n}. \quad (3)$$

Событие  $S_{pr}^i$  означает выбор наиболее приоритетного запроса. Возможные способы представления этого события в виде уравнений НДА представлены в [5].

В правой части уравнения (1) логическое слагаемое  $S_k^i \bar{S}_p^i$  является условием сохранения процесса в состоянии  $S_k^i$ . Оно будет находиться в этом состоянии до тех пор, пока не наступит событие  $\bar{S}_p^i$ , которое обозначает выход процесса из критического интервала.

Аппаратно устройство синхронизации представлено в виде трех блоков (рис. 3).



Рис. 3. Структурная схема блока управления ресурсом

Блок 1 регистрирует запросы к общему ресурсу и фиксирует вход  $i$ -го процесса в критический интервал. Блоки 2 и 3 реализуют функции взаимного исключения и выделения приоритетного запроса.

Полученная система канонических уравнений, как было указано выше, формально описывает автомат Мура, который легко трансформируется в VHDL модель блока управления одиночным ресурсом. Модель в виде четырехканального устройства была реализована и проанализирована в различных режимах. По результатам моделирования определено, что латентность запроса (задержка запроса в условиях бесконфликтности) составляет два процессорных такта, что значительно меньше, чем при традиционной программной реализации рассмотренной *IPC*-функции в разделяемой памяти, которая по оценкам зарубежных исследователей составляет сотни тактов. При реализации этой же функции в пространстве ядра операционной системы, как показывают измерения, произведенные с помощью специализированной программы [6], основанной на программе *lmbench*, составляет десятки тысяч тактов.

### Библиографический список

1. Bilge E. Saglam, Vincent J. Mooney III. System-on-a-chip processor synchronization support in hardware. Proceedings of the conference on Design, automation and test in Europe, IEEE Press Piscataway, NJ, USA 2001 Pages 633-641.
2. Бикташев Р.А. Модели оценки производительности средств синхронизации параллельных процессов// Н-Т журнал «Вопросы радиоэлектроники», серия ЭВТ. 2010. С.21-29.
3. Ming Liu, Zhonghai Lu, Wolfgang Kuehn, Axel Jantsch. Inter-Process Communication using Pipes in FPGA-based Adaptive Computing / ISVLSI'10, Kefalonia, Greece, 2010.
4. Вашкевич Н.П. Достоинства формального языка, основанного на концепции недетерминизма, для функционального описания и преобразования алгоритма логического управления ресурсами и процессами в параллельных системах обработки информации/ Н.П. Вашкевич, Р.А. Бикташев // Телекоммуникации. М.: 2011. № 1. С. 18-26.
5. Вашкевич Н.П. Формализация алгоритмов управления многопоточным доступом к разделяемым ресурсам на основе использования событийных недетерминированных автоматов/ Вашкевич Н.П., Бикташев Р.А., Синев М.П.// Интеллект. Инновации. Инвестиции. 2014. № 1. Оренбург. С.128-133.
6. Бикташев Р. А. Комплекс программ для измерения производительности функций операционных систем / Р. А. Бикташев, А. И. Мартышкин // XXI век: Итоги прошлого и проблемы настоящего плюс. Технические науки. Информатика, IT технологии. 2013. №3. С. 47-54.

## РАЗРАБОТКА УСТРОЙСТВА ПЛАНИРОВАНИЯ ПРОЦЕССОВ ДЛЯ МНОГОПРОЦЕССОРНЫХ СИСТЕМ

Р.А. Бикташев, Н.П. Вашкевич, С.В. Киселев

Пензенский государственный университет,

Россия, Пенза, [cnit@pnzgu.ru](mailto:cnit@pnzgu.ru)

*Аннотация.* Рассматриваются теоретические и практические вопросы разработки аппаратно-ориентированных устройств управления процессами многопроцессорных систем с использованием логики недетерминированных автоматов. Приведен пример синтеза планировщика с глобальной очередью задач, основанного на алгоритме синхронизации «ранде-ву».

*Ключевые слова.* Многопроцессорные системы, ядро операционной системы, управление процессами, планирование и диспетчеризация задач.

## DEVELOPMENT PLANNING PROCESSES DEVICES FOR MULTIPROCESSOR SYSTEMS

R.A.Biktashev, N.P. Vashkevich, S.V. Kiselev

Penza State University,

Russia, Penza, [cnit@pnzgu.ru](mailto:cnit@pnzgu.ru)

*Abstract.* The theoretical and practical aspects of the development of hardware - oriented process control devices, multi-processor systems using the logic of nondeterministic . An example of the synthesis of the global scheduler queue of tasks based on the algorithm of synchronization " rendezvous ."

*Keywords.* Multiprocessor systems, the operating system kernel , process management , planning and scheduling problems.

Эффективность функций планирования и диспетчеризации определяется скоростью переключения процессов. Планировщик и диспетчер в многопроцессорной системе с глобальной очередью задач вызываются приложениями гораздо чаще, чем в однопроцессорной. Логично предположить, что в многопроцессорных системах планировщик и диспетчер должны работать быстрее, чтобы не создавать высоких накладных расходов и задержек выполнения приложений. Однако возникает обратная картина, когда издержки растут вместе с ростом числа процессоров в системе. Причина этого явления заключается в том, что между запрашивающими процессорами возникают конфликты за доступ к планировщику/диспетчеру задач, в результате чего создаются очереди из запрашивающих процессоров и, как следствие, их простой. Кроме того, задача планирования в многопроцессорных системах, в отличие от однопроцессорных, является двумерной, так как, кроме функции назначения задачи, необходимо выполнять функцию выделения целевого процессора. Более того, в планировщиках с общей очередью существует явление перезагрузки кэш-памяти, связанное с переключением задач, когда прерванная задача с высокой вероятностью может быть направлена для продолжения обслуживания в другой процессорный узел. Названные явления неизбежно приводят к снижению производительности многопроцессорной системы.

Возможны два способа аппаратной реализации функций планирования и диспетчеризации задач: схемный и микропрограммный. Микропрограммный подход предполагает включение соответствующего механизма в систему команд процессора, поэтому его применяют для фиксированных функций.

Планировщики и диспетчеры чаще вызываются автоматически по таймеру или в результате прерывания от более приоритетной задачи и реализуются как процедура, выполняющаяся в пространстве ядра. Обычно такие функции требуют перенастройки операционной системы для оптимизации вычислительного процесса под конкретный класс прикладных задач, что затрудняет использование микропрограммного подхода. Поэтому схемный подход является более предпочтительным.

При аппаратной реализации выполнение функций планировщика и диспетчера переносится в спецпроцессор, а тщательная отладка аппаратуры современными средствами проектирования ПЛИС гарантирует надежность и безопасность ядра операционной системы. Такой подход обеспечивает повышение производительности многопроцессорной системы за счет:



- 1) быстрого выполнения функций ОС по управлению процессами в аппаратных средствах;
- 2) освобождения центральных процессоров от функций ОС по управлению процессами, что позволяет полностью занять их только выполнением приложений.

Традиционно очередь задач представляется в виде таблицы готовых процессов, состоящей из набора блоков управления процессами (БУП) или *Process Control Block (PCB)*. Таблица хранится в общей памяти системы по заданному виртуальному адресу, который зарезервирован за операционной системой. Планировщик формирует таблицу по заданному правилу (*FIFO*, *LIFO* или по приоритетному). БУПы хранят контексты задач, т. е. информацию, необходимую для восстановления процесса при переключениях. Переключение задач (процессов) производит диспетчер, например, путем прерывания выполняющейся программы от таймера или от более приоритетной задачи. В результате обработки такого прерывания диспетчер сохраняет контекст текущей задачи в таблице процессов и восстанавливает контекст задачи, выбираемой на обслуживание. На выполнение вышеуказанных действий затрачивается процессорное время, достигающее десятков тысяч процессорных тактов, что может составить от 5 – 20 % общего времени реализации приложений. В системах жесткого реального времени такое положение может оказаться недопустимым не только из-за привнесения больших задержек, но и нестабильности времени выполнения приложений, что может привести к срыву сроков их выполнения [1].

Для существенного сокращения и стабилизации времени выполнения приложений реального времени очередь в аппаратном устройстве планирования выполнена схемно. Эта очередь, представляющая собой аппаратно реализованную таблицу процессов, состоит из многозарядных регистров, хранящих идентификаторы, приоритеты и другую информацию, которая необходима для выполнения корректного переключения задач. Вместо многозарядных регистров может использоваться быстродействующая память с временем выборки в один или несколько процессорных тактов, связанная с общей оперативной памятью некоторым блоком сопряжения. Таким образом, аппаратная память выполняет роль кэш для хранения БУПов. Другие функции планировщика, такие как помещение задачи в очередь, выбор задачи из очереди, выбор обслуживающего процессора, также реализуются аппаратно. Этим обеспечивается быстрое переключение задач и уменьшение джиттера приложений.

#### **Формализация алгоритма планирования задач**

В общем случае алгоритм планирования в явном виде связан с взаимодействием процессов. С одной стороны, задачи (процессы, потоки), требующие своего выполнения, с другой - обслуживающие их процессорные узлы. Эти действия необходимо синхронизировать таким образом, чтобы обеспечить так называемое «рандеву» [2], когда  $j$ -й процессорный узел должен дождаться поступления задачи, а  $i$ -й процесс – освобождения одного из процессоров, после чего она будет обслуживаться в течение некоторого времени.

Традиционный подход, связанный с таким обслуживанием, аналогичен задаче «спящего парикмахера» [3], который широко применялся для вычислительных систем с одним процессором. Для многопроцессорных систем такой подход должен быть расширен до задачи, которую можно назвать «работа парикмахерской». Этот процесс иллюстрирует отношения «клиент-сервер», которые имеют место между процессами в многопроцессорных вычислительных системах. Причем аналогом процессоров являются коллектив парикмахеров, а аналогом задач выступают клиенты парикмахерской.

Формализация алгоритмов управления параллельными процессами реализована на основе использования механизма синхронизации «рандеву» [3]. Весь алгоритм работы планировщика содержит три части: клиентскую (постановка задачи в очередь), серверную (обслуживание процессорами) и «рандеву» (наличие задачи и готовность одного из процессоров к обслуживанию этой задачи). Для описания алгоритма введены основные события, каждое из которых представляет собой частное состояние системы управления.

На основании словесно представленного алгоритма управления процессами и введенных частных событий, реализуемых в этом алгоритме, система канонических уравнений, описывающих эти события, будет иметь следующий вид.

Для процесса «клиент», реализуемого планировщиком до момента randevу:

$$S_I^t(t+1) = x_z \vee S_I^t \overline{S_{FQ}^t}; \quad S_Q^t(t+1) = S_I^t S_{FQ}^t \vee S_Q^t \overline{S_{SL}^{pj}}; \quad S_{ZPj}^t(t+1) = S_Q^t S_{SL}^{pj} \vee S_{ZPj}^t \overline{S_{PZ}^{pj}};$$

$$S_{GPj}^t(t+1) = S_{ZPj}^t S_{PZ}^{pj} \vee S_{GPj}^t \overline{S_{PT}^{pj}},$$

где  $x_z$  - событие, обозначающее наличие сигнала запроса задачи на вхождение в очередь;  $S_I^t$  - ожидание занесения задачи в очередь;  $S_{FQ}^t$  - в очереди имеются свободные места;  $S_Q^t$  - задача помещена в очередь;  $S_{ZPj}^t$  - запрос  $j$ -го процессора диспетчером;  $S_{GPj}^t$  - задача готова к обслуживанию в  $j$ -м процессоре,  $j$ -й процессор помещается в пул занятых;  $S_{SL}^{pj}$  -  $j$ -й процессор выбран для обслуживания задачи;  $S_{PZ}^{pj}$  -  $j$ -й процессор выдал сигнал подтверждения запроса;  $S_{PT}^{pj}$  -  $j$ -й процессор задачу принял.

Для процесса «сервер», реализуемого обслуживающим процессором до момента randevу:

$$S_S^P(t+1) = (S_S^{p1} \vee S_S^{p2} \vee \dots \vee S_S^{pN}) \vee S_S^P \overline{S_{ZP}^t}; \quad S_O^pj(t+1) = S_{ZP}^t \vee S_O^pj \overline{S_{SL}^{pj}};$$

$$S_{SL}^{pj}(t+1) = \bigvee_{\forall j \in N} S_O^pj S_{PR}^{pj}; \quad S_{PZ}^{pj}(t+1) = S_{SL}^{pj} S_{ZPj}^t \vee S_{PZ}^{pj} \overline{S_{GPj}^t}; \quad S_{PT}^{pj}(t+1) = S_{PZ}^{pj} S_{GPj}^t,$$

где  $S_S^{pj}$  -  $j$ -й процессор помещается в пул свободных;  $S_S^P$  - в процессорном пуле имеются свободные процессоры;  $S_{PR}^{pj}$  - приоритет  $j$ -го процессора;  $S_O^pj$  -  $j$ -й процессор находится в режиме ожидания.

