

ISSN 1818-0442

DOI: 10.21293/1818-0442

Доклады ТУСУРа. 2017 • Том 20, № 1

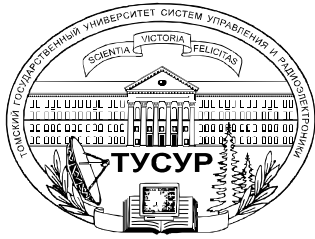
# ДОКЛАДЫ

Томского государственного университета  
систем управления и радиоэлектроники

2017 • Том 20, № 1



9 1818 0442 02007



Министерство образования и науки Российской Федерации

**ДОКЛАДЫ  
ТОМСКОГО ГОСУДАРСТВЕННОГО УНИВЕРСИТЕТА  
СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ И РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ  
Том 20, № 1, 2017**

Периодический научный журнал

Выходит 4 раза в год

Основан в 1997 г.

ISSN 1818-0442

DOI: 10.21293/1818-0442

**Гл. редактор:**

А.А. Шелупанов, д.т.н., проф.

**Зам. гл. редактора:**

Р.В. Мещеряков, д.т.н., проф.

**Редакционная коллегия:**

М.П. Батура, д.т.н., проф. (Минск)

Б.А. Беляев, д.т.н., проф.

(Красноярск)

Ян Браун (Brown Ian), PhD (США)

С.А. Гаврилов, д.т.н., проф. (Москва)

Ю.П. Ехлаков, д.т.н., проф.

В.М. Исаев, д.т.н. (Мытищи)

А.В. Кобзев, д.т.н., проф.

А.М. Кориков, д.т.н., проф.

Ю.Н. Кульчин, академик РАН

(Владивосток)

В.Ш. Меликян, чл.-корр. НАН

Республики Армения (Ереван)

Е.М. Окс, д.т.н., проф.

И.Н. Пустынский, д.т.н., проф.

В.К. Сарьян, академик НАН

Республики Армения (Москва)

А.Р. Сафин, к.т.н., доц. (Москва)

П.Е. Троян, д.т.н., проф.

В.В. Шайдунов, чл.-корр. РАН

(Красноярск)

С.М. Шандаров, д.ф.-м.н., проф.

Г.С. Шарьгин, д.т.н., проф.

Ю.А. Шурыгин, д.т.н., проф.

**Ответственный секретарь:**

В.Н. Масленников, к.т.н., доцент

**Адрес редакции:**

634050, г. Томск,  
пр. Ленина, 40, ТУСУР,  
тел. (382-2) 51-22-43

Свидетельство  
о регистрации МНС РФ  
1027000867068  
от 13 октября 2004 г.

Подписной индекс 20648  
в каталоге Агентства  
«Роспечать»: газеты и журналы

**Издательство**

Томского государственного  
университета систем управления  
и радиоэлектроники  
634050, Томск, пр. Ленина, 40,  
тел. (382-2) 51-21-21

Оригинал-макет выпуска подготовлен  
и отпечатан тираж ИП В.М. Бочкаревой  
Техн. редактор В.М. Бочкарева  
Корректор В.Г. Лихачева

Подписано в печать 25.03.2016.  
Формат 60×84 1/8.  
Усл. печ. л. 10.  
Тираж 500. Заказ 7.

**Содержание**

**ЭЛЕКТРОНИКА, ИЗМЕРИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА,  
РАДИОТЕХНИКА И СВЯЗЬ**

**Порубов Г.Г.**

Методика выбора оптимальных структур антенных решеток фазовых пеленгаторов и оценка вероятностных характеристик..... 5

**Максимидис Р.Т., Карателли Д., Тосо Дж., Смолдерс Б.А.**

Анализ нового класса волноводных структур для проектирования реактивно нагруженных антенных решёток ..... 10

**Гулько В.Л., Мещеряков А.А.**

Использование ортогонально линейно поляризованных сигналов в бортовых СВЧ двухканальных радиомаячных системах навигации ..... 14

**Крылов Ю.В.**

Способ уменьшения поперечного размера ортомодового селектора частотно-поляризационного устройства облучателя зеркальных антенн КА ..... 18

**Дроздов А.В., Дроботун Н.Б., Гошин Г.Г., Хорошилов Е.В.**

Монолитная интегральная схема двойного балансного смесителя диапазона частот 5–26 ГГц ..... 23

**Мальшева Д.И., Семкин А.О., Шарангович С.Н.**

Дифракционные характеристики голографических поляризационных ФПМ-ЖК-структур с неоднородным фазовым профилем..... 26

**Семкин А.О., Шарангович С.Н., Васильев Е.В.,**

**Викулина И.А., Гусаченко К.О., Дудник Д.И.**

Экспериментальное исследование голографических дифракционных ФПМ-ЖК-структур ..... 29

**Варданян В.А.**

Определение максимального количества поднесущих каналов в волоконно-оптических системах передачи с прямым фотодетектированием ..... 33

**Короткова К.В., Романова М.А., Смирнов С.В.**

Температурная и временная стабильность колориметрических параметров полупроводниковых источников света..... 38

**Золотухин Д.Б., Бурдовицин В.А.,**

**Окс Е.М., Тюньков А.В., Юшков Ю.Г.**

Особенности генерации пучковой плазмы в изолированной металлической полости в форвакуумной области давлений ..... 42

**Каменский А.В.**

Методы повышения четкости телевизионных изображений высокого качества линейными алгоритмами ..... 46

**Назаров М.А., Семенов Э.В.**

Сопоставление квазистатической и неквазистатической видеоимпульсной модели конденсатора при различном уровне тестовых воздействий..... 50

**Давыдов В.Н., Харитонов С.В.**

Математическая модель шума в поликристаллическом *n*-CdSe..... 53

## УПРАВЛЕНИЕ, ВЫЧИСЛИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА И ИНФОРМАТИКА

|   |     |
|---|-----|
| <b>Авсентьев О.С., Кругов А.Г.</b>  |     |
| Обоснование показателя защищенности информации от утечки по электромагнитным каналам.....   | 59  |
| <b>Перминова М.Ю.</b>   |     |
| Программный модуль получения явных выражений коэффициентов производящих функций, основанных на использовании композиции.....                  | 65  |
| <b>Рахманенко И.А.</b>  |     |
| Программный комплекс для идентификации диктора по голосу с применением параллельных вычислений на центральном и графическом процессорах ..... | 70  |
| <b>Кречетов И.А., Кручинин В.В.</b>   |     |
| Об одном алгоритме адаптивного обучения на основе кривой забывания .....  | 75  |
| <b>Катаев М.Ю., Бекеров А.А., Шалда П.В.</b>  |     |
| Анализ трендов временных рядов вегетационного индекса NDVI.....   | 81  |
| <b>Катаев М.Ю., Бекеров А.А., Медвецкий Д.В.</b>  |     |
| Методика сглаживания временного ряда вегетационного индекса NDVI.....   | 85  |
| <b>Михайлов Е.В., Сай С.В.</b>  |     |
| Выделение леса на космических снимках с помощью методов машинного обучения .....  | 89  |
| <b>Мельников С.Ю.</b>   |     |
| Статистические свойства неавтономных обобщенных двоичных регистров сдвига .....   | 93  |
| <b>Шушкевич Т.В.</b>  |     |
| Оценка возможности моделирования процесса измерения при программном расчете неопределенности .....  | 96  |
| <b>Харченко С.С.</b>  |     |
| Структура программного комплекса голосовой реабилитации больных после удаления гортани на основе бионических принципов.....                   | 101 |
| <b>Езангина Т.А., Гайворонский С.А., Хожаев И.В.</b>  |     |
| Управление зарядной станцией для автономного подводного аппарата.....   | 105 |
| <b>Мионов М.Д., Кашевник А.М.</b>   |     |
| Адаптивный интерфейс на базе смартфона для системы управления шестиколёсным мобильным роботом .....   | 110 |

## ЭЛЕКТРОТЕХНИКА

|   |     |
|---|-----|
| <b>Загородских Е.В., Школьный В.Н., Шиняков Ю.А., Осипов А.В., Сухоруков М.П.</b>   |     |
| Модуль заряда аккумуляторных батарей для космического применения.....   | 121 |
| <b>Южанин М.В., Туев В.И., Денисенко А.В., Гаммершмидт М.М.</b>   |     |
| Усовершенствованное решение по техническому обслуживанию аккумуляторных батарей, входящих в состав силовых систем гарантированного электропитания ..... | 126 |
| <b>Правикова А.А., Рулевский В.М., Ляпунов Д.Ю., Букреев В.Г.</b>   |     |
| Математическая модель системы электропитания телеуправляемого подводного аппарата с передачей энергии по кабель-тросу на переменном токе.....           | 131 |
| <b>Пустоветов М.Ю.</b>  |     |
| Устройство питания вспомогательных цепей электровоза постоянного тока: схема силовой части, методы формирования выходного напряжения .....              | 136 |
| <b>Смирнов Г.В.</b>   |     |
| Оптимизация конструкции проходных секционированных изоляторов.....  | 141 |

## СООБЩЕНИЯ

|  |     |
|--|-----|
| <b>Севастьянов Н.Н.</b>  |     |
| Создание отечественных спутников связи «Ямал» и его бортовых ретрансляционных комплексов .....             | 149 |
| <b>Бескончин К.В., Золотухин Д.Б., Зенин А.А., Тюньков А.В., Юшков Ю.Г.</b>                                |     |
| Четырехкоординатный манипулятор для установки электронно-лучевой сварки.....                               | 154 |
| <b>Зенин А.А., Климов А.С., Юшков Ю.Г., Тюньков А.В., Жалялетдинов В.А.</b>                                |     |
| Блок управления системой электропитания и формирования пучка для установки электронно-лучевой сварки ..... | 157 |
| <b>Требования</b> .....  | 161 |

**ЭЛЕКТРОНИКА,  
ИЗМЕРИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА,  
РАДИОТЕХНИКА И СВЯЗЬ**



УДК 621.317.08

Г.Г. Порубов

## Методика выбора оптимальных структур антенных решеток фазовых пеленгаторов и оценка вероятностных характеристик

Предлагается метод выбора оптимальных структур антенных решеток многобазовых фазовых пеленгаторов. Метод основан на выборе размеров дополнительных баз, обеспечивающих устранение неоднозначности в интервале однозначных измерений на большой базе с максимальной вероятностью.

**Ключевые слова:** пеленгатор, разность фаз, разрешение неоднозначности.

**doi:** 10.21293/1818-0442-2017-20-1-05-09

В данной статье выбор оптимальных фазометрических баз основан на выборе дополнительных баз с минимальными фазовыми ошибками, обеспечивающими максимальную вероятность правильного устранения неоднозначности максимальной базы, по результатам измерения разности фаз на дополнительных базах.

Рассматриваются однокоординатные фазовые пеленгаторы, предназначенные для пеленгации в одной плоскости. Антенные системы таких пеленгаторов представляют собой линейные решетки.

Простых аналитических методов выбора оптимальных антенных структур фазовых пеленгаторов по заданным характеристикам по точности пеленгования и вероятности правильного пеленгования не существует. Существует численный метод оптимизации антенных систем пеленгаторов, основанный на полном переборе всех возможных положений антенных элементов при заданном их количестве и габаритном размере решетки [1, 2]. Метод основан на использовании для устранения неоднозначности измерений принципа максимального правдоподобия, в предположении о нормальности распределения фазовых погрешностей. При этом логика выбора того или иного значения конкретной фазометрической базы (за исключением максимальной) не просматривается.

Рассмотрим алгоритм устранения неоднозначности по результатам измерения разности фаз на примере двухбазового пеленгатора [3]. При этом полагаем, что имеют место ошибки измерения фазы и на обеих базах отсчет производится неоднозначный. Полный фазовый сдвиг сигналов на любой из баз определяется формулой

$$\Phi_i = 2\pi e_{xi} \sin \alpha = \varphi_i + 2\pi k_i, \quad (1)$$

где  $e_{xi} = l_i / \lambda$  – размер  $i$ -й базы в  $\lambda$  (далее размеры баз в целых числах);  $\alpha$  – угол прихода волны, отсчитанный относительно перпендикуляра к антенной решетке;  $\varphi_i = \varphi_{oi} + \delta_i$  – разность фаз, измерения фазометром;  $\varphi_{oi}$  – разность фаз, точно соответствующая углу прихода волны;  $\delta_i$  – ошибка измерения;  $k_i$  – число полных периодов разности фаз, утраченных при измерениях в силу периодичности сигналов.

Обозначим максимальную базу пеленгатора символом  $e_{x1}$ , а вторую базу  $e_{xi}$ . По результатам измерения разности фаз  $\varphi_1$  на базе  $e_{x1}$  и  $\varphi_i$  на базе  $e_{xi}$  выполняется устранение неоднозначности, состоящее в поисках числа потерянных периодов разности фаз  $k_1$ , утраченных при измерениях на максимальной базе  $e_{x1}$  (1).

Алгоритм вычисления состоит в следующем. Подставляя последовательно значения  $k_1$ , определяются ожидаемые величины измеренной разности фаз на базе  $e_{xi}$  по формуле

$$\varphi_{ri} = (\varphi_1 + 2\pi k_1) e_{xi} / e_{x1} - 2\pi k_i, \quad (2)$$

где  $k_1$  – число полных периодов разности фаз, утраченных при измерениях на базе  $e_{x1}$ ;  $k_i$  – число полных периодов разности фаз, утрачиваемых при измерениях на базе  $e_{xi}$ .

Величина  $\varphi_{ri}$  (2) принимается за математическое ожидание измерений разности фаз для базы  $e_{xi}$ , относительно которой выстраивается разрешенная зона по фазе.

Определим величину разрешенной зоны по фазе

$$z_{\varphi i} = \pm 0,5 \Delta_i, \quad (3)$$

где  $\Delta_i$  – величина отклонения измеренной разности фаз с направления неоднозначности относительно измерений с направления истинного пеленга для базы  $e_{xi}$  [4]. Неоднозначные направления – это направления, отличные от истинного направления приёма сигнала, для которых значения измеренных фаз на максимальной базе имеют одинаковые значения.

Находится разность измеренной и ожидаемой разностей фаз для базы  $e_{xi}$  по формуле

$$\Psi_i = \varphi_i - \varphi_{ri} - \langle \varphi_i - \varphi_{ri} \rangle, \quad (4)$$

где  $\varphi_i$  – результат измерения фазы на базе  $e_{xi}$ ;  $\varphi_{ri}$  – результат вычисления по (2);  $\langle \cdot \rangle$  – операция округления до ближайшего целого.

Условие правильного устранения неоднозначности запишется в виде

$$|\Psi_i| \leq z_{\varphi i}. \quad (5)$$

При выполнении условия (5) принимается решение о правильном устранении неоднозначности и определении числа потерянных периодов  $k_1$  при измерении фазы на базе  $e_{x1}$ .

Величина  $\psi_i$  является случайной величиной, т.к. она зависит только от ошибок измерения фаз на базах  $e_{x1}$  и  $e_{xi}$ , которые случайны и распределены по нормальному закону. Плотность вероятности случайной величины  $\psi_i$  (4), имеющей нормальный закон распределения, представляется в виде [5]

$$w(y_i) = \frac{1}{\sigma_{\varphi_i} \sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(y_i - m)^2}{2\sigma_{\varphi_i}^2}}, \quad (6)$$

где  $\sigma_{\varphi_i}$  – СКО измерения фазы на базе  $e_{xi}$ ;  $m=0$  – математическое ожидание при оценке вероятности правильного устранения неоднозначности.

Вероятность правильного устранения неоднозначности можно вычислить по формуле

$$P_0 = \int_{-z_{\varphi_i}}^{z_{\varphi_i}} w(y_i) dy_i, \quad (7)$$

где  $z_{\varphi_i}$  – разрешенная зона по фазе (3);  $w(y_i)$  – плотность распределения случайной величины  $\psi_i$ .

Реально величина  $\varphi_{ri}$  (2), принятая за математическое ожидание при оценке вероятности правильного устранения неоднозначности по (7), отлична от нуля, т.к. измерения на базе  $e_{x1}$  выполняются с ошибками. Оценка вероятности правильного устранения неоднозначности по (7) при равенстве  $m=0$  завышена относительно реальной вероятности правильного вычисления пеленга, реализованной в вычислителе.

Влияние ошибок измерения разности фаз максимальной базы  $e_{x1}$  при оценке вероятности правильного устранения неоднозначности по (7) необходимо учесть, изменив значение фазовых ошибки базы  $e_{xi}$ . Величина увеличения ошибок измерения фазы базы  $e_{xi}$ , позволяющих обеспечить точную оценку вероятности правильного устранения неоднозначности, зависит от величины коэффициента корреляции и размера базы  $e_{xi}$ .

Рассмотрим схему четырёхбазового фазового пеленгатора, приведенную на рис. 1, которую представим как набор трёх независимых двухбазовых пеленгаторов с базами  $e_{x1} : e_{x2}$ ,  $e_{x1} : e_{x3}$  и  $e_{x1} : e_{x4}$ , объединённых максимальной базой  $e_{x1}$  в схему четырёхбазового пеленгатора. Набор трёх схем двухбазовых пеленгаторов с коэффициентами корреляции  $r=-0,5$ ,  $r=0,5$  и  $r=0$  позволяет определить влияние коэффициентов корреляции фазовых ошибок при оценке вероятности правильного устранения неоднозначности.

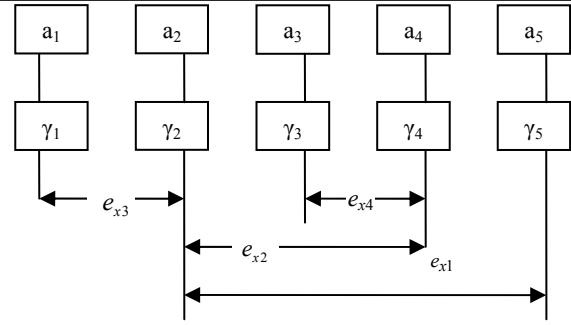


Рис. 1. Антенная решетка четырёхбазового пеленгатора:  
 $a_1, a_2, \dots, a_5$  – антенные излучатели;  
 $\gamma_1, \gamma_2, \dots, \gamma_5$  – фазовые ошибки приёмных каналов

Каждая из дополнительных баз  $e_{xi}$  обеспечивает определённую величину отклонения измеренной разности фаз с направления неоднозначности относительно измерений с направления истинного пеленга [4]. Величина отклонения измеренной разности фаз определяет размер разрешенной зоны по фазе для каждой дополнительной базы  $z_{\varphi_i}$  (3) и при известных ошибках измерения фазы определяет вероятность правильного устранения неоднозначности.

Рассмотрим случай приёма сигналов с направления  $\alpha=0$ . Измеренные разности фаз определяются ошибками приёмных каналов  $\gamma_i$ , которые определяют ошибки измерения фазы при любом направлении приёма сигналов.

Измеренные разности фаз двухбазовых пеленгаторов с базами  $e_{x1} : e_{x2}$ ,  $e_{x1} : e_{x3}$ ,  $e_{x1} : e_{x4}$  и соответственно коэффициенты корреляции равны: для пеленгатора с базами  $e_{x1} : e_{x2}$

$$\varphi_1 = \gamma_5 - \gamma_2, \quad \varphi_2 = \gamma_4 - \gamma_2, \quad r_1 = 0,5, \quad (8)$$

для пеленгатора с базами  $e_{x1} : e_{x3}$

$$\varphi_1 = \gamma_5 - \gamma_2, \quad \varphi_3 = \gamma_2 - \gamma_1, \quad r_2 = -0,5, \quad (9)$$

для пеленгатора с базами  $e_{x1} : e_{x4}$

$$\varphi_1 = \gamma_5 - \gamma_2, \quad \varphi_4 = \gamma_4 - \gamma_3, \quad r_3 = 0. \quad (10)$$

Подставим значения  $\varphi_1$  и  $\varphi_2$  (8) в (4), с учётом (2) получим

$$\psi_i = \gamma_4 - \frac{e_{x2}}{e_{x1}} \gamma_5 - \left(1 - \frac{e_{x2}}{e_{x1}}\right) \gamma_2. \quad (11)$$

Полагаем, что фазовые ошибки приёмных каналов  $\gamma_i$  случайные величины с равными дисперсиями  $\sigma_i^2$ . Дисперсия суммы или разности любого числа некоррелированных случайных величин равна сумме дисперсий этих величин [5]. Тогда дисперсия величины  $\psi_i$  (11) будет равна

$$\begin{aligned} \sigma_{\psi}^2 &= \sigma_i^2 + \left(\frac{e_{x2}}{e_{x1}}\right)^2 \sigma_i^2 + \left(1 - \frac{e_{x2}}{e_{x1}}\right)^2 \sigma_i^2 = \sigma_i^2 + \frac{e_{x2}^2}{e_{x1}^2} \sigma_i^2 + \\ &+ \sigma_i^2 - 2 \frac{e_{x2}}{e_{x1}} \sigma_i^2 + \frac{e_{x2}^2}{e_{x1}^2} \sigma_i^2 = 2 \sigma_i^2 \left( \frac{e_{x1}^2 + e_{x2}^2 - e_{x1} e_{x2}}{e_{x1}^2} \right). \end{aligned}$$

Значение среднеквадратических фазовых ошибок, определяющих точную оценку вероятности правильного устранения неоднозначности дополнительной базой  $e_{x2}$  по (7), для схемы пеленгатора с базами  $e_{x1}:e_{x2}$  можно вычислить по формуле

$$\sigma_{2p} = \sigma_i \sqrt{2} \sqrt{\frac{e_{x1}^2 + e_{x2}^2 - e_{x1}e_{x2}}{e_{x1}^2}}. \quad (12)$$

Для пеленгаторов с базами  $e_{x1}:e_{x3}$  и  $e_{x1}:e_{x4}$  с учетом (9) и (10) величины  $\sigma_{ip}$  будут соответственно равны

$$\sigma_{3p} = \sigma_i \sqrt{2} \sqrt{\frac{e_{x1}^2 + e_{x3}^2 + e_{x1}e_{x3}}{e_{x1}^2}} \quad (13)$$

и

$$\sigma_{4p} = \sigma_i \sqrt{2} \sqrt{\frac{e_{x1}^2 + e_{x4}^2}{e_{x1}^2}}. \quad (14)$$

В общем виде формулы (12), (13) и (14) представим в виде

$$\sigma_{ip} = \sigma_i \sqrt{2} \sqrt{\frac{e_{x1}^2 + e_{xi}^2 - 2r_i e_{x1}e_{xi}}{e_{x1}^2}}, \quad (15)$$

где  $r_i$  – коэффициент корреляции.

Из (15) следует, что величина фазовой ошибки  $\sigma_{ip}$ , определяющей точную оценку вероятности правильного устранения неоднозначности по (7), зависит от величины подкоренного выражения.

На графиках рис. 2 приведена зависимость изменения  $\sigma_{ip}$  (15) от величины коэффициента корреляции и относительного размера базы  $e_{xi}$ . При расчётах принято  $\sigma_i = 1^\circ$ .

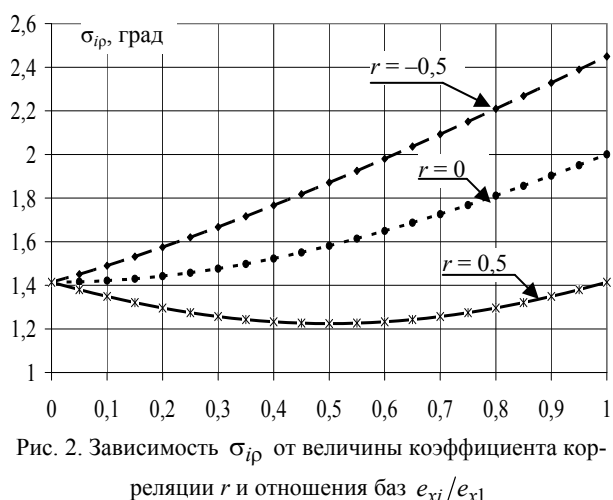


Рис. 2. Зависимость  $\sigma_{ip}$  от величины коэффициента корреляции  $r$  и отношения баз  $e_{xi}/e_{x1}$

Из графиков рис. 2 видно, что величина среднеквадратической фазовой ошибки  $\sigma_{ip}$  (15) для дополнительных баз с коэффициентом корреляции ошибок измерения фазы  $r=0,5$  минимальная, что

определяет максимальную вероятность правильного устранения неоднозначности.

Для дополнительных баз с коэффициентом корреляции  $r=0$  и для дополнительных баз с коэффициентом корреляции  $r=-0,5$  величина среднеквадратической фазовой ошибки  $\sigma_{ip}$  уменьшается с уменьшением размера базы.

Распространим условие (5) на пеленгатор с числом баз равным  $n$ . Условие правильного устранения неоднозначности  $n$ -базового пеленгатора запишется в виде

$$|\psi_i| \leq z_{\phi i}, \quad (16)$$

где  $i=2,3, \dots, n$ .

Величины  $\psi_i$  (4) можно отнести к независимым величинам. Реально при расчете величин  $\psi_i$  (4) для  $i$ -й или  $(i \pm 1)$ -й баз используются одни и те же случайные канальные фазовые ошибки  $\gamma_i$  базы  $e_{x1}$ .

Однако, величина  $\psi_i$  (11) определяется суммой случайных ошибок  $\gamma_i$ , которые распределены по нормальному закону с нулевым вектором средних значений. Для совокупности независимых случайных величин  $\gamma_1, \gamma_2, \dots, \gamma_n$ , каждая из которых распределена по нормальному закону с нулевым вектором средних значений, совместное  $n$ -мерное распределение имеет нормальный закон распределения с нулевым средним значением.

Отсутствие или наличие корреляции между ошибками измерения фазы  $\phi_1$  и  $\phi_i$ , разность которых используется при вычислении  $\psi_i$  (4), не влияет на форму закона распределения величины  $\psi_i$ . Ошибки измерения фазы  $\phi_1$  на базе  $e_{x1}$ , заложенные при вычислении  $\phi_{ri}$  (2), определяют смещение координаты максимума кривой функции распределения величины  $\psi_i$  (4) относительно точки, равной нулю. То есть имеет место случайное отклонение от нуля моды функции плотности распределения величины  $\psi_i$ . Относительно данной точки в вычислителе пеленга выстраивается разрешенная зона по фазе. Поэтому вероятность правильного устранения неоднозначности, вычисленная по (7) при равенстве  $m=0$  и СКО измерения фазы на базе  $e_{xi}$   $\sigma_{\phi i}$ , определяет несоответствие расчетного и реального значений вероятности правильного устранения неоднозначности.

Несоответствие вероятностей правильного устранения неоднозначности исключается при замене СКО  $\sigma_{\phi i}$  на  $\sigma_{ip}$  (15). Таким образом, компенсируется отклонение математического ожидания от нуля при оценке вероятности правильного устранения неоднозначности по (7). Последнее позволяет считать, что для совокупности независимых случайных величин  $\gamma_1, \gamma_2, \dots, \gamma_n$ , совместное  $n$ -мерное распределение имеет нормальный закон распределения с нулевым средним значением.



Условие правильного устранения неоднозначности в  $n$ -базовом пеленгаторе описывается совокупностью  $(n-1)$  неравенств (16), связанных между собой оператором «И» [3]. Арифметических операций между величинами  $\psi_i$  нет, поэтому нет взаимного влияния.

Таким образом, величины  $\psi_i$  (4) можно считать независимыми, а плотность распределения случайных величин  $\psi_i$  определяется функцией [5]

$$w_{n-1}(y_2, y_3, \dots, y_n) = \prod_{i=2}^n \frac{1}{\sigma_{ip} \sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(y_i - m_{ij})^2}{2\sigma_{ip}^2}}, \quad (17)$$

где  $n$  – число баз пеленгатора;  $j=0,1,2,\dots,(h-1)$  – номер зоны неоднозначности базы  $e_{x1}=h$ ;  $j=0$  – при оценке вероятности правильного пеленгования;  $\sigma_{ip}$  – фазовые ошибки базы  $e_{xi}$  (15);

$$m_{ij} = \left( \frac{e_{xi}}{e_{x1}} \right) j - \left\langle \left( \frac{e_{xi}}{e_{x1}} \right) j \right\rangle$$

для базы  $e_{xi}$  в  $j$ -й зоне неоднозначности базы  $e_{x1}$ ;  $\langle \cdot \rangle$  – операция округления до ближайшего целого.

Вероятность правильного устранения неоднозначности или вероятность регистрации любого из ложных пеленгов можно вычислить по формуле

$$P_j = \int_{m_{2j-z_{\phi 2}}}^{m_{2j+z_{\phi 2}}} \dots \int_{m_{nj-z_{\phi n}}}^{m_{nj+z_{\phi n}}} w_{n-1}(y_2, \dots, y_n) dy_2 \dots dy_n, \quad (18)$$

где  $n$  – число баз пеленгатора;  $z_{\phi i}$  – разрешенная зона по фазе  $i$ -й базы (3);  $m_{ij}$  – математическое ожидание для базы  $e_{xi}$  в  $j$ -й зоне неоднозначности базы  $e_{x1}$ ;  $j=0,1,2,\dots,(h-1)$  – номер зоны неоднозначности базы  $e_{x1}=h$ ;  $w_{n-1}(y_2, \dots, y_n)$  – плотность распределения вероятностей случайных величин  $\psi_i$  (4).

На рис. 3 приведены результаты расчета вероятности правильного устранения неоднозначности от ошибок измерения фазы, выполненные по формуле (18), –  $P_{01}$ ,  $P_{02}$ ,  $P_{03}$  и результаты математического моделирования  $P_{m1}$ ,  $P_{m2}$ ,  $P_{m3}$ . Расчеты выполнены для вектора относительных размеров баз 9:6:4 при задании коэффициентов корреляции  $r=0,5$ ,  $r=0$  и  $r=-0,5$ ;  $P_{01}$ ,  $P_{02}$ ,  $P_{03}$  – расчет проведен по формуле (18) при коэффициентах корреляции  $r=0,5$ ,  $r=0$  и  $r=-0,5$ ;  $P_{m1}$ ,  $P_{m2}$ ,  $P_{m3}$  – результаты математического моделирования при коэффициентах корреляции  $r=0,5$ ,  $r=0$  и  $r=-0,5$ .

Из графиков рис. 3 видно, что вероятности правильного устранения неоднозначности, полученные расчетным путём по формуле (18) и методом математического моделирования, совпадают.

Достоинством метода оценки вероятностных характеристик является то, что он позволяет оценить вероятность правильного устранения неоднозначности

при любом числе баз и положении их в антенной решетке пеленгатора, пользуясь известным классическим методом вычисления вероятностей. Кроме этого метод даёт возможность оценить правильный выбор числа баз антенной решетки, размеров баз и величины разрешенной зоны по фазе (3), проверив выполнение равенства

$$P_0 + \sum_{j=1}^{h-1} P_j = 1,$$

где  $h$  – размер базы  $e_{x1}$ ;  $P_0$  – вероятность правильного устранения неоднозначности (18) при равенстве  $j=0$ ;  $P_j$  – вероятность регистрации  $j$ -го пеленга неоднозначности.

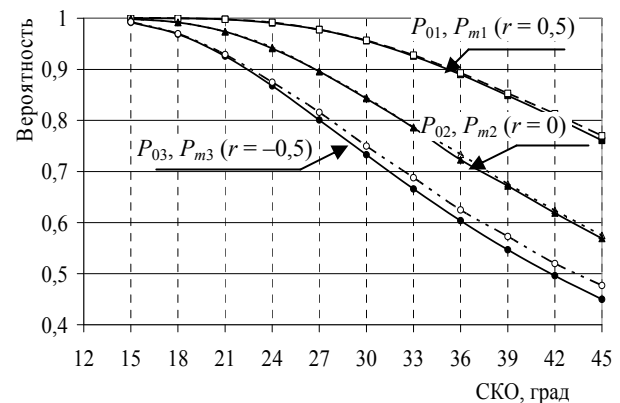


Рис. 3. Зависимость вероятности правильного устранения неоднозначности от ошибок измерения фазы антенной структуры  $e_{x1} : e_{x2} : e_{x3} = 9:6:4$

При выборе оптимальной структуры антенной решетки, учитывающей возможность размещения баз в заданном габаритном размере, оптимизация сводится к выбору размеров дополнительных баз.

В таблице приведены результаты оценки вероятности правильного устранения неоднозначности по формуле (18). Расчёты проведены при величине среднеквадратических канальных фазовых ошибок  $\sigma_i = 36^\circ / \sqrt{2}$ .

#### Результаты оценки вероятности правильного устранения неоднозначности

| Вектор относительных баз | Коэффициент корреляции | $P_0$ | Разрешенная зона по фазе |
|--------------------------|------------------------|-------|--------------------------|
| 9, 6, 4                  | $r = 0,5$              | 0,89  | $z_{\phi i} = 60^\circ$  |
|                          | $r = 0$                | 0,728 |                          |
|                          | $r = -0,5$             | 0,604 |                          |
| 9, 6, 8                  | $r = 0,5$              | 0,867 | $z_{\phi i} = 60^\circ$  |
|                          | $r = 0,5$              | 0,867 |                          |
|                          | $r = 0$                | 0,8   |                          |
| 9, 3, 1                  | $r = -0,5$             | 0,738 | $z_{\phi i} = 60^\circ$  |
|                          | $r = 0,5$              | 0,986 |                          |
|                          | $r = 0$                | 0,899 |                          |
| 8, 4, 6, 5               | $r = -0,5$             | 0,781 | $z_{\phi i} = 90^\circ$  |
|                          | $r = 0,5$              | 0,983 |                          |
|                          | $r = 0$                | 0,947 |                          |
| 8, 4, 2, 1               | $r = -0,5$             | 0,896 | $z_{\phi i} = 90^\circ$  |
|                          | $r = 0,5$              | 0,983 |                          |
|                          | $r = 0$                | 0,947 |                          |

Из таблицы видно следующее.

Для антенных структур с опорной антенной или структур со свёрнутыми базами в схеме антенной решетки, коэффициент корреляции которых  $r=0,5$ , оптимальными структурами будут структуры с размерами дополнительных баз, максимально приближенными к уровню  $0,5$  размера максимальной базы.

Для антенных структур с параллельными базами  $r=0$  или структур с развёрнутой схемой баз в антенной решетке  $r=-0,5$  оптимальными структурами будут структуры с минимальными размерами дополнительных баз.

#### Литература

1. Белов В.И. Теория фазовых измерительных систем. – Томск: Изд-во ТУСУРа, 1994. – 102 с.
2. Белов В.И. Оптимизация антенных структур фазовых пеленгаторов по критерию минимума вероятности аномальной ошибки / В.И. Белов, В.П. Денисов // Радиотехника и электроника. – 1990. – Т. 35, № 3. – С. 521.
3. Денисов В.П. Фазовые радиопеленгаторы / В.П. Денисов, Д.В. Дубинин. – Томск: Изд-во ТУСУРа, 2002. – 252 с.
4. Порубов Г.Г. Методика расчёта антенных структур многобазовых фазовых пеленгаторов / Г.Г. Порубов,

В.П. Денисов // Доклады ТУСУРа. – 2015. – №3 (37). – С. 25–32.

5. Левин Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники. – Кн. 1. – М.: Сов. радио, 1969. – С. 59.

---

#### Порубов Геннадий Гаврилович

Инженер ОАО «НИИАП», Новосибирск

Тел.: 8 (383-2) 79-52-28

Эл. почта: porub27@mail.ru

Porubov G.G.

#### Method to select the optimal structures for antenna arrays of phase direction finders and assessment of probability characteristics

A method is proposed to select the optimal structures for antenna arrays of multi-base phase direction finders. The method is based on selecting the size of additional bases that ensure elimination of ambiguity in the range of unambiguous measurements on a large base with the maximum probability.

**Keywords:** direction finder, phase difference, ambiguity resolution.

УДК 621.396.41

Р.Т. Максимидис, Д. Карателли, Дж. Тосо, Б.А. Смолдерс

## Анализ нового класса волноводных структур для проектирования реактивно-нагруженных антенных решёток

Проведён анализ волноводов с суперэллиптическим сечением и рассматриваются преимущества их использования для проектирования реактивно-нагруженных антенных решеток. Показано, каким образом использование волноводов с суперэллиптическим сечением предоставляет контроль связи по свободному пространству между излучателями. В свою очередь, это добавляет в процесс дизайна дополнительную степень свободы.