Система канонических уравнений, описывающая события после randevу:

$$S_A^{pj}(t+1) = S_{PT}^{pj} S_{GPj}^t \vee S_A^{pj} \overline{S_E^{pj}}; \quad S_{TO}^{pj}(t+1) = S_A^{pj} S_E^{pj} \vee S_{TO}^{pj} \overline{S_{RT}^t};$$

$$S_{RT}^t(t+1) = S_A^{pj} S_E^{pj} \vee S_{RT}^t \overline{S_{TO}^{pj}}; \quad S_{OF}^t(t+1) = S_{TO}^{pj} S_{RT}^t; \quad S_S^{pj}(t+1) = S_{TO}^{pj} S_{RT}^t \vee S_S^{pj} \overline{S_{GPj}^t},$$

где  $S_A^{pj}$  -  $j$ -й процессор выполняет обслуживание задачи;  $S_E^{pj}$  - выполнение задачи закончено;  $S_{TO}^{pj}$  - снять задачу с исполнения;  $S_{OF}^t$  - удалить задачу из очереди;  $S_{RT}^t$  - выдача результата.

Для целей верификации проведено моделирование алгоритма планирования с глобальной очередью задач, формально описанных с использованием логики НДА [4]. На рис. 1 представлена модель вышеописанного автомата, реализованная в *Stateflow*.

Назначение блоков в части «клиент» следующее: *InTask* моделирует событие  $S_I^t$ , *TaskInQueue* -  $S_Q^t$ , *QueueNotEmpty* -  $S_{FQ}^t$ , *jProcRequest* -  $S_{ZPj}^t$ , *Task\_in\_Proc* -  $S_{PT}^{pj}$ .

Назначение блоков в части «сервер» следующее: *FreeProcChoise* -  $S_S^P$  Событие *SelectedjProc* -  $S_{SL}^{pj}$ , *TaskRequest* -  $S_{GPj}^t$ , *jProcRequested* -  $S_{PZ}^{pj}$ , *ProcTaskReaded* -  $S_{GPj}^t$ . Сигнал *[proc\_rqstd()]* является функцией, которая представляет собой конъюнкцию двух событий: очередь не пуста и диспетчер запрашивает свободный процессор (*QueueNotEmpty* и *jProcRequest*).

Момент randevу реализуется функцией *Randevous()*, которая представляет собой конъюнкцию двух событий, означающих готовность задачи и процессора к обслуживанию (*Task\_in\_Proc* и *ProcTaskReaded*).

После randevу происходит выполнение задачи в процессоре (блок *jProcessing* -  $S_A^{pj}$ , на рисунке не показан). Затем процессор освобождается от решения текущей задачи (*TaskOff*) и

производит запись результатов (ProcOff). Освобождение процессора от задачи реализуется в модели блоками, показанными на рис. 1, в и г.

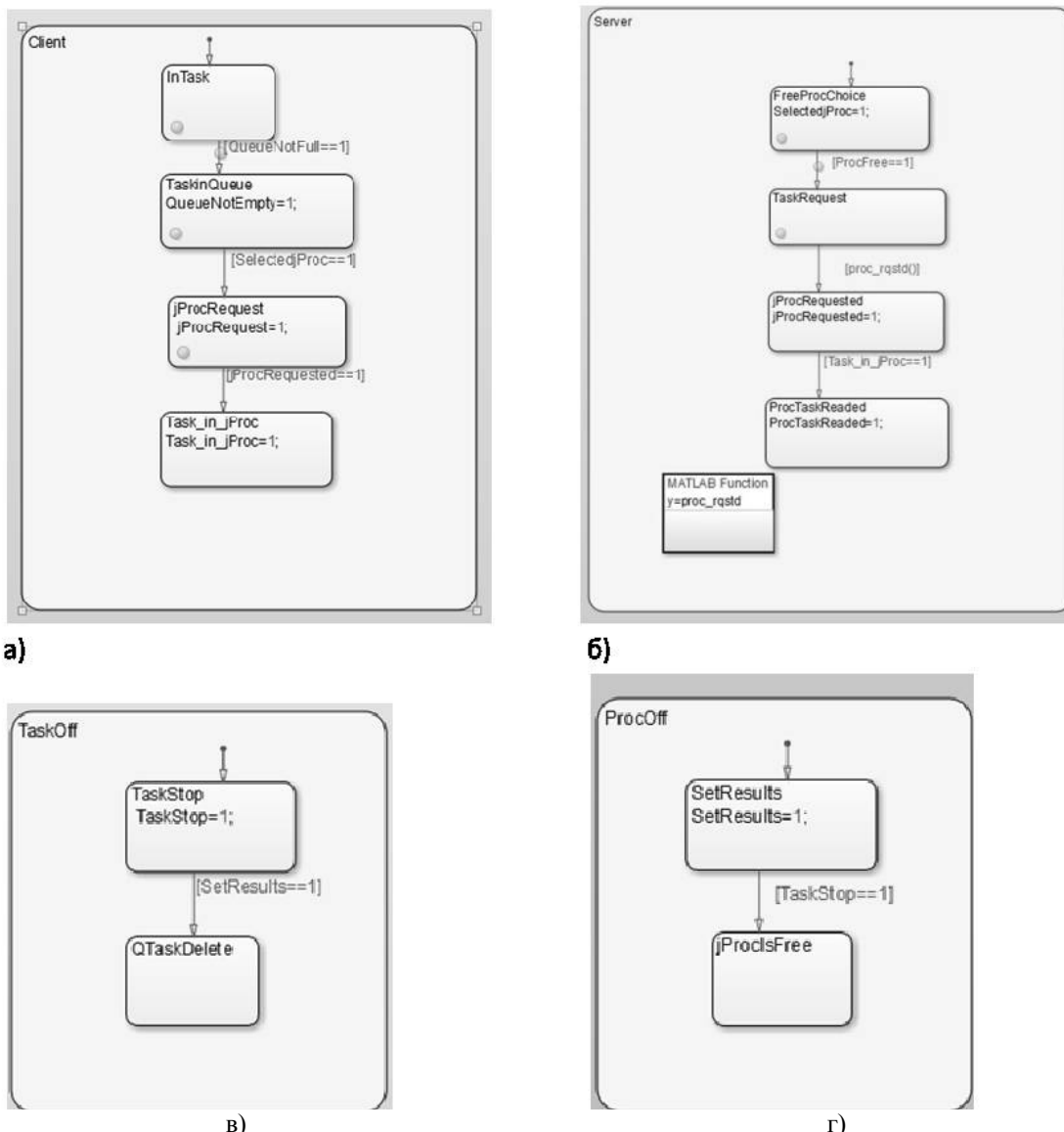


Рис.1. Автоматная модель планировщика, реализованная в *Stateflow*: клиентская часть (а), серверная часть (б), «освобождение процессора» (в) и «запись результатов» (г)

При прогоне модели получен результат, который свидетельствует о том, что все состояния автомата достижимы, все связи и сигналы непротиворечивы и функционируют верно.

Функционально устройство планирования задач представлено в виде 3-х блоков (рис.2): управления очередью задач; очереди задач *FIFO*; выбора и назначения процессора для обслуживания очередной задачи.



Рис. 2. Схема устройства планирования задач

Блок управления очередью задач в соответствии с заданным правилом (в данном случае реализовано правило FIFO) помещает новую задачу (вытесненную по окончании кванта времени) в очередь и выбирает очередную задачу на обслуживание в один из процессоров. Блок выбора по приоритетному правилу селектирует процессор, который будет обслуживать текущую задачу, из пула свободных. Блок назначения задач реализует алгоритм «рандеву», т.е. отмечает готовность задачи и готовность выбранного процессора к обслуживанию и дает разрешение на выполнение.

В разработанном аппаратном устройстве очередь, создаваемая планировщиком, представляет собой набор из 256 регистров, каждый из которых хранит идентификатор процесса (потока), приоритет процесса, счетчик времени и другую информацию (аналог БУП), необходимую для планирования и диспетчеризации. Каждый процесс имеет собственный идентификатор, который однозначно указывает на адрес задачи в памяти вычислительной системы. Такой подход позволяет значительно ускорить переключение процессов [5].

### **Библиографический список**

1. Biktashev R.A. The mathematical modeling of task managers for multiprocessing systems based on open queueing systems / R.A. Biktashev, A.I. Martyshkin //The collection includes 4th International Conference on Science and Technology, Held by SCIEURO in London, 25-26 June 2014, p.29-33.
2. Эндрюс Н.П. Основы многопоточного и распределенного программирования / Г.Р. Эндрюс // Москва (перевод с английского). М.: Издательский дом «Вильямс», 2003.
3. Вашкевич Н.П. Формализация алгоритма синхронизации процессов при диспетчеризации задач в многопроцессорных системах с использованием механизма рандеву/ Н.П. Вашкевич, Р.А. Бикташев. Информационные технологии. 12(160). 2009. С.12-17.
4. Вашкевич Н.П. Верификация алгоритма диспетчеризации задач многопроцессорной системы с использованием средств STATEFLOW/ Н.П. Вашкевич, Р.А. Бикташев, С.В. Киселев // Актуальные проблемы гуманитарных и естественных наук. 2014. № 12. С.42-46.
5. Бикташев, Р. А. Реализация устройства аппаратной поддержки диспетчеризации задач для многопроцессорной системы на ПЛИС / Р. А. Бикташев, С. К. Шестаков // Оптико-электронные приборы и устройства в системах распознавания образов, обработки изображений и символьной информации// Распознавание –2013: сборник статей XI международной научно-технической конференции. Курск: ЮЗГТУ. 2013. С. 220 – 223.

УДК 004.932; ГРНТИ 89.57.35

## **АНАЛИЗ ТЕХНИЧЕСКИХ ВОЗМОЖНОСТЕЙ СИСТЕМЫ СЕТЕВОГО МОНИТОРИНГА И УПРАВЛЕНИЯ «NETCRUNCH 9.0»**

**А.М. Лапин, М.Б. Никифоров**

*Рязанский государственный радиотехнический университет,  
Россия, Рязань, nikiforov.m.b@evm.rsreu.r*

*Аннотация.* Рассматриваются структура и технические возможности системы сетевого мониторинга и управления «NetCrunch 9.0». Экспериментально подтверждено теоретическое предположение об ограниченных возможностях системы при наличии неполной информации об элементах сети

*Ключевые слова.* Система сетевого мониторинга и управления «NetCrunch 9.0», реальные возможности, обнаружение элементов сети

## **NETWORK MONITORING AND MANAGEMENT SYSTEM «NETCRUNCH 9.0» TECHNICAL CAPABILITIES ANALYSIS**

**A.M. Lapin, M.B. Nikiforov**

*Ryazan State Radio Engineering University,  
Ryazan, Russia, nikiforov.m.b@evm.rsreu.ru*

*Abstract.* We consider the structure and technical capabilities of network monitoring and management systems «NetCrunch 9.0». Theoretical assumption about the limited capacity of the system in the presence of incomplete information about the network elements was experimentally verified.

*Keywords.* Network monitoring and management system «NetCrunch 9.0», real opportunities, detection of network elements.

Конкуренция и существенное расширение номенклатуры услуг связи на рынке привели к тому, что пользователя привлекает не столько наличие технической возможности организации связи, сколько качественные и количественные показатели, такие как гарантированное качество услуги, мобильность, универсальность оборудования доступа, гарантия совмес-

тимости различных стандартов, развитая и удобная система расчета. Поэтому эффективные решения в области управления телекоммуникациями являются ключевыми компонентами сетей связи любого масштаба – от локальных сетей до национальных и международных [1, 2]. Такое решение предлагают производители системы сетевого мониторинга и управления «NetCrunch 9.0» [3].

NetCrunch - это мощная система сетевого мониторинга и управления «все-в-одном», не требующая установки дополнительных агентов и способная эффективно следить за каждым устройством вашей сети. Учет трафика, доступность, графики производительности, статистики NetFlow, диаграммы и отчеты и многое другое. Автоматически строит карты и графические представления сети в реальном времени (см. рис. 1). Уведомляет через E: mail, SMS, pop-up окна или автоматически корректирует или предупреждает события (перезагрузка, запуск скрипта, др.) при соответствующей настройке. NetCrunch поддерживает все ведущие ОС: Windows, Linux, Mac OS X, VMWare ESX/ESXi и BSD – без дополнительных агентов и SNMP. Интегрированный NetFlow собирает статистику трафика с разных типов устройств с наиболее популярными протоколами, как IPFix, NetFlow (v5 & v9), JFlow, netStream, CFlow, AppFlow и rFlow. NetCrunch поддерживает все версии SNMP, включая v3 (в том числе и ловушки). Программа использует SNMP-протокол для отслеживания роутеров, коммутаторов, принтеров, межсетевых экранов, сенсоров и других устройств. NetCrunch содержит более чем 3500 MIB объектов, а также собственный MIB-компилятор, который позволяет добавлять новые базы MIB к программной библиотеке.

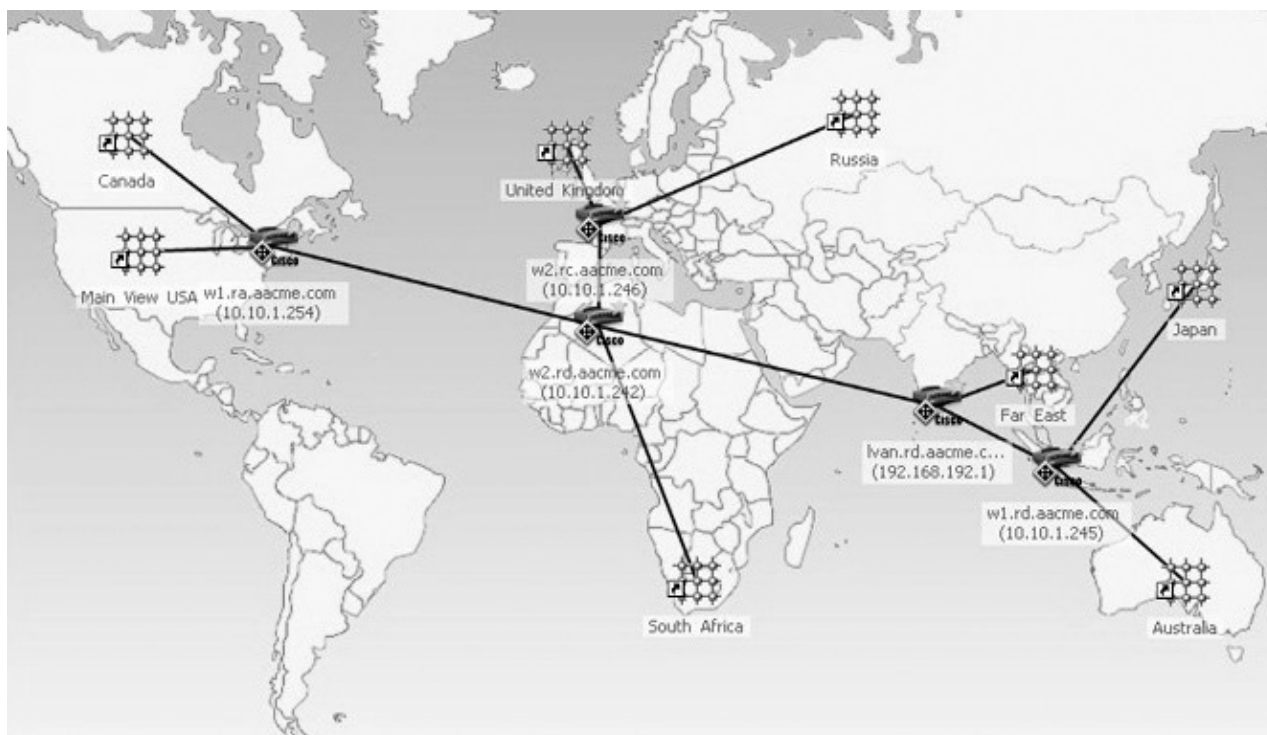


Рис.1. Автоматически построенная в реальном времени карта сети

Модуль Open Monitor упрощает экспорт данных в NetCrunch почти из каждого источника с помощью скрипта (напр. VBScript, PowerShell, Javascript), записанного на сервере NetCrunch или в форме приложения. Кроме того, данные могут передаваться из любой удаленной системы, использующей простой API REST. Более 100 предопределенных встроенных пакетов Monitoring Packs для всех типов ОС и устройств с SNMP позволяют NetCrunch распознавать, настраивать, и эффективно следить за сетью сразу же после установки. Триггеры, пороги и диапазоны значений событий заведомо распознают потенциальные проблемы и предупреждают их появление или автоматически решают их. Автоматическая корреляция событий предотвращает поток аварийных сигналов [2, 3].

Данную систему мониторинга апробировали на мультивендерной сети (с большим количеством телекоммуникационного оборудования разных производителей), в целом система показала себя неплохо, как и было заявлено производителем, она обнаружила в сети все коммутаторы 2 и 3 уровня, софтверные, ПЭВМ, Сервера БД, отстроила карту сети, позволяла оценить пропускную способность транспортных каналов между коммутаторами за исключением каналов, образованных мультиплексорами SDH и PDH. Сами же мультиплексоры (независимо от производителя) СИСТЕМА отображала как отдельные ПЭВМ (причем только на входе и выходе сетей SDH и PDH) и отображала только IP адрес NE и показывала фактическое наличие (отсутствие) элемента сети. На карте сети транспортные каналы SDH и PDH никак не отображались, получалось вместо единой сети – несколько отдельных не связанных между собой участков сети.

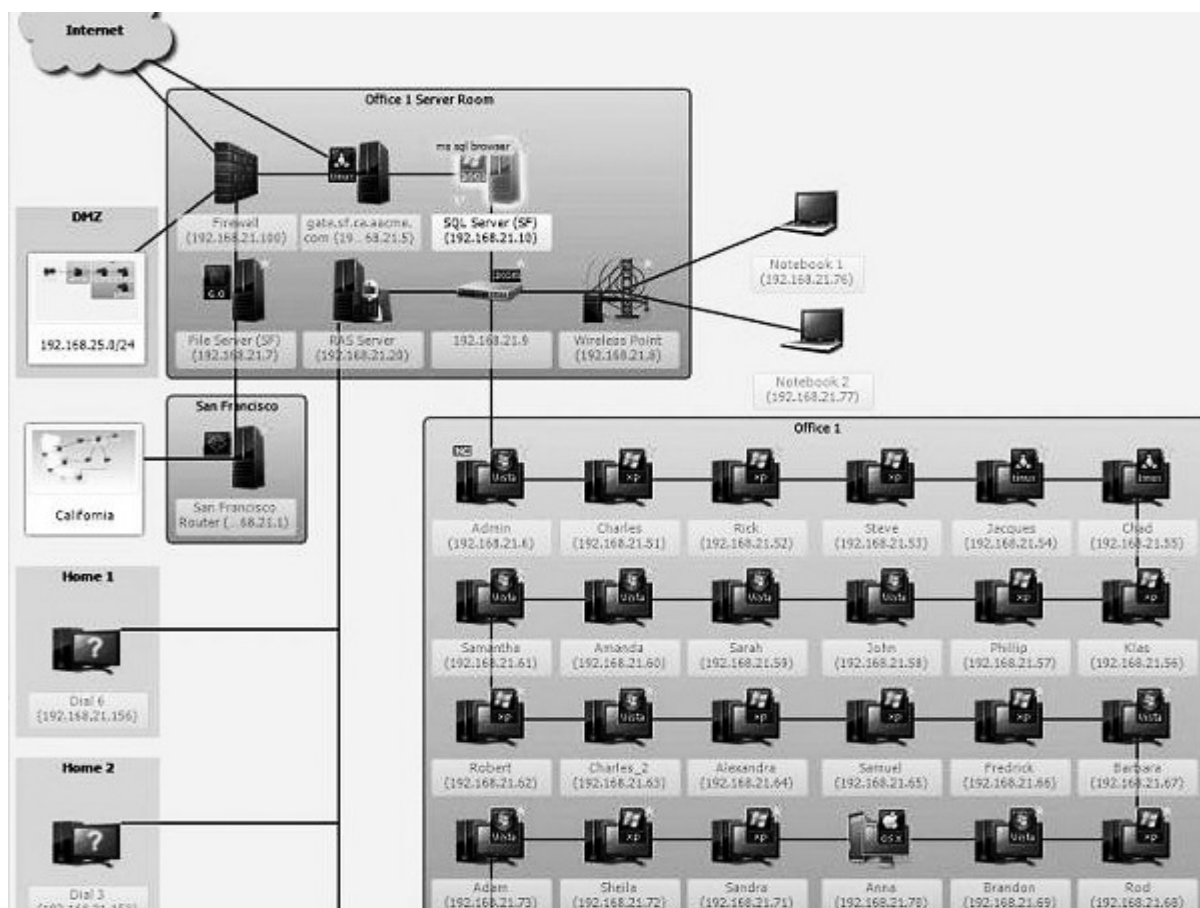


Рис. 2. Конфигурация сети, выявленная система сетевого мониторинга NetCrunch

Для сетей передачи данных, построенных на коммутаторах и не использующих мультиплексоры для организации транспортных каналов, данная система мониторинга достаточно удобна и проста в эксплуатации. Имея широкий спектр возможностей, позволяет легко отладить сеть, получить необходимую информацию в реальном времени о ее состоянии. Однако с учетом того, что обычно крупные корпоративные сети строятся, как правило, с использованием различного типа оборудования, каналов [4, 5], в последующих версиях данной системы хотелось бы увидеть решение данной проблемы.

### Библиографический список

1. Олифер В.Г., Олифер Н.Г. Компьютерные сети. Принципы. Технологии. Протоколы: учебник для вузов. – СПб.: Питер, 2003. – 864 с.
2. Крухмалев В.В., Гордиенко В.Н. Основы построения телекоммуникационных систем и сетей: учебник для вузов. – М.: Горячая линия – Телеком, 2004. – 510 с.
3. Комплексный мониторинг инфраструктуры сети. Мониторинг приложений, серверов, ОС и виртуальной среды [Электронный ресурс]. URL: <https://ru.adremsoft.com/netcrunch.htm> (дата обращения 25.02.2016).
4. Крук Б.И., Попантонопуло В.Н. Телекоммуникационные системы и сети: учеб. пособие. В 3 томах. Т. 3. – Мультисервисные сети. – М.: Горячая линия – Телеком, 2003. – 592 с.

УДК 004.932; ГРНТИ 50

## МОДИФИКАЦИЯ МЕТОДА ПЕРЕДАЧИ ИЗОБРАЖЕНИЙ БЕЗ ПОСТОЯННОЙ СОСТАВЛЯЮЩЕЙ

**Б.В. Костров, А.С. Бастрычкин**

*Рязанский государственный радиотехнический университет,  
Россия, Рязань, [foton@rsreu.ru](mailto:foton@rsreu.ru)*

*Аннотация.* Рассматривается алгоритм передачи изображения без постоянной составляющей и его модификация. Модификация состоит в исключении части спектра изображения для эффективного сжатия.

*Ключевые слова.* Передача изображений, преобразование Уолша – Адамара.

## MODIFICATION OF METHOD FOR IMAGE TRANSMISSION WITHOUT STEADY COMPONENT

**B.V. Kostrov, A.S. Bastrychkin**

*Ryazan State Radio Engineering University,  
Ryazan, Russia, [foton@rsreu.ru](mailto:foton@rsreu.ru)*

*Abstract.* Algorithm for image transmission without steady component is considered. Modification is elimination of part of image spectrum for efficient image compression.

*Keywords.* Image transmission, Walsh – Hadamard transform.

При передаче изображений по каналам связи важнейшими задачами являются уменьшение времени передачи изображения за счёт уменьшения количества передаваемой информации и обеспечение приемлемого качества восстановления при высокой степени сжатия.

Для решения этих задач разработано множество методов. В данной статье рассматривается метод передачи изображения без постоянной составляющей [1] и его модификация. Эта модификация заключается в прореживании матрицы с исключённой постоянной составляющей по какому-либо критерию (в данной статье рассматривается энергетический критерий). Рассмотрено прореживание в квазидвумерном и двумерном спектрах.