**Ключевые слова:** суперэллипс, антенные решетки, реактивная нагрузка, волновод.

**doi:** 10.21293/1818-0442-2017-20-1-09-13

В данной работе показаны преимущества использования волноводов с суперэллиптическим сечением для проектирования реактивно нагруженных решеток. В своей книге [1] С.П. Скобелев детально описывает синтез диаграммы направленности антенной решетки с помощью пассивных, реактивно-нагруженных, волноводов. Реактивная нагрузка на пассивных волноводах осуществляется с использованием короткозамыкателей, положение которых определяет величину реактивных входных сопротивлений. Они, в свою очередь, определяют фазу вторично излучаемого пассивными волноводами электромагнитного поля. В [1] проводится анализ антенных решеток, состоящих из плоскопараллельных волноводов. Ключевым параметром, который определяет амплитуду излучаемого пассивными волноводами поля, является величина связи по свободному пространству. В данной работе проводится анализ нового типа элемента, который может быть использован в антенных решетках, нагруженных реактивными пассивными элементами. Показывается, что при использовании данного типа волноводов как элементов антенной решетки связь по свободному пространству между элементами может регулироваться путём изменения суперэллиптичности волновода. Интеграция такого управления в алгоритм дизайна потенциально приведет к лучшему контролю диаграммы направленности.

### Волноводы с суперэллиптическим поперечным сечением

Суперэллипс или кривая Ламе, – это геометрическая кривая, которая в декартовых координатах может быть описана формулой [2]

$$\left| \frac{x}{a} \right|^n + \left| \frac{y}{b} \right|^n = 1, \quad (1)$$

где  $n$ ,  $a$ ,  $b$  – вещественные положительные числа. Кривая, описываемая уравнением (1), ограничена прямоугольником с краями  $2a$  и  $2b$  и центром в начале координат. Параметр  $n$  контролирует выпуклость суперэллипса. На рис. 1 представлены примеры кривой Ламе, полученные для нескольких значений  $n > 1$ . Кривая, полученная для  $n = 1$ , – ромб, результат для  $n = 2$  – эллипс, и в пределе  $n \rightarrow \infty$  результатом является прямоугольник  $x = 2a$   $y = 2b$ . Из

рис. 1 видно, что кривая, полученная для  $n = 50$ , уже очень близка к этому пределу.

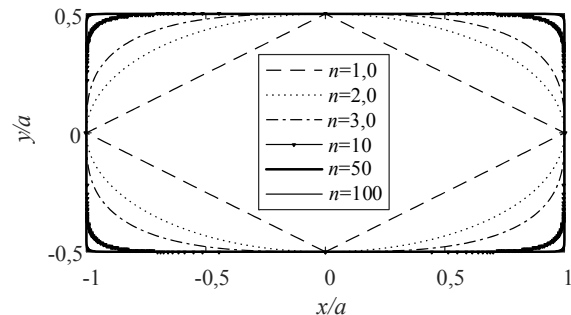


Рис. 1. Примеры суперэллиптической кривой для различных значений параметра  $n$  для  $b = 2a$

### Анализ одиночного волновода с суперэллиптическим сечением

В данном разделе проводится анализ волноводов различного сечения, работающих на основной  $TE_{10}$ -волне. Как хорошо известно, для распространения волны  $TE_{10}$  в прямоугольном волноводе его ширина должна превышать  $0,5 \cdot \lambda_0$  [3], где  $\lambda_0 = c/f_0$  – длина волны в свободном пространстве, выраженная через скорость света  $c$  и частоту  $f_0$ . На рис. 2 приведен пример волновода, работающего на частоте  $f_0 = 20$  ГГц с суперэллиптическим поперечным сечением,  $n = 5,0$ . Внутренние размеры волновода  $a_{in} = 0,6 \cdot \lambda_0$  и  $b_{in} = 0,1 \cdot \lambda_0$ , в то время как внешние размеры равны  $a_{out} = a_{in} + 0,5$  мм и  $b_{out} = b_{in} + 0,5$  мм.

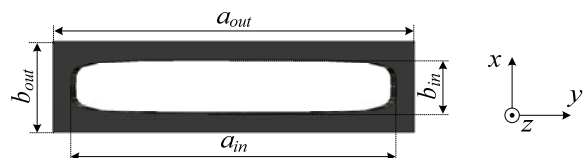


Рис. 2. Примеры волновода с суперэллиптическим сечением при  $n = 5,0$ . Справа изображена Декартова система осей, использованная для выражения электромагнитных величин

Начнём анализ рассматриваемого волновода с анализа поведения критической частоты  $f_c$  основной волны с изменением параметра суперэллиптичности  $n$ . Для этой цели будет применён числовой метод, основанный на решении уравнения дисперсии в со-

четании с методом конечного интегрирования [4]. Рассчитанные значения критической частоты, а также критическая частота второй гармоники приведены в таблице.

**Критическая частота волновода как функция параметра  $n$**

| Параметр суперэллиптичности $n$ | Критическая частота $f_c$ первой гармоники, ГГц | Критическая частота $f_c$ второй гармоники, ГГц |
|---------------------------------|---|---|
| 1,0                             | 25,211  | 40,374  |
| 1,5                             | 21,586  | 37,993  |
| 2,0                             | 19,903  | 36,831  |
| 2,1                             | 19,678  | 36,647  |
| 2,5                             | 18,964  | 36,084  |
| 5,0                             | 17,401  | 33,676  |
| 10                              | 16,863  | 34,451  |
| 100                             | 16,671  | 33,269  |
| $\infty$                        | 16,667  | 33,334  |

Величина критической частоты прямоугольного волновода при  $n \rightarrow \infty$  была рассчитана по известной формуле [5]

$$f_c^{TE_{lm}} = c \sqrt{\left(\frac{l}{2a}\right)^2 + \left(\frac{m}{2b}\right)^2}, \quad (2)$$

где  $l$  и  $m$  определяют гармонику для которой рассчитывается критическая частота.

Сравнивая результат (2) с критическими частотами, приведенными в таблице, можно прийти к выводу, что волноводы с супер-эллиптическим сечением  $n \geq 10$  характеризуются критической частотой, очень близкой к величине, предсказанной формулой (2).

Это результат был ожидаем, так как для  $n \geq 10$  поперечное сечение волновода можно считать прямоугольным, с закругленными углами. Из таблицы также видно, что для  $n \geq n_c = 2$  критическая частота волновода ниже заданной частоты  $f_0 = 20$  ГГц. С другой стороны, волноводы с суперэллиптичностью  $n \leq n_c$  не поддерживают распространение  $TE_{10}$  волны и поле в них быстро затухает.

Из таблицы видно, что критическая частота второй гармоники находится достаточно далеко от рабочей частоты. Это обеспечивает достаточно большую для большинства приложений полосу частот.

На рис. 3 представлены пространственные распределения электрического поля основной волны, возбуждаемой в волноводах суперэллиптического сечения для различных значений параметра  $n$ .

Поскольку все поперечные сечения имеют схожие распределения электрического поля с максимумом в центре волновода, то можно предположить, что и излучаемые ими электромагнитные поля имеют схожие между собой пространственные распределения при возбуждении волновода основной волной.

Поведение электромагнитного поля, излучаемого открытым концом суперэллиптического волновода, может быть найдено методом, описанным в [6]. Предположим, что раскрыв волновода находится на бесконечно большой металлической пластине, лежащей в плоскости  $xy$ . В этом случае электрическое

поле, излучаемое волноводом  $\mathbf{E}(r, \theta, \varphi)$ , можно записать через тангенциальную составляющую распределения электрического поля на апертуре волновода  $\hat{n} \times \mathbf{E}_a$ :

$$E_r = 0,$$

$$E_\theta \approx \frac{jk}{4\pi} \frac{e^{-jkr}}{r} (N_x \cos\varphi + N_y \sin\varphi), \quad (3)$$

$$E_\varphi \approx \frac{jk}{4\pi} \frac{e^{-jkr}}{r} \cos\theta (-N_x \sin\varphi + N_y \cos\varphi),$$

где  $\theta$  и  $\varphi$  – углы зенита и азимута соответственно;  $r$  – радиальное расстояние;  $k$  – волновое число в свободном пространстве;  $\eta_0$  – волновое сопротивление в вакууме;  $N_x$  и  $N_y$  – декартовы компоненты Фурье-преобразованного тангенциального распределения электрического поля  $\mathbf{E}_a$ , возбуждаемого в отверстии волновода.

$$N(u, v) = \int_A \mathbf{E}_a(x', y') e^{j2\pi(ux' + vy')} dx' dy', \quad (4)$$

где

$$u = \frac{1}{\lambda} \sin\theta \cos\varphi, \quad v = \frac{1}{\lambda} \sin\theta \sin\varphi. \quad (5)$$

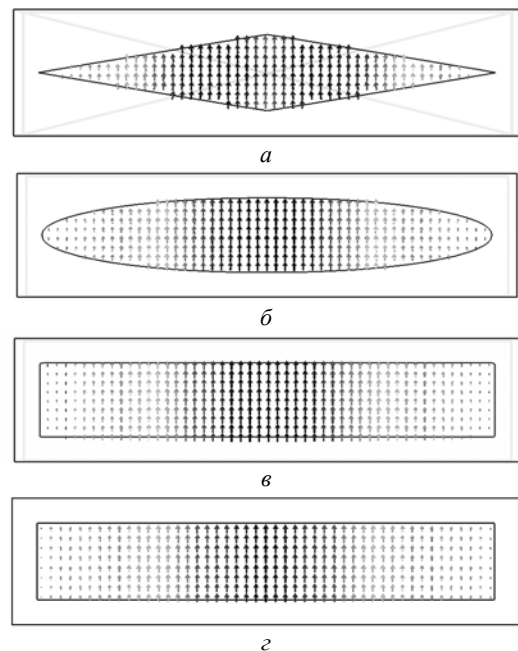


Рис. 3. Распределение тангенциальной составляющей электрического поля в сечении волновода при его возбуждении основной волной для различных значений параметра суперэллиптичности: а –  $n = 1$ ; б –  $n = 2$ ; в –  $n = 100$  в сравнении с распределением электрического поля основной волны; г – волновод с прямоугольным поперечным сечением размерами  $a_m \times b_m$

Используя (3), были вычислены диаграммы направленности в  $E$ - и  $H$ -плоскостях рассматриваемой излучающей структуры для различных значений параметра  $n$  (рис. 4).

Как видно из рис. 4, различия между максимальными значениями диаграмм направленности незначительны и близки к точности метода, используемого для их численного расчёта.

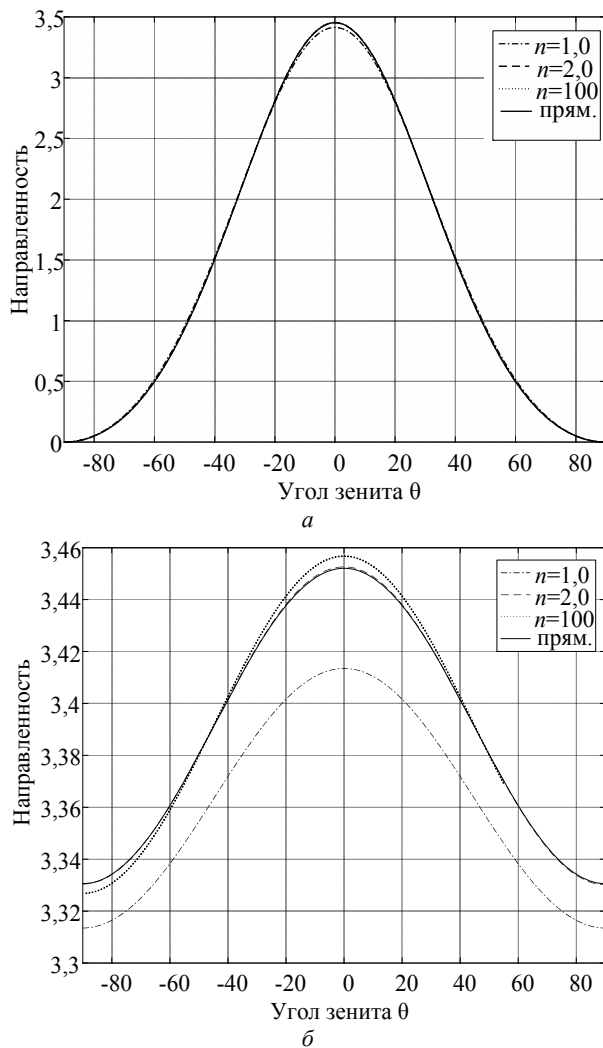


Рис. 4. Диаграммы направленности для различных значений параметра суперэллиптичности  $n$ :  $a$  –  $E$ -плоскость;  $b$  –  $H$ -плоскость

Как уже было замечено, основным параметром оптимизации в процедуре, описанной в [1], является электрическая длина пассивных волноводов. В свою очередь, электрическая длина волновода зависит от длины основной волны в волноводе  $\lambda_g$ , которая является функцией критической длины волны  $\lambda_c$  и длины волны генератора  $\lambda_0$  [3]:

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_c}\right)^2}} \quad (6)$$

Таким образом, важно заметить, что при проектировании реактивно-нагруженных антенных решеток, основанных на волноводах с суперэллиптическим сечением, должно учитываться изменение электрической длины волноводов из-за изменения критической длины волны при изменении сечения.

#### Анализ связи по свободному пространству волноводов суперэллиптического сечения

Исследование показало, что уровень связи по свободному пространству между различными вол-

новодами можно регулировать посредством соответствующего изменения суперэллиптичности сечений. Таким образом, может быть осуществлено управление амплитудой вторично излучаемых пассивными элементами решётки полей. Для анализа характеристик связи соседних суперэллиптических волноводов используется конструкция, изображённая на рис. 5. При её проектировании были использованы волноводы с указанными выше размерами. Единственное различие заключается в толщине стенок, которые были уменьшены на 0,25 мм.



Рис. 5. Два связанных волновода с суперэллиптическим поперечным сечением

Рассмотренные сечения волноводов были ограничены  $n > n_c$ . Таким образом, частота работы рассматриваемой конструкции ( $f_0 = 20$  ГГц) заведомо находится выше критической частоты волноводов. Для того чтобы избежать неточностей в решении, которые могут возникнуть при непосредственной близости рабочей частоты волновода к его критической частоте, было применено условие  $n \geq 2,1$ . На рис. 6 изображен коэффициент связи  $S_{21}$ , рассчитанный на рабочей частоте  $f_0$  как функция параметров суперэллиптичности  $n_1$  и  $n_2$  волноводных элементов.

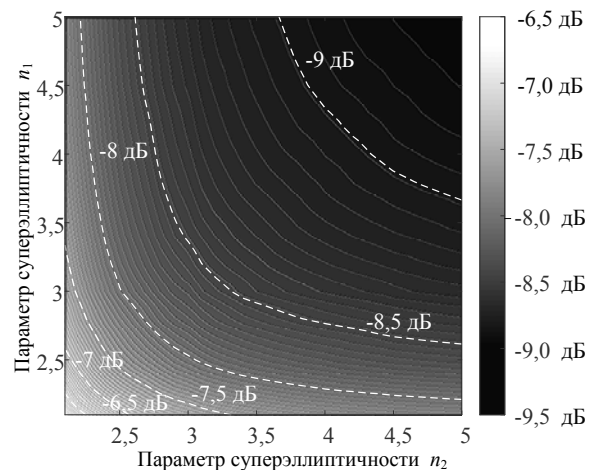


Рис. 6. Коэффициент связи между двумя суперэллиптическими волноводами как функция параметров суперэллиптичности  $n_1$  и  $n_2$

Из рис. 6 хорошо видно, что коэффициент связи максимален для значений суперэллиптичности, близких к  $n = 2$ . Это связано с тем, эти значения параметров  $n_1$  и  $n_2$  близки к значению  $n_c$ . Этот вывод также подтверждается результатами, показанными на рис. 7, где представлено изменение коэффициента связи в зависимости от частоты при постоянном

значении  $n_1 = 2,1$ , при этом  $n_2$  варьируется в диапазоне от 2,1 до 5.

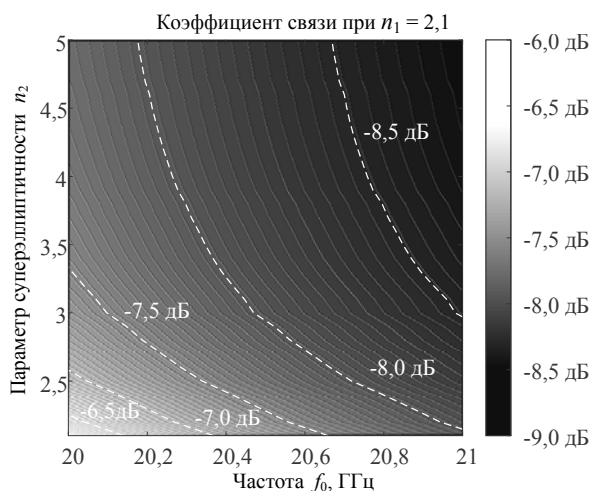


Рис. 7. Коэффициент связи между двумя суперэллиптическими волноводами с параметром суперэллиптичности первого,  $n_1 = 2,1$ , как функция параметра суперэллиптичности второго,  $n_2$  и рабочей частоты

Из рис. 7 видно, что коэффициент связи максимален при приближении к критической частоте  $f_c$  и уменьшается по мере увеличения рабочей частоты.

#### Заключение

В данной работе был проведён анализ нового класса волноводного элемента с сечением на основе уравнения Ламе, который может быть использован для проектирования реактивно-нагруженной антенной решётки. Его поведение было изучено и подробно описано. Следующим шагом в предлагаемом исследовании является разработка пассивно нагруженных антенных решёток с волноводными элементами с суперэллиптическим сечением.

#### Литература

1. Skobelev S.P. Phased Array Antennas with Optimized Element Patterns. – 1st ed. – Boston, USA: Artech House, 2011. – Ch. 4. – PP. 121–142.
2. Gridgeman N.T. Lamé Ovals // Math. Gaz. – 1970. – Vol. 54. – PP. 31–37.
3. Field Theory of Guided Waves. – New York, USA: IEEE Press, 1991. – Ch. 5. – PP. 329–410.
4. CST Microwave Studio 2016 // <http://www.cst.com/>
5. Pozar D.M. Microwave Engineering. – USA, John Wiley & Sons, 2012. – Ch. 3. – PP. 95–164.

6. Bird T.S. Fundamentals of Aperture Antennas and Arrays: From Theory to Design, Fabrication and Testing. – West Sussex, United Kingdom: John Wiley & Sons, 2016. – Ch. 3. – PP. 34–35.

#### Ронис Максимидис

Аспирант каф. электромагнетизма  
Технологического университета Эйндховена (ТУЭ),  
Нидерланды  
Тел.: +31-40-247-26-47  
Эл. почта: r.t.maximidis@tue.nl

#### Диего Карателли

Д-р техн. наук, доцент каф. компьютерных измерительных систем и метрологии  
Томского политехнического университета (НИ ТПУ),  
соучредитель компании The Antenna Company,  
Эйндховен, Нидерланды  
Тел.: +31-40-247-26-47  
Эл. почта: diego.caratelli@antennacompany.com

#### Джованни Тосо

Инженер-конструктор антенн  
Европейского космического агентства (ЕКА), Нидерланды  
Тел.: +31-40-247-26-47  
Эл. почта: giovanni.toso@esa.int

#### Барт Смолдерс

Д-р техн. наук, профессор каф. электромагнетизма ТУЭ  
Тел.: +31-40-247-26-47  
Эл. почта: a.b.smolders@tue.nl

Maximidis R.T., Caratelli D., Toso G., Smolders B.A.  
**Analysis of a Novel Class of Waveguiding Structures Suitable for Reactively Loaded Antenna Array Design**

In this paper, the analysis of waveguides with super-elliptical cross-sections is carried out and their application in the design of reactively loaded antenna arrays is discussed. The advantages of using of the considered class of waveguides in order to control free-space coupling between adjacent radiating elements are shown. This provides an additional degree of freedom in the performance optimization of reactively loaded arrays.

**Keywords:** super-ellipse, antenna arrays, reactive loading, waveguide.

УДК 629.7.052

В.Л. Гулько, А.А. Мещеряков

## Использование ортогонально-линейно поляризованных сигналов в бортовых СВЧ двухканальных радиомаячных системах навигации

Исследуется возможность использования ортогонально-линейно поляризованных сигналов радиомаяка, излучаемых из двух пространственно разнесенных точек для определения пеленга и угла крена подвижного объекта. Пеленг и угол крена определяются на борту подвижного объекта СВЧ двухканальным приемным устройством на основе амплитудно-фазовой обработки принятых в линейном поляризационном базисе результирующих векторных сигналов.

**Ключевые слова:** радиомаяк, подвижный объект, ортогональные линейно поляризованные сигналы, вектор Джонса, амплитудно-фазовая обработка, пеленг, угол крена, линейный поляризационный базис.

doi: 10.21293/1818-0442-2017-20-1-14-17

Одним из перспективных путей совершенствования бортового навигационного оборудования является интеграция систем на аппаратном и алгоритмическом уровнях с целью наращивания функциональности оборудования [1]. Наращивание функциональных возможностей бортового оборудования представляется возможным за счет привлечения поляризационных характеристик сигналов радиомаяка как «носителя» навигационной информации. В работах [2, 3] рассматривались поляризационные методы измерения пеленга, а в [4] – измерения угла крена подвижного объекта (ПО) с использованием поляризационных характеристик излучаемых радиомаяком сигналов. При этом пеленг ПО определялся приемной бортовой аппаратурой по разности фаз между ортогонально-поляризованными сигналами, излучаемыми радиомаяком из двух пространственно разнесенных в горизонтальной плоскости точек [2, 3]. А для определения угла крена предлагалось использовать горизонтально поляризованные сигналы, излучаемые из одной точки с известными координатами [4]. При этом крен ПО оценивался либо по отношению амплитуд синфазных линейно ортогонально-поляризованных составляющих принятых сигналов в линейном поляризационном базисе, либо по разности фаз между ортогонально-поляризованными по кругу составляющими принятого сигнала в круговом поляризационном базисе. Рассматриваемые в работах [2–4] поляризационные методы ограничивались определением только пеленга или только крена ПО. Очевидно, что в практической навигации представляют определенный интерес разработки таких поляризационных методов, которые бы функционально определяли и пеленг, и крен ПО.

### Постановка задачи

В настоящей работе исследуется возможность определения пеленга и угла крена ПО бортовой СВЧ двухканальной приемной системой по ортогонально-линейно поляризованным сигналам радиомаяка на основе использования амплитудно-фазовой обработки принятых в линейном поляризационном базисе результирующих векторных сигналов.

Привлечение поляризационных характеристик принимаемых на борту ПО результирующих векторных сигналов, поляризованных определенным образом, требует их рассмотрения в заданных поляризационных базисах и в различных системах координат, связанных с радиомаяком и ПО. При этом выбор опорной системы координат (ОСК), связанной с радиомаяком, и собственной системы координат (ССК), связанной с строительными осями ПО, а также выбор поляризационных базисов, в которых представляются излучаемые и принимаемые сигналы, определяется как физическим смыслом решаемой задачи, так и удобством анализа.

### Поляризационный метод определения пеленга и угла крена подвижного объекта

Сущность предлагаемого поляризационного метода определения пеленга и угла крена ПО заключается в следующем.

Предположим, что радиомаяк помещен в начало декартовой системы координат (в начало неподвижной ОСК в точку  $O$ ), оси  $OX$  и  $OZ$  которой лежат в горизонтальной плоскости  $XOZ$ , а ось  $OY$  перпендикулярна ей (рис. 1, *a*). Пусть радиомаяк из двух точек  $S_1$  и  $S_2$  одновременно излучает в направлении  $\alpha$  ортогонально-поляризованные сигналы с горизонтальной и вертикальной поляризациями с равными амплитудами, начальными фазами и длинами волн. Точки  $S_1$  и  $S_2$  расположены симметрично относительно начала координат на расстоянии  $d$  друг от друга и находятся в горизонтальной плоскости  $XOZ$ . Тогда вектор Джонса результирующей волны в направлении  $\alpha$  ОСК в линейном поляризационном базисе может быть представлен в векторной форме (без учета временной зависимости) в виде [5]

$$\dot{\mathbf{E}}_p = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 \\ e^{j\Delta\varphi} \end{bmatrix}, \quad (1)$$

где  $\Delta\varphi = \frac{2\pi d}{\lambda} \sin\alpha$ ;  $\lambda$  – длина волны излучаемых ортогонально-поляризованных волн;  $\Delta\varphi$  – разность фаз между ортогонально-поляризованными сигналами в точке приема на ПО.

Наличие множителя  $1/\sqrt{2}$  в выражении (1) обусловлено принятой для удобства единичной интенсивностью результирующей волны  $\dot{\mathbf{E}}_p$ .

Из (1) следует, что в общем случае результирующая волна  $\dot{\mathbf{E}}_p$  поляризована эллиптически и её поляризационные характеристики зависят от направления излучения  $\alpha$ . В то же время её интенсивность, в силу поляризационной ортогональности излучаемых волн, от направления излучения не зависит.

Предположим, что ПО движется вдоль оси  $OZ$  в направлении  $\alpha$  на радиомаяк и его углы тангажа и рыскания равны нулю. Определим ССК, связанную с корпусом ПО, как подвижную декартову систему координат, образованную поперечной  $O_cX_c$ , продольной  $O_cZ_c$  и вертикальной  $O_cY_c$  строительными осями ПО. Её начало находится в точке  $O_c$  и совпадает с центром масс ПО (рис. 1, б). В исходном состоянии ПО, когда угол крена  $\gamma$  ПО равен нулю, тогда поперечная  $O_cX_c$  и вертикальная  $O_cY_c$  строительные оси ССК ПО совпадают в плоскости  $XOY$  соответственно с осями  $OX$  и  $OY$  неподвижной ОСК радиомаяка (см. рис. 1, б). При этом правая относительно центра масс ПО поперечная ось  $O_cX_c$  ССК совпадает с положительным направлением оси  $OX$  ОСК и находится в горизонтальной плоскости  $XOZ$ . В случае же появления крена, когда  $\gamma \neq 0^\circ$ , поперечная  $O_cX_c$  и вертикальная  $O_cY_c$  строительные оси ССК ПО будут повернуты против часовой или по часовой стрелке в плоскости  $XOY$ , перпендикулярной оси  $OZ$  относительно неподвижных осей  $OX$  и  $OY$  ОСК, на угол крена  $\pm\gamma$  соответственно (см. рис. 1, в, г). Таким образом, возникновение крена ПО эквивалентно операции поворота подвижной декартовой ССК в ту или другую сторону на угол  $\pm\gamma$  относительно неподвижной декартовой ОСК в плоскости  $XOY$ , перпендикулярной оси  $OZ$ . Сама операция поворота ССК на угол  $\pm\gamma$  может быть определена с помощью соответствующих операторов поворота [6], которые будут рассмотрены ниже.

Предположим, что прием результирующей волны (1) на борту ПО осуществляется приемной антенной в линейном поляризационном базисе. Предположим также, что в СВЧ-тракт приемной антенны установлен линейный поляризационный разделитель (ЛПР), орты собственной системы координат которого совпадают с осями плеч ортогонально расположенных волноводов и совпадают также с вертикальной  $O_cY_c$  и поперечной  $O_cX_c$  строительными осями ССК ПО соответственно. Выбранная ориентация ортов ЛПР позволяет в линейном поляризационном базисе разложить вектор Джонса результирующей волны  $\dot{\mathbf{E}}_p$  (1) на выходе ЛПР на линейно

ортогонально-поляризованные составляющие  $\dot{\mathbf{E}}_{X_c}$  и  $\dot{\mathbf{E}}_{Y_c}$  ориентированные по осям  $O_cX_c$  и  $O_cY_c$  и повернутые, в общем случае, на угол крена  $\pm\gamma$  соответственно. Графически составляющие  $\dot{\mathbf{E}}_{X_c}$  и  $\dot{\mathbf{E}}_{Y_c}$  отображены на рис. 1, б, г.

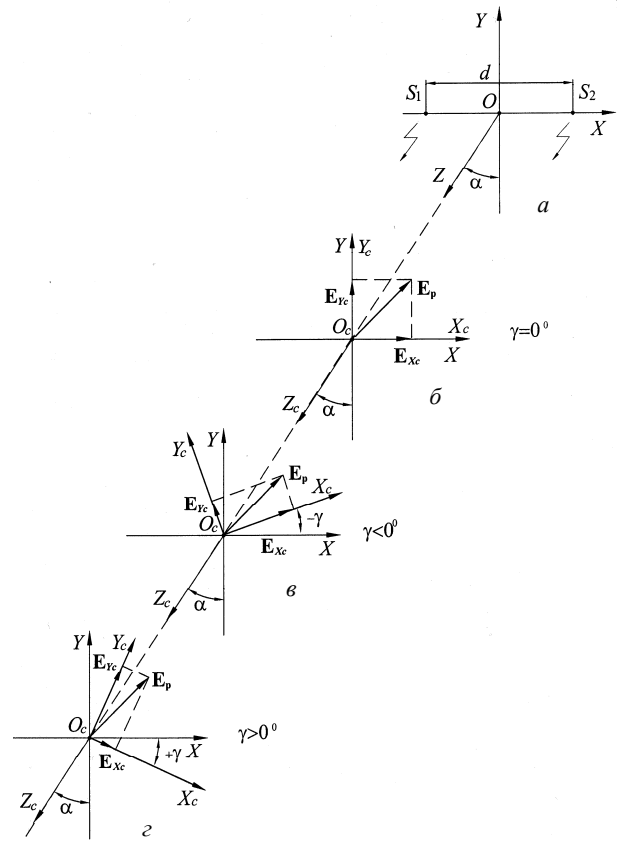


Рис. 1. К пояснению метода

Для описания взаимодействия результирующей волны (1) с приемной антенной, в СВЧ-тракт которой установлен ЛПР, воспользуемся операторами поворота [6]. Тогда векторы Джонса  $\dot{\mathbf{E}}_{X_c}$  и  $\dot{\mathbf{E}}_{Y_c}$  на выходах плеч ЛПР, ориентированного в общем случае под углом крена  $\pm\gamma$ , в ОСК могут быть найдены (опуская временную зависимость) как результат преобразования

$$\dot{\mathbf{E}}_{X_c}(\pm\gamma) = \frac{1}{\sqrt{2}} [R^{-1}(\mp\gamma)] [I_1] [R(\pm\gamma)] \dot{\mathbf{E}}_p, \quad (2)$$

$$\dot{\mathbf{E}}_{Y_c}(\pm\gamma) = \frac{1}{\sqrt{2}} [R^{-1}(\mp\gamma)] [I_2] [R(\pm\gamma)] \dot{\mathbf{E}}_p, \quad (3)$$

где  $[R(\pm\gamma)] = \begin{bmatrix} \cos\gamma & \mp\sin\gamma \\ \pm\sin\gamma & \cos\gamma \end{bmatrix}$  – прямой оператор поворота на угол крена  $\pm\gamma$  (или прямой оператор перехода из опорной ОСК в собственную систему координат ЛПР);  $+\gamma$  – положительный угол крена, когда правая поперечная ось  $O_cX_c$  ПО (или правое крыло в случае ЛА) ниже горизонтальной плоскости  $XOZ$ ;  $-\gamma$  – отрицательный угол крена, когда правая



поперечная ось  $O_c X_c$  (или правое крыло в случае ЛА) выше горизонтальной плоскости [7];

$[I_1] = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$  – оператор Джонса первого плеча ЛПП

(переход с круглого волновода на прямоугольный с горизонтальной собственной поляризацией, совпадающей с поперечной осью  $O_c X_c$  ПО, записанный в собственной системе координат);  $[R^{-1}(\mp\gamma)]$  – обратный оператор поворота на угол крена  $\mp\gamma$  (или оператор обратного перехода из собственной системы координат ЛПП в ОСК радиомаяка);

$[I_2] = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$  – оператор Джонса второго плеча ЛПП

(переход с круглого волновода на прямоугольный с вертикальной собственной поляризацией, совпадающей с вертикальной осью  $O_c Y_c$  ПО, записанный в собственной системе координат).

Проделав в (2) и (3) необходимые матричные преобразования, получим вектора Джонса  $\dot{E}_{X_c}$  и  $\dot{E}_{Y_c}$  на выходах ЛПП в виде

$$\dot{E}_{X_c}(\pm\gamma) = \frac{1}{\sqrt{2}} \left( \cos\gamma \mp (\sin\gamma) e^{j\Delta\varphi} \right) \begin{bmatrix} \cos\gamma \\ \mp \sin\gamma \end{bmatrix} \quad (4)$$

и

$$\dot{E}_{Y_c}(\pm\gamma) = \frac{1}{\sqrt{2}} \left( \pm \sin\gamma + (\cos\gamma) e^{j\Delta\varphi} \right) \begin{bmatrix} \pm \sin\gamma \\ \cos\gamma \end{bmatrix}. \quad (5)$$

Из анализа (4) и (5) следует, что на выходах ЛПП составляющие  $\dot{E}_{X_c}$  и  $\dot{E}_{Y_c}$  всегда поляризованы линейно и их ориентации плоскости поляризации определяются только углом крена  $\gamma$ . А их амплитуды зависят в общем случае как от разности фаз  $\Delta\varphi$ , т.е. от пеленга  $\alpha$ , так и от угла крена  $\gamma$ .

С учетом (4) и (5) сигналы на входах приемника можно записать в виде:

$$\dot{E}_{X_c}(\pm\gamma) = \frac{1}{\sqrt{2}} \left( \cos\gamma \mp (\sin\gamma) e^{j\Delta\varphi} \right) \quad (6)$$

и

$$\dot{E}_{Y_c}(\pm\gamma) = \frac{1}{\sqrt{2}} \left( \pm \sin\gamma + (\cos\gamma) e^{j\Delta\varphi} \right). \quad (7)$$

После преобразований (6) и (7) примут вид

$$\dot{E}_{X_c}(\pm\gamma) = \frac{1}{\sqrt{2}} \left[ (\cos\gamma \mp \sin\gamma \cos\Delta\varphi) \mp j \sin\gamma \sin\Delta\varphi \right] \quad (8)$$

и

$$\dot{E}_{Y_c}(\pm\gamma) = \frac{1}{\sqrt{2}} \left[ (\pm \sin\gamma + \cos\gamma \cos\Delta\varphi) + j \cos\gamma \sin\Delta\varphi \right]. \quad (9)$$

Найдем амплитуды  $A_{X_c}$  и  $A_{Y_c}$ , а также фазы  $\Psi_{X_c}$  и  $\Psi_{Y_c}$  сигналов (8) и (9) на выходах двухканального приемника, имеющего, например, линейную амплитудную характеристику и линейный детектор, и установим их связь с навигационными элементами  $\alpha$  и  $\gamma$ :

$$A_{X_c}(\pm\gamma) = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{1 \mp \sin 2\gamma \cos \Delta\varphi}, \quad (10)$$

$$\Psi_{X_c}(\pm\gamma) = \mp \arctg \frac{\sin \gamma \sin \Delta\varphi}{\cos \gamma \mp \sin \gamma \cos \Delta\varphi},$$

$$A_{Y_c}(\pm\gamma) = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{1 \pm \sin 2\gamma \cos \Delta\varphi}, \quad (11)$$

$$\Psi_{Y_c}(\pm\gamma) = \arctg \frac{\cos \gamma \sin \Delta\varphi}{\pm \sin \gamma + \cos \gamma \cos \Delta\varphi}.$$

Найдем отношение  $A_{Y_c}/A_{X_c}$  амплитуд и разность фаз  $\Delta\Psi$  сигналов (8) и (9) на выходе приемника для углов крена  $\pm\gamma$ :

$$\frac{A_{Y_c}(\pm\gamma)}{A_{X_c}(\pm\gamma)} = \frac{\sqrt{1 \pm \sin 2\gamma \cos \Delta\varphi}}{\sqrt{1 \mp \sin 2\gamma \cos \Delta\varphi}} \quad (12)$$

и

$$\Delta\Psi(\pm\gamma) = \Psi_{Y_c} - \Psi_{X_c} = \arctg \left[ \frac{1}{\cos 2\gamma} \operatorname{tg} \Delta\varphi \right] \pm n\pi, \quad (13)$$

где  $n=0, 1, 2, \dots$

#### Обсуждение результатов исследования

Из анализа (12) и (13) видно, что, в общем случае отношение амплитуд  $A_{Y_c}/A_{X_c}$  и разность фаз  $\Delta\Psi$  зависят как от угла крена  $\gamma$ , так и от пеленга  $\alpha$  ПО. В частных случаях, если имеется априорная информация об одном из них, например, приемная антенна и её СВЧ-элементы гиросtabilизированы в пространстве [8], то, подставляя  $\gamma=0$  в (12) и (13) получим

$$\frac{A_{Y_c}}{A_{X_c}} = 1 \quad (14)$$

и

$$\Delta\Psi = \Delta\varphi \pm n\pi. \quad (15)$$

Тогда, используя (1) и (15), получим выражение для оценки пеленга вида

$$\alpha = \arcsin \left( \frac{\lambda}{2\pi d} \Delta\Psi \right) \pm n\pi. \quad (16)$$

В другом частном случае, если ПО находится на направлении  $\alpha$ , совпадающем с перпендикуляром к середине базы  $d$ , то, подставляя в (12)  $\Delta\varphi=0^\circ$ , получим для любых значений  $\pm\gamma$

$$\Delta\Psi = 0^\circ \quad (17)$$

и с учетом преобразований

$$\frac{A_{Y_c}}{A_{X_c}} = \left| \operatorname{tg} \left( 45^\circ \mp \frac{\gamma}{2} \right) \right|. \quad (18)$$

Окончательно имеем

$$\gamma_{[rad]} = \pm 2 \left( \frac{-\pi}{4} + \arctg \frac{A_{Y_c}}{A_{X_c}} \right). \quad (19)$$

Из (19) легко видеть, что при  $A_{Y_c}/A_{X_c}=1$  угол крена ПО  $\gamma=0^\circ$ , при  $A_{Y_c}/A_{X_c}<1$   $\gamma<0^\circ$  и  $A_{Y_c}/A_{X_c}>1$   $\gamma>0^\circ$ .