Переход к спектральному представлению изображения осуществляется с помощью преобразования Уолша – Адамара.

Получение квазидвумерного спектра достигается умножением матрицы изображения на матрицу Адамара, упорядоченную по Уолшу:

$$[B_x(n)] = [X_n] \cdot [H_w(n)],$$

где  $[B_x(n)]$  - матрица квазидвумерного спектра,  $[X_n]$  – матрица изображения размером  $n \times n$ ,  $[H_w(n)]$  – матрица Адамара, упорядоченная по Уолшу.

В силу ортогональности матрицы и симметричности матрицы  $[H_w(n)]$  обратное преобразование будет выглядеть следующим образом:

$$[X_n] = [B_x(n)] \cdot [H_w(n)].$$

Двумерный спектр можно получить с помощью двумерного преобразования Уолша – Адамара:

$$[B_x(n)] = [H_w(n)] \cdot [X_n] \cdot [H_w(n)].$$

Восстановление производится аналогично:

$$[X_n] = [H_w(n)] \cdot [B_x(n)] \cdot [H_w(n)].$$

Для того, чтобы выявить постоянную составляющую и восстановить её на приёмной стороне, необходимо ввести строку или столбец элементов, соответствующих уровню «чёрного» или «белого» [1], после чего матрица исходного изображения примет следующий вид:

$$[X_{ij}] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \dots & 0 \\ X_{1,0} & X_{1,1} & \dots & X_{1,N-1} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ X_{N-1,0} & X_{N-1,1} & \dots & X_{N-1,N-1} \end{bmatrix}.$$

Или, в случае двумерного преобразования:

$$[X_{ij}] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & X_{1,1} & \dots & X_{1,N-1} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & X_{N-1,1} & \dots & X_{N-1,N-1} \end{bmatrix}.$$

Восстановление постоянной составляющей будет возможно благодаря следующему свойству квазидвумерного преобразования [1]:

$$B_x(0, u) = - \sum_{i=1}^{N-1} B_x(i, u).$$

Для двумерного случая постоянная составляющая перейдёт в точку, поэтому:

$$B_x(0,0) = - \sum_{i=1}^{N-1} \sum_{j=1}^{N-1} B_x(i, j).$$

Кроме постоянной составляющей, можно исключить из спектра значения, которые не сильно будут задействованы при восстановлении изображения (т.е. «проредить» матрицу по какому-либо критерию).

Ниже представлены результаты исключения составляющих спектра по энергетическому критерию для квазидвумерного и двумерного преобразований.

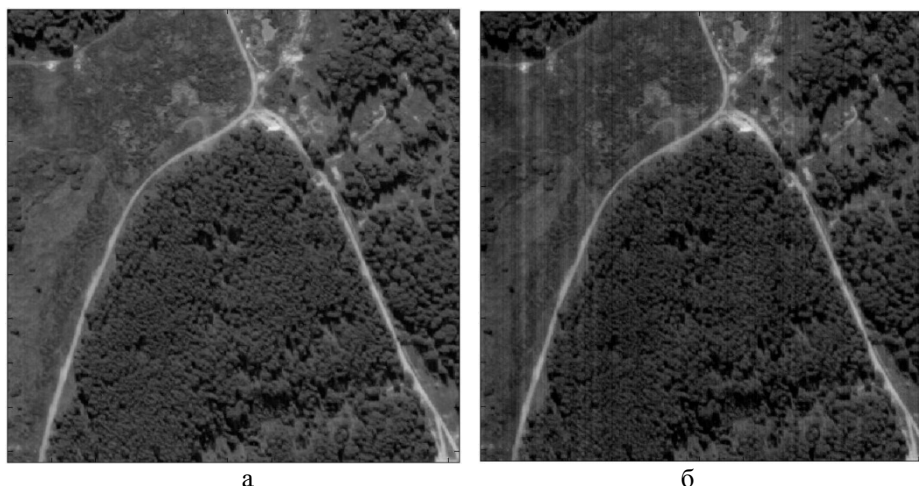


Рис. 1. Изменение изображения в результате исключения части квазидвумерного спектра:  
а – изображение с СКО 2.103 при 65 678 исключённых из спектра элементов;  
б – изображение с СКО 15.302 при 142600 исключённых из спектра элементов

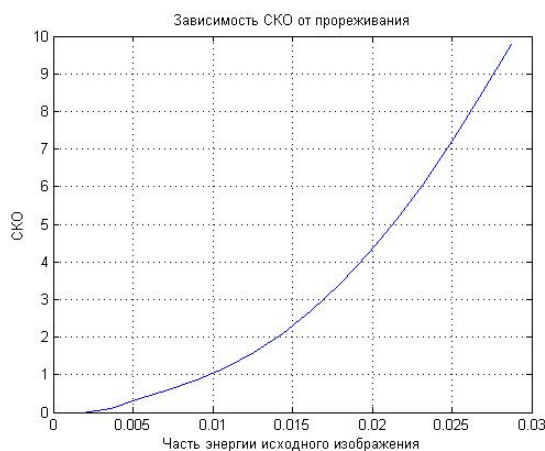


Рис. 2. График зависимости СКО от критерия исключения в случае одностороннего (квазидвумерного) преобразования

Рассмотрев рис. 1, можно увидеть, что при большой доле исключённых элементов становятся видны вертикальные полосы, что мешает восприятию изображения.



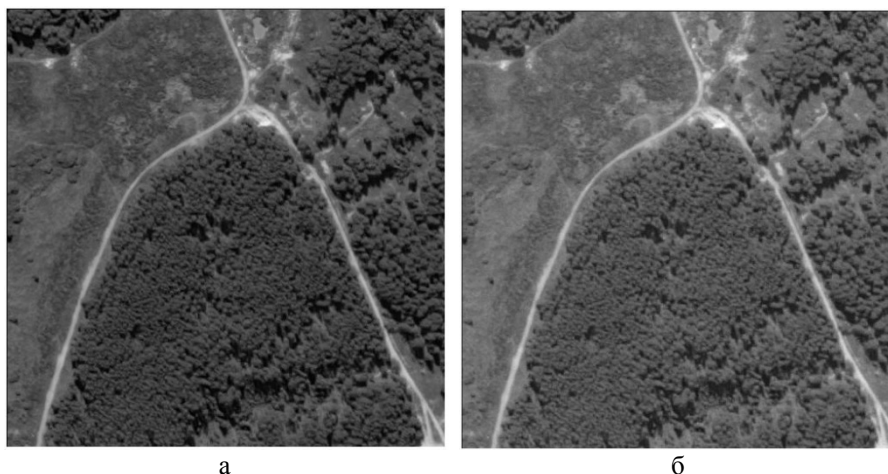


Рисунок 3. Изменение изображения в результате исключения части двумерного спектра:  
 а – изображение с СКО 2.645 при 106394 исключённых из спектра элементов  
 б – изображение с СКО 25.030 при 188325 исключённых из спектра элементов

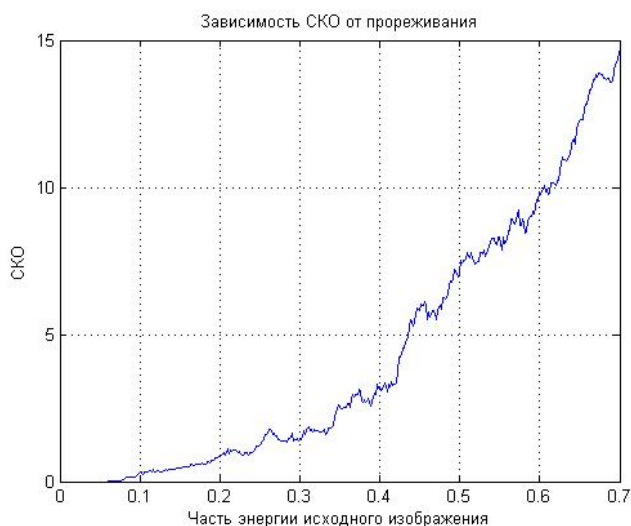


Рис. 4. График зависимости СКО от критерия исключения в случае двумерного преобразования

Рис. 4 показывает, что даже при достаточно большом СКО изображение остаётся вполне приемлемым для восприятия, изменяется только яркость изображения. К тому же количество исключённых элементов в двумерном случае заметно увеличивается.

В заключение можно отметить, что модификация данного алгоритма позволяет сжать изображение в одномерном случае примерно на 25 % (так как исключено 65 678 из 262144 элементов), а в двумерном случае примерно на 40 % (исключено 106394 элементов). В сочетании с методами кодирования и упаковки можно получить ещё более эффективные результаты.

### Библиографический список

- Костров Б.В., Гринченко Н.Н., Степанов Д.С., Упакова А.Г. Алгоритм передачи изображения с восстановлением постоянной составляющей // Известия Тульского государственного университета. Технические науки. Вып 9-1. Тула: ТулГУ, 2013. С. 244-248.
- Гаврилин А.П., Гусев Б.Б., Ларкин Е.В. Пространственный спектр изображений с амплитудной модуляцией // Проблемы специального машиностроения. Вып. 8. Тула: ТулГУ, 2005. С. 341 - 345.
- Ларкин Е.В., Муравлев С.Н. Оценка потерь информации при преобразованиях изображений // Математические методы в технике и технологиях: ММТТ-18. ХУНТ Международная научная конференция. Казань: Казанский гос. техн. ун-т, 2005. Т. 5. С. 156 - 157.

## **ТРЕХМЕРНОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ОБЪЕКТА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ СТЕРЕОСИСТЕМЫ ВИДЕОКАМЕР**

**Н. П. Кислинский, М.В. Медведев**

*Казанский национальный исследовательский технический университет им. А. Н. Туполева-КАИ, Россия, Казань. Freenik28@gmail.com, mmedv@mail.ru*

*Аннотация.* Рассматриваются теоретические вопросы разработки программного обеспечения трехмерного моделирования объекта с использованием стереосистемы видеокамер.

*Ключевые слова.* Компьютерное зрение, стереозрение, трехмерная реконструкция объекта, триангуляция Делоне.

## **THREE-DIMENSIONAL OBJECT MODELING USING STEREO CAMERA**

**N.P. Kislinskiy, M.V. Medvedev**

*Kazan National Research Technical University. an Tupolev-KAI, Russia, Kazan. Freenik28@gmail.com, mmedv@mail.ru*

*Abstract:* Theoretical and practical issues of software development of three-dimensional object modeling using stereo camera.

*Keywords.* Computer vision, stereo vision, three-dimensional reconstruction of the object, Delaunay triangulation.

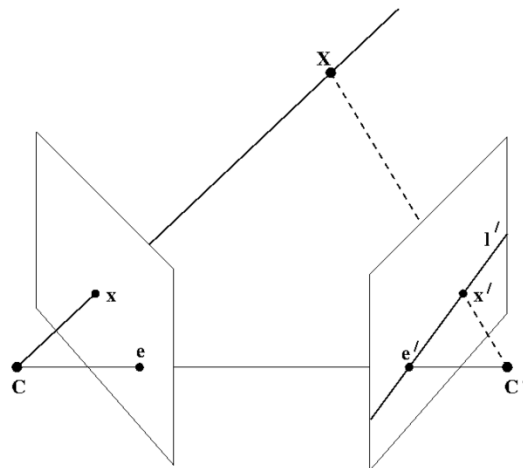
С развитием информационных технологий и средств видеонаблюдения появилась возможность получать видеоданные от систем, состоящих из двух и более оптических датчиков. В отличие от машинного зрения, основанного на использовании одной камеры, стереозрение, в определенной степени повторяя особенности человеческого зрения, позволяет компьютеру получать информацию не только о цвете и яркости объекта, но и о расстоянии до него. Это дает возможность обойтись без использования разнообразных дорогостоящих датчиков измерения расстояний, снижая таким образом себестоимость технического решения, что в ряде задач, связанных с робототехникой, является критичным условием. Визуализировав полученные данные, можно применять их в различных целях как для обучения и развлечения (системы расширенной и виртуальной реальности), так и для последующей обработки и принятия решений о возможных манипуляциях с объектом.

Для решения задачи построения трехмерной модели объекта с использованием стереосистемы видеокамеры было предложено решение, состоящее из следующих этапов.

1. Первичная калибровка камер (определение внутренних параметров камеры, уменьшение дисторсии).
2. Ректификация изображения.
3. Регистрация изображений.
4. Сегментация.
5. Сопоставление изображений и поиск сопряженных точек (определение диспаратета).
6. Совмещение набора пространственных данных.
7. Построение объемной триангуляционной сетки.

На первом этапе осуществляется калибровка камер стереопары, которая происходит по отдельности, так как такой подход уменьшает количество неизвестных параметров калибровки и улучшает устойчивость работы численных методов. Калибровка камеры включает в себя выбор модели камеры, численных алгоритмов поиска параметров модели и объекта калибровки. Для калибровки используется метод, основанный на использовании плоского калибровочного объекта в виде шахматной доски.

Второй этап является основой для последующей обработки. Пара стереоснимков должна быть пересчитана в единую прямоугольную систему координат с приведением изображения к эпиполярной стереопаре.



Эпиполярная геометрия

Пусть имеются две камеры, как изображено на рисунке, где  $C$  — центр первой камеры,  $C'$  — центр второй камеры. Точка пространства  $X$  проецируется в точку  $x$  на плоскость изображения левой камеры и в точку  $x'$  на плоскость изображения правой камеры. Прообразом точки  $x$  на изображении левой камеры является луч  $xX$ . Этот луч проецируется на плоскость второй камеры в прямую  $l'$ , называемую эпиполярной линией. Образ точки  $X$  на плоскости изображения второй камеры обязательно лежит на эпиполярной линии  $l'$ . Таким образом, каждой точке  $x$  на изображении левой камеры соответствует эпиполярная линия  $l'$  на изображении правой камеры. При этом пара для  $x$  на изображении правой камеры может лежать только на соответствующей эпиполярной линии. Аналогично каждой точке  $x'$  на правом изображении соответствует эпиполярная линия  $l$  на левом. Эпиполярную геометрию используют для поиска стереопар и для проверки того, что пара точек может быть стереопарой (т.е. проекцией некоторой точки пространства).

Третьим этапом алгоритма является регистрация изображений. Регистрация проводится камерами стереоскопической системы, использующей две камеры и регистрирующей изображения объекта с различных ракурсов. Камеры жестко закреплены на общем основании неподвижно. Необходимо синхронизировать работу камер стереосистемы для исключения возможности искажения регистрируемого трехмерного образа.

На четвертом этапе осуществляется выделение объекта из фона, полученные изображения проходят этап сегментации алгоритмом  $k$ -средних [1]. Общая идея алгоритма состоит в том, что заданное фиксированное число  $k$  кластеров наблюдения сопоставляется с кластерами так, что средние в кластере (для всех переменных) максимально возможно отличаются друг от друга, т.е. стремится минимизировать суммарное квадратичное отклонение точек кластеров от центров этих кластеров:

$$V = \sum_{i=1}^k \sum_{x_j \in S_i} (x_j - \mu_i)^2,$$

где  $k$  — число кластеров,  $S_i$  — полученные кластеры,  $i=1,2,\dots,k$  и  $\mu_i$  — центры масс векторов  $\mu_i \in S_i$ . К его достоинствам можно отнести простоту реализации, быстроту исполнения, понятность использования и прозрачность алгоритма. Однако алгоритм обладает определенными ограничениями и недостатками: алгоритм слишком чувствителен к выбросам и требует задания количества кластеров.

На пятом этапе обработанные изображения необходимо сопоставить и обнаружить сопряженные точки для расчета диспаратности. Полуглобальный алгоритм стереозрения (Semi-Global Stereo Matching) [2] является достаточно быстродействующим для работы в реальном времени и имеет приемлемое качество работы по сравнению с другими алгоритмами.

На шестом этапе после расчета диспаратности и получения набора точек необходимо объединить несколько наборов точек с разных ракурсов в единое облако точек. Для этого используется итеративный алгоритм ближайших точек (Iterative Closest Point) [3], использующийся для сведения к минимуму разницы между двумя облаками точек. ICP часто используется для восстановления двухмерных (2D) или трёхмерных (3D) поверхностей из раз-

ных наборов точек. Алгоритм концептуально прост и часто используется в режиме реального времени. Он многократно применяет преобразования (смещение, вращение), необходимые для сведения к минимуму расстояния между точками из двух необработанных наборов.

Данное решение может быть применено как в развлекательных и образовательных целях (системы виртуальной и расширенной реальности), так и для дистанционных работ в агрессивной среде, где присутствие человека невозможно (тепловое воздействие, химическое, радиационное загрязнения).

### **Библиографический список**

1. Fasulo D. An Analysis Of Recent Work on Clustering Algorithms [Электронный ресурс]. URL: <http://logic.pdmi.ras.ru/ics/papers/aca.pdf> (дата обращения 1.02.2015).
2. Пономарев С.В. Методика сравнения алгоритмов стереозрения при восстановлении трехмерной модели лица человека // Научно-технический вестник информационных технологий, механики и оптики. 2013. № 6. Санкт-Петербург. С. 40 - 45.
3. Rusinkiewicz S. Efficient Variants of the ICP Algorithm / S. Rusinkiewicz. M. Levoy. // [Электронный ресурс]. URL: [https://www.cs.princeton.edu/~smr/papers/fasticp/fasticp\\_paper.pdf](https://www.cs.princeton.edu/~smr/papers/fasticp/fasticp_paper.pdf) (дата обращения 1.02.2015).
4. Скворцов А.В. Алгоритмы построения и анализа триангуляции // Научное издание. Томск: Изд-во томского ун-та, 2006. С. 1 - 168.

УДК 004.932; ГРНТИ 89.57.45

## **ВЗАИМНАЯ ГЕОМЕТРИЧЕСКАЯ КОРРЕКЦИЯ ТЕЛЕВИЗИОННЫХ И ТЕПЛОВИЗИОННЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ**

**А.И. Ефимов\*, М.Б. Никифоров\*, С.С. Рожковский\*\***

\* *Рязанский государственный радиотехнический университет, Россия, Рязань, [nikiforov.m.b@evm.rsreu.ru](mailto:nikiforov.m.b@evm.rsreu.ru)*

\*\* *АО «Государственный Рязанский приборный завод», Россия, Рязань*

*Аннотация.* Рассматриваются теоретические и практические вопросы разработки алгоритмов и программного обеспечения для осуществления взаимной геометрической коррекции кадров от ТВ и ТПВ камер.

*Ключевые слова.* Геометрическая коррекция, изображения подстилающей поверхности, проективные искажения, матрица гомографии.

### **TV AND IR IMAGES GEOMETRIC CORRECTION**

**A.I. Efimov\*, M.B. Nikiforov\*, S.S. Rozhkovskiy\*\***

\* *Ryazan State Radio Engineering University, Ryazan, Russia, [nikiforov.m.b@evm.rsreu.ru](mailto:nikiforov.m.b@evm.rsreu.ru)*

\*\* *Ryazan Instrument-making Enterprise, Ryazan, Russia*

*Abstract.* Theoretical and practical aspects of algorithms and software development for the TV frames and IR frames geometric correction are considered.

*Keywords.* Geometric correction, underlying surface images, projective distortion, homography matrix.

В настоящее время весьма актуальной является задача создания систем улучшенного и комбинированного видения летательных аппаратов, позволяющих создавать и отображать для пилота комбинированное изображение, представляющее собой слияние реального изображения, полученное сенсорами технического зрения (телевизионные и тепловизионные камеры, лазерный локатор, радиолокационная станция) и виртуального изображения, построенного по виртуальной модели местности. Обеспечение экипажа такого рода изображениями позволяет существенно повысить ситуационную осведомленность, упростить пилотирование в сложных условиях и в конечном счете повысить безопасность полетов.

Также актуальной является задача комплексирования ТВ и ТПВ изображений. Одним из подходов, позволяющих решать названную задачу в реальном времени, являются методы, основанные на проективных преобразованиях, предполагающих преобразование одного изображения к плоскости другого с применением матрицы гомографии.

Задачей, часто возникающей при применении проективных подходов, является выбор из всего множества ключевых точек, найденных на совмещаемых изображениях четырех (в случае классической плоской гомографии) пар точек. Для решения этой задачи предлагается

использовать многоэтапный алгоритм поиска матрицы гомографии с использованием всего множества пар ключевых точек. Совмещение с помощью проективных преобразований традиционно осуществляется по 4-м парам наиболее удачных ключевых точек [1]. Матрица гомографии  $\mathbf{H}$  содержит восемь неизвестных элементов. Поэтому необходимо как минимум 4 пары уравнений и, как следствие, 4 пары ключевых точек из множества  $k$  пар ( $k \geq 4$ ) ключевых точек. Система линейных алгебраических уравнений (СЛАУ), решение которой обеспечивает нахождение элементов матрицы  $\mathbf{H}$ , имеет следующий вид:

$$\mathbf{A}\mathbf{G}_H = \mathbf{B}, \quad (1)$$

где  $\mathbf{A} = \begin{pmatrix} \mathbf{Z} & \mathbf{O} & \mathbf{W}_1 \\ \mathbf{O} & \mathbf{Z} & \mathbf{W}_2 \end{pmatrix}$  - основная матрица системы,  $\mathbf{Z} = (x'_i \ y'_i \ 1) \ i = \overline{1,4}$ ,  $\dim(\mathbf{Z}) = 4 \times 3$ ,

$\mathbf{O} = (0)_{4 \times 3}$ ,  $\mathbf{W}_1 = (-x_i x'_i \ -x_i y'_i)$ ,  $\mathbf{W}_2 = (-y_i x'_i \ -y_i y'_i) \ i = \overline{1,4}$ ,  $\dim(\mathbf{W}_1) = 4 \times 2$ ,  $\dim(\mathbf{W}_2) = 4 \times 2$ ,

$\mathbf{G}_H = (h_{11} \ h_{12} \ h_{13} \ h_{21} \ h_{22} \ h_{23} \ h_{31} \ h_{32})^T$  - вектор-столбец подлежащих определению элементов матрицы гомографии,  $\mathbf{B} = (x_1 \ x_2 \ x_3 \ x_4 \ y_1 \ y_2 \ y_3 \ y_4)^T$  - вектор-столбец координат ключевых точек первого изображения, записанных в указанном порядке.

В случае применения всех  $k$  пар ключевых точек система (1) состоит из  $2k$  уравнений. Ее решение с помощью любого численного алгоритма, не обладающего вычислительной устойчивостью (метод Гаусса и др.), может приводить к ошибочным результатам. Поэтому от СЛАУ вида (1) целесообразно перейти к нормальной СЛАУ вида  $(\mathbf{A}^T \mathbf{A})\mathbf{G}_H = \mathbf{A}^T \mathbf{B}$  или в блочной форме:

$$\begin{pmatrix} \mathbf{Z}^T \mathbf{Z} & \mathbf{O} & \mathbf{Z}^T \mathbf{W}_1 \\ \mathbf{O} & \mathbf{Z}^T \mathbf{Z} & \mathbf{Z}^T \mathbf{W}_2 \\ \mathbf{W}_1^T \mathbf{Z} & \mathbf{W}_2^T \mathbf{Z} & \mathbf{W}_1^T \mathbf{W}_1 + \mathbf{W}_2^T \mathbf{W}_2 \end{pmatrix} \cdot \mathbf{G}_H = \begin{pmatrix} \mathbf{Z}^T \mathbf{B}_1 \\ \mathbf{Z}^T \mathbf{B}_2 \\ \mathbf{W}_1^T \mathbf{B}_1 + \mathbf{W}_2^T \mathbf{B}_2 \end{pmatrix}.$$

Переход эквивалентен поиску преобразования  $\mathbf{H}$ , минимизирующего сумму квадратов уклонений образов  $\mathbf{H}\mathbf{X}'$  точек  $\mathbf{X}'$  от соответствующих им точек  $\mathbf{X}$  [2, 3], т.е.:

$$F(\mathbf{G}_H) = \sum_{i=1}^k \left( (x_i - (x'_i h_{11} + y'_i h_{12} + h_{13} - x_i x'_i h_{31} - x_i y'_i h_{32}))^2 + (y_i - (h_{21} x'_i + h_{22} y'_i + h_{23} - h_{31} y_i x'_i + h_{32} y_i y'_i))^2 \right) \rightarrow \min_{h_{ij}}.$$

Шаг 2. Оценка качества совмещения изображений (правильности нахождения матрицы гомографии). Если совмещение неудовлетворительное, то определяется пара (пары) ключевых точек, расстояния между образами которых оказались большими, чем 1,75 среднего расстояния по всему множеству ключевых точек, и удаляются из множества пар ключевых точек.