В случае, если двухканальный приемник имеет логарифмическую амплитудную характеристику и линейный детектор, то (19) преобразуется к виду

$$\gamma_{[rad]} = \pm 2 \left( \frac{-\pi}{4} + \arctg \left( 10^{\lg \frac{A_{Yc}}{A_{Xc}}} \right) \right). \quad (20)$$

Необходимо отметить, что (19) и (20) справедливы при условии  $\alpha = 0^\circ$ .

#### Заключение

По результатам исследования можно сделать следующие выводы:

1. Если радиомаяк из двух пространственно разнесенных точек одновременно излучает сигналы с горизонтальной и вертикальной поляризациями с равными амплитудами, начальными фазами и длинами волн, а прием результирующих векторных сигналов на борту ПО осуществляется в линейном поляризационном базисе, то выходные сигналы ЛПР  $\dot{E}_{Xc}$  и  $\dot{E}_{Yc}$  всегда поляризованы линейно и их ориентации плоскости поляризации определяются только креном ПО и не зависят от его пеленга.

2. В общем случае для исследуемых ортогонально-линейно поляризованных сигналов, излучаемых радиомаяком, установить однозначную связь между амплитудами  $A_{Xc}$ ,  $A_{Yc}$  и фазами  $\psi_{Xc}$ ,  $\psi_{Yc}$  выходных сигналов приемника и навигационными элементами  $\alpha$  и  $\gamma$  невозможно и для однозначной их оценки требуется априорная информация об одном из них.

3. В частном случае, если имеется априорная информация о крене ПО, например,  $\gamma = 0$ , то пеленг  $\alpha$  может быть определен по разности фаз  $\Delta\psi$  ортогонально-линейно поляризованных сигналов с выходов плеч ЛПР. В практической навигации это соответствует случаю, когда бортовая приемная антенна и её СВЧ элементы располагаются на гиостабилизированной платформе.

4. В другом частном случае, если имеется априорная информация о пеленге ПО, например,  $\alpha = 0$ , то крен  $\gamma$  ПО может быть определен по отношению амплитуд  $A_{Yc}/A_{Xc}$  синфазных ортогонально-линейно поляризованных сигналов с выходов плеч ЛПР. Примером может служить случай, когда ПО движется по направлению, совпадающему с нормалью к середине базы, образованной источниками излучений  $S_1$  и  $S_2$ .

Работа выполнена в рамках проекта по госзадачу Минобрнауки № 8.7348.2017/БЧ.

#### Литература

1. Чуянов Г.А. Перспективы развития комплексов бортового оборудования на базе интегрированной модульной авионики / Г.А. Чуянов, В.В. Косьянчук, Н.И. Сельве-

сюк // Известия ЮФУ. Технические науки. – 2013. – № 3. – С. 55–62.

2. Пат. 1 251 003 РФ, МПК G 01 S 3/02. Способ измерения пеленга подвижного объекта и устройство для его осуществления / Н.Н. Бадулин, В.Л. Гулько (РФ). – № 3 848 713 24/09; заявл. 29.01.85; опублик. 15.08.86. Бюл. № 30.

3. Пат. 2 507 530 РФ, МПК G 01 S 3/02. Радионавигационная система для измерения пеленга подвижного объекта / В.Л. Гулько (РФ). – № 2 012 130 403/07; заявл. 17.07.12; опублик. 20.02.14. Бюл. № 5.

4. Гулько В.Л. Поляризационные методы измерения угла крена подвижного объекта в радиомаячных системах навигации / В.Л. Гулько, А.А. Мещеряков // Изв. вузов. Физика. – 2016. – Т. 59, № 2. – С. 81–86.

5. Гулько В.Л. Поляризационно-модуляционный метод измерения пеленга и угла крена подвижного объекта с использованием радиомаяка / В.Л. Гулько, А.А. Мещеряков // Доклады Том. гос. ун-та систем управления и радиоэлектроники. – 2016. – Т. 19, № 1. – С. 5–8.

6. Татаринов В.Н. Введение в современную теорию поляризации радиолокационных сигналов / В.Н. Татаринов, С.В. Татаринов, Л.П. Литхарт. – Томск: Изд-во Том. ун-та, 2006. – 379 с.

7. Ярлыков М.С. Статистическая теория радионавигации. – М.: Радио и связь, 1985. – 344 с.

8. Пельпор Д.С. Гироскопические системы / Д.С. Пельпор, В.В. Ягодкин. – М.: Высшая школа, 1977. – 216 с.

#### Гулько Владимир Леонидович

Канд. техн. наук, доцент каф. радиотехнических систем ТУСУРа

Тел.: 8 (383-2) 41-36-70

Эл. почта: gulkoVL@yandex.ru

#### Мещеряков Александр Алексеевич

Канд. техн. наук, вед. научный сотрудник НИИ радиотехнических систем ТУСУРа

Тел.: 8 (383-2) 41-34-55

Эл. почта: msch@rts.tusur.ru

Gulko V.L., Mescheryakov A.A.

#### Use of orthogonal linearly polarized signals in a dual channel board UHF radio beacon landing navigation systems

The signals of two spatially-separated sources can be used to evaluate the bearing and the roll angle of mobile object if these signals have the same frequency and mutually orthogonal linear polarization.

The appropriate method of amplitude-phase processing of such signals through dual-channel receiver on board the mobile object in the linear polarization basis is investigated below.

**Keywords:** beacon, movable object orthogonal linearly polarized signals, Jones vector, amplitude-phase processing, bearing, roll angle, linear polarization basis.

УДК 621.372.88

Ю.В. Крылов

## Способ уменьшения поперечного размера ортомодового селектора частотно-поляризационного устройства облучателя зеркальных антенн КА

Рассмотрены моделирование и расчет ортомодового селектора, выполненного на основе крестового разветвителя и входящего в состав частотно-поляризационного устройства облучателя зеркальных антенн или глобальных рупорных антенн. Исследовано влияние длины четвертьволнового трансформатора, установленного в плечах ортомодового селектора, на ширину рабочей полосы частот. Приведен способ уменьшения поперечных габаритов ортомодового селектора за счет использования волноводного изгиба в качестве четвертьволнового трансформатора, что позволило уменьшить габариты устройства более чем в 2 раза.

**Ключевые слова:** облучатель, ортомодовый селектор, четвертьволновый трансформатор.

**doi:** 10.21293/1818-0442-2017-20-1-18-22

В современных спутниках связи ввиду ограниченности размещения новых космических аппаратов (КА) на геостационарной орбите необходимо применение как частотного, так и поляризационного уплотнения спутниковых сигналов. Поэтому антенны, входящие в состав КА, должны обеспечивать прием и передачу сигналов различных поляризаций. Также к спутниковым антеннам предъявляются жесткие требования по массогабаритным показателям. Для их уменьшения необходимо, чтобы каналы приема и передачи были совмещены в одном облучателе зеркальной антенны или глобальной рупорной антенны. Функции частотного и поляризационного разделения сигналов как в облучателях зеркальных антенн, так и в глобальных рупорных антеннах выполняет частотно-поляризационный селектор.

Частотно-поляризационный селектор, служащий для разделения частот приема и передачи без использования дополнительного облучателя под конкретный диапазон частот, имеет несколько вариантов исполнения. Функцию частотного разделения во всех способах проектирования частотно-поляризационного устройства выполняет ортомодовый селектор (ОС). ОС состоит из волновода круглого сечения и поперечного крестового разветвления, необходимого для разделения двух ортогональных компонент поляризации основной моды  $H_{11}$ . ОС можно разделить на два типа. Друг от друга они различаются лишь тем, какой сигнал рабочего диапазона частот (высокочастотный или низкочастотный) будет выделяться с торцевого (прямого) выхода ОС.

Согласно первому типу ОС с прямого выхода волновода круглого сечения выделяется низкочастотный сигнал рабочего диапазона частот [1]. Преимуществом данного способа реализации ОС является относительная простота конструкции – для подавления низкочастотных составляющих сигнала в разветвлениях волноводов прямоугольного сечения ввиду запердельности прямоугольных волноводов нет необходимости в обеспечении дополнительной фильтрации. Однако имеется существенный недос-

таток в виде узкополосности устройства, так как для подавления сигналов высоких частот необходимо на выходе ОС вводить фильтр нижних частот (ФНЧ) для отражения высокочастотного сигнала в область крестового разветвления.

Второй способ проектирования ОС отличается от первого тем, что с прямого выхода волновода круглого сечения выделяется высокочастотный сигнал [2, 3]. Несомненным плюсом данной конструкции ОС является его широкополосность ввиду отсутствия волноводного узкополосного фильтра круглого сечения. Подавление низкочастотной составляющей сигнала на выходе селектора происходит за счет запердельности волновода круглого сечения меньшего диаметра, обеспечивающего прием сигнала на основном типе колебаний и отражение передающего сигнала в область крестового разветвления. Для данного способа построения ОС недостатком являются сравнительно большие поперечные габариты ввиду наличия ФНЧ в плечах ОС. Большие поперечные размеры ОС увеличивают массогабаритные показатели частотно-поляризационного селектора в целом, что является недопустимым при условии его применения в составе облучателей зеркальных антенн КА.

В данной статье рассмотрен способ уменьшения поперечных габаритов ОС, реализованного по схеме с прямым высокочастотным выходом. Данный способ позволил уменьшить поперечные размеры ОС более чем в 2 раза при сохранении ширины рабочей полосы частот относительно ОС в виде крестового разветвителя.

### Принцип работы ОС

На рис. 1 показана конструкция ОС с торцевым высокочастотным выходом. Данное устройство состоит из: 1 – волновода большего диаметра, 2 – волновода меньшего диаметра, 3 – трансформатора круглого волновода, 4 – четырех трансформаторов прямоугольного волновода, 5 – четырех ФНЧ.

К выходной части волновода 1 при использовании ОС в составе облучателя зеркальных или глобальных антенн стыкуется рупорный излучатель.

Другая сторона волновода *1* соединяется с модовым трансформатором *3*, который служит для того, чтобы нивелировать потери энергии основной волны  $H_{11}$ , возбуждаемой в круглом волноводе меньшего диаметра *2*, на преобразование в волны высшего типа. Крестовое разветвление из четырех волноводов

прямоугольного сечения *4* предназначено для того, чтобы снять поляризационное вырождение волны  $H_{11}$  в низкочастотном рабочем диапазоне. Проектирование ОС такого типа необходимо начинать с модового трансформатора *3*. Расчет модового трансформатора подробно описан в [4].

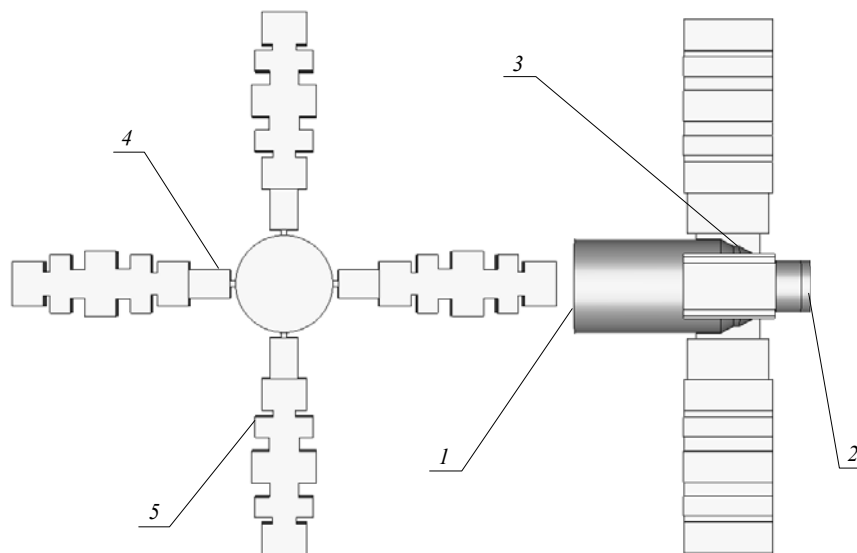


Рис. 1. Поперечный и продольный вид ОС

Следующим этапом проектирования ОС является моделирование волноводного трансформатора прямоугольного сечения. Проектирование ОС проводилось в диапазонах частот: передача – 3,9–4,2 ГГц, прием – 5,9–6,4 ГГц. Моделирование осуществлялось в среде CST Microwave Studio.

Возбуждение прямоугольных волноводов в одной из двух плоскостей происходит за счет прямоугольных щелей, прорезанных вдоль стенок волновода круглого сечения. Щели расположены симметрично по обе стороны круглого волновода в двух плоскостях, тем самым обеспечивая разделение двух ортогональных компонент моды  $H_{11}$ . Возбуждение щели в круглом волноводе происходит при условии, что большая сторона этой щели пересекает поверхностные токи, протекающие по внутренним стенкам волновода, поэтому щели ОС размещены строго вдоль волновода круглого сечения. Поле, излучаемое такой щелью, обладает линейной поляризацией с вектором  $E$ , перпендикулярным широкой стороне щели.

Длина широкой стороны щели выбирается из условия распространения основной волны  $H_{10}$  в прямоугольном волноводе [5]:

$$\lambda_{\text{кр } H_{20}} \leq \lambda \leq \lambda_{\text{кр } H_{10}}, \quad (1)$$

где  $\lambda_{\text{кр } H_{20}}$  – критическая длина волны  $H_{20}$ ,  $\lambda_{\text{кр } H_{10}}$  – критическая длина волны  $H_{10}$ .

Ввиду того, что  $\lambda_{\text{кр } H_{10}} = 2a$ ,  $\lambda_{\text{кр } H_{20}} = a$ , условие (1) можно представить в виде

$$a \leq \lambda \leq 2a, \quad (2)$$

где  $a$  – большая сторона волновода, в данном случае – щели.

Длина волны на нижней частоте рабочего диапазона  $f_n = 3,9$  ГГц равна  $\lambda_n = 77$  мм. Таким образом, из условия 2 можно сделать вывод, что минимально возможная ширина большей стороны щели  $a_{\text{щ}} = \lambda_n / 2 = 38,5$  мм. Минимальный размер широкой стороны щели выбирается для того, чтобы как можно меньше высших мод высокочастотного диапазона прошло в область крестового разветвления.

Следующим шагом расчета ОС является согласование щели с волноводом прямоугольного сечения. В большинстве случаев согласование щели осуществляется не с волноводом прямоугольного сечения, а с ФНЧ, установленным в каждом из плеч ОС. ФНЧ выполняют функцию отражения высокочастотного сигнала в область модового трансформатора. Таким образом, следующим шагом при разработке ОС является проектирование волноводного трансформатора, согласующего щель в области крестового разветвления с ФНЧ.

#### Расчет волноводного трансформатора

Согласование щели с ФНЧ осуществлялось с помощью трансформатора прямоугольного сечения. Наилучшее согласование обеспечил трансформатор, представляющий собой отрезок регулярной линии передачи длиной около четверти длины волны, так называемый четвертьволновый трансформатор (ЧТ). Ширина ЧТ должна быть не менее  $\lambda_n / 2$  (длины волны на нижней частоте диапазона). Для моделируемого ЧТ ширина составила 47,6 мм, высота – 20,3 мм.

На рис. 2 показаны результаты моделирования ОС, а именно КСВН на частотах передачи при различных длинах ЧТ: 1 – длина ЧТ = 22,5 мм, 2 – длина ЧТ = 24,5 мм, 3 – длина ЧТ = 26,5 мм.

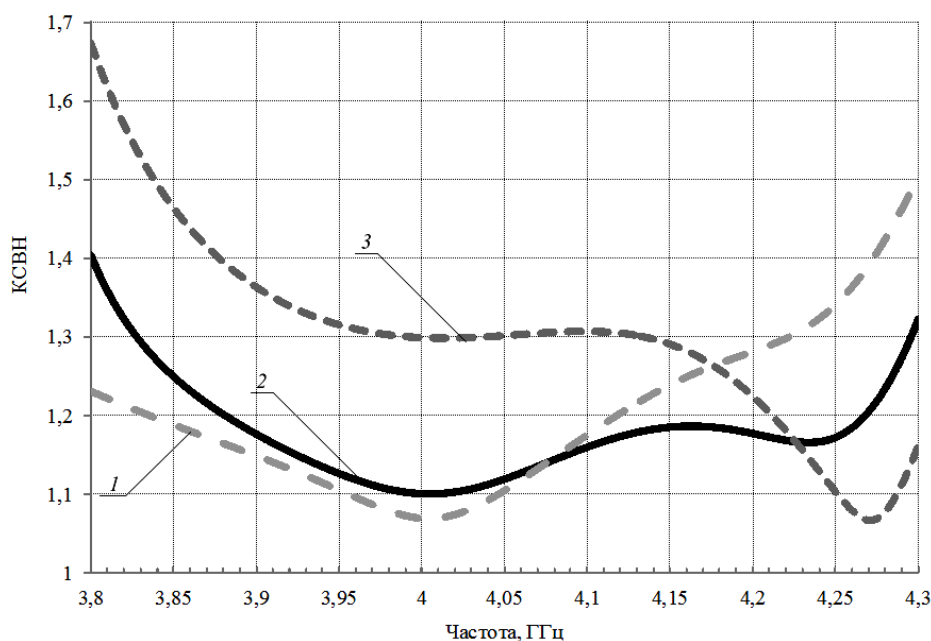


Рис. 2. КСВН ОС на частотах 3,8–4,3 ГГц

На рис. 3 показаны результаты моделирования ОС на частотах приема при различных длинах ЧТ: 1 – длина ЧТ = 22,5 мм, 2 – длина ЧТ = 24,5 мм, 3 – длина ЧТ = 26,5 мм.

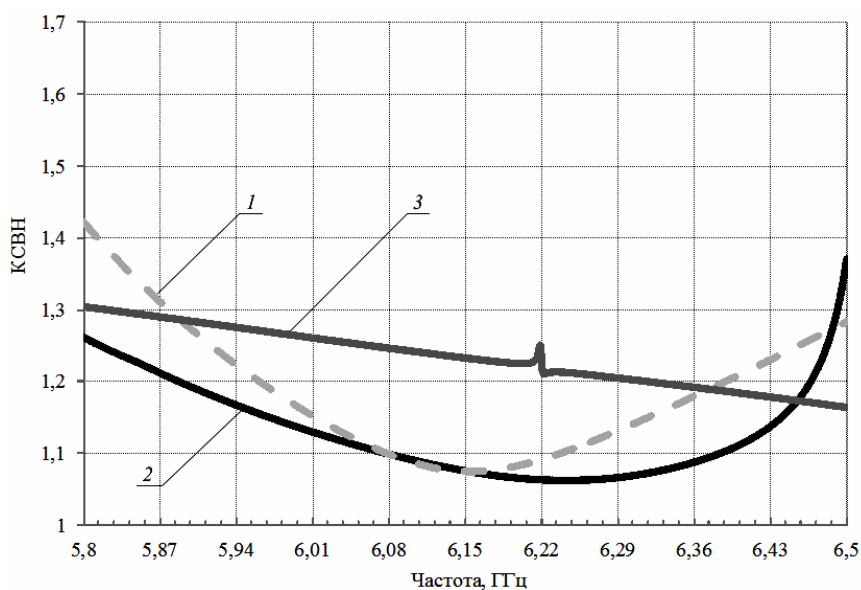


Рис. 3. КСВН ОС на частотах 5,8–6,5 ГГц

По результатам моделирования ОС, выполненного в виде крестового разветвителя, можно сделать вывод, что наилучшее согласование обеспечивает ЧТ длиной 24,5 мм. Рассчитанный КСВН для рабочих диапазонов частот составил не более 1,2. Таким образом, ОС, выполненный в виде крестового разветвителя, позволяет обеспечить прием и передачу сигналов в широкой полосе частот, однако он имеет относительно большие поперечные размеры, что вносит весомый вклад в массогабаритные показатели частотно-поляризационного селектора в целом.

### Проектирование компактного ОС

Очевидными решениями уменьшения поперечных размеров ОС являются: 1 – уменьшение длины ЧТ, 2 – уменьшение длины ФНЧ. В соответствии с результатами расчета длин ЧТ, приведенных выше, первый вариант уменьшения размеров ОС является невозможным. Второй вариант, который заключается в уменьшении продольных размеров ФНЧ, напрямую влияет на АЧХ фильтра, а именно – на ее деградацию.

Исходя из этих особенностей проектирования ОС, был разработан способ уменьшения попереч-

ных габаритов ОС с сохранением электрических длин как ЧТ, так и ФНЧ. Данный способ заключается в реализации ЧТ в виде волноводного изгиба. Внешний вид ОС с ЧТ такого типа приведен на рис. 4. Данное устройство состоит из: 1 – волновода круглого сечения, 2 – трансформатора круглого волновода, 3 – четырёх трансформаторов прямоугольного волновода, 4 – четырёх фильтров нижних частот (ФНЧ).

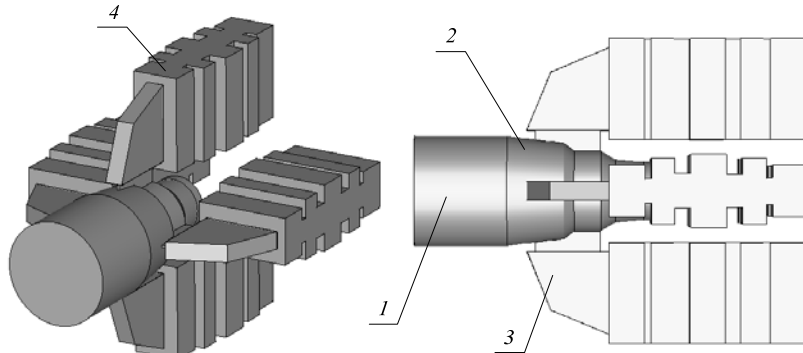


Рис. 4. Внешний вид разработанного ОС

Волноводный изгиб позволяет уменьшить поперечный габарит устройства более чем в 2 раза, сохраняя требуемую ширину рабочей полосы частот. Ширина разработанного ЧТ составила 40 мм. Высота моделируемого ЧТ равна 14 мм.

Также было проведено исследование по влиянию длины ЧТ на КСВН ОС. На рис. 5 показан ОС с удлиненным ЧТ за счет отрезков волноводов длиной 1,5 мм, установленных с обоих концов ЧТ.

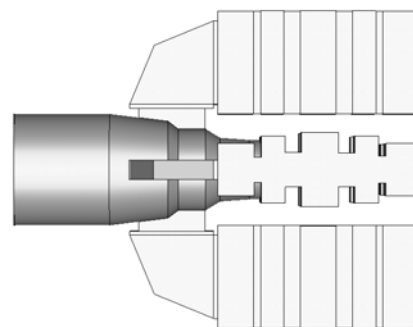


Рис. 5. Внешний вид разработанного ОС с увеличенной длиной ЧТ

На рис. 6 показаны результаты моделирования ОС, а именно КСВН на частотах передачи при различных длинах ЧТ: 1 – волноводный изгиб без увеличения длины, 2 – волноводный изгиб с удлинением на 1,5 мм обоих концов ЧТ. На рис. 7 показаны результаты моделирования ОС на частотах приема при различных длинах ЧТ: 1 – волноводный изгиб без увеличения длины; 2 – волноводный изгиб с удлинением на 1,5 мм обоих концов ЧТ. Из рис. 6 и 7 видно, что простой волноводный изгиб ЧТ обеспечивает работу ОС в требуемых рабочих диапазонах частот не хуже, чем ЧТ, выполненный в виде регулярной линии. По результатам моделирования на частотах приема удлиненного ЧТ как для компактного ОС, так и для обычного ОС с крестовым разветвлением, наблюдается явление резкого возрастания

амплитуды отраженной волны (см. кривые КСВН 3 и 2 рис. 3 и 7 соответственно). Этот эффект объясняется наличием ФНЧ в составе ОС. ФНЧ представляет собой неоднородности в виде емкостных диафрагм, а именно – сужений узкой стенки волновода прямоугольного сечения. Отражения от всех неоднородностей представляют собой электромагнитные волны с разными фазами. Если отраженная от ФНЧ волна достигает места сочленения прямоугольного и круглого волновода в противофазе с падающей волной, то общая напряженность поля упадет. Исходя из этого, при проектировании ОС необходимо искать компромисс между минимальным расстоянием от фильтра до щели и согласованием данного ФНЧ с волноводом круглого сечения в требуемой полосе частот.

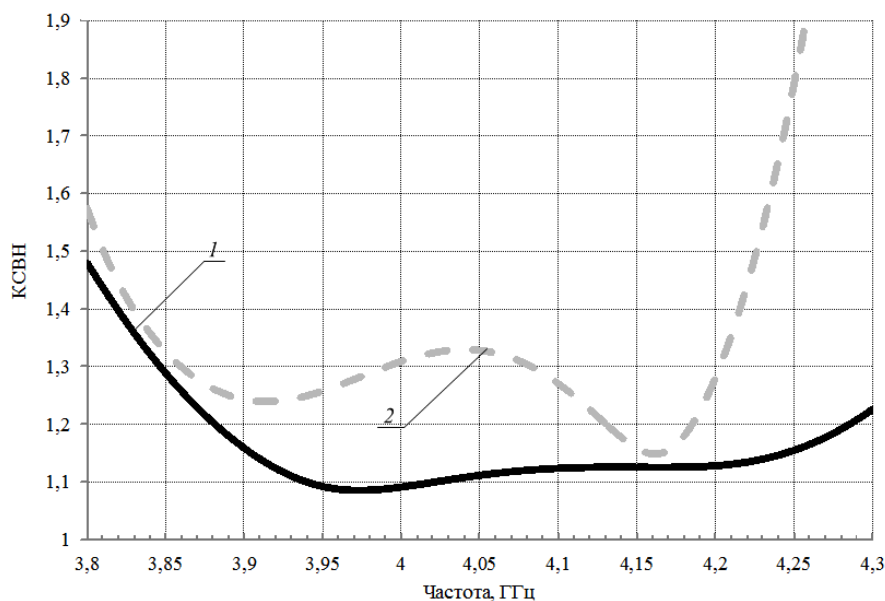


Рис. 6. КСВН ОС с компактным ЧТ на частотах 3,8–4,3 ГГц

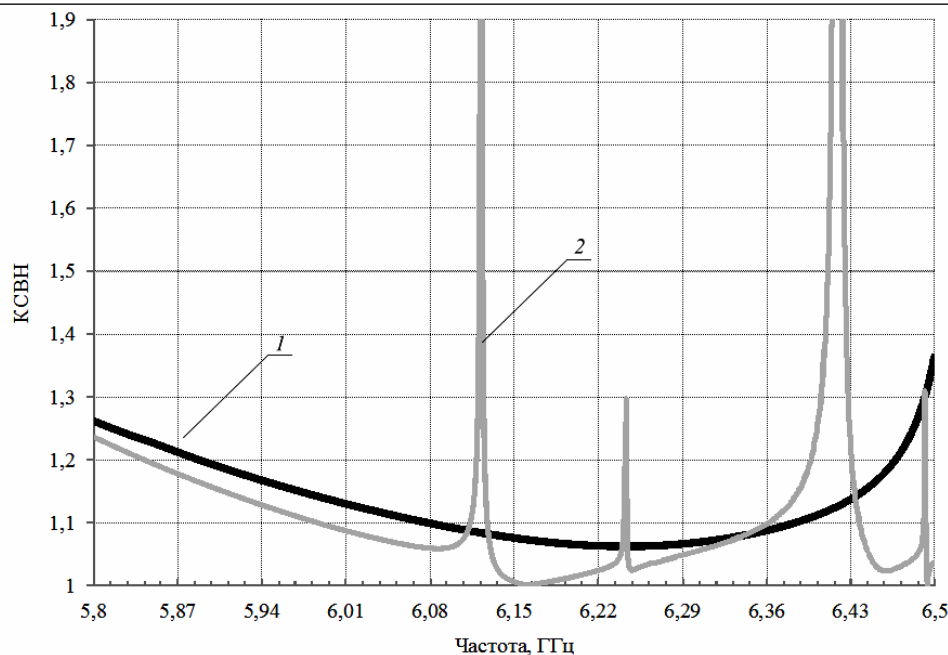


Рис. 7. КСВН ОС с компактным ЧТ на частотах 5,8–6,5 ГГц

### Заключение

В статье были рассмотрены расчет и моделирование ОС, входящего в состав частотно-поляризационного селектора облучателя зеркальных антенн или глобальных рупорных антенн. Проведено исследование влияния длины ЧТ, расположенного в плечах ОС, на ширину рабочей полосы частот. Приведен способ уменьшения поперечных габаритов ОС за счет изменения формы ЧТ, а именно – использования волноводного изгиба в качестве ЧТ. Данное решение позволяет уменьшить поперечный габарит устройства более чем в 2 раза, сохраняя требуемую ширину рабочей полосы частот. По результатам исследования влияния длин ЧТ на ширину рабочей полосы частот был сделан вывод, что уменьшение длины ЧТ минимизирует влияние отражений от ФНЧ на высокочастотную составляющую сигнала в области крестового разветвления, а также уменьшает габариты ОС в целом. Таким образом, при использовании изгиба волновода в качестве трансформатора необходимо искать компромиссное решение между устранением противофазных отражений от ФНЧ за счет уменьшения длины ЧТ и согласованием волновода круглого сечения с ФНЧ.

### Литература

1. Крылов Ю.В. Частотно-поляризационная селекция сигналов в рупорных облучающих системах зеркальных антенн // Исследования наукограда. – 2015. – № 2. – С. 5–9.
2. Компактный облучатель Ka/Q-диапазона круговой поляризации / Ю.В. Крылов, И.Ю. Данилов, Ю.Г. Выгонский, А.Г. Романов // Научно-технические технологии. – 2015. – Вып. 3(16). – С. 52–55.
3. Крылов Ю.В. Проектирование облучателя в Ka/Q-диапазоне на основе «восстанавливающей» схемы /

Ю.В. Крылов, В.Б. Тайгин // Вестник СибГАУ. – 2015. – Вып. 2(16). – С. 417–422.

4. Крылов Ю.В. Проектирование волноводного трансформатора для широкополосного облучателя зеркальных антенн // Доклады ТУСУРа. – 2016. – № 3 (19). – С. 16–20.

5. Фельдштейн А.Л. Справочник по элементам волноводной техники / А.Л. Фельдштейн, Л.Р. Явич, В.П. Смирнов. – М.: Связь, 1967. – С. 135–140.

### Крылов Юрий Валерьевич

Инженер-конструктор АО «Информационные спутниковые системы» им. акад. М.Ф. Решетнева», Железногорск  
Тел.: +7 (391-9) 72-24-39, 76-40-01  
Эл. почта: unker007@mail.ru

Krylov Y.V.

### Method to reduce the transverse dimension of the orthomode transducer of frequency-polarization device installed on feed antenna for reflector spacecraft antennas

Methods of modeling and calculating orthomode transducer based on the basis of the cross splitter, which is part of the frequency-polarization device of global feed horn antennas or feed antenna for reflector antennas, were reviewed. The influence of the length of the quarter wave transformer installed on the arms orthomode transducer and the width of the operating frequency band were investigated. The method to reduce the transverse dimensions of orthomode transducer by using of the waveguide bend as quarter wave transformer was shown. This allowed to reduce more than two times the size of the device.

**Keywords:** feed antenna, orthomode transducer, quarter wave transformer.

УДК 621.372.632

А.В. Дроздов, Н.Б. Дроботун, Г.Г. Гошин, Е.В. Хорошилов

## Монолитная интегральная схема двойного балансного смесителя диапазона частот 5–26 ГГц

Представлены результаты разработки и экспериментального исследования широкополосного балансного смесителя диапазона частот 5–26 ГГц. Смеситель реализован на основе монолитной интегральной технологии с использованием подложки из арсенида галлия (GaAs). Приведены результаты моделирования симметрирующих трансформаторов и топологии смесителя в целом. Представлено сравнение характеристик разработанного смесителя с зарубежными аналогами.

**Ключевые слова:** широкополосный смеситель, МИС, симметрирующий трансформатор, диоды Шоттки.

**doi:** 10.21293/1818-0442-2017-20-1-23-25

Двойные балансные смесители, выполненные по технологии монолитных интегральных схем (МИС), находят широкое применение в современной технике. Причиной такого широкого распространения является их миниатюрность, но при этом возникают трудности при реализации планарных широкополосных симметрирующих трансформаторов. Большинство МИС смесителей работают в относительно узких диапазонах рабочих частот, меньше октавы, и этого достаточно для применения в различных телекоммуникационных системах. Для измерительной техники ситуация несколько другая, требуются широкополосные компоненты, в частности смесители с диапазоном рабочих частот от 2 октав и более.

Принципиальная схема двойного балансного смесителя приведена на рис. 1 [1]. Она состоит из входного симметрирующего трансформатора, диодного моста, выходного симметрирующего трансформатора и цепи вывода сигнала промежуточной частоты (ПЧ).

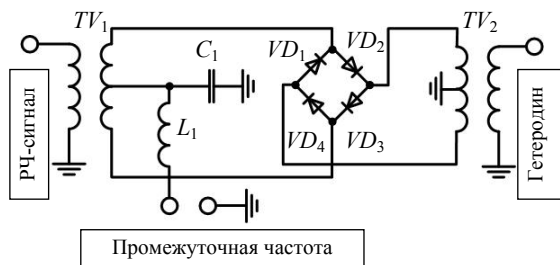


Рис. 1. Принципиальная схема двойного балансного смесителя

Из представленной схемы можно увидеть, что по большей части полосу рабочих частот ограничивают симметрирующие трансформаторы, поэтому разработка планарного широкополосного симметрирующего трансформатора является актуальной задачей. Существует целый ряд методов реализации симметрирующих трансформаторов в планарном исполнении для применения в МИС, но одними из самых оптимальных являются мосты Маршанда [2]. Мост Маршанда состоит из двух связанных линий, при этом входная линия разомкнута на конце, а вторичные линии короткозамкнуты (рис. 2).