Шаг 3. Повторное нахождение матрицы гомографии по сокращенному множеству пар точек, совмещение изображений, оценивание качества совмещения.

Шаги 2 и 3 алгоритма выполняются итерационно до момента получения удовлетворительного совмещения изображений.

В результате применения описанного алгоритма отпадает необходимость решения сложной задачи выбора четырех пар ключевых точек из всего их множества.

Предварительно изображения могут быть подвергнуты предварительной обработке с целью повышения качества получаемых совмещений. В частности, могут быть применены алгоритмы устранения искажений средней яркости [4], эквализация гистограмм яркости и др.

Приведем примеры совмещения телевизионного и тепловизионного изображений с применением алгоритма, предусматривающего определение элементов матрицы гомографии по количеству пар ключевых точек, отличному от 4.

Телевизионная и тепловизионная камеры жестко закреплены на некотором расстоянии друг от друга на борту воздушного судна. Параметры камер: телевизионная – горизонтальный угол обзора  $41^\circ$ , вертикальный –  $30,7^\circ$ , тепловизионная система имеет поле зрения  $20^\circ \times 16^\circ$  по горизонтали и вертикали соответственно. Поскольку взаимное расположение камер в процессе полета не меняется, то естественно ожидать, что матрица гомографии для данного фиксированного положения камер в процессе полета также меняться не будет.

Значит, можно выбрать пару четких изображений подстилающей поверхности, содержащей четко выделенные (на исходном изображении) контуры объектов и осуществить поиск матрицы гомографии с их использованием. Совмещение дальнейших кадров видеоряда осуществляется с использованием единожды рассчитанной матрицы гомографии. Проведенные эксперименты подтвердили это предположение. Корректно рассчитанная один раз матрица гомографии обеспечивала хорошее совмещение телевизионного и тепловизионного изображений на протяжении всего полета. В качестве иллюстрации работы алгоритма на рис. 1 (рис 1 а, г – тепловизионные изображения, рис 1 б, д – телевизионные изображения, рис. 1 в, е – результаты совмещения) приведены исходные изображения (в ТПВ и ТВ диапазонах) одного участка подстилающей поверхности, полученные с камер в некоторый момент времени, а также результат их совмещения с помощью найденной матрицы гомографии

$$H = \begin{pmatrix} 0,86 & -0,15 & 41,69 \\ 0,01 & 0,77 & 23,31 \\ -5 \times 10^{-5} & -33 \times 10^{-5} & 1 \end{pmatrix}$$

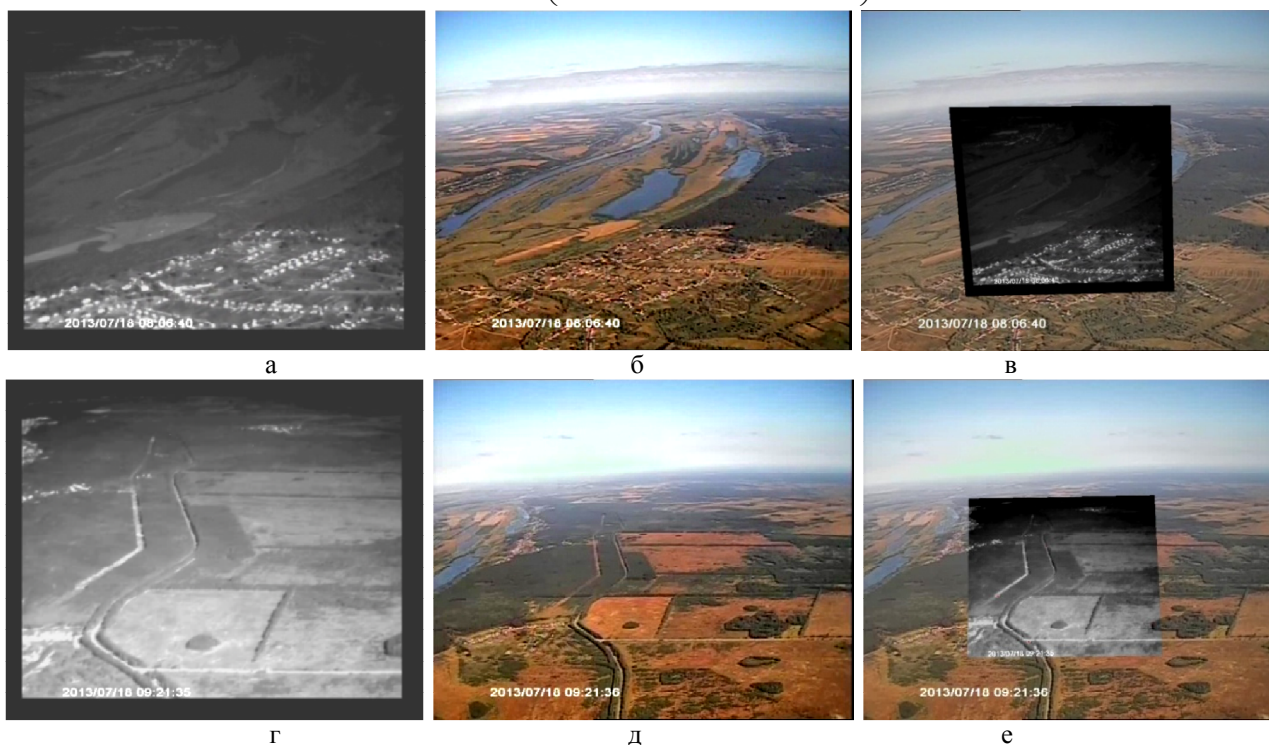


Рис. 1. Совмещение изображений подстилающей поверхности

Интересными представляются совмещения кадров видеопоследовательностей, где наблюдается сильный засвет телевизионного изображения, при котором оно становится совершенно непригодным для визуального восприятия. Однако за счет совмещения удастся получить информативное изображение подстилающей поверхности. Иллюстрация такого рода совмещений приведена на рис. 2.

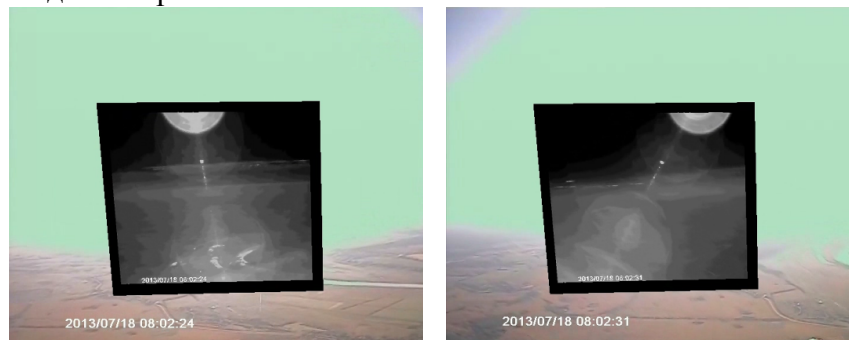


Рис. 2. Совмещение изображений подстилающей поверхности в условиях засвеченности ТВ изображения

В результате получаем алгоритм, позволяющий осуществить качественно совмещение ТВ и ТПВ изображений с использованием произвольного количества пар ключевых точек.

Данная работа выполнена в рамках ФЦП «Исследования и разработки по приоритетным направлениям развития научно-технологического комплекса России на 2014—2020 годы» (соглашение с Минобрнауки России от 27 июня 2014 г. №14.574.21.0056, идентификатор проекта RFMEFI57414X0056), в которой АО «ГРПЗ» является индустриальным партнером.

### Библиографический список

1. Алпатов Б.А. Электронная юстировка изображений при мультиспектральном наблюдении / Б.А. Алпатов, П.В. Бабаян // Цифровая обработка сигналов. 2003. № 1. С. 24-26.
2. Ефимов А.И., Логинов А.А., Никифоров М.Б., Новиков А.И. Построение матрицы гомографии на основе произвольного количества пар ключевых точек // 18-я международная научно-техническая конференция «Проблемы передачи и обработки информации в сетях и системах телекоммуникаций». Горячая линия -Телеком, 2015. С.137-139.
3. Новиков А.И., Саблина В.А., Ефимов А.И. Совмещение изображений в системах технического зрения методами проективной геометрии // Научно-техническая конференция «Техническое зрение в системах управления 2015». М.: 2015. ИКИ РАН. С. 51.
4. Злобин В.К., Костров Б.В., Конкин Ю.В., Упакова А.Г. Алгоритм устранения искажений средней яркости по полю изображений // Известия Тульского государственного университета. Технические науки. Выпуск 9. Ч. 2. Тула, 2013. С. 118-124.

УДК: 621.38:621.3.011.7

## ДИСКРЕТНЫЕ СХЕМНЫЕ МОДЕЛИ ЛИНЕЙНЫХ И НЕЛИНЕЙНЫХ РЕАКТИВНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ

**З.А. Жунусов, А.В. Ли**

*Алматинский университет энергетики и связи, Казахстан, Алматы, [aipet@aipet.kz](mailto:aipet@aipet.kz)*  
*Аннотация.* С целью исключения формирования дифференциальных уравнений для анализа электрической цепи рассматриваются вопросы замены реактивного элемента, описываемого дифференциальным уравнением первого порядка, на резистивную дискретную модель, параметры которой определяются методом численного интегрирования  
*Ключевые слова.* Дифференциальное уравнение первого порядка, резистивная дискретная модель, параметры адаптивной модели

## DISCRETE SCHEME MODELS OF LINEAR AND NONLINEAR REACTIVE ELEMENTS

**Z.A. Zhunusov, A.V. Lee**

*Almaty University of Power Engineering and Telecommunications, Kazakhstan, Almaty, [aipet@aipet.kz](mailto:aipet@aipet.kz)*  
*Abstract.* In order to except the formation of differential equations for the electric circuit analysis, the issues of the replacement of the reactive element, described by first-order differential equations on a capacitance-resistance discrete model with parameters which are determined by the numeral integration method are considered  
*Keywords.* First-order differential equations, capacitance-resistance discrete model, adaptive model parameters.

На основании дискретных схемных моделей реактивных элементов появляется возможность описания математической модели схемы сразу в алгебраическом виде на уровне компонентных уравнений отдельных ветвей с исключением формирования системы дифференциальных уравнений [1, 2], то есть путем замены каждого реактивного элемента, описываемого дифференциальным уравнением первого порядка

$$\dot{x} = f(x, t), \quad (1)$$

на резистивную дискретную модель, параметры которой определяются методом численного интегрирования; анализ переходных процессов в динамической системе можно заменить на многократный анализ по постоянному току резистивной модели. На рис. 1, а (1, б) показана обобщенная дискретная модель индуктивности (емкости), соответствующая любому неявному методу численного интегрирования. На рис. 2 показана адаптивная дискретная модель для реактивных элементов.

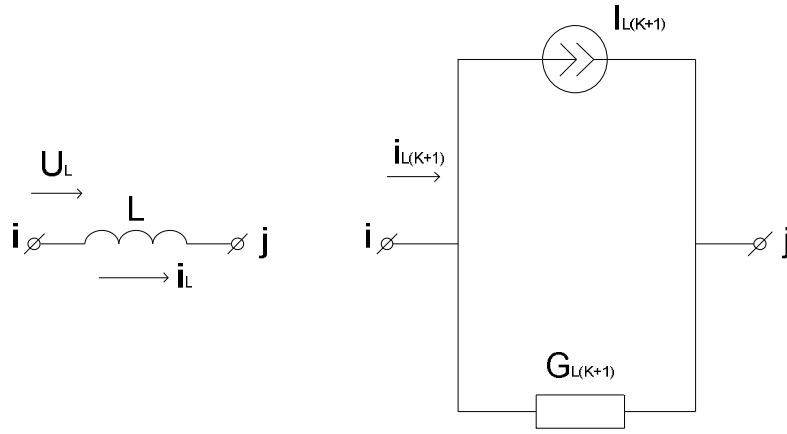


Рис. 1 (а). Обобщенная дискретная модель индуктивности

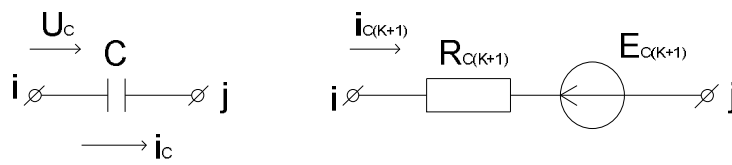


Рис. 1 (б). Обобщенная дискретная модель емкости

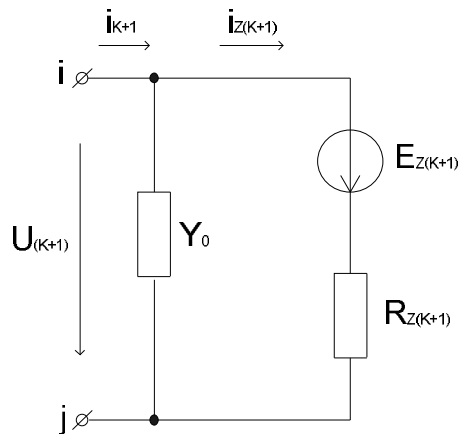


Рис. 2. Адаптивная дискретная модель для реактивных элементов

Рассмотрим более подробно параметры адаптивной модели  $G_0$ ,  $R_z$  и  $E_z$  емкости и индуктивности в различных режимах работы. При расчете цепи по постоянному току в установившемся режиме емкость (индуктивность) представляет собой разомкнутую (коротко замкнутую) ветвь, у которой проводимость  $Y = 0$  (сопротивление  $R = 0$ ). По-видимому, в данном случае модель для емкости имеет параметры

$$E_z = 0, R_z = -\frac{1}{G_0}, \quad (2)$$

а для индуктивности

$$E_z = 0, R_z = 0. \quad (3)$$

Чтобы рассчитать схему непосредственно после коммутации, следует учесть, что емкости и индуктивности заменяются соответственно источниками ЭДС и тока, поэтому параметры модели на рис. 2 будут



$$E_Z = U_C(0_-), R_Z = 0, E_Z = i_L(0_-) * R_Z, R_Z = -\frac{1}{G_0}, \quad (4)$$

где  $U_C(0_-)$  и  $i_L(0_-)$  - соответственно напряжение емкости и ток индуктивности в момент времени, непосредственно предшествующий коммутации (или скачку напряжения или тока в схеме). Необходимо отметить, что уравнение (2) соответствует разомкнутому, а (3) - замкнутому состоянию идеального двухполюсного ключа. Определим параметры адаптивной модели (рис. 2) для расчета переходных процессов. Пусть необходимо рассчитать схему в момент времени  $t = t_{K+1}$ , причем в моменты времени  $t_K$  и  $t_{K-1}$  состояние схемы (напряжения и токи) известно. Обозначим  $h_{K+1} = t_{K+1} - t_K$  текущий временной шаг (на  $K + I$ -м отрезке времени);  $h_K = t_K - t_{K-1}$  - предыдущий временной шаг (на  $K$ -м интервале времени). Алгебраизируя, например, с помощью формулы трапеций интегральное уравнение для емкости  $U_C = \frac{1}{C} \int_0^t i_C dt$  или индуктивности  $U_L = \frac{1}{L} \int_0^t U_L dt$ , получаем известные формулы для расчета параметров дискретных схемных моделей:

$$U_{C(K+1)} = U_{C(K)} + \frac{h_{K+1}}{2C} (i_{C(K+1)} + i_{C(K)}); \quad (5)$$

$$i_{L(K+1)} = i_{L(K)} + \frac{h_{K+1}}{2L} (U_{L(K+1)} + U_{L(K)}), \quad (6)$$

где  $U_j = U(t_j)$ ,  $i_j = i(t_j)$ ,  $j = k, k + 1$  - напряжения и токи элементов в  $j$ -й момент времени. Уравнениям (5) и (6) отвечают схемы на рис. 1 а, б, где  $R_C = h_{K+1} / 2C$  - для емкости или  $G_L = h_{K+1} / 2L$  - для индуктивности;  $E_C = U_{C(K)} + \frac{i_{C(K)} * h_{K+1}}{2C}$  и  $I_L = i_{L(K)} + \frac{U_{L(K)} * h_{K+1}}{2L}$ .

Учитывая эти величины, легко определить параметры адаптивной модели (рис. 2); соответственно для линейной емкости:

$$R_{Z(K+1)} = \frac{h_{K+1}}{2C + h_{K+1} * G_0}, \quad (7)$$

$$E_{Z(K+1)} = -\frac{2CU_K + h_{K+1} * i_K}{2C + h_{K+1} * G_0} \quad (8)$$

и индуктивности

$$R_{Z(K+1)} = \frac{2L}{h_{K+1} + 2LG_0}, \quad (9)$$

$$E_{Z(K+1)} = \frac{h_{K+1} * U_K + 2L * i_K}{h_{K+1} + 2LG_0}. \quad (10)$$

Использование выражений (8) и (10) в вычислительной процедуре неудобно, поскольку требует хранения значений токов и напряжений реактивных элементов в момент времени  $t_K$ . Весьма удобно выразить напряжение модели в  $(K + I)$ -й момент времени  $E_Z$  через напряжение источника в  $K$ -й момент времени  $E_{Z(K)}$  и ток, протекающий через этот источник, в  $K$ -й момент времени  $I_{Z(K)}$ , поскольку, как будет показано далее, эти величины хранятся

соответственно в правой части системы уравнений и в векторе неизвестных. Для  $K$ -го момента времени адаптивная модель описывается уравнениями

$$U_K = E_{Z(K)} + i_{Z(K)} * R_{Z(K)}; \quad (11)$$

$$i_K = i_{Z(K)} + U_K * G_0, \quad (12)$$

где  $R_{Z(K)}$  вычисляются по формулам (7) или (9), в которых  $h_{K+1}$  заменяют на  $h_K$ . Учитывая (11), (12) и (8) или (10), для емкости получаем

$$E_{Z(K+1)} = E_{Z(K)} \frac{2C - G_0 h_{K+1}}{2C + G_0 h_{K+1}} - i_{Z(K)} \frac{2C(h_K + h_{K+1})}{(2C - h_{K+1} G_0)(2C + h_K G_0)}, \quad (13)$$

а для индуктивности

$$E_{Z(K+1)} = E_{Z(K)} \frac{2LG_0 - h_{K+1}}{2LG_0 + h_{K+1}} - i_{Z(K)} \frac{2L(h_{K+1} + h_K)}{(h_{K+1} + 2LG_0)(h_K + 2LG_0)}. \quad (14)$$

Рассмотрим расчет параметров адаптивной модели для нелинейных элементов. Рассчитав с помощью аналитического выражения или табличного описания характеристики нелинейного элемента (его дифференциальное сопротивление и проводимость и  $E_{\dot{\Psi}}$  или  $I_{\dot{\Psi}}$ ) и используя [2, 3, 4, 5], легко найти значения  $E_Z$  и  $R_Z$  для адаптивной модели. Для нелинейных реактивных элементов параметры адаптивной модели легко получить после алгебраизации интегрального уравнения. Пусть задана характеристика потокосцепления индуктивности от тока  $\Psi = \Psi(i)$ . Для метода трапеций параметры адаптивной модели вычисляются по формулам

$$R_{Z(K+1)} = \frac{1}{G_0 + \frac{h_{K+1}}{2} * \left. \frac{\partial \Psi(i)}{\partial i} \right|_{i=i_{K+1}}}, \quad (15)$$

$$E_{Z(K+1)} = \frac{U_K h_{K+1} + 2i_K * \left. \frac{\partial \Psi(i)}{\partial i} \right|_{i=i_{K+1}}}{h_{K+1} + 2G_0 \left. \frac{\partial \Psi(i)}{\partial i} \right|_{i=i_{K+1}}}. \quad (16)$$

Если задана характеристика индуктивности от тока, то

$$R_{Z(K+1)} = \frac{1}{G_0 + \frac{h_{K+1}}{2} L(i_{K+1})}, \quad (17)$$

$$E_{Z(K+1)} = \frac{U_K h_{K+1} + 2i_K L(i_{K+1})}{h_{K+1} + 2G_0 L(i_{K+1})}. \quad (18)$$

Аналогичные выражения легко вывести и для нелинейных емкостей. Пусть задана характеристика заряда от напряжения  $Q = Q(U)$ . Тогда для метода трапеций параметры адаптивной модели вычисляются по формулам

$$R_{Z(K+1)} = \frac{h_{K+1}}{h_{K+1} * G_0 + 2 \frac{\partial Q(U)}{\partial U} \Big|_{U=U_{K+1}}}, \quad (19)$$

$$E_{Z(K+1)} = - \frac{h_{K+1} i_K + 2U_K * \frac{\partial Q(U)}{\partial U} \Big|_{U=U_{K+1}}}{h_{K+1} G_0 + 2 \frac{\partial Q(U)}{\partial U} \Big|_{U=U_{K+1}}}. \quad (20)$$

Если задана характеристика емкости от напряжения  $C = C(U)$ , то

$$R_{Z(K+1)} = \frac{h_{K+1}}{h_{K+1} G_0 + 2C(U_{K+1})}, \quad (21)$$

$$E_{Z(K+1)} = - \frac{h_{K+1} i_K + 2U_K C(U_{K+1})}{h_{K+1} G_0 + 2C(U_{K+1})}. \quad (22)$$

Отметим, что при выводе формул (16) принято  $\frac{\partial \Psi(i)}{\partial i} \Big|_{i=i_{K+1}} \approx \frac{\partial \Psi(i)}{\partial i} \Big|_{i=i_K}$ , а для (18)

$L(i_{K+1}) \approx L(i_K)$ . Аналогичное допущение принято и в выводе формул (20)  $\frac{\partial Q(U)}{\partial U} \Big|_{U=U_{K+1}} \approx \frac{\partial Q(U)}{\partial U} \Big|_{U=U_K}$ , а для (22)  $C(U_{K+1}) \approx C(U_K)$ .

Таким образом, в каждый момент времени  $t = t_{K+1} > 0$  как для нелинейных индуктивностей, так и для нелинейных емкостей дискретными схемными моделями являются нелинейные сопротивления. Причем, при расчете по постоянному току в установившемся режиме, как и для линейных реактивных элементов, используются формулы (2) и (3). Для расчета схемы непосредственно после коммутации используется соотношение (4). В матричной форме математическая модель реактивных элементов, представленных дискретными адаптивными схемным и моделями, имеет вид (уравнения записаны в расширенном однородном координатном базисе):

$$\begin{matrix} & i & j & r \\ i & \left[ \begin{array}{ccc} Y_0 & -Y_0 & 1 \end{array} \right] & & \\ j & \left[ \begin{array}{ccc} -Y_0 & Y_0 & -1 \end{array} \right] & & \\ r & \left[ \begin{array}{ccc} -1 & 1 & R_{Z(L+1)} \end{array} \right] & \left[ \begin{array}{c} \varphi_i \\ \varphi_j \\ i_{Z(K+1)} \end{array} \right] & = \left[ \begin{array}{c} \\ \\ E_{Z(K+1)} \end{array} \right]. \end{matrix} \quad (23)$$

### Библиографический список

1. Петренко А.И., Власов А.И., Тимченко А.П. Табличные методы моделирования электронных схем на ЭЦВМ. – Киев: Вища школа, 1977. -192 с.
2. Чуа Л.О., Лин Пен-Мин. Машинный анализ электронных схем (алгоритмы и вычислительные методы). – М.: Энергия, 1980. - 640 с.
3. Анисимов Б.В., Белов Б.И., Норенков И.П. Машинный расчет элементов ЭВМ. – М.: Высшая школа, 1976. - 336 с.
4. Беллман Р. Процессы регулирования с адаптацией. – М.: Наука, 1964. – 359 с.
5. Бондаренко В.М. Вопросы анализа нелинейных цепей. – Киев: Наукова думка, 1967. -160 с.