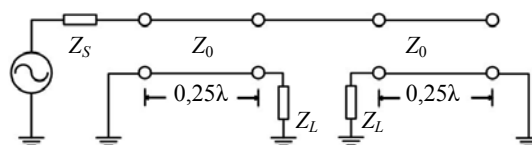


Рис. 2. Структурная схема моста Маршанда

Компактных размеров моста Маршанда можно добиться путем сворачивания связанной линии в спираль. Использование в качестве симметрирующего трансформатора моста Маршанда позволяет добиться рабочего диапазона частот в 2 октавы (4 раза) [3]. В данной работе полоса частот входного трансформатора имеет ширину более 2 октав. Сравнение результатов моделирования S-параметров канонического и модифицированного симметрирующих трансформаторов показано на рис. 3 и 4.

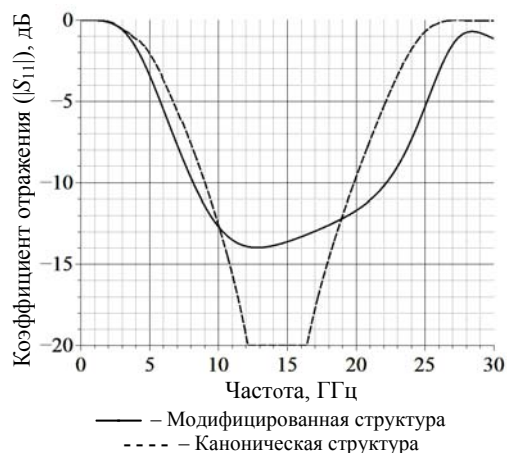


Рис. 3. Модули коэффициентов отражения симметрирующих трансформаторов

Основное отличие представленного симметрирующего трансформатора от канонического на основе моста Маршанда, заключается в различной ширине входной и выходных линий (рис. 5). Трансформатор имеет компактные размеры 1000 на 800 мкм, за счёт сворачивания плеч трансформатора в спираль.

Важными характеристиками симметрирующего трансформатора являются дисбалансы по амплитуде и фазе, показанные на рис. 6. Они определяются как разность амплитуд и фаз на выходе трансформатора; сигналы на выходе должны быть одной амплитуды,



но противоположные по фазе. Минимальное значение этих параметров позволяет улучшить уровень подавления сигналов гетеродина и радиочастотного сигнала на выходе смесителя.

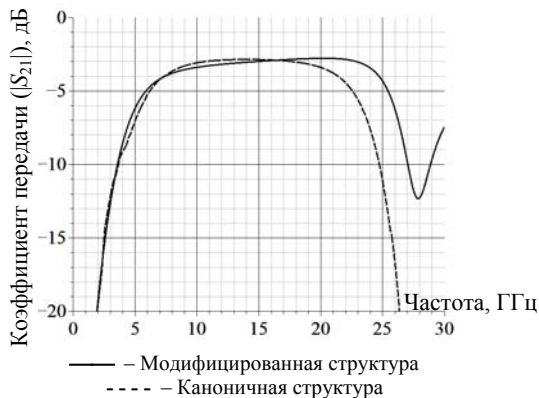


Рис. 4. Модули коэффициентов передачи симметрирующих трансформаторов

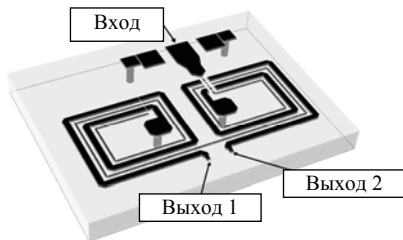


Рис. 5. Топология входного трансформатора



Рис. 6. Зависимость дисбаланса амплитуды и фазы трансформатора от частоты

Реализация выходного трансформатора является более сложной задачей из-за того, что кроме симметрирования сигнала ещё необходимо обеспечить вывод сигнала на промежуточной частоте. Ситуация усложняется ещё и тем, что через цепь вывода сигнала на промежуточной частоте необходимо обеспечить путь протекания сигналов гетеродина и радиочастотного сигнала на землю. Также желательно, чтобы мощность с входов смесителя не проходила на его выход. Это обстоятельство заставляет выбирать между высоким значением промежуточной частоты и высокой развязкой выходов радиочастотного (РЧ) сигнала — ПЧ и гетеродина — ПЧ. В итоге выходной трансформатор должен быть заземлён в

средней точке на частотах радиочастотного сигнала и гетеродина, в то же время он должен обеспечивать прохождение результата смешения сигналов на промежуточной частоте в той же средней точке выходного трансформатора.

Принципиальная схема цепи вывода сигнала промежуточной частоты представлена на рис. 7. Через конденсатор  $C_1$  сигналы частот гетеродина и РЧ-сигнала проходят на землю, а через индуктивность  $L_1$  сигнал промежуточной частоты поступает на выход.

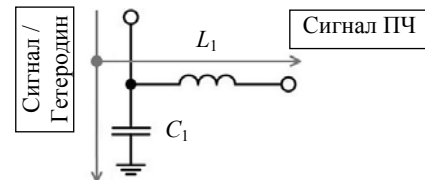


Рис. 7. Принципиальная схема цепи вывода сигнала ПЧ

Кроме схемы вывода сигнала промежуточной частоты, выходной трансформатор выполнен по принципам, аналогичным схеме входного трансформатора. Важным фактором является близкое расположение конденсатора  $C_1$  к соединению линий вторичной обмотки. Общий вид топологии показан на рис. 8. Смеситель выполнен по технологии МИС на подложке из GaAs, в качестве диодов использованы диоды Шоттки ( $VD_1 - VD_4$  на рис. 1) собственной разработки и производства АО «НПФ «Микран» [4].

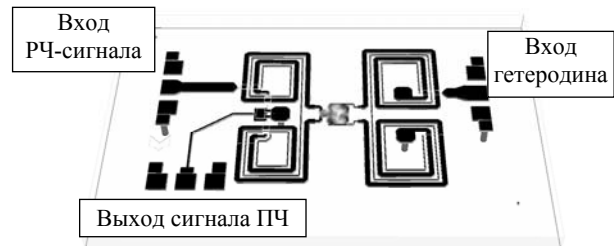


Рис. 8. Общий вид топологии МИС двойного балансного смесителя

Измерения проводились на пластине с помощью зондовой станции. Для измерений использовалась установка, состоящая из двух генераторов и спектроанализатора. В качестве генераторов использовались приборы P2M-40 компании АО «НПФ «Микран». Результат смешения сигналов с выхода смесителя подавался на анализатор спектра *PSA-50* производства компании Keysight. Управление генератором и анализатором осуществляли с помощью компьютерной программы, использующей команды *SCPI*. Сравнение результатов моделирования и измерений показано на рис. 9 и 10.

Лидерами в производстве МИС широкополосных смесителей являются компании Analog Devices и Marki Microwave. Характеристики микросхем этих производителей в сравнении с характеристиками разработанного смесителя представлены в таблице. Как можно увидеть из результатов сравнения, разработанная МИС имеет характеристики, сравнимые с зарубежными аналогами. Отличие микросхемы в

лучшей развязке в средней части диапазона частот (более 30–50 дБ), но при этом ширина полосы частот выходного сигнала меньше по сравнению с аналогами.

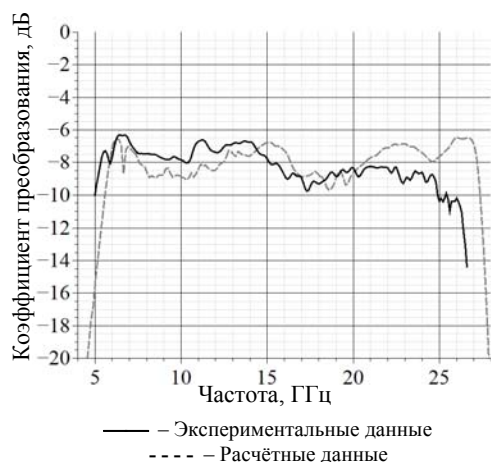


Рис. 9. Сравнение коэффициентов преобразования модели и изготовленного образца

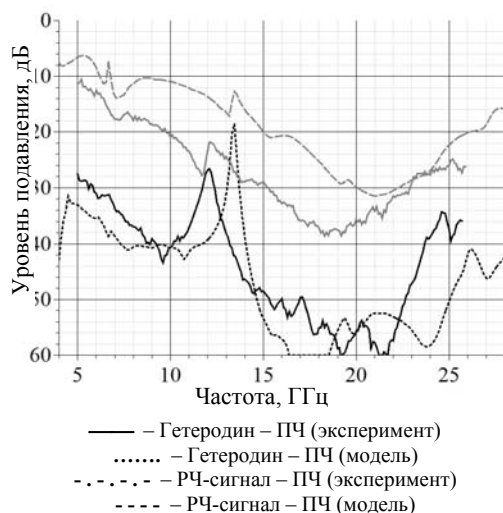


Рис. 10. Сравнение уровня подавления РЧ-сигнала и гетеродина на выходе ПЧ модели и изготовленного образца

**Сравнение аналогов МИС смесителя**

| Наименование МИС | Характеристики МИС                           |                  |  |
|------------------|--|------------------|--|
|                  | Диапазон частот РЧ-сигнала и гетеродина, ГГц | Диапазон ПЧ, ГГц | Развязка РЧ-сигнал – ПЧ / гетеродин – ПЧ, дБ |
| НМС773 [5]       | 6–26   | 0–8              | 20 / 35                                      |
| ММ1-0424s [6]    | 4,5–24                                       | 0–4              | 25 / 25                                      |
| ММ1-0626h [6]    | 6–26   | 0–9              | 30 / 30                                      |
| <b>MD616</b>     | <b>5–26</b>                                  | <b>0–2</b>       | <b>20 / 35</b>                               |

Разработанная МИС смесителя может быть использована, в зависимости от требований разработчиков, в качестве аналога зарубежных МИС смесителей.

На МИС смесителя MD616, представленной в статье, было получено свидетельство о государственной регистрации топологии № 2016630108.

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства образования и науки РФ, соглашение № 14.577.21.0188 от 27.10.2015 г., идентификатор RFMEFI57715X0188.

*Литература*

1. Шеерман Ф.И. Широкополосные монолитные смеситель и умножитель частоты, выполненные по двойной балансной схеме / Ф.И. Шеерман, А.А. Баров, Е.П. Гроо, В.Я. Гюнтер, Т.С. Петрова // 15-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2005). – Севастополь: Вебер, 2005. – Т. 1. – С. 445–446.
2. Дроздов А.В. Широкополосный симметрирующий трансформатор на основе мостов Маршанда для применения в интегральных микросхемах / А.В. Дроздов, Д.С. Данилов // Матер. докл. Всерос. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР-2015». – Томск: В-Спектр, 2013. – Т. 2. – С. 13–16.
3. Maas S. Microwave Mixers, 2nd ed. – Boston: Artech House, 1993. – 894 p.
4. Гушин В.А. СВЧ МИС на основе GaAs-pin-диодов для управления амплитудой сигнала в диапазоне частот 4–27 ГГц / В.А. Гушин, И.В. Юнусов, А.Ю. Плотникова // Доклады ТУСУРа. – 2014. – № 3 (33). – С. 70–74.
5. MMIC double balanced mixer НМС773 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.analog.com/media/en/technical/>, свободный (дата обращения: 26.09.2016).
6. MMIC Double Balanced Mixer [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.markimicrowave.com/>, свободный (дата обращения: 26.09.2016).

**Дроздов Алексей Викторович**

Аспирант каф. СВЧМКР  
Тел.: +7-952-882-54-97  
Эл. почта: dalvik@micran.ru

**Дроботун Николай Борисович**

Аспирант каф. радиоэлектронных технологий и экологического мониторинга ТУСУРа  
Тел.: +7-960-975-73-44  
Эл. почта: nikolay.drobotun@micran.ru

**Гошин Геннадий Георгиевич**

Д-р физ.-мат. наук, профессор каф. сверхвысокочастотной и квантовой радиотехники (СВЧМКР) ТУСУРа  
Тел.: +7 (382-2) 70-15-18  
Эл. почта: goshingg@svch.tusur.ru

**Хорошилов Евгений Владимирович**

Инженер отдела элементов СВЧ тракта, департамента информационно-измерительных систем АО «НПФ «Микран», Томск  
Тел.: +7-952-885-65-29  
Эл. почта: horoshilov.ev@micran.ru

Drozдов A.V., Drobotun N.B.,  
Goshin G.G., Khoroshilov E.V.

**Monolithic integrated circuit of double balanced mixer of frequency range 5–26 GHz**

The article presents the design process and experimental research results of a broadband balanced mixer with frequency range from 5 to 26 GHz. This mixer was designed using Micran GaAs monolithic integrated technology (MMIC). The results of simulation are presented in comparison with measured data. Obtained performance was compared to other commercially available MMICs.

**Keywords:** wideband mixer, MMIC, balun, Schottky diode.

УДК 535.421:773.93

Д.И. Малышева, А.О. Семкин, С.Н. Шарангович

## Дифракционные характеристики голографических поляризационных ФПМ-ЖК-структур с неоднородным фазовым профилем

Разработана аналитическая модель дифракции оптического излучения на фазово-неоднородных голографических поляризационных дифракционных структурах в фотополимерно-жидкокристаллических материалах. Численное моделирование, проведенное на основе разработанной модели для дифракционных структур с однородным амплитудным и квазиквадратичным фазовым профилем, показало, что неоднородность структуры приводит к изменению ее угловой селективности.

**Ключевые слова:** фотополимерно-жидкокристаллические материалы, голография, дифракционные структуры, фазовый профиль.

**doi:** 10.21293/1818-0442-2017-20-1-26-28

В настоящее время подавляющее большинство высокоскоростных и протяженных кабельных линий связи организованы на основе оптического волокна. Данные системы обладают огромным потенциалом с точки зрения информационной емкости и скорости передачи данных, однако существует множество ограничивающих факторов, не позволяющих его реализовать. Одним из таких факторов является использование электронных средств управления световым потоком. Созданию полностью оптических селективных по длине волны, углу падения и поляризации элементов для систем связи посвящено множество научных работ по всему миру. Одним из наиболее перспективных направлений [1–6] является создание и исследование голографических дифракционных структур (ДС) в фоточувствительных средах.

Голографический метод создания дифракционных структур (ДС) в указанных материалах является наиболее технически простым и экономически выгодным. В настоящее время исследования голографической записи в фотополимерно-жидкокристаллических материалах (ФПМ-ЖК) все больше переходят в плоскость применения, благодаря возможности создания в таких материалах наноразмерных матриц, фотонных кристаллов и управляемых периодических дифракционных структур, которые также широко используются в области оптической связи и обработки информации [7]. На основе отражательных дифракционных структур (ДС) для оптических систем связи возможно создавать селективные устройства, а на основе пропускающих ДС – широкополосные.

Помимо указанных достоинств, перспективность ФПМ-ЖК также обусловлена высокой разрешающей способностью, высокой дифракционной эффективностью, возможностью управления селективными и дифракционными свойствами, относительной дешевизной материала, отсутствием необходимости дополнительной химической обработки голограмм после записи [7].

Сравнительно недавно [8, 9] экспериментально была показана возможность формирования в таких материалах поляризационных голографических ДС. Были разработаны теоретические модели формирования подобных структур с учетом различных факторов [10, 11]. Кроме этого, в [12] разработана модель дифракции световых пучков на подобных структурах. Однако данная модель не учитывает неоднородность амплитудного и фазового профилей структуры.

Целью данной работы является разработка теоретической модели дифракции света на голографических поляризационных ФПМ-ЖК дифракционных структурах с неоднородным фазовым профилем.

Под «фазовым профилем» структуры будем понимать функцию изменения модуля вектора решетки вдоль его направления.

### Теоретическая модель

Будем рассматривать двумерную дифракцию Брэгга квазимонохроматического пучка  $E_p(\mathbf{r})$ , поляризованного в плоскости главного сечения образца ФПМ-ЖК (необыкновенная волна), на неоднородной ДС (рис. 1). Направление периодического возмущения диэлектрической проницаемости задается вектором  $\mathbf{K}$ , который в силу неоднородности ДС представляется функцией от координат  $\mathbf{K} = \mathbf{K}(\mathbf{r})$ .

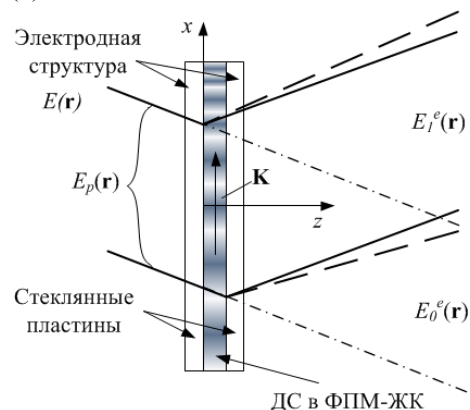


Рис. 1. Геометрия дифракции на ФПМ-ЖК

Формирование неоднородной поляризационной ДС в образце ФПМ-ЖК приводит к периодическому изменению ориентации директора молекул жидкого кристалла (ЖК) в объеме образца. Таким образом, пространственное распределение возмущенного тензора диэлектрической проницаемости ФПМ-ЖК может быть представлено в виде [10–12]:

$$\hat{\epsilon}(\mathbf{r}) = (1-\rho) \cdot \epsilon_p \cdot \hat{I} + \rho \cdot \sum_{j=0}^N \hat{\epsilon}_j^{lc} \cos(\mathbf{K}_j \cdot \mathbf{r}), \quad (1)$$

где  $\epsilon_p$  – диэлектрическая проницаемость полимера;  $\hat{I}$  – единичный тензор;  $\rho$  – объемная доля жидкого кристалла;  $\mathbf{K}_j = j\mathbf{K}$ ,  $\hat{\epsilon}_j^{lc}$  – вектор решетки и амплитуды пространственных гармоник,  $\mathbf{K}$  – вектор решетки,  $\hat{\epsilon}_j^{lc} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \hat{\epsilon}^{lc}(\mathbf{r}) \cos(\mathbf{K}_j \cdot \mathbf{r}) d(\mathbf{K} \cdot \mathbf{r})$ .

Возмущение диэлектрической проницаемости образца может быть определено из выражения [10]

$$\hat{\epsilon}^{lc}(\mathbf{r}) = \epsilon_o \cdot \hat{I} + (\epsilon_e - \epsilon_o) [\mathbf{C}(\mathbf{r})\mathbf{C}(\mathbf{r})], \quad (2)$$

где  $\mathbf{C}(\mathbf{r})$  – пространственное распределение ориентации директора ЖК;  $\epsilon_o$ ,  $\epsilon_e$  – компоненты невозмущенного тензора диэлектрической проницаемости, соответствующие обыкновенной и необыкновенной волнам в материале. Запись  $[\mathbf{C}(\mathbf{r})\mathbf{C}(\mathbf{r})]$  в выражении (2) означает тензорное произведение (диаду) двух векторов  $\mathbf{C}(\mathbf{r})$ .

Будем исследовать считывание неоднородной ДС плоской оптической волной. Амплитудные распределения дифрагировавших пучков  $E_{0,1}^e(\mathbf{r})$  могут быть найдены из решения системы уравнений связанных волн (УСВ) [12]:

$$\begin{aligned} \mathbf{N}_{r0} \cdot \nabla E_0(\mathbf{r}) &= -iC_1(\mathbf{r})n^1(\mathbf{r})E_1(\mathbf{r}) \times \exp[i(\Delta K(\mathbf{r}) - \varphi(\mathbf{r}))], \\ \mathbf{N}_{r1} \cdot \nabla E_1(\mathbf{r}) &= -iC_0(\mathbf{r})n^1(\mathbf{r})E_0(\mathbf{r}) \times \exp[-i(\Delta K(\mathbf{r}) - \varphi(\mathbf{r}))], \end{aligned} \quad (3)$$

где  $C_i^e(\mathbf{r})$  – амплитудные коэффициенты связи;  $n^1(\mathbf{r})$  – нормированный амплитудный профиль ДС;  $\varphi(\mathbf{r})$  – фазовый профиль ДС;  $\mathbf{N}_{r0,1}$  – групповые нормали;  $\Delta K(\mathbf{r})$  – модуль пространственно-неоднородного локального вектора фазовой расстройки  $\Delta \mathbf{K}(\mathbf{r})$ , характеризующей изменение геометрии дифракции вследствие изменения периода неоднородной ДС.

Решение задачи дифракции будем искать для однородного амплитудного профиля  $n^1(\mathbf{r})=1$  и квадрикватричного фазового профиля  $\varphi(\mathbf{r})$ . Рассмотрим случай, когда  $\nabla \varphi(\mathbf{r})$  направлен вдоль вектора решетки  $\mathbf{K}$  (см. рис. 1), что соответствует наклонной ДС. Представим фазовый профиль в виде ряда Тейлора, ограничившись квадратичным членом:

$$\varphi^m(\mathbf{r}) = \varphi + \varphi' \cdot x + 0,5\varphi'' \cdot x^2, \quad (4)$$

где  $\varphi' = K_0$  – среднее значение модуля вектора  $\mathbf{K}$ ;  $0,5\varphi''$  – отклонение модуля вектора  $\mathbf{K}$  от среднего значения, обусловленное неоднородностью фазового профиля ДС.

Переходя к угловым спектрам дифрагировавших пучков, получим решение системы уравнений связанных волн (УСВ) (3) в приближении заданного поля, тогда амплитудное распределение дифрагировавшего в первый порядок пучка

$$E_1(\theta) = E_p(\theta)T_1(\Delta), \quad (5)$$

где введена передаточная функция

$$T_1(\Delta) = \int_0^r C(\mathbf{r}) \cdot n^1(\mathbf{r}) \cdot \exp[i \cdot (\Delta(\delta\theta) \cdot \mathbf{r} + \Delta K(\mathbf{r}))] dr, \quad (6)$$

где  $E_p(\theta)$  – угловой спектр светового поля;  $C(\mathbf{r})$  – амплитудный коэффициент связи;  $\Delta(\delta\theta)$  – относительная фазовая расстройка, характеризующая изменение передаточной функции вследствие отклонения угла падения плосковолнового компонента считывающей волны от угла Брэгга  $\theta_B$ ;  $\delta\theta = \theta - \theta_B$ .

### Численное моделирование

На рис. 2 представлены результаты численного моделирования передаточной функции (6) для различных соотношений  $0,5\varphi''/\varphi'$ .

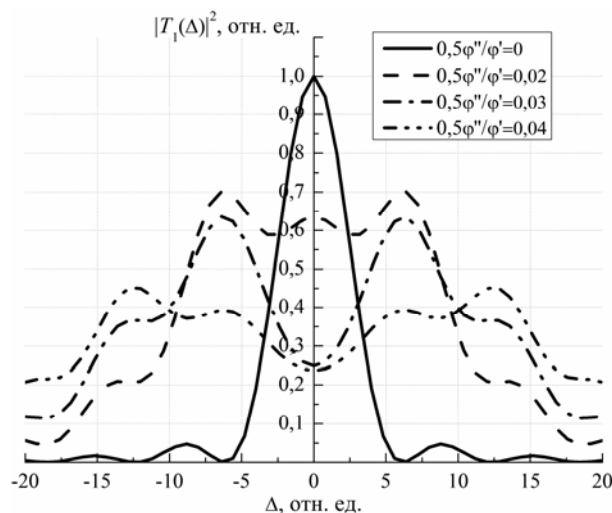


Рис. 2. Дифракционная характеристика

Анализ рис. 2 показывает, что фазовая неоднородность ДС обуславливает изменение формы ее передаточной функции, которая может быть интерпретирована как угловая селективность структуры.

Учет амплитудной неоднородности структуры приведет к дополнительному изменению зависимости  $T_1(\Delta)$  аналогично [13].

### Заключение

Таким образом, в данной работе разработана теоретическая модель дифракции света на неоднородных поляризационных дифракционных ФПМ-ЖК структурах.

Показано, что фазовая неоднородность структур приводит к уширению основного лепестка ее угловой селективности, что соответствует результатам [13], полученным для фазовых дифракционных структур в фотополимерных материалах, не содержащих жидкие кристаллы.

Работа выполнена при поддержке Минобрнауки Российской Федерации в рамках Госзадания на 2017 г. (проект № 3.1110.2017/4.6).

#### Литература

1. Шибаев В. П. Жидкокристаллические полимеры // Соросовский образовательный журнал. – 1997. – №6. – С. 40–48.
2. Довольнов Е.А., Шарангович С.Н. Нелинейная модель записи и считывания голографических дифракционных решеток пропускающего типа в поглощающих фотополимерах. – 2: Численное моделирование и эксперимент // Изв. вузов. Физика. – 2005. – Т. 48, № 7. – С. 85–92.
3. Семкин А.О., Шарангович С.Н. Взаимодействие световых пучков с голографическими фотонными ФПМ-ЖК структурами при неоднородном управляющем электрическом поле // Изв. вузов. Физика. – 2013. – Т. 56, № 9-2. – С. 21–24.
4. Ноздревых Б.Ф. Векторная модель дифракции света на электрически-управляемых неоднородных дифракционных структурах в фотополимеризующихся жидкокристаллических композиционных материалах / Б.Ф. Ноздревых, С.В. Устюжанин, С.Н. Шарангович // Доклады ТУСУРа. – 2007. – Т. 2. – С. 192–197.
5. Ноздревых Б.Ф. Дифракционные характеристики пропускающих неоднородных фотонных структур в фотополимеризующихся жидкокристаллических композиционных материалах / Б.Ф. Ноздревых, С.В. Устюжанин, С.Н. Шарангович // Доклады ТУСУРа. – 2010. – Т. 1, № 2. – С. 109–117.
6. Семкин А.О., Шарангович С.Н. Дифракционные характеристики фотонных ФПМ-ЖК структур при сложной дискретной пространственной неоднородности управляющего поля // Доклады ТУСУРа. – 2014. – № 1 (31). – С. 136–142.
7. Евтихийев Н.Н. Информационная оптика: учеб. пособие. – М.: Изд-во МЭИ, 2000. – 612 с.
8. Дифракция света на поляризационных голографических решетках, записанных в жидкокристаллических композитах / Г.М. Жаркова, А.П. Петров, С.А. Стрельцов, В.М. Хачатурян // Жидкие кристаллы и их практическое использование. – 2011. – №1(35). – С. 36–43.
9. Жаркова Г.М. Электрооптические и динамические свойства поляризационных голографических решеток, сформированных в жидкокристаллических композитах / Г.М. Жаркова, С.А. Стрельцов, В.М. Хачатурян // Жидкие кристаллы и их практическое использование. – 2013. – №1(43) – С. 28–35.
10. Semkin A.O. Model of the formation of holographic polarization gratings in PDLC taking into account light-induced absorption changes and strong surface adhesion / A.O. Semkin, S.N. Sharangovich // Pacific Science Review A: Natural Science and Engineering. – 2015. – №17. – PP. 1–6.
11. Semkin A.O. Multibeam holographic formation of the polarization photonic structures in polymer-dispersed liquid crystals / A.O. Semkin, S.N. Sharangovich // Physics Procedia. – 2015. – № 70. – PP. 791–794.
12. Semkin A.O. Analytical model of light beam diffraction on holographic polarization spatially inhomogeneous photonic PDLC structures / A.O. Semkin, S.N. Sharangovich // Physics Procedia. – 2015. – № 73. – PP. 41–48.
13. Довольнов Е.А. Теоретическое и экспериментальное исследование записи и считывания амплитудно-неоднородных голографических решеток с изменяющимся периодом в фотополимерном материале / Е.А. Довольнов, С.Н. Шарангович // Известия вузов. Физика. – 2005. – Т. 48, №6. – С. 79–80.

---

#### Малышева Диана Игоревна

Студентка магистратуры каф. сверхвысокочастотной и квантовой радиотехники (СВЧиКР) ТУСУРа  
Тел.: +7-953-922-65-97  
Эл. почта: di.1992\_92@mail.ru

#### Семкин Артем Олегович

Ассистент каф. СВЧиКР ТУСУРа  
Тел.: +7-923-427-59-95  
Эл. почта: a.o.semkin@gmail.com

#### Шарангович Сергей Николаевич

Канд. физ.-мат. наук, профессор,  
зав. каф. СВЧиКР ТУСУРа  
Тел.: +7-913-822-86-44  
Эл. почта: shr@tusur.ru

Malisheva D.I., Semkin A.O., Sharangovich S.N.

#### Diffraction characteristics of holographic polarization PDLC structures with non-uniform phase profile

In this work we have developed the analytical model of light beam diffraction on phase-inhomogeneous polarization diffraction structures in polymer-dispersed liquid crystals. Numerical simulations, made on the basis of developed model for structure with uniform amplitude and quasi quadratic profiles, show that the structure's non-uniformity leads to its angular selectivity changes.

**Keywords:** polymer-dispersed liquid crystals, holography, diffraction structures, phase profile.

УДК 535.421:773.93

А.О. Семкин, С.Н. Шарангович, Е.В. Васильев,  
И.А. Викулина, К.О. Гусаченко, Д.И. Дудник

## Экспериментальное исследование голографических дифракционных ФПМ-ЖК-структур

Представлены результаты исследования зависимости дифракционной эффективности голографических дифракционных структур в фотополимерно-жидкокристаллических материалах от азимута поляризации считывающего излучения и от температуры их формирования. В исследованных образцах концентрация жидких кристаллов составляла 25 и 30% мас. Показана анизотропия оптических свойств записанных структур и возможность управления их дифракционной эффективностью путем нагрева образца. Формирование дифракционных структур выполнялось с помощью He-Ne лазера с длиной волны излучения 633 нм.

**Ключевые слова:** фотополимерно-жидкокристаллические материалы, ФПМ-ЖК, дифракционная эффективность, дифракционная решетка, фотополимер, жидкий кристалл, дифракция.

**doi:** 10.21293/1818-0442-2017-20-1-29-32

В настоящее время оптические элементы на основе систем дифракционных решеток и волноводных каналов, выполненных на одной подложке, находят самое широкое применение. В связи с этим поиск новых материалов, перспективных с точки зрения формирования в них подобных структур и управления их оптическими свойствами, представляется весьма актуальным. Всё более широкое применение находят фотополимеризующиеся материалы (ФПМ). Современные ФПМ прозрачны и при этом обладают высокой светочувствительностью: процесс фотополимеризации эффективно протекает при воздействии видимого излучения с интенсивностью в единицы Вт/м<sup>2</sup>.

Большой интерес, проявляемый в настоящее время к голографическим дифракционным структурам (ГДС), записанным в композиционных фотополимерно-жидкокристаллических материалах (ФПМ-ЖК), обусловлен в том числе простотой и невысокой стоимостью создания динамически управляемых, селективных по углу, длине волны и поляризации падающего излучения дифракционных элементов [1–8] и волноводных каналов [9–11] на их основе

Наиболее распространенным методом формирования дифракционных структур в ФПМ-ЖК является голографический способ [1–8, 12–15].

В [12–15] было показано, что дифракционные и селективные характеристики ГДС зависят от состава ФПМ-ЖК-композиции и условий записи. Кроме этого, данными характеристиками можно управлять путем воздействия внешнего электрического поля.

Также в [15] исследовано влияние температуры на процессы формирования дифракционных структур в ФПМ-ЖК. Показано, что нагрев образца ФПМ-ЖК до температуры перехода жидких кристаллов (ЖК) в жидкую фазу может способствовать увеличению дифракционной эффективности записанной структуры. Данный эффект обусловлен более высокой подвижностью молекул ЖК в жидкой фазе и соответственно более полным разделением фаз во время записи.

Целью данной работы является исследование зависимости дифракционной эффективности голографической дифракционной структуры (ГДС) в ФПМ-ЖК от азимута поляризации считывающего излучения и исследование влияния температурного воздействия на характеристики ГДС.

Экспериментальные образцы изготавливались в Новосибирском институте органической химии им. Н.Н. Ворожцова [1]. Компонентный состав предполимерной композиции приведен в таблице.

**Состав предполимерной композиции**

| Наименование вещества                | Назначение              |
|--------------------------------------|-------------------------|
| 4-Пентил-4'-бифенилкарбонитрил (5СВ) | Жидкий кристалл (ЖК)    |
| Акрилоилморфолин                     | Мономер                 |
| 1,4-бис(акрилоил)пиперазин           | Сшивающий мономер       |
| Метиленовый голубой                  | Краситель-сенсбилизатор |
| 6-этокси-2-меркаптобензотиазол       | Со-инициатор            |
| 1-(4-гидроксифенил)-1Н-тетразол-тиол | Со-инициатор            |
| Поливинилацетат                      | Полимерная матрица      |

Указанные компоненты смешивались в органических растворителях до получения гомогенного раствора, затем полученная композиция методом полива наносилась на стеклянную подложку, высушивалась до полного испарения растворителя и накрывалась второй стеклянной подложкой. Толщина исследуемых образцов –  $(0,07-0,1) \times 10^{-3}$  м. Концентрация молекул жидкого кристалла составляла 25 и 30% мас.

Компоненты подбирались таким образом, чтобы показатель преломления фотополимеризующейся составляющей композиции на длине волны используемого лазера ( $n_p \approx 1,54$ ) был близок к обычному показателю преломления жидкого кристалла при комнатной температуре ( $n_{lc}^o \approx 1,532$ ). Необыкновенный показатель преломления ЖК –  $n_{lc}^e \approx 1,72$ .

Формирование ГДС производилось двумя пучками гелий-неонового лазера (длина волны  $0,633 \times 10^{-9}$  м, круговая поляризация, мощность излучения лазера – не более  $10^{-3}$  Вт, диаметр поперечного сечения пучков  $\sim 2 \times 10^{-3}$  м). Установкой поляризатора на выходе лазера поляризация записывающего поля преобразовывалась в линейную. Векторы поляризации параллельны друг другу и перпендикулярны плоскости падения. Пространственный период формируемых ГДС (определенный из геометрии записи) составлял  $1,2 \times 10^{-3}$  м.

На рис. 1 представлена схема экспериментальной установки.

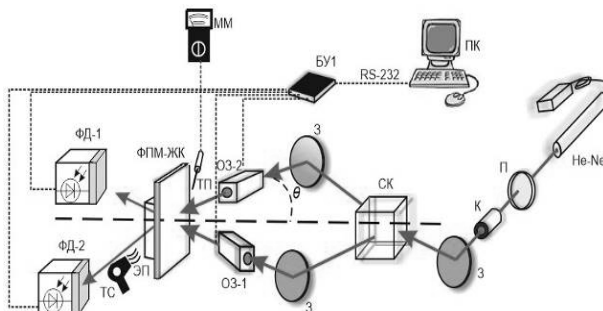


Рис. 1. Схема экспериментальной установки формирования ГДС: He-Ne – лазер; П – поляризатор; К – коллиматор; З – зеркало; СК – светоделительный кубик; ОЗ-1,2 – оптические затворы; ФПМ-ЖК – экспериментальный образец; ФД-1,2 – фотодиоды; БУ-1 – блок управления; ПК – персональный компьютер; ЭП – элемент Пельтье; ТП – термопара; ММ – мультиметр; ТС – термовоздушная станция

Для считывания ГДС перекрывался один из оптических затворов установки (ОЗ-1, см. рис. 1). При этом на выходе ГДС наблюдалась картина дифракции Брэгга с двумя яркими максимумами излучения. Для определения зависимости дифракционной эффективности (ДЭ) от направления вектора поляризации считывающего излучения (менялось путем вращения поляризатора П, см. рис. 1) измерялся фототок фотодиодов (ФД, см. рис. 1). ДЭ ГДС определяется выражением:

$$\eta(\alpha) = \frac{I_d(\alpha)}{I_d(\alpha) + I_t(\alpha)} \cdot 100\%, \quad (1)$$

где  $\eta(\alpha)$  – дифракционная эффективность;  $\alpha$  – угол поворота поляризатора (П, см. рис. 1), соответствует изменению азимута поляризации считывающего излучения;  $I_d(\alpha)$  – интенсивность дифрагировавшего пучка;  $I_t(\alpha)$  – интенсивность прошедшего пучка.

Угол поворота поляризатора изменялся от 0 до 360° с шагом в 5°, данное действие повторялось до 4 раз. В каждом образце было сформировано несколько дифракционных структур.

Результаты экспериментов по исследованию зависимости ДЭ от угла поворота поляризатора при комнатной температуре (22–24 °С) приведены на рис. 2–5.