## СОДЕРЖАНИЕ

СЕКЦИЯ «РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ И УСТРОЙСТВА».....	3
Лазэр Д., Шестакова Т. Реализация работы с SD картой на базе FPGA фирмы Altera с применением Nios II процессора.....	3
Чигин А.Ю. Компенсация мешающих отражений, превышающих по интенсивности полезный сигнал, при измерении малых расстояний ЧМ-дальномером.....	7
Хромов С.В., Степашкин В.А. Информационно-управляющий канал в системе дистанционного управления БПЛА.....	11
Собко А.А., Комнатнов М.Е., Демаков А.В., Осинцев А.В. Н-мост на мощных полевых транзисторах, управляемый одним ШИМ-сигналом.....	13
Попов Д.И. Анализ системы инвариантной обработки многочастотных сигналов.....	18
Попов Д.И. Синтез алгоритма инвариантной обработки многочастотных сигналов.....	21
Паскаль Е.С., Полянских П.А. Интегрированные навигационные системы. Принципы построения современных интегрированных навигационных систем.....	24
Осинцев А.В., Комнатнов М.Е., Собко А.А., Демаков А.В. Пятифазная широтно-импульсная модуляция терморегулятора.....	27
Кудряшов В.И. Моделирование ММО канала связи с высокоманевренным объектом для оценки корреляционных свойств канальных коэффициентов.....	31
Котов В.А. Измерители доплеровской частоты отраженного сигнала.....	35
Костров В.В., Сидоров А.А., Комиссарова Н.Д., Шутова В.В. Исследование спектров траекторного сигнала самолетной РЛС с синтезированной апертурой.....	39
Клочко В.К., Макарова О.Н. Алгоритм оценивания аппаратной функции по прореженной матрице наблюдений.....	42
Паршин Ю.Н., Жариков П.В., Казначеев П.А. Влияние фазового шума на точность оценивания матрицы канальных коэффициентов ММО системы передачи информации от мобильного объекта.....	45
Васильев И.В., Козин И.Д., Федулina И.Н. О графическом изображении электромагнитной волны.....	49
Васильев И.В. О возможности экспериментальной проверки теории происхождения магнитного поля Земли.....	51
Аронов Л.В. Моделирование кольцевой антенной решетки кругового обзора.....	55
Дмитриев В.Т., Суздальцев А.Д. Методика построения IP-сети и исследование качества используемых кодеков.....	59
Демаков А.В., Комнатнов М.Е., Собко А.А., Осинцев А.В. Программное обеспечение для отладки ПЛИС.....	62
Васильев Е.В., Кравчук В.М., Черняк Е.Я. Применение телекоммуникационных лазерных модулей для спектроскопии атмосферных газов.....	64
Андреев В.Г., Чан Н.Л., Белокуров В.А. Спектральный анализ зашумленных сигналов с гауссовской формой спектра.....	67
Аршакян А.А. Пеленгация наземных объектов с подвижного носителя.....	71
СЕКЦИЯ «ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ И УСТРОЙСТВА».....	75
Герасимович В.Ю., Петровский Ал.А. Согласованная подгонка в задачах сжатия речи и звука.....	75
Кручок Д.Н. Система идентификации диктора в акустических шумах на основе антропоморфической обработки речевого сигнала.....	78
Петровский Н.А., Арабей К.В. Применение параунитарных банков фильтров на основе алгебры кватернионов в кодировании цифровых изображений.....	82
Стреляев П.В. Моделирование системы защиты качества речи в условиях действия помех и искажений.....	86

Самойлов С.А., Даниленко А.М. Оптимизированный алгоритм "мягкого" декодирования кода Рида-Соломона.....	89
Кириллов С.Н., Сазонова Е.С. Способы реализации предсказателя речевых сигналов на базе искусственных нейронных сетей.....	93
Абрамов А.Г., Коробова Л.А., Матьцина И.А. Математические методы в распознавании звуковых сигналов.....	97
Газизов Русл.Р., Лежнин Ев.В. Функции локализации и визуализации токов и напряжений в системе TALGAT.....	100
Мухин А.В., Доманов С.К. Сравнительный анализ радиотехнических характеристик антенны Ка-диапазона при измерениях в ближнем поле с использованием антенн-зондов различных производителей.....	103
Лукьянов Д.И., Михайлова А.С. Оценка значимости параметров речевого сигнала для автоматической идентификации диктора.....	108
Кириллов С.Н., Покровский П.С., Лисничук А.А. Многокритериальный синтез сигнально-кодовых конструкций для адаптации радиосистем передачи информации к действию узкополосных помех .....	110
Коньков Д.И. Компьютерная модель канала передачи информации.....	115
Кириллов С.Н., Лукашин И.В. Метод оценки параметров синхросимволов на основе дробного преобразования Фурье в условиях многолучевого распространения.....	118
Кириллов С.Н., Дмитриев В.Т., Янак А.Ф. Изучение влияния акустических шумов на первичные кодеки речевых сигналов.....	121
Кириллов С.Н., Косткин И.В., Елютин А.В. Алгоритм обработки видеоданных с целью устранения дрожания кадра.....	124
Ежова И.А. Направления использования информационно-телекоммуникационных сетей в сфере социальной защиты населения.....	127
Акопов Э.В. Алгоритм распознавания характерных объектов на изображении урбанизированной местности с целью уменьшения зоны неопределенности при позиционировании.....	130
Аль Бурей Абдо Али Абдулла Компьютерная модель устройства синхронизации инфокоммуникационной системы передачи данных.....	134
<b>СЕКЦИЯ «СИСТЕМЫ АВТОМАТИЗИРОВАННОГО ПРОЕКТИРОВАНИЯ».....</b>	<b>138</b>
Фам Х.Л., Шибанов А.П., Сапрыкин А.Н. Моделирование канала передачи опτικο-электронных данных.....	138
Сапрыкина А.О., Сапрыкин А.Н. Проблемы оценивания качества образования с помощью электронного портфолио.....	143
Перепелкин Д.А., Бышов В.С. Механизмы балансировки нагрузки в компьютерных сетях.....	146
Окунцев Е.А., Сапрыкин А.Н. Ethernet-метеостанция на платформе Arduino как часть системы «интеллектуальный дом» .....	149
Гостин А.М., Шумилова А.С. Технология персонализации доступа к функциям электронной информационно-образовательной среды университета.....	151
Борисов В.А., Куликов К.В., Ланцов В.Н. Моделирование МЭМС компонентов методом конечных элементов .....	155
Ланцов В.Н., Иванов В.А. Анализ нелинейных устройств методом спектрального баланса.....	158
Пюрова Т.А., Скворцов С.В. Параллельная сортировка данных на платформе Cuda.....	160
Лазутин Ю.Д., Котельников Б.Г., Грибанов А.С., Лазутин В.Ю. Принципы формализации исследования качества жизненного цикла спутниковых систем и устройств управления.....	164
Лазутин Ю.Д., Грибанов А.С., Котельников Б.Г., Лазутин В.Ю. Система слежения за орбитальным ретранслятором.....	170

Миловзоров О.В. Особенности автоматизированного проектирования маршрутно-операционных технологических процессов в системе T-Flex Технология.....	178
Миловзоров О.В. Адаптивные справочные системы трудового нормирования .....	182
<b>СЕКЦИЯ «ИНФОРМАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА И СИСТЕМЫ В ТЕХНИКЕ И МЕДИЦИНЕ».....</b>	
Данилко В.А. Проблемы и особенности контроля фотометрических параметров светодиодных светильников.....	187
Черняк Ю.А. Исследование метрологических характеристик квадрупольного масс-спектрометра КМС-01/250.....	191
Челебаева Ю.А., Жарова А.С. Преобразование и обработка сигналов ритмограммы с помощью ИНС и анализ в программной среде LABVIEW.....	194
Хамитов А.А., Прошин Е.М. Контроль и диагностика цифроаналоговых систем.....	197
Тювакова О.И. Портативный четырехканальный электромиограф-Электростимулятор.....	199
Спирячин А.А., Бурковский В.Л., Строева Д.Е., Кузьменко А. В. Алгоритмическое обеспечение программного модуля выбора эффективной тактики лечения острого пиелонефрита.....	201
Попов А.В., Жулев В.И. Разработка системы контроля и управления автономным водоснабжением.....	204
Матюхин Е.П., Кузнецов М.Г., Гуржин С.Г. Анализ методов электропунктурной Терапии.....	206
Костюхина Г.В., Шлеймович М.П. Исследование беспилотных летательных аппаратов для разработки системы разведывательного оборудования.....	209
Калакин А.А., Гуржин С.Г. Способ регистрации и измерения параметров движения глаз на основе КМОП видеоматриц .....	213
Мельник О.В., Клинковская Ю.Я., Панфилова С.Ю. Разработка континуальной модели функционального состояния для задачи контроля параметров организма человека в процессе повседневной деятельности.....	216
Мельник О.В., Кряков В.Г., Каплан М.Б., Клинковская Ю.Я. Использование среды программирования “LABVIEW” в процессе разработки интеллектуального комплекса кардиомониторинга.....	219
Елисеева Ю.П., Голь С.А. Носимое устройство мониторинга дыхательной функции спортсмена во время тренировок.....	223
Алёшин С.И., Мельник О.В. Разработка системы для ранней диагностики дислексии на основе ЭЭГ.....	225
Кузнецов М.Г., Матюхин Е.П., Гуржин С.Г. Анализ бесконтактных средств измерения для регистрации биологических параметров пациента.....	230
Ашапкина М.С. Система для мониторинга двигательной деятельности человека.....	232
Мордовина С.А. Модель газового обмена в легких и тканях человека.....	236
Ловягин К.Р., Гуржин С.Г. Моделирование сигнала полупроводникового лазерного автодина.....	239
Ларкин Е.В. Генерация команд в диалоговом режиме с разделением по типам.....	243
<b>СЕКЦИЯ «АВТОМАТИЗАЦИЯ ПРОИЗВОДСТВЕННО-ТЕХНОЛОГИЧЕСКИХ ПРОЦЕССОВ В ПРИБОРО-И МАШИНОСТРОЕНИИ».....</b>	
Мусолин А.К., Ларин А.М., Сеницын И.Е., Корочкин Е.С. Исследование эффективных форм напряжения питания обмоток линейного цилиндрического электродвигателя.....	248
Авцинов И.А., Сапрыкин Е.Г. Структурная компоновка роботизированного участка на базе плоскошлифовального станка.....	254
Росляков Е.И. Управление мехатронными системами при помощи электромиосигналов оператора.....	257

Путуридзе З.Ш., Сергеева Е.С. Реализация автоматизированной системы документационного обеспечения деятельности экспериментального производства.....	261
Петрухнова Г.В., Кондауров К.Э. Автоматизация управления периодическими испытаниями поляризованных высокочастотных реле.....	264
Мусолин М.Н., Тюрин В.А. Конструкция и параметры плоского охлаждаемого соленоида для электродуговой печи постоянного тока.....	268
Нестеров А.В., Мусолин А.К. Применение методов компьютерного зрения для неразрушающего контроля при производстве поковок .....	272
Кольцова Е.В. Система автоматизированного профессионального отбора на должность «инженер» .....	276
Бородкин Н.Н., Бородкина Н.Н. Исследования динамических свойств композиционных материалов на примере скорости затухания.....	279
Грибов Н.В., Миловзоров О.В. Особенности работы системы ЧПУ Fanuc-0I для фрезерных станков при обработке торцевыми фрезами.....	283
<b>СЕКЦИЯ «ЭВМ И СИСТЕМЫ».....</b>	<b>288</b>
Новиков А.С. Оценка временных характеристик алгоритмов на основе использования полумарковских процессов .....	288
Солодовников И.П., Барков В.А. Исследование производительности параллельных вычислений на гомогенном кластере с использованием технологий MPI и PGAS.....	291
Саблина В.А., Рожковский С.С., Беляева К.А. Современные дескрипторы признаков в задачах сопоставления изображений.....	294
Вашкевич Н.П., Бикташев Р.А. Схемная реализация ядра многопроцессорной операционной системы.....	299
Бикташев Р.А., Вашкевич Н.П., Киселев С.В. Разработка устройства планирования процессов для многопроцессорных систем.....	304
Лапин А.М., Никифоров М.Б. Анализ технических возможностей системы сетевого мониторинга и управления «NetCrunch 9.0».....	308
Костров Б.В., Бастрычкин А.С. Модификация метода передачи изображений без постоянной составляющей.....	311
Кислинский Н. П., Медведев М.В. Трехмерное моделирование объекта с использованием стереосистемы видеокамер.....	314
Ефимов А.И., Никифоров М.Б., Рожковский С.С. Взаимная геометрическая коррекция телевизионных и тепловизионных изображений .....	316
Жунусов З.А., Ли А.В. Дискретные схемные модели линейных и нелинейных реактивных элементов.....	319

# **СОВРЕМЕННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ В НАУКЕ И ОБРАЗОВАНИИ**

**Научное издание**

**В 4 томах**

**Том 1**

Редактор О.В. Миловзоров

Подписано в печать 15.05.16. Формат 60x84 1/16  
Бумага офсетная. Печать офсетная. Усл. печ. 20,5

Тираж                      Заказ                      .

Рязанский государственнй радиотехнический университет  
Редакционно-издательский центр РГРТУ