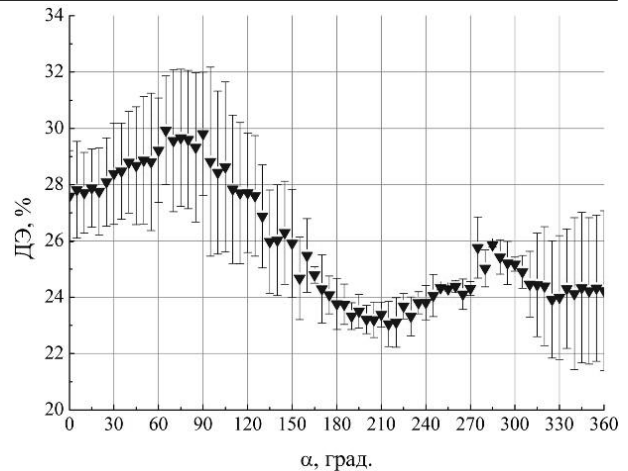


Рис. 2. Зависимость дифракционной эффективности от угла поворота поляризатора для образца с 25% ЖК, структура №1

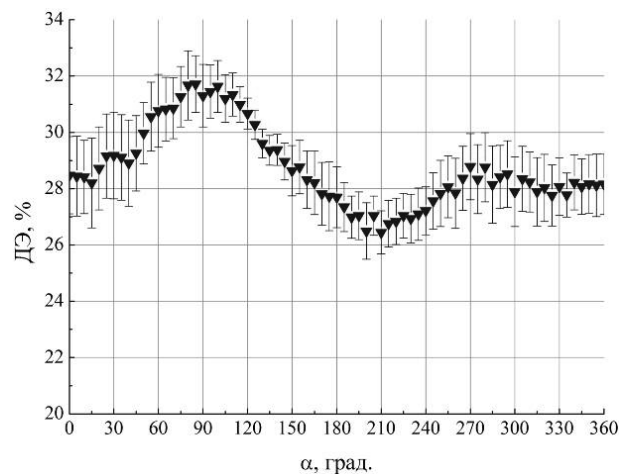


Рис. 3. Зависимость дифракционной эффективности от угла поворота поляризатора для образца с 25% ЖК, структура №2

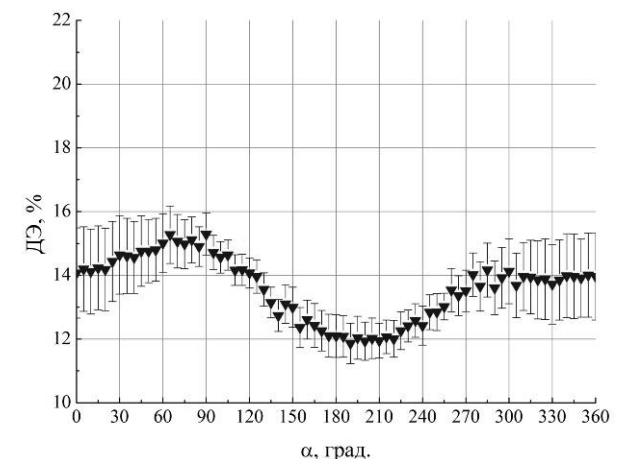


Рис. 4. Зависимость дифракционной эффективности от угла поворота поляризатора для образца с 25% ЖК, структура №3

Различие значений дифракционной эффективности различных ГДС в образце можно объяснить неоднородностью нанесенной композиции. Наличие локальных минимумов и максимумов зависимости (характерное для всех экспериментов на каждой

структуре), вероятно, обусловлено формированием в образце каплей ЖК аналогично [12], а также отклонением ориентации молекул ЖК в каплях от преимущественного направления.

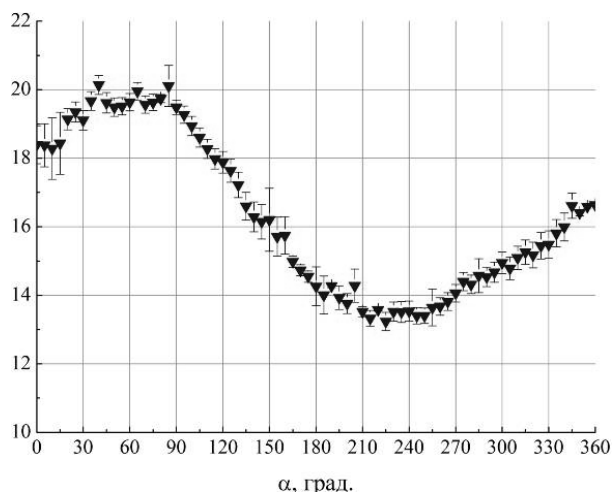


Рис. 5. Зависимость дифракционной эффективности от угла поворота поляризатора для образца с 30% ЖК, структура №1

Далее были проведены исследования температурной зависимости ДЭ.

С помощью элемента Пельтье (ЭП, см. рис. 1) происходило нагревание большой области образца, температура контролировалась при помощи термпары (ТП), подключенной к мультиметру (ММ).

Термовоздушная станция (ТС) использовалась для локального нагревания образца в точке, где формировалась дифракционная структура.

Была исследована дифракционная эффективность ГДС при воздействии температуры на образец с концентрацией молекул ЖК 30% мас.

В первом эксперименте образец до начала записи был нагрет до 70 °С. Затем без снижения температуры в нем была сформирована ГДС. При проведении считывания структуры дифракционная эффективность была близка к нулю (порядка 1–0,5%).

Во втором эксперименте температура была снижена до 50–40 °С. Дифракционная эффективность так же была близка к нулю (порядка 1–0,5%).

Далее запись структуры производилась при комнатной температуре (22–24 °С). После завершения формирования ГДС образец нагревался до 40 °С. При нагревании фототок, соответствующий дифрагированному пучку, начал уменьшаться, дифракционная эффективность уменьшилась относительно показаний без нагрева до 2–4%.

Дифракционная эффективность ГДС, записанной в фотополимерной композиции, не содержащей жидких кристаллов, при нагреве оставалась такой же, как и без нагрева, и составляла 20–30%.

Анализ полученных результатов позволяет сделать следующие выводы.

Во-первых, увеличение массовой доли ЖК в образце с 25 до 30% уменьшает дифракционную эффективность ГДС. Данный эффект наблюдался ранее в [1].

Во-вторых, эффективность записанной дифракционной структуры зависит от поляризации считывающего излучения, что говорит об анизотропии оптических свойств материала. Из зависимостей на рис. 2–5 видно, что в образце с массовой долей ЖК 25% имеется два максимума ДЭ в области 90 и 270°, а также два минимума в области 0 и 180°. В образце с 30% долей ЖК наблюдается максимум ДЭ только в области 90° и минимум в области 250–270°. Различия в азимутах поляризации, соответствующих минимумах и максимумах дифракционной эффективности (см. рис. 2–5), вероятно, обусловлено различием ориентации каплей ЖК и соответственно оптической оси материала в двух исследуемых образцах. Результаты соответствуют полученным ранее другими авторами для других композиций [16, 17].

В-третьих, было показано, что разработанная фотополимерная композиция, содержащая ЖК, меняет свои свойства при повышении температуры во время процесса записи, что приводит к снижению дифракционной эффективности, в отличие от результатов [15]. С другой стороны, в фотополимерной композиции, не содержащей ЖК, структура формируется и при нагреве образца. То есть температурную чувствительность композиции обуславливает именно наличие жидкого кристалла. При этом при нагреве образца после завершения процесса записи его ДЭ снижается. Аналогичные результаты были получены в [18] для поляризационных дифракционных структур.

Таким образом, описанная фотополимеризующая композиция позволяет голографически формировать дифракционные структуры. При этом, наличие в ней молекул термотропного нематического жидкого кристалла обуславливает анизотропию ее оптических свойств, а также их температурную зависимость.

Работа выполнена при поддержке Минобрнауки Российской Федерации в рамках Госзадания на 2017 г. (проект № 3.1110.2017/4.6), а также при частичной финансовой поддержке РФФИ (проект № 16-32-50082).

#### Литература

1. Семкин А.О. Экспериментальное исследование формирования и считывания неоднородных голографических ФПМ-ЖК структур / А.О. Семкин, С.Н. Шарангович, Е.В. Васильев, В.В. Шелковников // Ученые записки физического факультета Московского университета. – 2015. – № 4. – С. 154304-1–154304-3.
2. Семкин А.О. Голографическое формирование поляризационных фотонных структур в капсулированных полимером жидких кристаллах / А.О. Семкин, С.Н. Шарангович, Д.И. Малышева и др. // Изв. вузов. Физика. – 2015. – Т. 58. – № 11/3. – С. 35–39.
3. Семкин А.О. Дифракция света на фотонных ФПМ-ЖК структурах при воздействии плавно пространственно неоднородного электрического поля / А.О. Семкин, С.Н. Шарангович, К.В. Волченко и др. // Изв. вузов. Физика. – 2015. – Т. 58. – № 11/3. – С. 88–91.
4. Семкин, А.О. Дифракция световых пучков на голографических поляризационных фотонных ФПМ-ЖК



структурах при воздействии пространственно неоднородного электрического поля / А.О. Семкин, С.Н. Шарангович // Изв. вузов. Физика. – 2015. – Т. 58, №8/3. – С. 239–244

5. Семкин А.О. Голографическое формирование неоднородных дифракционных структур в ФПМ-ЖК с учетом фотополимеризационно-диффузионного и поляризационного механизмов записи / А.О. Семкин, С.Н. Шарангович // Электронные средства и системы управления: матер. докладов X Междунар. науч.-практ. конф. 12–14 ноября 2014 г. – Томск, 2014. – Ч. 1. – С. 180–189.

6. Ноздреватых Б.Ф. Дифракционные характеристики пропускающих неоднородных фотонных структур в фотополимеризующихся жидкокристаллических композиционных материалах / Б.Ф. Ноздреватых, С.В. Устюжанин, С.Н. Шарангович // Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. – 2010. – Т. 1, № 2. – С. 109–117.

7. Семкин А.О. Взаимодействие световых пучков с голографическими фотонными ФПМ-ЖК структурами при неоднородном управляющем электрическом поле / А.О. Семкин, С.Н. Шарангович // Изв. высш. учеб. завед. Физика. – 2013. – Т. 56. – № 9/2. – С. 21–24.

8. Семкин А.О. Дифракционные характеристики фотонных ФПМ-ЖК-структур при сложной дискретной пространственной неоднородности управляющего поля / А.О. Семкин, С.Н. Шарангович // Доклады ТУСУРа. – 2014. – № 1 (31). – С. 136–142.

9. Mensov S.N. Waveguiding elements optical formation at light beams interaction in transparent photopolymerizable compositions / S.N. Mensov, Yu.V. Polushtaytsev // CAOL–2005, 12–17 September 2005, Yalta, Crimea, Ukraine. – PP. 137–139.

10. Менсов С.Н. Оптическое формирование стабильных волноведущих структур из фотополимеризующейся композиции с неполимеризующимся компонентом / С.Н. Менсов, Ю.В. Полуштайцев // Квантовая электроника. – 2012. – №6. – С. 545–550.

11. Hybrid Photonic Integration on a Polymer Platform / Z. Zhang, D. Felipe, V. Katopodis et al. // Photonics. – 2015. – №2. – PP. 1005–1026.

12. Liquid crystal photopolymer composite with a periodic structure / G.M. Zharkova, I.V. Samsonova, S.A. Streltsov et al. // Optoelectronics, Instrumentation and Data Processing. – 2004. – Vol. 40, № 1. – PP. 76–81.

13. Sutherland R.L. Polarization and switching properties of holographic polymer dispersed liquid-crystal grating. I. Theoretical model // JOSA B. – 2002. – Vol. 19, № 12. – PP. 2995–3003.

14. Mass transfer processes induced by inhomogeneous photo-polymerization in a multicomponent medium / R. Caputo, A.V. Sukhov, N.V. Tabirian et al. // Chemical Physics. – 2001. – № 217. – PP. 323–335.

15. Abbate G. Dynamical electro-optical characterization of polycrystalline gratings / G. Abbate, A. Marino, F. Vita // Acta physica polonica A. – 2003. – Vol. 103, № 2–3. – PP. 177–186.

16. Жаркова Г.М. Поляризационная зависимость дифракционной эффективности голографически сформированных полимерно-жидкокристаллических объемных решеток / Г.М. Жаркова, И.В. Самсонова, В.М. Хачатурян // Жидкие кристаллы и их практическое использование. – 2008. – №2(24). – С. 46–53.

17. Sutherland R.L. Polarization and switching properties of holographic polymer dispersed liquid-crystal grating. II. Experimental investigation // JOSA B. – 2002. – Vol. 19, № 12. – PP. 3004–3012.

18. Влияние температуры на свойства поляризационных голографических решеток, сформированных в жидкокристаллических композитах / Г.М. Жаркова, А.П. Петров, С.А. Стрельцов, В.М. Хачатурян // Автометрия. – 2012. – Т. 48, №4. – С. 55–59.

#### **Семкин Артем Олегович**

Ассистент каф. сверхвысокочастотной и квантовой радиотехники (СВЧКР) ТУСУРа  
Тел.: +7-923-427-59-95  
Эл. почта: a.o.semkin@gmail.com

#### **Шарангович Сергей Николаевич**

Канд. физ.-мат. наук, зав. каф. СВЧКР ТУСУРа  
Тел.: +7 (382-2) 41-36-43  
Эл. почта: shr@tusur.ru

#### **Васильев Евгений Владимирович**

Канд. хим. наук, с.н.с.  
лаб. органических светочувствительных материалов  
Новосибирского института органической химии  
им. Н.Н. Ворожцова СО РАН  
Тел.: +7 (383-3) 30-96-42, доп. 4-08  
Эл. почта: johnmail@ngs.ru

#### **Викulina Ирина Андреевна**

Студентка каф. СВЧКР ТУСУРа  
Тел.: +7-952-161-82-24  
Эл. почта: irinavickulina@yandex.ru

#### **Гусаченко Ксения Олеговна**

Студентка каф. СВЧКР ТУСУРа  
Тел.: +7-913-888-41-13  
Эл. почта: ksusha-27.96@mail.ru

#### **Дудник Дмитрий Игоревич**

Студент каф. СВЧКР ТУСУРа  
Тел.: +7-923-412-00-96  
Эл. почта: drinza10@gmail.com

Semkin A.O., Sharangovich S.N., Vasilyev E.V.,  
Vikulina I.A., Gusachenko K.O., Dudnik D.I.

#### **Experimental investigations of holographic diffraction PDLC structures**

In this work we investigated the diffraction efficiency of holographic structures formed in polymer-dispersed liquid crystals and its dependence on temperature and polarity of the reading light. Liquid crystal's concentration in investigated samples was 25 and 30% wt. We have shown the anisotropy of optical properties and the ability to control the diffraction efficiency by heating the sample. Diffraction structures was formed by He-Ne laser with wavelength 633 nm.

**Keywords:** PDLC, diffraction efficiency, diffraction grating, polarity, photopolymer, liquid crystal, diffraction.

УДК 621.391.64

В.А. Варданян

## Определение максимального количества поднесущих каналов в волоконно-оптических системах передачи с прямым фотодетектированием

Рассматриваются передача по оптическому волокну частотно-разделенных поднесущих каналов с разными форматами модуляции и оценка качества приема сигналов после фотодетектирования. Исследуется влияние на Q-фактор усиленного спонтанного шума оптического усилителя, находящегося на передающей стороне и, возникающее в волокне явление четырехволнового смещения.

**Ключевые слова:** волоконно-оптические системы передачи, частотное разделение каналов, поднесущий канал, четырехволновое смещение, ВОСП, ЧРК, ЧВС.

**doi:** 10.21293/1818-0442-2017-20-1-33-37

В последнее время растет интерес к методам частотного разделения каналов в волоконно-оптических системах передачи (ВОСП). Особый интерес представляют оптические когерентные системы передачи с частотным разделением поднесущих каналов, которые позволят в будущем многократно увеличить пропускную способность оптического волокна [1, 2]. В таких системах при передаче информации на сверхдальние расстояния успешно компенсируется хроматическая дисперсия, что важно для организации связи между дата-центрами и востребовано операторами магистральных линий связи. С другой стороны современные сети доступа основаны на технологии пассивных оптических сетей (PON-Passive Optical Network), где активное оборудование присутствует только на оконечных пунктах передачи или приема [3].

Для сетей доступа, в которых количество пользователей, скорость передачи и набор предоставляемых мультисервисных услуг интенсивно растут, применение технологии когерентного приема в приемной части пользовательского оборудования на сегодняшний день экономически невыгодно, так как использование более сложного оборудования приводит к удорожанию всей сети. Для дальнейшего развития сетей доступа и повышения их пропускной способности альтернативой когерентному приему может стать применение прямого фотодетектирования на приемной стороне совместно с использованием широкополосной аппаратуры в диапазоне радиочастот (РЧ) и СВЧ. Кроме этого, возможность формирования поднесущих каналов разного формата модуляции, отсутствие каких-либо протоколов и схем синхронизации позволит операторам беспроводных сетей «доставлять» сигналы в диапазоне РЧ и СВЧ (без преобразования) на базовые станции или непосредственно к мобильному терминалу абонента. Поднесущие каналы могут формироваться с помощью разных цифровых методов модуляции, например: фазовой манипуляции или бинарной фазовой модуляции (Binary Phase-Shift Keying – BPSK), амплитудно-импульсной модуляции (Amplitude-Shift Keying – ASK), квадратурно-фазо-

вой модуляции (Quadrature Phase-Shift Keying – QPSK), квадратурно-амплитудной модуляции (Quadrature Amplitude Modulation – QAM) разного уровня.

Существует два способа формирования многоканального сигнала для передачи по оптическому волокну. В первом случае в диапазонах СВЧ и РЧ формируется групповой многоканальный сигнал с использованием частотного мультиплексирования каналов – FDM (Frequency Division Multiplexing) с последующим «переносом» в оптический диапазон с помощью модуляции оптической несущей [4]. Для эффективного использования оптического спектра, концентрации энергии в поднесущих каналах и для уменьшения шумов используется оптическая однополосная модуляция лазерного излучения [4, 5]. Частотный интервал между поднесущими каналами выбирается из условия безошибочного выделения на приемной стороне канальных сигналов, что реализуется методом фильтрации (демодуляции).

Возможно также использование технологии мультиплексирования ортогональных (Orthogonal) поднесущих каналов. В этом случае частотные полосы поднесущих каналов взаимно перекрываются, что позволяет уменьшить, по сравнению с методом фильтрации каналов, как минимум в два раза величину частотного интервала между поднесущими каналами и увеличить количество поднесущих каналов. Данная технология реализована на хорошо разработанных аппаратно-программных методах цифровой обработки сигналов. Она положительно зарекомендовала себя в проводных (xDSL – Digital Subscriber Line) и беспроводных системах передачи. В этой технологии частотный диапазон разбивается между поднесущими каналами, количество которых может достигать тысячи [6].

Во втором случае формирование группового многоканального сигнала происходит в оптическом диапазоне с помощью объединения сигналов от разных оптических поднесущих каналов. Оптические поднесущие могут генерироваться от одного лазерного источника излучения и далее модулироваться информационными сигналами [7, 8]. Такой способ

мультиплексирования часто называют оптическим частотным разделением каналов (Optical FDM). Здесь также возможно применение технологии мультиплексирования ортогональных оптических поднесущих каналов, что является перспективой в оптических сетях [8].

Так как для формирования группового многоканального сигнала используется частотное разделение каналов, для упрощения описания обозначим такую систему ВОСП-FDM. Для увеличения пропускной способности ВОСП-FDM необходимо увеличивать количество поднесущих каналов при требуемом частотном интервале между поднесущими. Однако увеличение количества каналов, следовательно, и уровня мощности оптического сигнала приводит к появлению нелинейных явлений в оптическом волокне. Из-за относительно малого уровня оптической мощности, приходящейся на один поднесущий канал, а также достаточно близкого размещения в спектре поднесущих каналов в ВОСП-FDM основным нелинейным источником помех является четырехволновое смешение (ЧВС, англ. FWM – Four Wave Mixing), возникающее в оптическом волокне [9]. Для компенсации потерь группового многоканального сигнала, распространяющегося по оптическому волокну, на передающей стороне используются оптические усилители, однако их шумовые характеристики также влияют на качество передачи сигнала.

В данной работе приводится оценка влияния шума усилителя и явления четырехволнового смешения на качество передачи поднесущих каналов. Показателем качества сигнала принят Q-фактор. Целью работы является определение максимального количества поднесущих каналов ВОСП-FDM при использовании прямого фотодетектирования на приемной стороне при заданном Q-факторе.

#### Описание ВОСП-FDM

Структурная схема ВОСП-FDM представлена на рис. 1. В передающей части системы показано формирование многоканального сигнала в предположении, что оптические частоты  $f_0 + f_i$  уже сгенерированы аппаратурой передачи [7, 8], где  $f_0$  – центральная частота излучения лазера, а  $f_i$  – центральные частоты поднесущих каналов  $i$  ( $i=1,2,3...N$ ). В данной работе предполагается равномерное размещение в спектре поднесущих каналов с частотным интервалом  $|f_i - f_{i-1}| = \Delta f$ . Информационные сигналы  $S_i$  поступают на соответствующие модуляторы (Mod), на другие входы которых поданы поднесущие частоты  $f_0 + f_i$ . На выходах модуляторов можно получать оптические сигналы разных форматов модуляции [4, 5].

В данной работе предполагаем, что все поднесущие каналы имеют одинаковый формат модуляции. После мультиплексирования (MUX) оптических поднесущих каналов окончательно формируется многоканальный оптический сигнал, который

поступает на оптический усилитель (ОУ). В настоящее время коммерчески доступны и широко используются эрбиевые оптические усилители (Erbium-Doped Fiber Amplifier – EDFA). Усиленный оптический сигнал вводится в оптическое волокно и распространяется на расстояние  $L$ , на котором находится приемная аппаратура. После фотодетектирования (ФД) происходит демодуляция (Demod) сигналов поднесущих каналов.

Целью работы является исследование Q-фактора в поднесущих каналах после фотодетектора и определение максимально возможного количества каналов при заданных требованиях к системе передачи. Отметим, что для обеспечения вероятности ошибки (BER – Bit Error Rate) менее  $10^{-12}$  величина Q-фактора должна превышать 17 дБ. Это справедливо при предположении, что в аппаратуре ВОСП-FDM не применяется прямая или упреждающая коррекция ошибок FEC (Forward Error-Correction Coding) [10, 11].

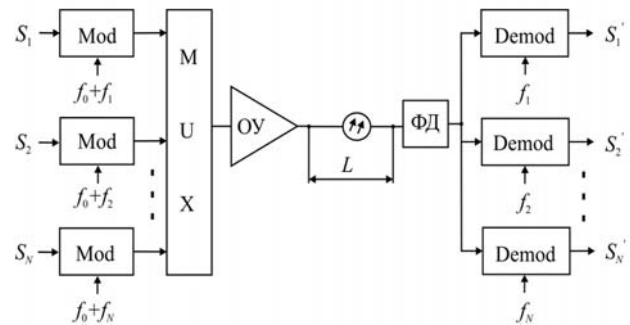


Рис. 1. Структурная схема волоконно-оптической системы передачи с частотным разделением каналов и прямым фотодетектированием

#### Расчетная часть

На приемной стороне при фотодетектировании спонтанный шум ОУ, достигший приемной стороны, смешивается с полезным сигналом, и на выходе ФД появляется так называемый шум усиленной спонтанной эмиссии «ASE» (Amplified Spontaneous Emission). Следовательно, качество сигнала поднесущего канала на приеме из-за влияния шума усиленной спонтанной эмиссии определяется [12]

$$Q_{ASE} = \frac{\sqrt{P(\Delta u_n)_{\min}}}{2N\sqrt{h(f_0 + f_i)\Delta f}}, \quad (1)$$

где  $P$  – средняя оптическая мощность на входе оптического волокна;  $N$  – количество поднесущих каналов;  $h$  – постоянная Планка;  $f_0 + f_i \approx f_0$  – оптическая частота сигнала;  $F$  – коэффициент шума ОУ (при расчетах принят  $F = 6$  дБ);  $(\Delta u_n)_{\min}$  – минимальное расстояние между символами информационных данных (таблица).

Соотношение (1) справедливо, если частотный интервал между поднесущими каналами совпадает с частотной полосой поднесущего канала (наихудший случай), что соответствует передаче ортогональных поднесущих. При использовании неортогональных

поднесущих каналов (1) переоценивает влияние усиленного спонтанного шума почти на 1,5 дБ. Как видно из (1), увеличение частотного интервала между поднесущими  $\Delta f$  и количества каналов  $N$  уменьшают  $Q_{ASE}$ .

**Нормированные минимальные расстояния между символами**

| Формат модуляции | $(\Delta u_n)_{\min}$ |
|------------------|-----------------------|
| BPSK             | 2                     |
| ASK              | 1                     |
| QPSK             | $\sqrt{2}$            |
| QAM-16           | $\sqrt{2}/3$          |
| QAM-64           | $\sqrt{2}/7$          |
| QAM-256          | $\sqrt{2}/15$         |

В качестве наглядных примеров на рис. 2 показано семейство кривых, соответствующих зависимостям  $Q_{ASE}$  от  $\Delta f$  для поднесущих каналов с форматом модуляции QPSK при уровне мощности  $P = +10$  дБм на входе стандартного одномодового оптического волокна (SSMF – Standard Single Mode Fiber) длиной  $L = 20$  км и при разном количестве каналов ( $N = 131, 353, 1114$ ).

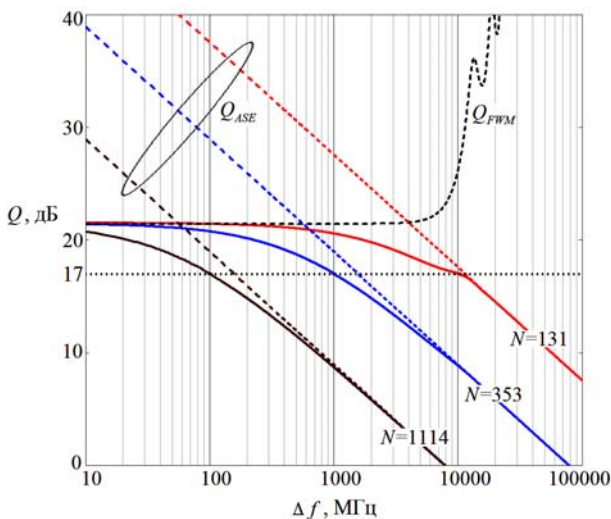


Рис. 2. Зависимость Q-фактора от частотного интервала между поднесущими каналами формата QPSK при разном количестве каналов, при  $P = +10$  дБм,  $L = 20$  км, волокно SSMF

Как видно из рис. 2, для передачи  $N \geq 131$  поднесущих каналов необходимо выбрать частотный интервал  $\Delta f \leq 10$  ГГц. Следовательно, усиленный спонтанный шум является ограничивающим фактором для выбора частотного интервала между поднесущими. С другой стороны, как видно из (1), увеличение мощности на входе волокна уменьшает влияние усиленного спонтанного шума и улучшает качество передачи сигналов. Однако увеличение уровня суммарной мощности в оптическом волокне приводит к появлению нелинейного явления – ЧВС между каналами. Данное явление ограничивает максималь-

ную канальную мощность, тем самым ограничивая пропускную способность системы в целом.

Для оценки влияния ЧВС на качество передачи сигнала воспользуемся Q-фактором. При однополосной модуляции оптической несущей групповым многоканальным сигналом вся оптическая мощность делится между несущей и поднесущими каналами. Если предположить, что 50% оптической мощности сконцентрировано в несущей [4], то уровень мощности в одном поднесущем канале составит  $\sim P/2N$ . Таким образом, для одного поднесущего канала Q-фактор из-за влияния ЧВС определяется как

$$Q_{FWM} = \left( \frac{P/2N}{P_{FWM}} \right)^{1/2}, \quad (2)$$

где  $P_{FWM}$  – суммарная мощность комбинационных частот, попадающих в канал [13].

Следовательно,

$$Q_{FWM} = \left( \frac{(P/2N)\exp(-\alpha L)}{(P_{ijk}N_{FWM})(f_i+f_j-f_k) + (P_{ijk}N_{FWM})(2f_i-f_k)} \right)^{1/2}, \quad (3)$$

где  $(P_{ijk}N_{FWM})(f_i+f_j-f_k)$  и  $(P_{ijk}N_{FWM})(2f_i-f_k)$  – произведение уровня мощности комбинационных частотных продуктов  $P_{ijk}$  вида  $f_i+f_j-f_k$  и  $2f_i-f_k$  и числа этих продуктов  $N_{FWM}$ , попадающих в заданный поднесущий канал [14], где  $i, j, k = 1 \dots N$ ,  $\alpha$  – коэффициент затухания оптического волокна. Анализ в [14] показывает, что в худшем состоянии оказывается канал в середине спектра группового сигнала, куда попадает больше продуктов ЧВС, чем в другие каналы. Следовательно, если для этого канала обеспечить требуемое качество, то для других каналов оно будет гарантировано.

На рис. 2 в качестве примера приводится зависимость  $Q_{FWM}$  от  $\Delta f$  для поднесущего канала с форматом модуляции QPSK, находящегося в середине спектральной полосы при уровне мощности +10 дБм на входе SSMF волокна длиной  $L = 20$  км. Отметим сильную зависимость  $Q_{FWM}$  от уровня оптической мощности в относительно низкочастотной области интервала частот  $\Delta f$ . При маленьких частотных интервалах между поднесущими каналами в оптическом волокне возникают сильные четырехволновые взаимодействия между каналами. При  $\Delta f > 20$  ГГц явление ЧВС резко ослабляется и имеет осциллирующий характер.

Так как усиленный спонтанный шум и ЧВС – явления, возникающие независимо друг от друга, то их совместное влияние можно оценить:

$$1/Q = 1/Q_{ASE} + 1/Q_{FWM}. \quad (4)$$

На рис. 2 показаны результирующие кривые (сплошная линия), описывающие зависимость сум-

марного Q-фактора от частотного интервала между поднесущими QPSK формата. Как видно из рис. 2, для обеспечения  $Q \geq 17$  дБ и при уровне оптического сигнала +10 дБм на входе волокна на расстояние 20 км (что соответствует эффективной длине SSMF волокна) можно передать не более 1114 поднесущих каналов с частотным интервалом  $\Delta f = 100$  МГц или 353 каналов с  $\Delta f = 1$  ГГц, или 131 канал с  $\Delta f = 10$  ГГц.

Чтобы оценить максимально возможное количество поднесущих каналов в зависимости от уровня оптической мощности, на входе волокна необходимо решить (4), используя (1) и (3). Были проведены численные расчеты (4) при заданных величинах  $Q = 17$  дБ,  $L = 20$  км для разных канальных форматов модуляции. Для расчетов брались параметры SSMF волокна в спектральном диапазоне «С» и три значения частотного интервала  $\Delta f = 100$  МГц, 1 ГГц, 10 ГГц.

На рис. 3 показаны расчетные значения количества поднесущих каналов формата QPSK в зависимости от уровня входной оптической мощности в волокне при разных частотных интервалах между каналами (метками показаны полученные результаты). Как видим, при относительно малых величинах оптической мощности основным сдерживающим фактором является усиленный спонтанный шум, и для увеличения количества каналов придется увеличивать оптическую мощность на передающей стороне. Однако при уровнях оптической мощности более +10 дБм появляются нелинейные искажения из-за ЧВС, приводящие к резкому ухудшению характеристик системы, а при дальнейшем увеличении оптической мощности – к невозможности передачи канальных сигналов из-за ЧВС. Следовательно, уровень канальной мощности ограничивается сверху максимальным значением, определяемым помехами от ЧВС.

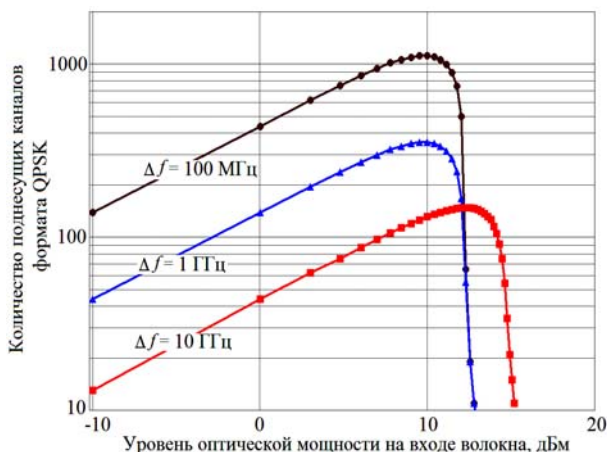


Рис. 3. Зависимость количества поднесущих каналов формата QPSK от уровня оптической мощности на входе SSMF волокна при заданных величинах  $Q = 17$  дБ,  $L = 20$  км

На рис. 4 в виде диаграммы представлены расчетные значения максимального количества подне-

сущих канальных сигналов разных форматов модуляции BPSK, ASK, QPSK, 16-QAM, 64-QAM, 256-QAM с разными частотными интервалами:  $\Delta f = 100$  МГц, 1 ГГц, 10 ГГц. Как видим, наибольшее количество канальных сигналов можно передать с помощью канального формата модуляции BPSK, а наименьшее – с 256-QAM. Однако на практике может возникнуть необходимость обеспечения максимальной канальной пропускной способности и спектральной эффективности, а не увеличения количества каналов. В этом случае необходимо рассматривать разновидности формата модуляции QAM или QPSK. Дальнейшее увеличение пропускной способности ВОСП-FDM возможно при применении методов прямой или упреждающей коррекции ошибок.

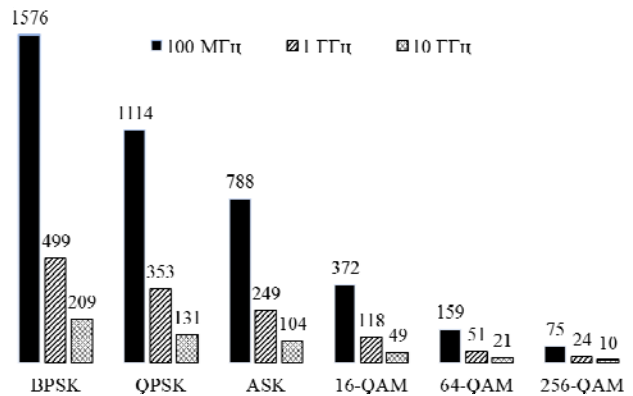


Рис. 4. Максимальное количество поднесущих каналов в зависимости от используемого формата модуляции при разных частотных интервалах между каналами

### Заключение

Рассматривалась волоконно-оптическая система передачи с прямым фотодетектированием на приемной стороне. Передаваемый по оптическому волокну групповой многоканальный сигнал состоял из частотно-мультиплексированных поднесущих каналов. Исследовались влияния усиленного спонтанного шума усилителя и четырехволнового смешения на качество передачи сигналов. Наиболее вредными оказываются помехи, возникающие в оптическом волокне из-за явления четырехволнового смешения. Показано, что они ограничивают максимальный уровень канальной мощности, а также количество каналов в системе. Приводятся результаты расчета максимального количества поднесущих каналов в зависимости от канального формата модуляции. В системах передачи с канальными форматами модуляции BPSK, ASK, QPSK существует возможность организации сотен и даже тысяч каналов. При использовании многоуровневого формата модуляции QAM количество каналов не превышает нескольких сотен, однако при этом увеличивается спектральная эффективность. Расчеты показывают, что при частотных интервалах между поднесущими менее 10 ГГц ограничивающим фактором пропускной способности является четырехволновое смешение, возникающее в оптическом волокне. Увеличение частотного интервала между каналами уменьшает максимальное количество поднесущих каналов, при

этом увеличивается влияние усиленного спонтанного шума оптического усилителя.

Полученные результаты полезны при проектировании волоконно-оптических систем передачи с частотным разделением поднесущих каналов разного формата модуляции и доказывают необходимость учета шумов оптических усилителей и возникающих в оптическом волокне нелинейных явлений, в частности явления четырехволнового смешения.

#### Литература

1. Леонов А. Развитие скоростных DWDM-систем по нескольким поднесущим / А. Леонов, М. Слепцов, В. Трещиков // Первая миля. – 2016. – № 2. – С. 42–48.
2. Lowery A. J. Optical orthogonal division multiplexing for long haul optical communications: A review of the first five years / A.J. Lowery, L.B. Du // Optical Fiber Technology. – 2011. – Vol. 17, № 5. – PP. 421–438.
3. ITU-T Recommendation G.984.1. [https://www.itu.int/rec/dologin\\_pub.asp?lang=e&id=T-REC-G.984.1-200803-I!!PDF-E&type=items](https://www.itu.int/rec/dologin_pub.asp?lang=e&id=T-REC-G.984.1-200803-I!!PDF-E&type=items)
4. Hui R. Subcarrier Multiplexing for High-Speed Optical Transmission / R. Hui, B. Zhu, R. Huang et al. // Journal of Lightwave Technology. – 2002. – Vol. 20, № 3. – PP. 417–427.
5. Smith G.H. Overcoming chromatic dispersion effects in fiber-wireless systems incorporating external modulators / G.H. Smith, D. Novak, Z. Ahmed // IEEE Trans. Microwave Technol. – 1997. – Vol. 45, August. – PP. 1410–1415.
6. Armstrong J. OFDM for Optical Communications // IEEE Journal of Lightwave Technology. – 2009. – Vol. 27, № 3, February. – PP. 189–204.
7. Pataca D.M. Transmission of 1.12 Tb/s superchannel over 452 km fiber / C.L.H. Hecker, C.B.F. Adami, F.D. Simoes, M. Rocha, C.R.F. Oliveira // Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications. – 2013. – Vol. 12, № 2, December. – PP. 524–532.
8. Ma Y. 1-Tb/s single-channel coherent optical OFDM transmission over 600-km SSMF fiber with subwavelength bandwidth access / Y. Ma, Q. Yang, Y. Tang, S. Chen, W. Shieh // Optics Express. – 2009. – Vol. 17, № 11. – PP. 9421–9427.
9. Shneider T. Nonlinear Optic in Telecommunications. – Berlin; Heidelberg: Springer-Verlag, 2004. – 415 p.
10. Листвин В.Н. DWDM системы / В.Н. Листвин, В.Н. Трещиков. – М.: Изд. дом «Наука», 2013. – 300 с.
11. ITU-T Recommendation Series G, Supplement 39 (02/2016). [https://www.itu.int/rec/dologin\\_pub.asp?lang=e&id=T-REC-G.Sup39-201209-S!!PDF-E&type=items](https://www.itu.int/rec/dologin_pub.asp?lang=e&id=T-REC-G.Sup39-201209-S!!PDF-E&type=items)
12. Варданыан В.А. Оценка количества спектральных и поднесущих каналов в волоконно-оптических сетях доступа при однополосной оптической модуляции // Автометрия. – 2016. – Т. 52, № 3. – С. 116–124.
13. Варданыан В.А. Влияние помех от четырехволнового смешения на спектрально разделенные каналы в пассивных оптических сетях доступа // Автометрия. – 2017. – Т. 53, № 1. – С. 63–72.
14. Варданыан В. А. Исследование распределения продуктов четырехволнового смешивания в ВОСП с ЧРК // Вестник СибГУТИ. – 2016. – № 2. – С. 78–84.

---

#### Варданыан Вардгес Андраникович

Канд. техн. наук, доцент каф. многоканальной электросвязи и оптических систем  
Сибирского государственного университета телекоммуникаций и информатики (СибГУТИ)  
Тел.: +7-913-475-05-47  
Эл. почта: vardgesvardanyan@mail.ru

Vardanyan V.A.

#### Estimating the number of subcarrier channels in fiber optic transmission systems with direct photodetection

The performance of a fiber-optic transmission system using subcarrier multiplexing with various modulation formats is investigated. Nonlinear crosstalk of four-wave mixing and optical amplifier spontaneous emission noise influence on Q-factor is considered.

**Keywords:** fiber-optics, frequency division multiplexing, subcarrier multiplexing, four-wave mixing, FDM, OFDM, SCM, FWM.

УДК 536.21

К.В. Короткова, М.А. Романова, С.В. Смирнов

## Температурная и временная стабильность колориметрических параметров полупроводниковых источников света

Установлено влияние температуры и длительности работы полупроводникового источника света на величину цветовой температуры его излучения. Показано, что основной вклад в увеличении её значения дают температурное гашение люминесценции и деградационные процессы в люминофорном покрытии.

**Ключевые слова:** полупроводниковый источник света, кристалл, люминофор, цветовой температура.

**doi:** 10.21293/1818-0442-2017-20-1-38-41

Полупроводниковый источник света представляет собой оптический прибор, преобразующий электрическую энергию в излучение, близкое по спектральному составу к белому свету. Кристалл на основе гетероструктуры GaN-GaInN генерирует монохроматическое излучение длиной волны 450–460 нм, которое с помощью люминофора частично преобразуется в немонахроматическое излучение красно-желтой области спектра. Смесь потоков излучения кристалла и люминофора позволяет получить белый свет с коррелированной цветовой температурой от 3000 до 6000 К. Величина цветовой температуры определяется соотношением потоков излучения в синей и красно-желтой областях спектра. Так как все параметры полупроводникового источника света зависят от температуры кристалла и люминофора, то и цветовой температура источника является термозависимой величиной. Цвет излучения также зависит и от времени эксплуатации источника света: общеизвестен факт смещения цветовой температуры в сторону её увеличения [1].

Для преобразования излучения кристалла в красно-желтый свет используются твердые кристаллические люминофоры, преимущественно на основе порошка из иттрий-алюминиевых и иттрий-гадолиниевых гранатов легированных церием [2]. Порошок, состоит из зерен сферической или неправильной формы размерами в пределах от 3 до 30 мкм. Для обеспечения прочности и технологичности порошок смешивают с кремний–органическим компаундом, который в виде слоя толщиной от 200 до 500 мкм, наносится на поверхность кристалла. Возбуждающее излучение, проходя сквозь слой композита, претерпевает отражение и поглощение на отдельных зернах люминофора. В результате в зернах порошка возникает свечение люминесценции, которое, распространяясь в слое, рассеивается и частично поглощается. Предполагаем, что люминофор является направленно-рассеивающей с преимущественным пропусканием «мутной средой». Тогда, путем сопоставления диаграмм направленности излучения кристалла без люминофора и с люминофором, возможно, определить коэффициенты поглощения и рассеяния излучения покрытия [3, 4]. Таким образом, входящий в люминофор поток излучения из

кристалла испытывает поглощение и рассеяние, а его величина в осевом направлении выражается формулой

$$I(d) = I_{\alpha}(d) + I_{\rho}(d) = I_0 \exp[-(\alpha + \rho)d], \quad (1)$$

$I(d)$  – поток излучения, проходящий через люминофор;  $I_0$  – поток излучения, входящий в люминофор;  $I_{\alpha}(d)$  – поток излучения, поглощенный в люминофоре;  $I_{\rho}(d)$  – поток излучения рассеянный люминофором;  $d$  – толщина слоя люминофора;  $\alpha$  – коэффициент поглощения люминофора;  $\rho$  – коэффициент рассеяния люминофора. Экспериментально установлено, что типичные диапазоны изменения коэффициента поглощения находятся в интервале от 30 до 70 см<sup>-1</sup>, а коэффициента рассеяния – от 20 до 30 см<sup>-1</sup>.

Интенсивность свечения люминофора зависит не только от величины поглощенного потока излучения, но и от температуры: чем выше рабочая температура, тем слабее свечение. Для эффекта термического гашения люминесценции характерно уменьшение выходной оптической мощности за счет увеличения вероятности безызлучательных переходов. Рабочая температура люминофора зависит как от температуры окружающей среды, так и от температуры поверхности полупроводникового кристалла. Кроме того, разогрев люминофора может происходить под воздействием поглощенного в нем излучения кристалла.

Повышение температуры окружающей среды неоднозначно влияет на изменение величины суммарного внешнего квантового выхода источника света. Так, зависимость светового потока от температуры кристалла без люминофора может быть описана с помощью известной формулы [1]

$$I(T) = I(300K) \exp\left(-\frac{T-300}{T_c}\right), \quad (2)$$

где  $I(300K)$  – световой поток при температуре кристалла 300 К;  $T_c$  – характеристическая температура кристалла (для GaN  $T_c = 1600$  К). Согласно экспериментальным данным температурный коэффициент для светового потока составляет порядка 1–1,5% на каждые 10 °С перегрева.

Температурная зависимость выхода излучения из люминофора описывается формулой Мотта [2]:

$$\eta(T) = \frac{\eta_0}{1 + A \exp\left(-\frac{E_a}{kT}\right)}, \quad (3)$$

где  $A$  – константа тушения;  $E_a$  – кажущаяся энергия активации тушения люминесценции;  $\eta_0$  – квантовый выход люминесценции при комнатной температуре.

Таким образом, температурная зависимость светового потока для кристалла с люминофором имеет вид

$$I(T) \approx I(300K) \exp\left(-\frac{T-300}{T_c}\right) \times \left[ \exp(-\rho d) + \exp(-ad) \left( \frac{\eta_0}{1 + A \exp\left(-\frac{E_a}{kT}\right)} \right) \right]. \quad (4)$$

Тепловой режим кристалла зависит не только от температуры окружающей среды, но и от процессов выделения тепла в его активной области [5–7]. Кроме того, дополнительное выделение тепла происходит и в люминофорном покрытии кристалла, обусловленное процессами поглощения излучения. В работе была проведена теоретическая оценка температуры покрытия на примере модели источника света, представленной на рис. 1.

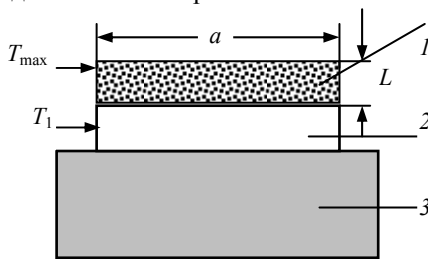


Рис. 1. Тепловая модель полупроводникового источника света: 1 – люминофор; 2 – кристалл; 3 – корпус

Оценку температуры люминофорного покрытия возможно провести, используя известное решение уравнения теплопроводности для плоской пластины с равномерно распределенным по её объёму источником тепла.

Примем, что поверхность люминофорного покрытия, контактирующая с кристаллом, имеет постоянную температуру  $T_1$ , теплообмен с поверхности которой может осуществляться только конвекцией, фактически является теплоизолированной. Таким образом, если пренебречь конвективным теплоотводом с поверхности покрытия, то математически установившееся температурное поле в момент времени  $\tau$  в кристалле будет описываться уравнением теплопроводности Лапласа [8]:

$$\frac{d^2 T(x)}{dx^2} + \frac{q_B}{\lambda} = 0, \quad (5)$$

где  $q_B$  – плотность выделяющейся тепловой мощности излучения в единице объёма;  $\lambda$  – коэффициент теплопроводности люминофора.

Первое граничное условие имеет простой вид:  $T(0) = T_1$ .

Второе граничное условие, требующее чтобы поверхность при  $x = L$  была теплоизолированной, следовательно, градиент температуры на ней равен нулю:

$$\left. \frac{dT(x)}{dx} \right|_{x=L} = 0. \quad (6)$$

Решение этого уравнения известно [8], распределение температуры по толщине покрытия подчиняется параболическому закону, при этом максимальная температура достигается на поверхности пластины при  $x = L$ .

$$\frac{T_{\max}}{T_1} = 1 + \frac{q_B L^2}{2\lambda T_1}. \quad (7)$$

Количество тепла, выделяемое в объёме люминофорного покрытия толщиной  $L$  с характерным размером  $a$  в единицу времени, определяется выражением [9]

$$q_B = \alpha L a^2 I_0 \exp(-\alpha L), \quad (8)$$

где  $\alpha$  – коэффициент поглощения люминофора;  $I_0$  – световой поток. Оценим коэффициент теплопроводности люминофорного покрытия, состоящего из кремнийорганического компаунда и порошка иттрий-алюминиевого граната, легированного церием. Соотношение компонент по весу: 90% кремнийорганики и 10% ИАГ (Ce). Переведем весовые соотношения в объёмные, получим, что объёмная доля компаунда  $v_k = 0,975$ , а доля люминофора  $v_f = 0,0225$ . Используем формулу Бургера [10] для теплопроводности смеси, состоящей из связки и сферических частиц:

$$\lambda_{\text{эфф}} = \frac{v_k \lambda_k + c v_f \lambda_f}{v_k + c v_f}. \quad (9)$$

В этой формуле, кроме объёмных долей, введены следующие обозначения:  $\lambda_k$  – теплопроводность компаунда (0,2 Вт/мК),  $\lambda_f$  – теплопроводность ИАГ (13 Вт/мК),  $c = \lambda_k/\lambda_f = 0,015$ . На рис. 2 представлены результаты расчета температуры покрытия для круглого кристалла диаметром 1 мм, из которых следует, что температура люминофора может существенно превышать температуру кристалла. Это может привести к уменьшению квантовой эффективности люминофора и к изменению соотношения интенсивностей цветов: синего и красно-желтого.

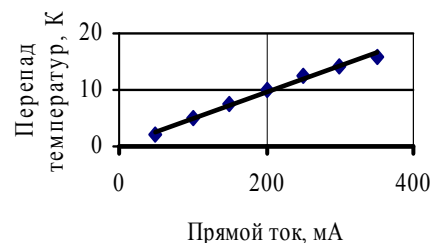


Рис. 2. Величина среднего перегрева люминофорного покрытия относительно поверхности кристалла в зависимости от прямого тока

Экспериментальная проверка сделанных предположений проводилась на полупроводниковых ис-



точниках света КИПД154А92 (АО НИИПП, Томск). Измерение коррелированной цветовой температуры, а также и величины светового потока в выделенных светофильтрами диапазонах излучения источника осуществлялось с помощью спектрометра AvaSpec-2048 в диапазоне температур от комнатной до +100 °С. Контроль температуры проводился как с помощью терморпары, закрепленной на поверхности корпуса источника света, так и бесконтактным методом [5].

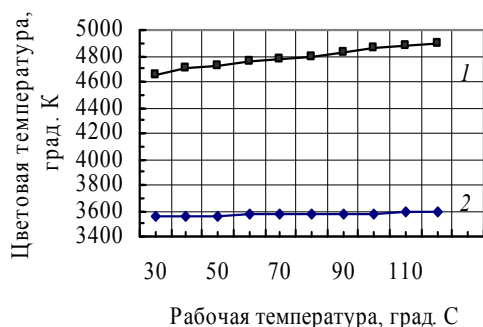


Рис. 3. Зависимость цветовой температуры полупроводниковых источников света КИПД154А92 от рабочей температуры: 1 – «холодного света»; 2 – «теплого света»

Как следует из зависимостей рис. 3, при повышении температуры корпуса источника наблюдается увеличение цветовой температуры. Это увеличение в большей мере проявляется для источников «холодного света», чем для источников «теплого света», что связано с различиями в составах люминофорных покрытий.

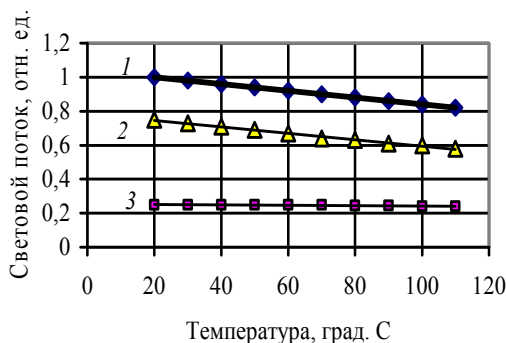


Рис. 4. Зависимость светового потока источника света от температуры: 1 – полный световой поток; 2 – световой поток в диапазоне длин волн от 500 до 800 нм; 3 – световой поток в диапазоне длин волн от 420 до 480 нм

На рис. 4 представлены результаты измерений светового потока полупроводникового источника света КИПД154А92, из которых следует, что световой поток из кристалла в диапазоне 420–480 нм практически не изменяется. Этот эксперимент подтверждает определяющее влияние квантовой эффективности люминофора на величины полного светового потока и коррелированной цветовой температуры источника света. Длительная работа источника света при повышенных температурах может привести к необратимому процессу снижения квантовой

эффективности люминофора. Для установления зависимости светового потока и цветовой температуры источника света от срока службы были проведены его испытания при температуре +85 °С в течение 2000 ч, при рабочем токе 350 мА. Результаты испытаний представлены на рис. 5. В процессе испытаний наблюдается уменьшение светового потока изделий и увеличение прямого падения напряжения и цветовой температуры. Эти изменения преимущественно обусловлены физико-химическими процессами как в кристалле, так и люминофоре.

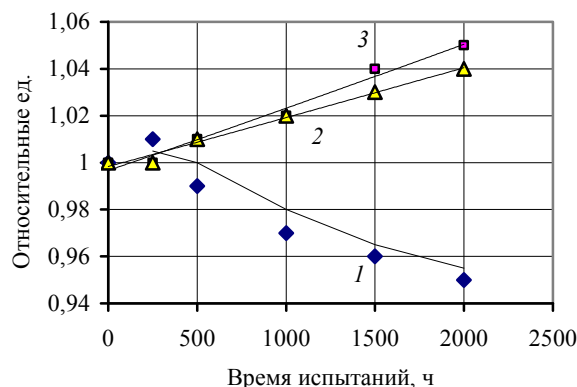


Рис. 5. Изменение параметров источника света КИПД154А92 в процессе испытаний при токе 350 мА и температуре корпуса 85 °С: 1 – световой поток; 2 – прямое падение напряжения; 3 – цветовой температура

Важнейшим фактором, оказывающим влияние на результаты ускоренных испытаний, является также рост температуры кристалла в процессе испытаний. Рост температуры обусловлен как уменьшением квантовой эффективности люминофора, так и увеличением падения напряжения при постоянном токе испытаний. Таким образом, происходит увеличение выделяющейся в кристалле тепловой мощности за время испытаний в 2000 ч на 10–15%, что приводит соответственно к повышению температуры кристалла и люминофора в конце испытаний на 8–12 °С.

**Заключение.** В результате проведенных исследований установлено, что коррелированная цветовая температура полупроводниковых источников света имеет сильную зависимость как от рабочей температуры источника, так и времени его эксплуатации. Увеличение цветовой температуры связано с изменением соотношения световых потоков в синем и красно-желтом диапазоне длин волн, что связано с уменьшением квантовой эффективности полупроводникового материала и люминофорного покрытия, обусловленного повышенной температурой и физико-химическими процессами деградации.

#### Литература

1. Никифоров С.Г. Почему светодиоды не всегда работают так, как хотят их производители? // Компоненты и технологии. – 2005. – № 7. – С. 16–24.
2. Шуберт Ф. Светодиоды / пер. с англ.; под ред. А.Э. Юновича. – 2-е изд. – М.: Физматлит, 2008. – 496 с.

3. Девярых Э.В. Люминесцентные лампы. Люминофоры и люминофорные покрытия / Э.В. Девярых, В.Ф. Дадонов. – Мордов. ГУ, 2007. – 344 с.

4. Смирнов С.В. Температурная зависимость спектров излучения светодиодов белого свечения на основе нитрида галлия и его твердых растворов / С.В. Смирнов, Е.В. Саврук, Ю.С. Гончарова // Доклады ТУСУРа. – 2011. – № 2(24), ч. 2. – С. 55–58.

5. Гончарова Ю.С. Спектральный метод бесконтактного измерения температуры кристаллов полупроводниковых источников света / Ю.С. Гончарова, М.А. Романова, С.В. Смирнов // Доклады ТУСУРа. – 2015. – № 2(36). – С. 38–40.

6. Дохтуров В.В. Влияние локализации тепловыделения на тепловое сопротивление мощных полупроводниковых источников света / В.В. Дохтуров, С.В. Смирнов, Ю.С. Гончарова // Полупроводниковая светотехника. – 2013. – Т. 3, № 23. – С. 18–19.

7. Дохтуров В.В. Контроль теплового режима кристаллов в светодиодных лампах / В.В. Дохтуров, С.В. Смирнов // Полупроводниковая светотехника. – 2012. – Т. 5, № 19. – С. 94–95.

8. Крейт Ф. Основы теплопередачи / Ф. Крейт, У. Блэк. – М.: Мир, 1983. – 512 с.

9. Гусев В.Э. Лазерная оптоакустика / В.Э. Гусев, А.А. Карабутов. – М.: Наука, 1991. – 304 с.

10. Дульнев Г.Н. Теплопроводность смесей и композиционных материалов / Г.Н. Дульнев, Ю.П. Заричняк. – М.: Энергия, 1974. – 264 с.

**Короткова Клавдия Владимировна**

Студентка каф. физической электроники ТУСУРа

Тел.: +7-952-151-05-56

Эл. почта: klavdiya\_95k@mail.ru

**Романова Мария Андреевна**

Ст. преподаватель каф. электронных средств автоматизации и управления ТУСУРа

Тел.: +7-913-118-26-68

Эл. почта: rma-rda@yandex.ru

**Смирнов Серафим Всеволодович**

Д-р техн. наук, профессор

каф. физической электроники ТУСУРа

Тел.: +7-909-540-86-23

Эл. почта: serafim.smirnov@mail.ru

Korotkova K.V., Romanova M.A., Smirnov S.V.

### **Temperature dependence of radiation power and coloured temperature of semiconductor light source**

The influence of the corps temperature of semiconductor light source on correlated coloured temperature of its radiation had been investigated. It is shown, that the main impact on temperature increasing is produced by temperature extinction of luminescence of phosphor coating.

**Keywords:** semiconductor light source, phosphor, correlated coloured temperature.

УДК 537.533; 537.563.2

Д.Б. Золотухин, В.А. Бурдовицин, Е.М. Окс, А.В. Тюньков, Ю.Г. Юшков

## Особенности генерации пучковой плазмы в изолированной металлической полости в форвакуумной области давлений

Представлены экспериментальные данные по измерению параметров плазмы, образованной в металлической полости ускоренным до энергий порядка единиц кэВ электронным пучком, который генерировался плазменным источником в форвакуумной области давлений (1–10 Па). Показано, что в случае изолированной металлической полости концентрация и температура пучковой плазмы выше, чем в заземленной полости или при свободном распространении электронного пучка. Результаты экспериментов свидетельствуют в пользу предположения о том, что основной механизм, обуславливающий более высокие параметры плазмы в изолированной полости, связан с дополнительным энергокладом вторичных электронов с ее внутренней поверхности.

**Ключевые слова:** пучковая плазма, изолированная полость, плазменный источник электронов, форвакуумная область давлений.

doi: 10.21293/1818-0442-2017-20-1-42-45

Генерация плотной однородной плазмы в диэлектрической полости привлекательна для технологических процессов стерилизации внутренних поверхностей стеклянных и пластиковых сосудов, для чего обычно используются различные разновидности безэлектродного высокочастотного [1] или барьерного разрядов [2], реализуемых при повышенных давлениях, в том числе и при атмосферном давлении. Альтернативой вышеупомянутым разрядным системам может быть создание стерилизующей плазмы в диэлектрической полости при инжекции в нее ускоренного до энергий в несколько килоэлектронвольт электронного пучка, создающего плазму в результате ионизации газа. Сама возможность получения пучковой плазмы при инжекции пучка в диэлектрическую полость во многом связана с появлением и совершенствованием форвакуумных источников электронов с плазменным катодом [3–9], надежно работающих при довольно высоких давлениях (порядка единиц и десятков паскаль) даже химически активных газов (таких, как кислород). К преимуществам электронно-пучкового синтеза плазмы следует отнести значительную простоту и эффективность, более широкий спектр возможностей управления параметрами плазмы, а также нетребовательность к качеству вакуума.

Ранее авторами работы [3] было показано, что параметры пучковой плазмы в диэлектрической полости (плотность плазмы  $n$  и температура электронов  $T_e$ ) примерно в два раза выше соответствующих параметров плазмы, генерируемой в условиях свободного распространения электронного пучка, при прочих равных параметрах эксперимента.

Численное моделирование генерации плазмы [4] показало, что повышенную концентрацию и температуру электронов, характерные для плазмы внутри диэлектрической или металлической полости, можно объяснить дополнительным энергокладом в плазму эмитированных из внутренней поверхности вторичных электронов.

Цель настоящей работы заключалась в дальнейшем экспериментальном исследовании факторов,

способствующих повышению параметров плазмы, генерируемой в полости.

### Техника и методика эксперимента

Схема экспериментальной установки приведена на рис. 1. Источник электронов, функционирующий в постоянном режиме  $I$  [6] на основе тлеющего разряда с полым катодом, генерировал электронный пучок с током  $I_b = 10\text{--}40$  мА и энергией  $U_a$  до 10 кэВ. Вакуумная камера 2 откачивалась спиральным форвакуумным насосом до предельного давления около 1 Па, а затем напуском рабочего газа (воздуха) давление устанавливалось в диапазоне (2–10 Па). Электронный пучок 3 диаметром 4–6 мм распространялся в камере, ионизовал газ, инжектировался в металлическую полость, представляющую собой тонкостенный стакан с массивным дном, внутренним диаметром 4 см и длиной 20 см, и создавал внутри нее пучковую плазму 6. Стенки 4 полости были электрически соединены с ее дном 5 или могли быть удалены.

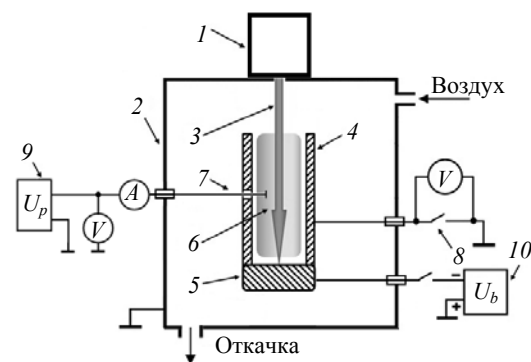


Рис. 1. Экспериментальная установка по изучению особенностей генерации плазмы в изолированной металлической полости: 1 – электронный источник; 2 – вакуумная камера; 3 – пучок электронов; 4, 5 – стенки и дно металлической полости; 6 – пучковая плазма; 7 – зонд Ленгмюра; 8 – ключ; 9 – схема зондовых измерений; 10 – источник напряжения на полость

С точки зрения изучения условий генерации плазмы изолированная металлическая полость явля-

ется хорошей экспериментальной моделью для изучения процессов инжекции пучка в диэлектрическую полость. Обнаруженные закономерности для случая генерации пучковой плазмы в изолированной металлической полости могут быть распространены на случай диэлектрической полости [10] в предположении подобия механизмов, ответственных за обеспечение нейтрализации заряда, приносимого пучком на поверхность упомянутых полостей. Параметры пучковой плазмы исследовались одиночным плоским зондом Ленгмюра 7, который вводился в полость через отверстие в боковой стенке полости, которое находилось на ее полувысоте. Обработка зондового сигнала и вычисление параметров плазмы осуществлялись по методике, широко представленной в литературе [11].

«Плавающий» потенциал полости  $U_h$  относительно земли измерялся вольтметром. Также в процессе эксперимента была возможность заземлять полость с использованием ключа  $\delta$ . В ряде экспериментов на полость подавался отрицательный относительно заземленных стенок камеры потенциал амплитудой до 100 В от источника  $U_b$  постоянного смещения 10.

**Результаты эксперимента и их обсуждение**

Параметры пучковой плазмы (концентрация  $n$ , температура электронов  $T_e$ , потенциал плазмы  $\phi_p$ ), созданной внутри металлической полости, и плавающий потенциал этой полости как функция давления приведены на рис. 2.

Видно, что температура электронов и модуль потенциала плазмы, а также характер зависимости этих параметров от давления отличаются для случаев полости в заземленном и изолированном состоянии. В случае заземленной полости эти параметры такие же по величине и знаку, как и в плазме, генерируемой при свободном распространении электронного пучка в камере, что может быть связано с одинаковыми условиями ухода зарядов разных знаков из пучковой плазмы в радиальном и осевом направлениях в двух упомянутых случаях (в заземленной полости и свободном пространстве), поскольку сток частиц беспрепятственный.

Однако в изолированной полости, лишенной специально выделенного канала стока заряда на землю, температура электронов и концентрация плазмы заметно выше, чем в заземленной, и эта разница резко увеличивается в области низких давлений (2–5 Па). Следует отметить, что с уменьшением давления возрастает модуль разности потенциалов плазмы в изолированной полости и плавающего потенциала изолированной полости (рис. 2, б, кривые 2 и 3). Из-за внесения пучком в полость отрицательного заряда потенциал плазмы в изолированной полости отрицателен, а его модуль возрастает с понижением давления и повышением тока и энергии пучка. Плавающий потенциал облучаемой пучком изолированной полости также отрицателен относительно земли (от -5 до -50 В), и заметно снижается с увеличением энергии пучка и понижением давления.

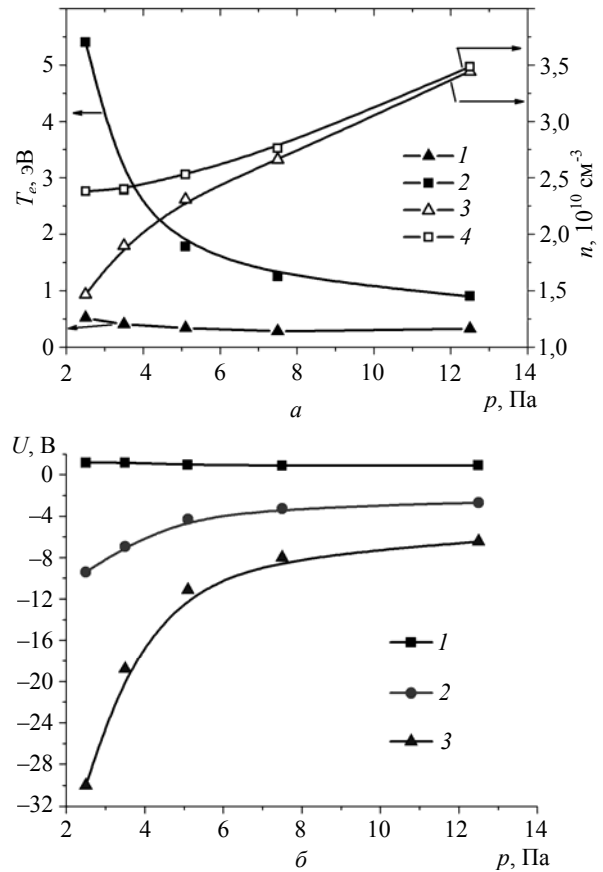


Рис. 2. Температура электронов  $T_e$  и концентрация плазмы  $n$  (а), а также потенциал плазмы  $\phi_p$  и плавающий потенциал  $U_h$  изолированной полости (б), как функции давления: а) 1, 3 – полость заземлена; 2, 4 – полость изолирована; б) 1 –  $\phi_p$  в заземленной полости; 2 –  $\phi_p$  в изолированной полости, 3 –  $U_h$ .

Параметры эксперимента:  $I_b = 25 \text{ mA}$ ,  $U_a = 3 \text{ кВ}$

Рассмотрим поведение параметров плазмы в металлической полости в случае, когда в ее объем вносится энергия дополнительным непрерывным источником питания, с регулируемым напряжением  $U$  до 100 В (рис. 3).

Видно, что с увеличением напряжения, подаваемого на полость, температура электронов также возрастает. В отсутствие стенок, ограничивающих плазму, т.е. когда напряжение от источника подается только на дно полости, изменения параметров плазмы не происходит. Температура электронов в плазме, созданной в заземленной полости, и в случае, когда у нее удалены стенки, имеет величину порядка 0,5 эВ и, как следует из рис. 3, практически не зависит от потенциала дна. С повышением модуля  $U_h$  до 32 В  $T_e$  возрастает до 5 эВ, но при дальнейшем росте потенциала полости  $T_e$  достигает насыщения вследствие установления равенства потока тепловых электронов в объем плазмы и вне его. Рост подаваемого напряжения на полость сопровождается не только визуально наблюдаемым повышением интенсивности свечения плазмы, но и появлением в оптическом спектре дополнительных линий, характерных для возбужденных молекул азота с низким (по-

рядка 13 эВ) порогом возбуждения. Следует отметить, что такие линии не наблюдались в плазме, создаваемой в заземленной полости, и появлялись при изолировании этой полости от земли, что является дополнительным фактом, свидетельствующим о повышении параметров плазмы в изолированной полости.

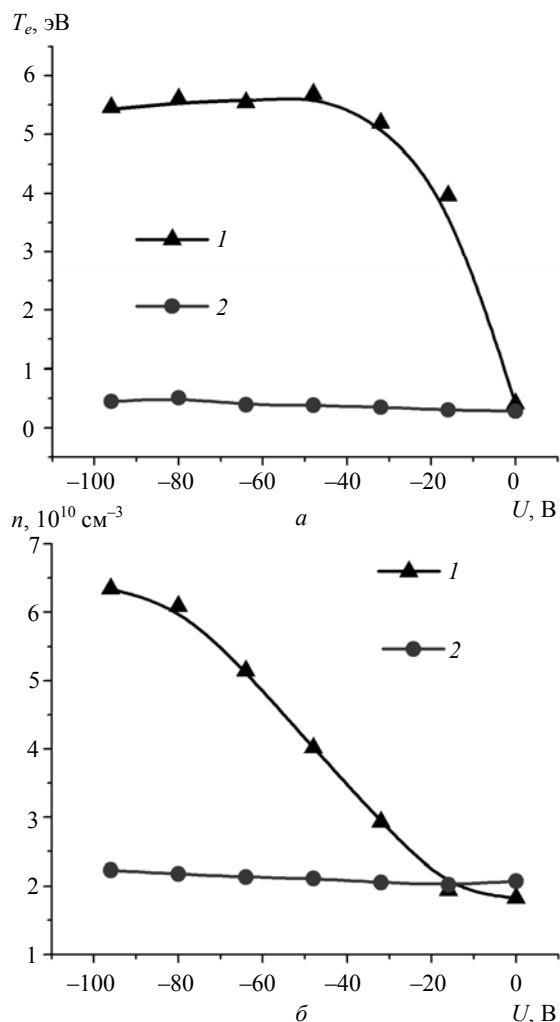


Рис. 3. Температура электронов  $T_e$  (а) и концентрация плазмы  $n$  (б), созданной в металлической полости (1), и при отсутствии ее боковых стенок (2), в зависимости от напряжения смещения. Параметры:  $I_b = 20$  мА,  $p = 2,5$  Па,  $U_a = 4$  кэВ

Рисунок 3 свидетельствует о заметном влиянии самого металлического объема, содержащего плазму, на ее параметры, в случае подачи электрического потенциала на этот объем относительно земли. Дополнительной причиной может являться увеличенное время жизни горячих электронов вследствие многократной осцилляции внутри отрицательно равномерно заряженной полости, что в конечном итоге приводит не только к сохранению ими своей энергии, но и более эффективному нагреву за счет энергии, поставляемой от пучка или источника питания. Эти результаты показывают, что благодаря упомянутому выше тестовому эксперименту удалось воспроизвести эффект, свойственный пучковой

плазме в диэлектрической полости, а именно, повышенные значения параметров плазмы, что проливает свет на его механизм.

### Заключение

Представленные экспериментальные результаты свидетельствуют в пользу объяснения факта повышенных значений температуры электронов и концентрации плазмы, генерируемой непрерывным электронным пучком в форвакуумной области давлений, внутри изолированной металлической или диэлектрической полости. Объяснение сводится к внесению в плазму дополнительной энергии вторичными электронами, которые эмитируются с поверхности полости и ускоряются в разности потенциалов между плазмой и внутренней поверхностью полости, поскольку, как следует из проведенного эксперимента, энергия плазменных электронов повышается за счет значительной разности потенциалов между плазмой и внутренней поверхностью полости, причем эта разность может быть сформированной как электронным пучком, так и внешним источником постоянного напряжения.

Следует подчеркнуть, что в случае заземленной полости, при наличии такого же по величине электронного потока с поверхности полости, вклад вторичных электронов в увеличение температуры электронов оказывается мал ввиду малости энергии, набираемой ими в низковольтной пристеночной разности потенциалов. Полученные результаты могут быть интересны широкому кругу специалистов, занимающихся разработкой и изготовлением различного типа плазмохимических реакторов на основе электронно-пучковой плазмы [12–17], а также представляют собой экспериментальный базис для изучения особенностей функционирования и создания нового типа целенаправленных пучково-плазменных реакторов.

Работа выполнена при финансовой поддержке Российского фонда фундаментальных исследований, грант № 16-08-00183.

### Литература

1. Masaoka S. Plasma sterilization of polyethylene terephthalate bottles by pulsed corona discharge at atmospheric pressure // *Biocontrol Sci.* – 2007. – Vol. 12, № 2. – PP. 59–63.
2. Kuzminova A. Etching of polymers, proteins and bacterial spores by atmospheric pressure DBD plasma in air / A. Kuzminova, T. Kretková, O. Kylián et al. // *Journal of Physics D: Applied Physics.* – 2017. – Vol. 50, №13. – P. 135201.
3. Золотухин Д.Б. Генерация пучковой плазмы форвакуумным источником электронов в объеме, ограниченном диэлектрическими стенками / Д.Б. Золотухин, В.А. Бурдовитин, Е.М. Окс // *ЖТФ.* – 2015. – Т. 85, № 5. – С. 142–144.
4. Zolotukhin D.B. Generation of uniform electron beam plasma in a dielectric flask at fore-vacuum pressures / D.B. Zolotukhin, V.A. Burdovitsin, E.M. Oks // *Plasma Sources Sci. Technol.* – 2015. – Vol. 25, № 2. – P. 015001.
5. Zolotukhin D.B. Sterilization of dielectric containers using a fore-vacuum pressure plasma-cathode electron source / D.B. Zolotukhin, V.A. Burdovitsin, E.M. Oks, A.V. Tyunkov, Yu.G. Yushkov // *Journal of Physics: Conference Series.* – 2015. – Vol. 652. – P. 012044.

6. Burdovitsin V.A. Fore-vacuum plasma-cathode electron sources / V.A. Burdovitsin, E.M. Oks // Laser and particle beams. – 2008. – Vol. 26, №4. – PP. 619–635.

7. Zolotukhin D.B. Modified quadrupole mass analyzer RGA-100 for beam plasma research in forevacuum pressure range / D.B. Zolotukhin, A.V. Tyunkov, Yu.G. Yushkov, E.M. Oks // Rev. Sci. Instrum. – 2015. – Vol. 86, №12. – P. 123301.

8. Бурдовицин В.А. Опыт разработки и применения форвакуумных плазменных электронных источников / В.А. Бурдовицин, И.Ю. Бакеев, А.А. Зенин и др. // Доклады ТУСУРа. – 2016. – Т.19, № 2. – С. 5–10.

9. Zolotukhin D.B. Gas-metal e-beam-produced plasma for oxide coating deposition at fore-vacuum pressures / D.B. Zolotukhin, V. A. Burdovitsin, E.M. Oks et al. // Доклады ТУСУРа. – 2016. – Т. 19, № 4. – С. 10–12.

10. Золотухин Д.Б. Особенности профиля концентрации пучковой плазмы в диэлектрической полости при повышенных энергиях пучка / Д.Б. Золотухин, А.А. Зенин // Изв. вузов. Физика. – 2016. – Т. 59, № 9/2. – С. 220–222.

11. Франк-Каменецкий Д.А. Лекции по физике плазмы / Д.А. Франк-Каменецкий. – М.: Атомиздат, 1968. – 286 с.

12. Vasilieva T.M. The Electron Beam Plasma treatment – the novel approach to the controllable modification of the proteins and polysaccharides bioactivity / T.M. Vasilieva, A.H. Mahir, M.N. Vasiliev // Sensor Lett. – 2008. – Vol. 6, № 4. – PP. 496–501.

13. Бычков В.Л. Электронно-пучковая плазма. Генерация, свойства, применение / В.Л. Бычков, М.Н. Васильев, А.С. Коротеев. – М.: Росвузнаука, 1993. – 167 с.

14. Brown I.G. The physics and Technology of Ion Sources. – Weinheim: Wiley-VCH Verlag, 2004. – 387 p.

15. Блейхер Г.А. Эрозия поверхности твердого тела под действием мощных пучков заряженных частиц / Г.А. Блейхер, В.П. Кривобоков. – Новосибирск: Наука, 2014. – 248 с.

16. Коваленко В.П. Электронные сгустки в нелинейном коллективном взаимодействии пучков с плазмой // Успехи физических наук. – 1983. – Т. 139, №2. – С. 223–263.

17. Ткач Ю.В. Световое индуцированное излучение плазменно-пучкового разряда / Ю.В. Ткач, Я.Б. Файнберг, Л.И. Болотин и др. // Письма в ЖЭТФ. – 1967. – № 2. – С. 956–960.

#### **Золотухин Денис Борисович**

Канд. физ.-мат. наук,  
инженер-исследователь каф. физики ТУСУРа  
Тел.: (382-2) 41-33-69  
Эл. почта: zolotukhinden@gmail.com

#### **Бурдовицин Виктор Алексеевич**

Д-р техн. наук, профессор каф. физики ТУСУРа  
Тел.: (382-2) 49-17-76  
Эл. почта: burdov@fet.tusur.ru

#### **Окс Ефим Михайлович**

Д-р техн. наук, зав. каф. физики ТУСУРа  
Тел.: (382-2) 49-17-76  
Эл. почта: oks@fet.tusur.ru

#### **Тюньков Андрей Владимирович**

Канд. техн. наук, с.н.с. каф. физики ТУСУРа  
Тел.: (382-2) 41-33-69  
Эл. почта: andrew71@sibmail.com

#### **Юшков Юрий Георгиевич**

Канд. техн. наук, с.н.с. каф. физики ТУСУРа  
Тел.: (382-2) 41-33-69  
Эл. почта: Yuyushkov@sibmail.com

Zolotukhin D.B., Burdovitsin V.A., Oks E.M.,  
Tyunkov A.V., Yushkov Yu.G.

#### **Features of generating beam plasma in isolated metallic hollow in fore-vacuum pressure range**

We present the results on the measurements of parameters for beam plasma produced in the metallic hollow by accelerated electron beam from fore-vacuum plasma-cathode electron source. It is shown that the plasma parameters within isolated metallic cavity are higher than in case when the plasma is formed in grounded hollow or without it. Experimental results confirm our assumption that the main mechanism responsible for higher plasma parameters in isolated metallic hollow is related to the additional energy input by secondary electrons accelerated in sheaths.

**Keywords:** beam plasma, isolated hollow, plasma electron source, fore-vacuum pressure.

УДК 621.397: 004.932

А.В. Каменский

## Методы повышения четкости телевизионных изображений высокого качества линейными алгоритмами

Объектом исследования являются линейные алгоритмы обработки изображений. В экспериментальной части работы использовались принципы обработки и анализа данных, разработанные ранее в лаборатории «Видеоинформационные технологии и измерительное телевидение». В процессе выполнения работы были выявлены оптимальные коэффициенты для используемых фильтров обработки изображений. Проведено сравнение эффективности линейных алгоритмов для различных изображений.

**Ключевые слова:** разрешающая способность, цифровая обработка изображений, лапласиан, нерезкая маска, двумерный квазиоптимальный цифровой фильтр, улучшение качества изображения.

**doi:** 10.21293/1818-0442-2017-20-1-46-49

В статье рассмотрены методы повышения качества различных изображений. По тематике обработки и фильтрации изображений можно найти много материала, но в большей части это демонстрация работы фильтров и результатов выходных изображений после фильтрации. В данной работе предлагается более подробный анализ поведения выбранных фильтров и анализ их влияния на тестовые изображения различного качества.

Изображения, сформированные различными оптико-электронными системами и зарегистрированные с помощью разнообразных фотоприемников, искажаются действием помех различного характера. Искажения изображения вносятся всеми компонентами изображающего прибора, начиная с осветительной системы (например, неравномерность освещенности предмета). Искажения, которые вносит оптическая система, известны еще на этапе ее проектирования и называются аберрациями. Искажения, которые вносят электронные приемники излучения, например ПЗС-матрицы, называют электронным шумом. Помехи затрудняют визуальный анализ изображения и его автоматическую обработку. Ослабление действия помех достигается фильтрацией изображения. При фильтрации яркость (видеосигнал) каждой точки исходного изображения, искаженного помехой, заменяется некоторым другим значением яркости видеосигнала, которое признается в наименьшей степени искаженным помехой. Для выполнения фильтрации необходимо разработать принципы таких преобразований, которые основываются на том, что интенсивность изображения изменяется по пространственным координатам медленнее, чем функция помех. В других случаях, наоборот, признаком полезного сигнала являются резкие перепады яркости [1].

### Постановка задачи

Задачей исследования является оценка эффективности линейных алгоритмов при обработке изображений высокого качества. Следует провести фильтрацию изображений линейными фильтрами с различными коэффициентами и установить оптимальные значения для линейных фильтров «лапласиан», «Unsharp Mask» (нерезкая маска) и «двумерный цифровой квазиоптимальный фильтр».

Необходимо провести сравнение полученных оптимальных коэффициентов фильтров с полученными значениями в ранее выполненных исследованиях.

### Оператор «Лапласиан»

Оператор Лапласа – это есть вторая пространственная производная. После применения масок на основе лапласиана фон изображения устраняется и становится «серым». Данное преобразование изображения можно разделить на два этапа: обработать изображения сглаживающим фильтром; вычесть из исходного изображения обработанное изображение. Вычитание повысит резкость результирующего изображения. Апертуру используемого фильтра можно интерпретировать как сумму разностей центрального элемента с каждым из восьми его ближайших соседей. Таким образом, в равной степени учитываются возможные перепады яркости во всех направлениях [2].

### Оператор «Unsharp Mask» (нерезкая маска)

Большинство оцифрованных изображений и нефокусированные фотографии нуждаются в повышении их четкости. Это происходит из-за того, что процесс оцифровки преобразует аналоговую яркостную шкалу в точки с слегка отличающимися яркостями, при этом некоторые элементы меньше, чем частота выборки, усредняются в однотонную яркость. Так, четкие края становятся размытыми, это происходит и при распечатке разных яркостей на бумаге.

Фильтр «нерезкая маска» увеличивает резкость краев, не повышая шума и не создавая изъянов.

После применения фильтра «Unsharp Mask» (контурная резкость) изображение кажется более сфокусированным, более резким за счет ореолов в переходных зонах [3].

### Оператор «Двумерный цифровой квазиоптимальный фильтр» (ДЦКФ)

При линейном выделении объектов на фоновом изображении действие алгоритма можно представить последовательной сверткой этого изображения, с дифференцирующей и сглаживающей масками.

Для дискретного фильтра дифференцирующая маска будет эквивалентна одной из разновидностей дискретного аналога оператора Лапласа, а значение коэффициентов в сглаживающей маске будут определяться дискретизированными отсчетами сигнала от объекта.

Более подробную информацию об используемых фильтрах можно найти в работе «Методы повышения четкости телевизионных изображений линейными алгоритмами» [4].

Съемка тестового изображения осуществлялась при помощи цифрового фотоаппарата CanonSX50HS при естественном освещении. Формат матрицы фотоаппарата 1/2.3, разрешение 12 мегапикселей (4000×3000 пикселей).

В качестве тестового изображения использовалась таблица ISO 12233:2014, сгенерированная в программе Imatest с разрешением 3840×2160 элементов, содержащая один канал с глубиной дискретизации 8 бит (рис. 1) [5].

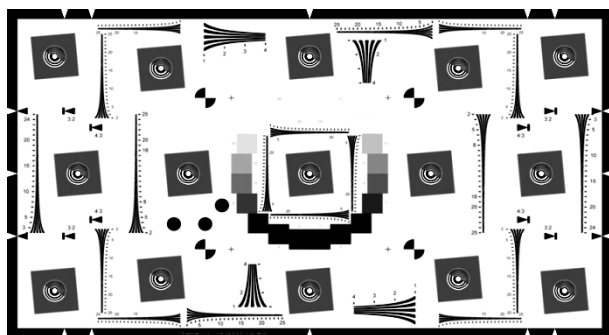


Рис. 1. Тестовое изображение таблицы ISO 12233:2014

Для определения разрешающей способности изображений необходимо знать функцию зависимости контраста между черными и белыми линиями, так называемую контрастно-частотную характеристику (КЧХ), которую позволяет сформировать программа Imatest [6].

Максимально возможное количество телевизионных линий (ТВЛ) будет получено в случае, если одна линия приходится на один пиксель, что соответствует значению 0,5 цикла на пиксель. Отсюда можно получить выражение для перевода числа циклов на пиксель в ТВЛ [7]:

$$\text{ТВЛ} = (\text{CPR}/0,5) \times \text{разрешение изображения.}$$

Здесь CPR – число «циклов на пиксель» на уровне 0,5, обозначаемое как MTF50.

Изображения обрабатывались фильтрами, в которых изменяли центральный коэффициент «А». На рис. 2 приведен пример маски размером 3×3, где А – центральный коэффициент, а коэффициенты В – периферийная зона маски.

|   |   |   |
|---|---|---|
| В | В | В |
| В | А | В |
| В | В | В |

Рис. 2. Маска размером 3×3 с центральным элементов А

### Результаты эксперимента

В ходе проведения эксперимента тестовое изображение было обработано с использованием трех линейных алгоритмов фильтрации, проведены измерения и расчеты разрешающей способности с помощью ПО Imatest.

Данные, полученные в ходе проведения эксперимента, представлены в табл. 1–3.

Таблица 1

Результат обработки тестового изображения фильтром «Лапласиан»

| Коэффициент А | 1     | 2     | 3     | 4     | 5     |
|---------------|-------|-------|-------|-------|-------|
| MFT50         | 0,397 | 0,348 | 0,314 | 0,284 | 0,248 |
| ТВЛ           | 2388  | 2093  | 1889  | 1708  | 1491  |

Таблица 2

Результат обработки тестового изображения фильтром «Unsharp Mask (нерезкая маска)»

| Коэффициент А | 1     | 2     | 3     | 4     | 5     |
|---------------|-------|-------|-------|-------|-------|
| MFT50         | 0,239 | 0,272 | 0,278 | 0,278 | 0,276 |
| ТВЛ           | 1437  | 1636  | 1672  | 1672  | 1660  |

Таблица 3

Результат обработки тестового изображения фильтром ЦКФ

| Коэффициент А | 16    | 17    | 18    | 19   | 20    |
|---------------|-------|-------|-------|------|-------|
| MFT50         | 0,369 | 0,363 | 0,356 | 0,35 | 0,347 |
| ТВЛ           | 2219  | 2183  | 2141  | 2105 | 2087  |

Проведено измерение разрешения исходного изображения, и оно равняется 926 ТВЛ.

Из результатов эксперимента следует, что оптимальными коэффициентам фильтрации можно считать А = 1 для фильтра «Лапласиан», А = 4 – для «Unsharp Mask (нерезкая маска)» и А = 16 – для «ДЦКФ».

На графиках показаны контрастно-частотные характеристики (КЧХ) исходного изображения и обработанных изображений с оптимальными коэффициентами, полученных в ходе их экспериментальной обработки (рис. 3).

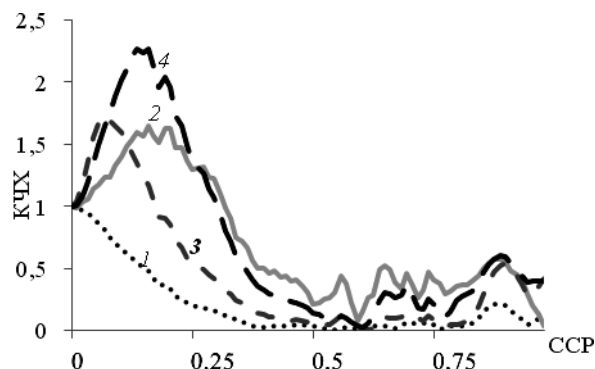


Рис. 3. Графики КЧХ исходного и обработанных изображений: 1 – исходное; 2 – лапласиан; 3 – Unsharp Mask (нерезкая маска); 4 – ДЦКФ

Приведем фрагменты изображений, для которых были построены графики КЧХ, чтобы продемонстрировать их визуальные изменения изображения (рис. 4).



Для сравнения результатов, полученных в данном эксперименте и проделанных ранее, изображения сняты на камеру EVIDENCE Apix-Bullet / M2 Lite LED 3312. Мегапиксельная IP-видеокамера с ИК-подсветкой предназначена для использования в уличных условиях. Качество изображения, которое обеспечивает EVIDENCE Apix-Bullet / M2 Lite LED 3312, отвечает требованиям, предъявляемым к современным системам видеонаблюдения. Приведем ранее полученные данные [4].

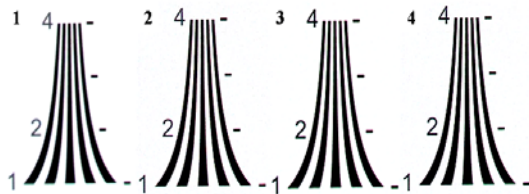


Рис. 4. Фрагменты исходного и обработанных изображений: 1 – исходное; 2 – лапласиан; 3 – Unsharp Mask (нерезкая маска); 4 – ДЦКФ

При изображении, ухудшенном при помощи расфокусировки, значение разрешения получилось равным 222 ТВЛ и после обработки изображения фильтрами были получены следующие результаты (рис. 5):

- лапласиан  $A=1$ , разрешение 436ТВЛ;
- Unsharp Mask (нерезкая маска)  $A=5$ , разрешение 367 ТВЛ;
- ДЦКФ  $A=18$ , разрешение 442ТВЛ.

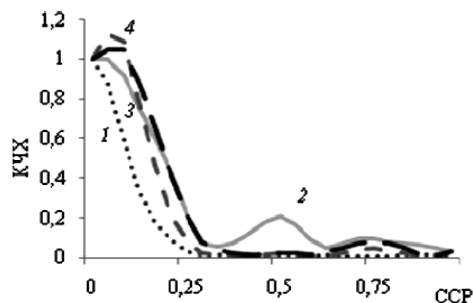


Рис. 5. График КЧХ для изображения, ухудшенного при помощи расфокусировки: 1 – исходное изображение; 2 – лапласиан; 3 – Unsharp Mask (нерезкая маска); 4 – ДЦКФ

Приведем фрагменты изображений, для которых были построены графики КЧХ, чтобы продемонстрировать визуальные изменения обработанных изображений (рис. 6).

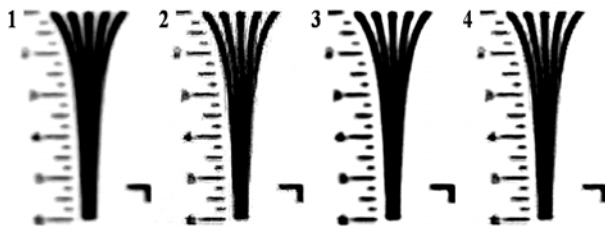


Рис. 6. Фрагменты исходного и обработанных изображений: 1 – исходное; 2 – лапласиан; 3 – Unsharp Mask (нерезкая маска); 4 – ДЦКФ

### Обсуждение результатов

Для выбранного тестового изображения наименьшую эффективность по значениям разрешения среди всех использованных в эксперименте фильтров показал фильтр «Unsharp Mask» (нерезкая маска).

Наиболее эффективным методом фильтрации тестового изображения является фильтр «Лапласиан». Данный метод фильтрации дал лучший результат по значениям ТВЛ среди всех использованных в эксперименте методов фильтрации.

Самые стабильные и равномерные изменения разрешения при обработке показал фильтр ДЦКФ.

Также можно отметить тот факт, что визуальные изменения качества изображения легко определить и без использования программного обеспечения при оценке качества изображения, что продемонстрировано на фрагментах изображения, приведенных выше.

### Выводы и заключение

1. Из анализа полученных данных в ходе проведения эксперимента и анализа полученных зависимостей в данном эксперименте и проделанных ранее работах можно сделать вывод о том, что наилучшие результаты фильтрации в улучшении качества изображения показывает фильтр «Лапласиан». Что касается количественной оценки улучшения качества изображения, то оно составляет увеличение разрешения в 2 раза и более чем в два раза в случае, когда использовалось тестовое изображение более высокого качества.

2. Наименьшую эффективность среди всех использованных в эксперименте фильтров показал фильтр «Unsharp Mask» (нерезкая маска). При фильтрации максимально полученное значение разрешения обработанного изображения показало повышение разрешения, не превышающее значение разрешения в 1700 ТВЛ для изображения высокого качества и 370 ТВЛ для изображения стандартного качества. При этом был показан значительный подъем разрешения в диапазоне от 1,5 до 2 раз.

3. Метод фильтрации с использованием двумерного цифрового квазиоптимального фильтра показывает стабильное повышение значения разрешения и качества изображения. Это связано с размерами масок и ее коэффициентами (лапласиан имеет маску размеров  $3 \times 3$ , в то время как ДЦКФ  $5 \times 5$ ). Проводя визуальную оценку изображений, отфильтрованных ДЦКФ, можно отметить плавное изменение качества отфильтрованного изображения. Что касается количественной оценки изменений, то она также превышает исходные значения разрешения в 2 раза и более в рамках выбранных коэффициентов фильтрации.

4. Если при фильтрации использовать коэффициенты, при которых сумма коэффициентов матрицы равна нулю то происходит искажение и оконтуривание изображения. При больших значениях центрального коэффициента и радиуса размытия эффект воздействия фильтров на изображения уменьшается.

5. Подводя итог проделанной работе и выводам, сделанным в ней, можно определить оптимальные коэффициенты фильтрации. Проведя анализ полученных значений и визуальную оценку качества изображений можно определить оптимальные коэффициенты фильтрации, подходящие для различных типов изображений:

- лапласиан  $A = 1$ ;
- Unsharp Mask (нерезкая маска)  $A = 5$ ;
- ДЦКФ  $A = 18$ .

Работа выполнена при финансовой поддержке Минобрнауки России по проекту 8.9562.2017/БЧ и гранту РФФИ № 16-47-700939.

#### Литература

1. Учебное пособие по курсу «Компьютерная обработка изображений» [Электронный ресурс]. – URL: [http://aco.ifmo.ru/el\\_books/image\\_processing/7\\_01.html](http://aco.ifmo.ru/el_books/image_processing/7_01.html) (дата обращения: 1.10.2016).
2. Фильтры улучшения изображения [Электронный ресурс]. – URL: [http://algorithmiclib.org/sharpen\\_filter](http://algorithmiclib.org/sharpen_filter) (дата обращения: 1.10.2016).
3. Нерезкая маска [Электронный ресурс]. – URL: <https://docs.gimp.org/ru/plugin-in-unsharp-mask.html> (дата обращения: 1.10.2016).
4. Каменский А.В. Методы повышения четкости телевизионных изображений линейными алгоритмами [Электронный ресурс]. – URL: <http://old.tusur.ru/export/sites/ru.tusur.new/ru/science/events/conferences/archive/2015-2.pdf> (дата обращения: 1.03.2016).
5. Капустин В.В. Оценка качества изображений высокого разрешения при внутрикадровом сжатии в стандартах JPEG и JPEG2000 / В. В. Капустин, А.В. Каменский // Доклады ТУСУРа. – 2016. – Т. 19, № 3. – С. 27–31.

6. Imatest Documentation by Norman Koren [Электронный ресурс]. – URL: <http://www.imatest.com/docs/> (дата обращения: 1.03.2016).

7. Malanin M.Y. Optimization of parameters of two-dimensional filters of increase of clearness of television images on contrastly to frequency characteristics // M.Y. Malanin, A.V. Kamenskiq, M.I. Kuryachiy [Электронный ресурс]. – URL: [http://ieeexplore.ieee.org/xpl/login.jsp?tp=&arnumber=7147136&url=http%3A%2F%2Fieeexplore.ieee.org%2Fxppls%2Fabs\\_all.jsp%3Farnumber%3D7147136](http://ieeexplore.ieee.org/xpl/login.jsp?tp=&arnumber=7147136&url=http%3A%2F%2Fieeexplore.ieee.org%2Fxppls%2Fabs_all.jsp%3Farnumber%3D7147136) (дата обращения: 10.05.2016).

---

#### Каменский Андрей Викторович

Аспирант каф. телевидения и управления (ТУ) ТУСУРа  
Тел.: +7-952-893-78-35  
Эл. почта: andru170@mail.ru

Kamenskiy A.V.

#### Methods to increase definition of high quality television images using linear algorithms

The study is focused on the linear image processing algorithms. In the experimental part of the work we used the principles of data processing and analysis of the laboratory workshop, developed earlier during the project GAP TU-1203 and introduced into the educational process of TUSUR Department of Television and Control. When carrying out the work, the optimal coefficients used for image processing filters were identified. A comparison of the efficiency of linear algorithms for different images is done.

**Keywords:** resolution, digital image processing, Laplacian, unsharp mask, two-dimensional quasi-optimal digital filter, image enhancement.

УДК 621.317.35

М.А. Назаров, Э.В. Семенов

## Сопоставление квазистатической и неквазистатической видеоимпульсной модели конденсатора при различном уровне тестовых воздействий

Для измерения характеристик конденсатора использованы неквазистатический и квазистатический методы. Установлено, что мощность потерь в конденсаторе с диэлектриком X7R, рассчитанная по неквазистатической модели, превышает мощность, рассчитанную по квазистатической модели. С увеличением амплитуды тестового сигнала отношение мощности потерь по неквазистатической и квазистатической моделям увеличивается.

**Ключевые слова:** нелинейные измерения, импульсное воздействие, конденсатор, мощность потерь.

**doi:** 10.21293/1818-0442-2017-20-1-50-52

Современные нелинейные измерители для получения нелинейных характеристик элементов производят измерения квазистатическим методом [1]. Такие измерения приводят к методическим погрешностям, если в последующем исследуемый элемент будет работать с импульсными сигналами.

Характеристики диэлектрических материалов, измеренные квазистатическим методом (вольт-амперная характеристика (ВАХ), вольт-фарадная характеристика (ВФХ), тангенс угла диэлектрических потерь), часто не обеспечивают требуемой точности расчетов, если диэлектрические материалы работают в импульсных или цифровых схемах. В связи с тенденцией к сокращению габаритов конденсаторов актуально определение тепловых режимов их работы (рассеиваемой мощности) [2].

В [3] приведен характерограф для измерения нелинейных ВАХ и ВФХ характеристик элементов, цепей и устройств, работающих на коротких видеоимпульсах, а в [4] – метод калибровки нелинейных измерителей характеристик цепей.

В [5] была предложена неквазистатическая модель конденсатора, позволяющая рассчитывать мощность потерь при воздействии на него видеоимпульсным сигналом. Зависимость рассеиваемой на конденсаторе мощности от амплитуды приложенного видеоимпульсного сигнала для этой и для квазистатической модели не исследована.

Цель данной работы – сравнить мощность потерь в конденсаторе при воздействии видеоимпульсным сигналом по неквазистатической и квазистатической модели.

### Модель конденсатора при воздействии видеоимпульсным сигналом

В [6] приведена квазистатическая модель конденсатора (рис. 1, а). Данная модель не позволяет адекватно рассчитывать ток через конденсатор и мощность потерь в конденсаторе при видеоимпульсном воздействии, поскольку конденсатор нелинейный, а видеоимпульсный сигнал содержит в своем спектре множество гармоник.

В [5] была предложена неквазистатическая модель конденсатора, а в [7] – исследование этой модели. Данная модель позволяет рассчитывать работу

конденсатора при воздействии на него видеоимпульсным сигналом (рис. 1, б). Емкость в данной модели определяется выражением

$$C(u_k) = \frac{q_k - q_{k-1}}{u_k^f - i_k^f \cdot ESR_k - u_{k-1}^C}, \quad (1)$$

где  $q_k$  – заряд на фронте (спаде) импульса в точке  $k$ ;  $u_k^f$ ,  $i_k^f$  – напряжение и ток на фронте и спаде импульса в точке  $k$ ;  $ESR$  (equivalent series resistance) – эквивалентное последовательное сопротивление, характеризующее потери в точке  $k$ ;  $u_{k-1}^C$  – напряжение на емкости в точке  $k-1$ . Напряжение  $u^C$  в выражении (1) определяется соотношением  $u^C = u^f - i^f ESR$ .

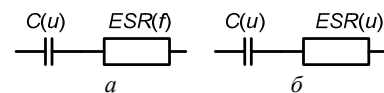


Рис. 1. Эквивалентные схемы замещения конденсатора: а – квазистатическая; б – неквазистатическая

Потери конденсатора определяются параметром  $ESR$  и током через него. Параметр  $ESR$  определяется выражением (2):

$$ESR(u_k) = \frac{u^r(q_k) - u^f(q_k)}{i^r(q_k) - i^f(q_k)}, \quad (2)$$

где  $u^r(q)$ ,  $u^f(q)$  – зависимости напряжения на фронте и спаде импульса от заряда, а  $i^r(q)$ ,  $i^f(q)$  – зависимости тока на фронте и спаде от заряда.

### Экспериментальные исследования

В качестве объекта были выбраны два керамических конденсатора из одной партии с диэлектриком типа X7R емкостью 1,5 мкФ с номинальным напряжением 25 В типоразмера 0805.

Определим параметры квазистатической модели  $C(u)$  и  $ESR(f)$ , используя измеритель Agilent E4980A. Измерение  $C(u)$  осуществим при постоянном смещении, лежащем в интервале напряжений импульсного сигнала от 0 до 3 В (рис. 2, кривая 3). Амплитуда синусоидального измерительного сигнала составляет 200 мВ. Измерение  $ESR(f)$  осуществим в области частот, перекрывающей основную лепесток спектра видеоимпульсного сигнала (рис. 3, кривая 1).

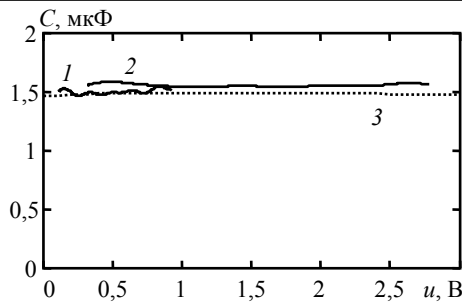


Рис. 2. Вольт-фарадная характеристика, определенная на видеоимпульсном сигнале по (1): при амплитуде импульса 1 В (кривая 1) и 3 В (кривая 2). Кривая 3 – квазистатическое измерение

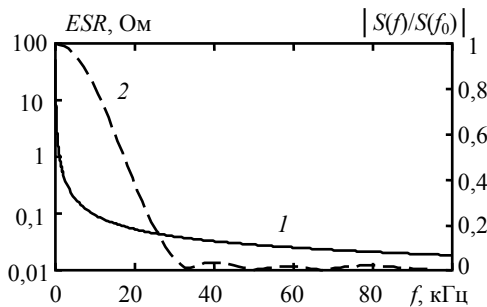


Рис. 3. Зависимость  $ESR$  от частоты при квазистатическом измерении (кривая 1) и нормированный модуль спектра тестового сигнала (кривая 2)

Определим параметры неквазистатической видеоимпульсной модели  $ESR(u)$  и  $C(u)$ . Параметр  $ESR(u)$  был рассчитан для амплитуды импульсного воздействия 1 В (рис. 4, кривая 1) и 3 В (рис. 4, кривая 2). На рис. 2 показаны результаты определения ВФХ по результатам видеоимпульсного воздействия амплитудой 1 В (кривая 1) и 3 В (кривая 2).

Сопоставим качество моделирования тока через конденсатор квазистатической и неквазистатической моделями при воздействии на него видеоимпульсным сигналом амплитудой 1 и 3 В (рис. 5 и 6 соответственно, кривые 4). На рис. 5 и 6 кривые 1 представляют измеренный ток, кривые 2 – ток, рассчитанный по неквазистатической модели, и кривые 3 – ток, рассчитанный по квазистатической модели. Видно, что при большей амплитуде тестового сигнала ток, рассчитанный по квазистатической модели, начинает в большей степени отклоняться от результатов измерения.

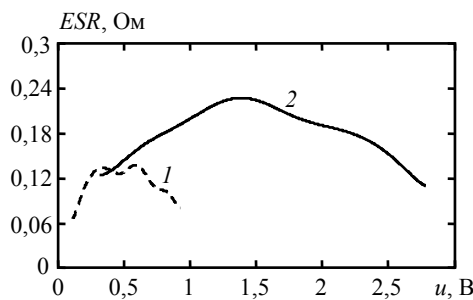


Рис. 4. Зависимость  $ESR$  от напряжения для неквазистатической модели при воздействии импульсным сигналом 1 В (кривая 1) и 3 В (кривая 2)

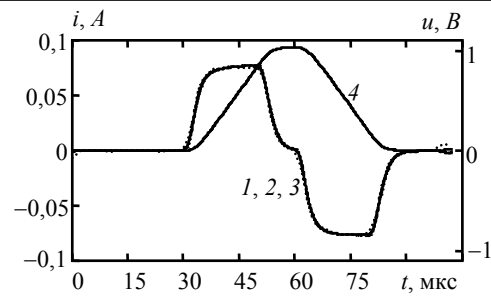


Рис. 5. Ток через конденсатор при амплитуде тестового сигнала 1 В: измеренный (кривая 1), рассчитанный по неквазистатической (кривая 2) и квазистатической моделям (кривая 3). Кривая 4 – зависимость тестового напряжения от времени

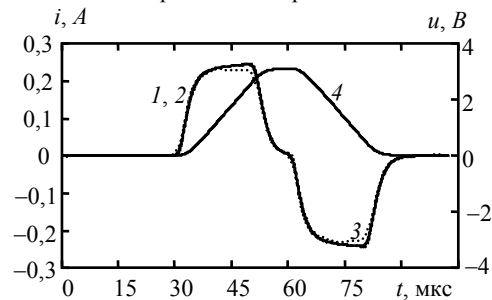


Рис. 6. Ток через конденсатор при амплитуде тестового сигнала 3 В: измеренный (кривая 1), рассчитанный по неквазистатической (кривая 2) и квазистатической моделям (кривая 3). Кривая 4 – зависимость тестового напряжения от времени

Сопоставим качество моделирования мощности потерь в конденсаторе, используя квазистатическую и неквазистатическую модель. Рассчитанная по квазистатической модели рис. 7, а мощность, рассеиваемая на конденсаторе, представлена на рис. 7 и 8 кривой 2 для амплитуды тестового сигнала 1 и 3 В соответственно. Пиковая рассеиваемая мощность составляет 0,46 мВт (для амплитуды 1 В) и 4,2 мВт (для амплитуды 3 В). Мощность потерь, рассчитанная по неквазистатической модели, представлена на рис. 7 и 8 кривыми 1. Пиковая мощность потерь при этом составляет 0,8 мВт (для амплитуды 1 В) и 12,2 мВт (для амплитуды 3 В).

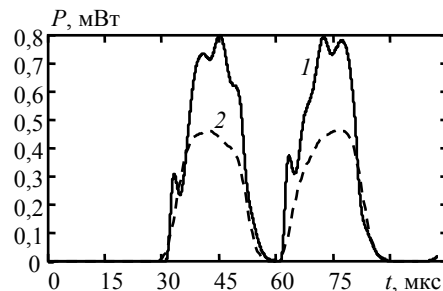


Рис. 7. Зависимость мощности потерь от времени: по неквазистатической (кривая 1) и квазистатической (кривая 2) моделям при воздействии сигналом 1 В

Таким образом, пиковая мощность потерь в конденсаторе, полученная по неквазистатической модели, превышает пиковую мощность потерь, полученную по квазистатической модели. Соотношение пиковых мощностей потерь, рассчитанных по

неквазистатической и квазистатической моделям, при видеоимпульсном воздействии увеличивается с ростом амплитуды импульсного сигнала.

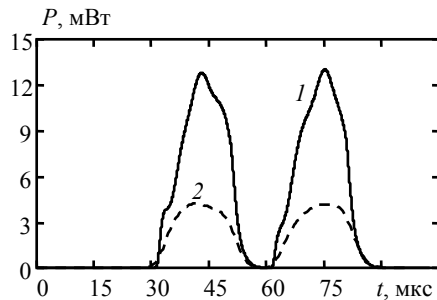


Рис. 8. Зависимость мощности потерь от времени: по неквазистатической (кривая 1) и квазистатической (кривая 2) моделям при воздействии сигналом 3 В

Произведем верификацию определения мощности потерь по неквазистатической и квазистатической моделям при воздействии видеоимпульсным сигналом. Для этого рассчитаем энергию потерь за время действия импульса по результатам прямых измерений напряжения на конденсаторе и тока через него по выражению  $E = \int i(t)u(t)dt$ . Сравним полученный результат с результатами определения энергии потерь за время действия импульса по неквазистатической и квазистатической моделям, проинтегрировав мощность потерь за время импульса. Результаты определения энергии потерь в зависимости от амплитуды импульса приведены в таблице. Практическое совпадение измеренной энергии потерь и рассчитанной путем интегрирования мощности потерь, определенной по неквазистатической модели, свидетельствует о корректности способа расчета мощности потерь. Кроме того, видно, что квазистатическая модель дает значительно худший результат моделирования.

Зависимость энергии потерь от амплитуды импульсного сигнала

| Амплитуда | Энергия, нДж |                     |                   |
|-----------|--------------|---------------------|-------------------|
|           | Измерение    | Неквазистат. модель | Квазистат. модель |
| 1 В       | 24           | 24                  | 16                |
| 3 В       | 362          | 361                 | 142               |

### Заключение

Рассеиваемая мощность в конденсаторе при воздействии видеоимпульсным сигналом превышает мощность, рассчитанную по квазистатической модели, а полная энергия потерь в конденсаторе, рассчитанная по неквазистатической модели, совпадает с энергией потерь, рассчитанных по результатам прямых измерений тока и напряжения.

Показано, что рассмотренная неквазистатическая модель конденсатора позволяет с меньшей погрешностью моделировать ток через конденсатор и мощность потерь на нем при воздействии видеоимпульсным сигналом.

В приведенном примере по результатам эксперимента пиковая мощность потерь, рассчитанная по неквазистатической модели, до трех раз больше, чем

для квазистатической модели. При этом рассчитанная по неквазистатической модели энергия потерь за время действия импульса хорошо согласуется с результатом измерения.

С увеличением амплитуды тестового видеоимпульсного воздействия отношение пиковой мощности потерь, рассчитанной по неквазистатической модели, к пиковой мощности потерь по квазистатической модели возрастает.

### Литература

1. Agilent E4980A Precision LCR Meter. User's Guide. Manufacturing, No. E4980-90010. – PP. 196–199. Available at: <http://www3.imperial.ac.uk/pls/portallive/docs/1/7291007.PDF> (accessed: 14 November 2016).
2. Мезенин О.Л. Справочник по расчету режимов работы электрических конденсаторов. – Киев: Техника, 1987. – 168 с.
3. Семенов Э.В. Сверхкороткоимпульсный характеристикограф [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.edwardsemyonov.narod.ru/nonlinearity/uwb-cap.html>, свободный (дата обращения: 23.08.16).
4. Назаров М.А. Абсолютная калибровка сверхкороткоимпульсного измерителя нелинейных характеристик цепей / М.А. Назаров, Э.В. Семенов // Доклады ТУСУРа. – 2013. – № 3 (29). – С. 38–42.
5. Семенов Э.В. Сверхкороткоимпульсная характеристика диэлектриков с одновременным определением диэлектрической нелинейности, потерь на электропроводность и релаксацию // 24-я Междунар. Крым. конф. «СВЧ техника и телекоммуникационные технологии». – Севастополь: Вебер, 2014. – С. 912–913.
6. Series capacitor model. Available at: <http://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/254095/MURATA/GRM21BR71E225K.html> (accessed: 6 May 2015).
7. Назаров М.А. Исследование сверхкороткоимпульсной модели конденсатора / М. А. Назаров, Э. В. Семенов // 25-я Междунар. Крым. конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии». – Севастополь: Вебер, 2015. – С. 582–583.

### Назаров Максим Андреевич

Аспирант каф. радиоэлектроники и защиты информации (РЗИ) ТУСУРа  
Тел.: +7 (382-2) 41-33-65  
Эл. почта: mnaz90@mail.ru

### Семенов Эдуард Валерьевич

Д-р техн. наук, профессор каф. РЗИ ТУСУРа  
Тел.: +7 (382-2) 41-33-65  
Эл. почта: edwardsemyonov@narod.ru

Nazarov M.A., Semyonov E.V.

### Investigation of ultra-short pulsed capacitor model

We have found that the power dissipation in the 1.5 uF 25 V capacitor with X7R dielectric type at impact the baseband signal is 0.8 mW, and calculated power dissipation according to the classical model of the capacitor is 0.46 mW. The ultra-short pulse method for measuring of characteristics of the capacitor under the influence of the baseband signal was used. We have developed a new ultra-short pulsed capacitor model which allows to adequately simulate the power dissipated in the capacitor when impact of baseband signal is produced.

**Keywords:** nonlinear measurements, pulse impact, capacitor, power dissipation.

УДК 621.396.41

В.Н. Давыдов, С.В. Харитонов

## Математическая модель шума в поликристаллическом $n$ -CdSe

На основе анализа экспериментальных зависимостей дисперсии шума полупроводникового фоторезистора от напряжения смещения и мощности засветки построено математическое выражение, описывающее шумовое напряжение на поликристаллическом  $n$ -CdSe, справедливое в широком диапазоне смещений и мощностей засветки. Показано, что шумовые свойства  $n$ -CdSe могут быть интерпретированы как результат сложения дисперсий флуктуаций ЭДС двух независимых источников флуктуаций, параметры которых меняются линейно с ростом напряжения смещения и по модифицированному закону Гаусса в зависимости от мощности засветки. Дана физическая интерпретация построенной модели.

**Ключевые слова:** математическая модель, шум, модифицированное распределение Гаусса, фоновая засветка.  
**doi:** 10.21293/1818-0442-2017-20-1-53-56

Исследование шумовых свойств полупроводниковых приборов представляет интерес как в плане прикладных исследований, так и в познании фундаментальных свойств полупроводников и полупроводниковых приборов в различных условиях. В первом случае измерение зависимости напряжения шума при различных условиях измерений позволяет определить области этих параметров, где шумовое напряжение может быть минимизировано. Другим практическим приложением исследования шумов полупроводниковых приборов является возможность прогнозирования их деградационных свойств для повышения надежности приборов электронной техники. Применение шумовых методов для изучения фундаментальных свойств полупроводников дает преимущество перед другими методами, поскольку шумовые свойства определяются процессами перезарядки примесно-дефектных состояний (ПДС) или рекомбинации на них носителей заряда. Данные исследования позволяют не только глубже понять механизмы структурной перестройки, но и приблизить решение проблемы допорогового дефектообразования в твердых телах [1–4].

В работах [5, 6] экспериментально исследован минимум шумового напряжения фоторезистора на основе поликристаллического  $n$ -CdSe при определенных значениях напряжения смещения и мощности немодулированной фоновой засветки. Как показали исследования, данная особенность шума фоторезистора не может быть объяснена в рамках классических представлений о механизмах возникновения шумов в полупроводниках [7–9]. В частности, немонотонное распределение ПДС по запрещенной зоне полупроводника на границах кристаллитов  $n$ -CdSe дает насыщающееся шумовое напряжение.

Одним из методологических приемов изучения нового свойства физического объекта является построение математической модели этого свойства. При этом математическая модель строится на основе экспериментальных данных. В качестве аппроксимационных функций используют функции, описывающие известные механизмы взаимодействия носителей заряда с примесными состояниями, транспорта носителей к месту их регистрации и т.д.

Целью данной работы является построение математической модели напряжения шума примесно-дефектного полупроводника, включающей как традиционные свойства шумов в твердых телах, так и свойства с немонотонным характером их поведения.

### Исходные положения модели

В качестве исходных данных о поведении минимума напряжения шума  $U_{ш}$  от напряжения смещения на фоторезисторе  $V$  и мощности его фоновой засветки  $P_{ф}$  в соответствии с результатами работы [10] будем представлять суммарный шум фоторезистора как сумму напряжений шумов от двух источников  $U_{ш}^{(1)}(V, P_{ф})$  и  $U_{ш}^{(2)}(V, P_{ф})$ :

$$U_{ш}(V, P_{ф}) = \sqrt{U_{ш}^{(0)2} + \left[ U_{ш}^{(1)}(V, P_{ф})^2 + U_{ш}^{(2)}(V, P_{ф})^2 \right] \cdot (1 - \alpha \cdot P_{ф})^2} \cdot (1) \quad (1)$$

В выражении (1) слагаемое  $U_{ш}^{(0)}$  описывает шум измерительного тракта. Множитель второго слагаемого  $(1 - \alpha \cdot P_{ф})$  описывает снижение уровня шума, вызванное изменением параметров входной цепи измерителя шума при действии засветки. На рис. 1 показана типичная зависимость спектральной плотности шума полупроводника, измеренная при мощности фоновой засветки  $P_{ф} = 4$  отн. ед., а также аппроксимация этой зависимости двумя прямыми линиями  $U_{ш}^{(1)}(V)$ ,  $U_{ш}^{(2)}(V)$  с разными наклонами:

$$U_{ш}^{(1)}(V, P_{ф}) = a_1 - k_1(P_{ф}) \cdot V, \quad U_{ш}^{(2)}(V, P_{ф}) = a_2 + k_2(P_{ф}) \cdot V. \quad (2)$$

Здесь параметры прямых  $k_1$ ,  $k_2$ ,  $a_1$ ,  $a_2$  зависят только от  $P_{ф}$ . Как будет показано ниже, их зависимости от мощности засветки довольно сложные. Координата точки пересечения шумовых зависимостей первого и второго типа [10]

$$V_0(P_{ф}) = (a_1 - a_2) / [k_2(P_{ф}) + k_1(P_{ф})]. \quad (3)$$

Как следует из рис. 2, зависимости  $V_0(P_{ф})$  и  $\Delta U_{ш}(P_{ф})$  имеют экстремальный характер и могут быть описаны функцией Гаусса. Зависимость  $\Delta V_0(P_{ф})$  подобна функции, обратной к функции Гаусса.

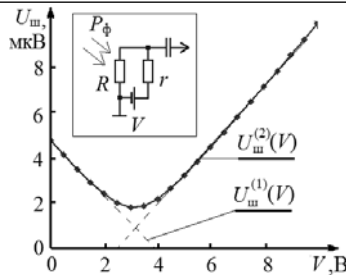


Рис. 1. Схема формирования шума в поликристаллическом  $n$ -CdSe. На вставке – схема измерения шума и условия засветки

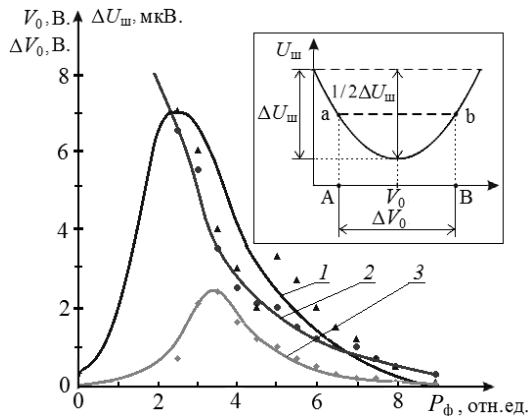


Рис. 2. Зависимости параметров минимума шума от мощности фоновой засветки. Кривая 1 – зависимость  $V_0(P_\Phi)$ ; кривая 2 –  $\Delta V_0(P_\Phi)$ ; кривая 3 –  $\Delta U_{ш}(P_\Phi)$

Заметим, что природа шума  $U_{ш}^{(2)}(V, P_\Phi)$  исследована в [9], где получено аналитическое выражение для шумового напряжения для малых мощностей засветки. Происхождение шума  $U_{ш}^{(1)}(V, P_\Phi)$  неизвестно, построением математической модели делается попытка дать ему математическое описание, на основании которого можно будет судить о физической природе первого типа шума.

#### Содержание модели

Для нахождения функциональной зависимости указанных параметров от мощности засветки используем экспериментально полученные зависимости шума от напряжения смещения при различных значениях  $P_\Phi$ . На рис. 2 приведены зависимости параметров минимума шума от мощности, определение которых показано на вставке рис. 2 [5, 6]. Из рисунка следует, что параметры шума  $\Delta V_0(P_\Phi)$  и  $\Delta U_{ш}(P_\Phi)$  имеют резкий экстремум с асимметрией его левого и правого скатов. Подобный ход кривых может быть описан с помощью известных распределений: распределения Планка, логнормального распределения, распределения Хи-квадрат, распределения Фишера–Снедекора [10] и др. Поскольку одним из критериев выбора функции является его физическое содержание, за основу составления выражений для кривых рис. 2 нами взята функция Гаусса  $G(P_\Phi) = \exp[-(P_\Phi - P_0)^2 / \sigma_{ш}]$ . Для получения асимметричного (модифицированного) распределения Гаусса  $G_m(P_\Phi)$  дополним функцию Гаусса функци-

ей-модификатором  $m(P_\Phi)$ . Объединение этих функций в единую функцию проведем по алгоритму, предложенному в [11]. Тогда получим:

$$G_m(P_\Phi) = f(P_\Phi) \cdot b_{01} \cdot G(P_\Phi) + [1 - f(P_\Phi)] \cdot b_{02} \cdot m(P_\Phi), \quad (4)$$

$$m(P_\Phi) = 1 / \left[ 1 + a_m (P_\Phi - P_0)^2 \right], \quad (5)$$

Функция Ферми для сшивания кривых такова:

$$f(P_\Phi) = \left[ 1 + \exp \left[ (P_\Phi - P_0) / \sigma_\Phi \right] \right]^{-1}. \quad (6)$$

В отличие от первых двух зависимостей рис. 2 экспериментальная зависимость  $\Delta V_0(P_\Phi)$  имеет вид плавно падающей зависимости с ростом мощности засветки от бесконечно большого значения при  $V = 0$  В до малого вблизи значения  $P_\Phi = 10$  отн. ед.

Для получения численных значений введенных выше параметров математической модели нами построены зависимости  $k_1, k_2, a_1, a_2$  от мощности фоновой засветки путем сравнения аналитических выражений с зависимостями этих параметров, построенными нами из экспериментальных кривых  $U_{ш}(V)$ , измеренных при значениях мощности фона от  $P_\Phi = 1 - 10$  отн. ед. с шагом  $\Delta P_\Phi = 1$  отн. ед. Полученные таким образом экспериментальные зависимости  $k_1, k_2, a_1, a_2$  от  $P_\Phi$  приведены на рис. 3, а–в. Из рис. 3 следует, что указанные зависимости могут быть описаны следующими математическими выражениями:

$$k_1(P_\Phi) = k_{01} + G_m(P_\Phi); \quad k_2(P_\Phi) = k_{02} - G_m(P_\Phi),$$

$$a_1(P_\Phi) = a_{01} + G_m(P_\Phi); \quad a_2(P_\Phi) = a_{02} - G_m(P_\Phi). \quad (7)$$

Входящие в данные выражения коэффициенты определены из условия совпадения расчетных зависимостей шума с экспериментальными зависимостями. При этом показано, что наилучшее совпадение экспериментальных и расчетных зависимостей достигается в узком диапазоне параметров расчета.

Численные значения указанных выше параметров приведены в таблице. Рассматривая ее, можно заметить, что параметр уширения функции Ферми  $\sigma_\Phi$  для всех зависимостей имеет одинаковое значение, равное 0,3. Дисперсия функции Гаусса  $\sigma_m$  для тангенсов наклона первого и второго механизмов шума одинакова и равна 2,0, а для начальных значений этих типов шумов, она равна 5,0. Коэффициент участия функции Гаусса в формировании модифицированной функции для исследуемого механизма шума  $b_{01}$  оказался равным 0,64, тогда как для второго механизма шума он равен 1,00, а для начальных значений он равен 8,00. Коэффициент участия функции модификатора в формировании модифицированной функции Гаусса  $b_{02}$  для всех рассматриваемых зависимостей принимает различные значения от 0,7 до 5,0. Константа функции-модификатора также равна для тангенса углов наклона первого механизма  $a_m = 0,40$ , а для второго механизма и для начальных значений шумов эта константа равна 0,01. Начальные значения кривых тангенса угла наклона, и начальных значений шумов принимают различные значения, находящиеся в интервале от 0,00 до 6,00.

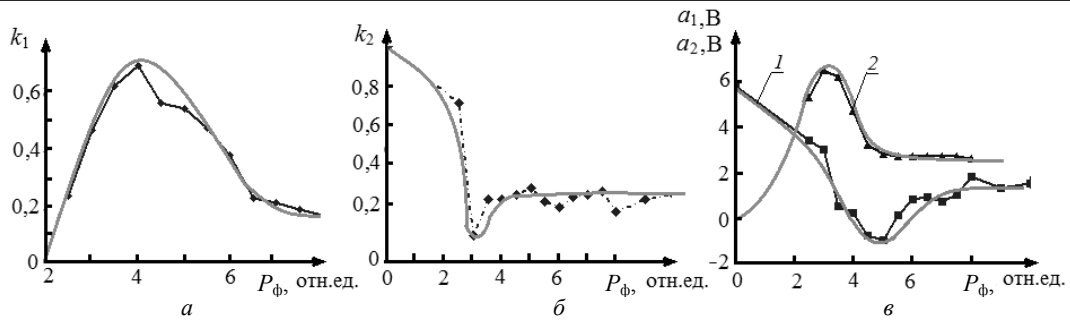


Рис. 3. Экспериментальные (пунктирные) и аппроксимационные (сплошные кривые) зависимости от мощности засветки: *a* – тангенса угла наклона падающего участка полевой зависимости шума; *b* – тангенса угла наклона нарастающего участка полевой зависимости шума; *v* – начальных значений падающего –  $a_1$  и нарастающего –  $a_2$  участков шума

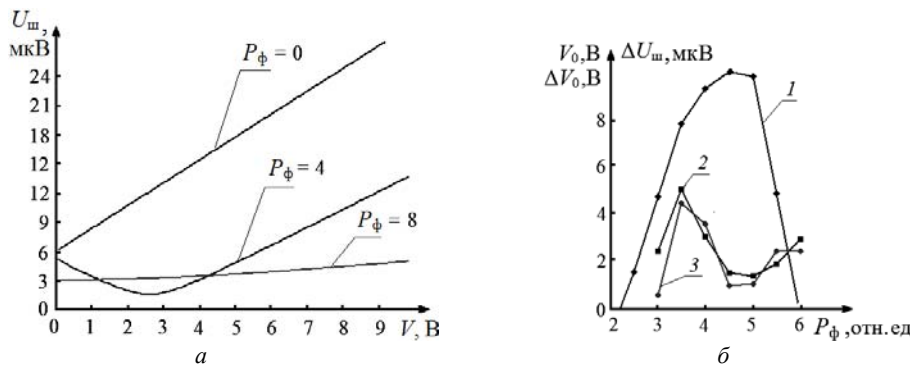


Рис. 4. Зависимости напряжений суммарного шума от смещения при различных мощностях фоновой засветки – *a*; расчетные зависимости параметров минимума шума от мощности фоновой засветки – *b*.  
Кривая 1 – зависимость  $V_0(P_\phi)$ ; кривая 2 –  $\Delta V_0(P_\phi)$ ; кривая 3 –  $\Delta U_{ш}(P_\phi)$

**Численные значения параметров модели**

| $k_1(P_\phi)$       | $k_2(P_\phi)$       | $a_1(P_\phi)$       | $a_2(P_\phi)$       |
|---------------------|---------------------|---------------------|---------------------|
| $b_{01} = 0,64$     | $b_{01} = 1,00$     | $b_{01} = 8,00$     | $b_{01} = 8,00$     |
| $b_{02} = 0,8$      | $b_{02} = 0,7$      | $b_{02} = 3,0$      | $b_{02} = 5,0$      |
| $\sigma_m = 2,0$    | $\sigma_m = 2,0$    | $\sigma_m = 5,0$    | $\sigma_m = 5,0$    |
| $\sigma_\phi = 0,3$ | $\sigma_\phi = 0,3$ | $\sigma_\phi = 0,3$ | $\sigma_\phi = 0,3$ |
| $a_m = 0,40$        | $a_m = 0,01$        | $a_m = 0,01$        | $a_m = 0,01$        |
| $k_{01} = 0,02$     | $k_{02} = 1,00$     | $a_{01} = 0,00$     | $a_{02} = 6,00$     |

Подставляя найденные численные значения параметров в аппроксимационные выражения для напряжений шума  $U_{ш}^{(1)}(V, P_\phi)$  и  $U_{ш}^{(2)}(V, P_\phi)$  по (1)–(6), найдем зависимости напряжений суммарного шума от смещения и мощности засветки. На рис. 4, *a* показаны расчетные зависимости напряжения шума фоторезистора от смещения на нем от 0 до 10 В, где в качестве параметра выступает мощность засветки  $P_\phi=0, P_\phi = 4, P_\phi = 8$  отн. ед. Как следует из рисунка, полученные зависимости достаточно точно описывают экспериментально измеренные зависимости шумового напряжения от смещения, включая эффект возникновения минимума шума в диапазоне напряжений 2–6 В и мощности засветки 1–8 отн. ед.

**Физическая интерпретация модели**

Целью построения математической модели является её использование для выработки рабочей гипотезы относительно механизма возникновения минимума шума в полупроводниковом приборе. Согласно построенной модели в определенных условиях измерения шум прибора может содержать допол-

нительную компоненту  $U_{ш}^{(1)}(V, P_\phi)$ , величина которой линейно убывает с ростом прикладываемого смещения. В настоящее время в классической теории шумов [1] отсутствуют данные, которые могли бы указать на физические причины возникновения шума подобного рода.

Заметим, что оба слагаемых в выражении для  $U_{ш}^{(1)}(V, P_\phi)$  пропорциональны функции Гаусса, в которой независимой переменной является мощность засветки (число генерируемых носителей заряда). Это обстоятельство можно интерпретировать следующим образом: в основе возникновения этой компоненты шума лежат флуктуации числа неравновесных электронно-дырочных пар, генерируемых фоновой засветкой. Асимметрия модифицированной функции Гаусса указывает на сверхлинейное возрастание амплитуды флуктуаций числа генерируемых электронно-дырочных пар, если мощность фоновой засветки превышает оптимальную величину  $P_0$ . Обратная квадратичная зависимость функции-модификатора от мощности засветки свидетельствует об участии в формировании  $U_{ш}^{(1)}(V, P_\phi)$  не одной, а двух неравновесных дырок (подобно Оже-рекомбинации в полупроводниках).

Другая возможная причина возникновения минимума на зависимости шума от напряжения допускается, если в процессе рекомбинации носителей заряда задействован процесс, имеющий резонанс-



ный характер от напряжения, таковым может быть только резонансное туннелирование носителей заряда между зоной проводимости и валентной зоной проводника через энергетический уровень, расположенный в запрещенной зоне. В качестве уровня резонансного туннелирования может выступать, например, какой-либо уровень из спектра примесно-дефектных состояний, описывающего деструкцию на межкуристаллических барьерах.

#### Выводы

В работе предложена модель формирования шума в поликристаллическом полупроводниковом материале, основанная на совместном и независимом действии двух типов шумов, линейно зависящих от напряжения смещения, но их зависимость от мощности засветки имеет экстремальный характер.

Составлено аналитическое выражение, описывающее совместное действие указанных типов шумов. Из экспериментальных кривых построены графики зависимостей параметров прямых линий от мощности засветки, по которым составлены их аналитические зависимости, а затем вычислены численные значения характеристических параметров шумов первого и второго рода.

Сравнение экспериментальных и теоретических зависимостей шума полупроводника от напряжения смещения и мощности фоновой засветки, рассчитанных по математической модели, показало их хорошее совпадение.

Из полученных аналитических выражений для шумов сформулирована рабочая гипотеза об участии неравновесных электронов в процессах, приводящих к возникновению особенностей флуктуационных процессов в примесно-дефектных полупроводниках.

#### Литература

1. Ван дер Зил А. Шум, источники, описание, измерение / пер. с англ., под ред. А.К. Нарышкина. – М.: Сов. радио, 1973. – 225 с.
2. Давыдов В.Н. Фотоиндуцированное усиление шума в полупроводниковых структурах // Изв. вузов. Физика. – 1999. – № 5. – С. 49–58.
3. Кернер Б.С. О механизме избыточных токов в  $p$ - $n$ -переходах / Б.С. Кернер, В.В. Осипов, О.В. Смолин и др. // ФТП. – 1986. – Т. 2, № 9. – С. 1739–1742.
4. Дьяконова Н.В. Природа объемного шума  $1/f$  в GaAs и Si / Н.В. Дьяконова, М.Е. Левинштейн, С.Л. Румянцев // ФТП. – 1991. – Т. 25, № 12. – С. 2065–2104.
5. Давыдов В.Н. Влияние фоновой засветки на электрические свойства фоторезисторов из селенида кадмия / В.Н. Давыдов, И.М. Мусина, А.С. Гребенников // Доклады ТУСУРа. – 2011. – Вып. 2 (24), ч. 1. – С. 167–170.
6. Давыдов В.Н. Анализ электрических свойств фоторезисторов на основе CdSe в условиях фоновой засветки / В.Н. Давыдов, И.М. Мусина, А.С. Гребенников // Доклады ТУСУРа. – 2011. – Вып. 2 (24), ч. 1. – С. 171–178.
7. Давыдов В.Н. Дисперсия носителей заряда в примесно-дефектных полупроводниках при совместном действии засветки и электрического поля / В.Н. Давыдов, И.М. Мусина, И.А. Егорова // Доклады ТУСУРа. – 2011. – Вып. 2 (24). – Ч. 3. – С. 36–45.
8. Харитонов С.В. Дисперсия числа носителей заряда при фотоиндуцированных преобразованиях в полупроводниках / С.В. Харитонов, А.К. Петрова // Перспективы развития фундаментальных наук: сб. тр. XII Междунар. конф. студентов и молодых ученых. – Томск: Изд-во ТПУ, 2015. – С. 1551.
9. Петрова А.К. Фотопроводимость и шумы бинарных полупроводниковых соединений в условиях фоновой засветки / А.К. Петрова, С.В. Харитонов // Перспективы развития фундаментальных наук: сб. тр. XII Междунар. конф. студентов и молодых ученых. – Томск: Изд-во ТПУ, 2015. – С. 1524.
10. Кремер Н.Ш. Теория вероятностей и математическая статистика: учебник для вузов. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: ЮНИТИ-ДАНА, 2004. – 573 с.
11. Давыдов В.Н. Профессионально ориентированные математические задачи в групповом проектном обучении / В.Н. Давыдов, Н.Э. Лугина // Матер. междунар. науч.-метод. конф. «Современное образование: проблемы взаимосвязи образовательных и профессиональных стандартов». 28–29 января 2016, Томск. – Томск: Изд-во ТУСУРа, 2016. – С. 281–282.

#### Давыдов Валерий Николаевич

Д-р физ.-мат. наук, профессор  
каф. электронных приборов ТУСУРа  
Тел.: +7 (382-2) 41-35-07, +7-903-954-41-48  
Эл. почта: dvn@fet.tusur.ru

#### Харитонов Сергей Викторович

Магистр каф. физической электроники ТУСУРа  
Тел.: +7-964-090-48-84  
Эл. почта: sergl1@t-sk.ru

Davydov V.N., Kharitonov S.V.

#### Mathematical model of the noise in polycrystalline n-CdSe

Based on the analysis of experimental dependences of the noise variance semiconductor photoresist on the bias voltage and power illumination, a mathematical expression has been constructed that describes the noise on-voltage polycrystalline n-CdSe, just in a wide range of displacements and flare capacities. It is shown that the noise properties of the n-CdSe may be interpreted as the result of adding dispersions fluctuations two independent sources EMF fluctuation parameters which vary linearly with the bias voltage and modified as a function of Gaussian depending of power illumination. A physical interpretation of the constructed model is provided.

**Keywords:** mathematical model, noise, modified Gaussian distribution, backlighting.

**УПРАВЛЕНИЕ, ВЫЧИСЛИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА  
И ИНФОРМАТИКА**



УДК 004.056:519.1

О.С. Авсентьев, А.Г. Кругов

## Обоснование показателя защищенности информации от утечки по электромагнитным каналам

Рассматриваются вопросы обоснования показателя для оценки защищенности информации от утечки по электромагнитным каналам. Данный показатель учитывает разнородность свойств передаваемой по каналам связи информации, различие форм ее представления, а также условия согласования параметров источника информации и электрических параметров сигналов, используемых в качестве ее материальных носителей, с соответствующими параметрами каналов связи и перехвата информации.

**Ключевые слова:** канал связи, технический канал утечки информации, электрические параметры сигнала, электрические параметры канала связи, условия согласования параметров сигнала и канала связи, показатель защищенности информации.

**doi:** 10.21293/1818-0442-2017-20-1-59-64

Использование для передачи информации по каналам связи инфокоммуникационных систем (ИКС) разнородных физических полей обуславливает формирование побочных излучений этих полей и соответственно возможности перехвата информации злоумышленником [1, 2].

Структуры канала связи, используемого законными пользователями для информационного обмена и возникающих в процессе передачи этой информации побочных каналов ее перехвата одинаковы. Одинаковы и цели использования канала связи законными пользователями, называемого в [3–5] основным, и побочного канала, используемого злоумышленником для перехвата информации. Эти цели заключаются в стремлении получить информацию, удовлетворяющую требованиям к свойствам, характеризующим ее ценность.

Однако условия функционирования этих каналов и обусловленные этими условиями электрические параметры используемых преобразующих устройств и самих каналов различны [3]. Эти различия связаны с разнородностью форм представления информации и свойств, характеризующих ее ценность, а также с противоположностью целей использования побочного канала перехвата информации для законного получателя и злоумышленника. Если целью использования побочного канала перехвата информации для злоумышленника является получение этой информации с требуемым качеством и минимальными потерями ее ценности, то целью законных пользователей является защита информации от перехвата и соответственно уменьшение показателей ее ценности для злоумышленника до уровня, соответствующего требованиям к защищенности [4, 5]. Указанные обстоятельства свидетельствуют о наличии взаимосвязей, с одной стороны, между информационными параметрами источников информации и электрическими параметрами преобразующих устройств, используемых в структурах каналов связи рассматриваемого типа, с другой стороны, между электрическими параметрами этих каналов и условиями их функционирования.

В данной работе рассматривается подход к обоснованию показателя для оценки защищенности информации от утечки по побочным каналам ее перехвата, учитывающего указанные взаимосвязи, а также противоположность целей законного получателя информации и злоумышленника.

### Структура электромагнитного канала утечки информации в инфокоммуникационной системе

В составе структур каналов связи современных ИКС имеется множество радиоэлектронных устройств (РЭУ), соединенных проводниками различной протяженности, которые в [3] рассматриваются как источники электромагнитных излучений (ЭМИ), выступающих в качестве материальных носителей перехватываемой информации. Возникающие при этом технические каналы утечки информации (ТКУИ) называются электромагнитными [6].

Применительно к определению ТКУИ, приведенному в [6–8], указанные РЭУ являются объектами разведки. Средой распространения ЭМИ этих устройств является воздух. В качестве технических средств разведки (ТСР) используются разведывательные радиоприемники.

При этом ТКУИ рассматриваемого типа могут быть представлены в виде типового радиоканала, изображенного на рис. 1 [3].

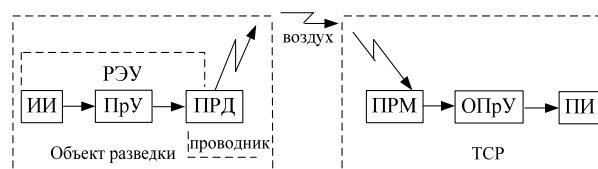


Рис. 1. Обобщенная структура электромагнитного технического канала утечки информации

Представление РЭУ в составе электромагнитного ТКУИ в виде, изображенном на рис. 1, обусловлено следующими обстоятельствами:

– использованием в процессе передачи информации по основному каналу в качестве преобразующих устройств;

– наличием в их составе элементов, обеспечивающих функциональные связи информационных параметров источника информации с одним или несколькими электрическими параметрами информативных физических полей (сигналов), используемых злоумышленником для перехвата этой информации [9];

– различие выполняемых функций в основном канале и в ТКУИ.

Указанные обстоятельства позволяют считать указанные РЭУ, с одной стороны, как источники информации (ИИ) в ТКУИ рассматриваемого типа, с другой стороны как преобразующие и передающие устройства (ПрУ и ПРД соответственно), а проводники между различными РЭУ – как излучающие микроантенны.

В процессе передачи информации по каналам связи любого типа свойства информации, характеризующие ее ценность, претерпевают различной степени изменения.

Как показано в [4, 5], в канале связи ИКС эти свойства, с одной стороны, определяются характеристиками РЭУ как преобразующих устройств, обеспечивающих функциональные связи параметров источника с электрическими параметрами сигналов, обрабатываемых этими устройствами. С другой стороны, обеспечение требуемых значений этих показателей для получателя информации возможно при выполнении условий согласования параметров сигнала с соответствующими параметрами канала связи.

В [9] приведены условия передачи информации по каналам связи ИКС с искажениями, удовлетворяющими требованиям законных пользователей. В этих целях используются понятия электрических параметров сигнала и канала связи, а также объема сигнала и емкости канала связи.

С целью обоснования показателя для оценки качества как основного канала связи, так и ТКУИ рассмотрим основные электрические параметры информационных сигналов и условия их согласования с параметрами этих каналов с учетом указанных ранее взаимосвязей.

#### Обоснование показателя для оценки качества каналов связи и перехвата информации

В [9] радиосигнал характеризуется значениями длительности  $\tau_c$ , ширины спектра  $\Delta f_c$ , превышением его средней мощности над средней мощностью помех  $g_c = P_c/P_n$  и обобщенной характеристикой объема этого сигнала  $V_c = \tau_c \Delta f_c g_c$ .

В качестве соответствующих параметров канала связи рассматриваются:  $\Delta T$  – время действия канала связи;  $\Delta F_k$  – ширина полосы пропускания канала связи;  $G$  – величина, соответствующая чувствительности приемника канала связи, используемого в канале связи;  $V_{kc} = \Delta T \Delta F_k G$  – емкость канала связи.

Условие передачи информации по каналам связи рассматриваемого типа без искажений записывается в виде [9]

$$V_{kc} \geq V_c. \quad (1)$$

Для основного канала связи приоритетным вариантом выполнения условия (1) является выполнение трех условий:

$$\Delta T_{kc} \geq \tau_c, \quad (2)$$

$$\Delta F_{kc} \geq \Delta f_c, \quad (3)$$

$$g_c \geq G. \quad (4)$$

Очевидно, что условие (1) может быть выполнено при различных соотношениях величин, представленных в выражениях (2)–(4). Однако при этом не учитываются указанные ранее взаимосвязи рассматриваемых параметров канала, сигнала, информационных параметров источника информации, а также разнородность свойств, характеризующих ее ценность [10–12], а выполнение условия (1) может не удовлетворять требованиям получателя информации к ее свойствам.

В [10] в качестве одного из основных свойств информации рассматривается полнота, которая характеризуется ее количеством, удовлетворяющим требованиям получателя. Для оценки количества информации, переносимой сигналом, будем использовать его информационный объем [9]:

$$I = \tau_c \Delta f_c \log_2(k g_c), \quad (5)$$

где  $k$  – коэффициент, определяемый статистическими свойствами помех и сигнала.

В соответствии с (5) количество информации, передаваемой с помощью сигнала определенного объема, зависит линейно от временных и частотных характеристик сигнала и логарифмически от его энергетических характеристик  $\tau_c$ ,  $\Delta f_c$  и  $G_c = k g_c$ , соответственно.

Однако, следует отметить, что при таком подходе к определению количества информации не учитывается разнородность величин, входящих в (5), и соответственно, их различное влияние на количество, а, следовательно, и ценность информации, переносимой сигналом.

В связи с этим целесообразно ввести коэффициенты, характеризующие степень такого влияния.

Обозначим  $k_\tau$ ,  $k_{\Delta F}$  и  $k_{G_c}$  – коэффициенты снижения показателя ценности информации, обусловленные изменением электрических параметров сигнала.

Рассмотрим влияние данных параметров сигнала на показатели, характеризующие свойства переносимой этим сигналом информации.

В условиях полного согласования параметров источника информации с параметрами сигналов, используемых в качестве ее материальных носителей, будем считать, что  $k_\tau = 1$ ,  $k_{\Delta F} = 1$  и  $k_{G_c} = 1$ . При нарушении согласований  $0 \leq k_\tau < 1$ ,  $0 \leq k_{\Delta F} < 1$ ,  $0 \leq k_{G_c} < 1$ .

С уменьшением длительности сигнала, связанным с прекращением функционирования или изменением электрических характеристик каких-либо преобразующих устройств, используемых в структуре канала связи, часть сообщения передана не будет.

Количество переданной информации в этих условиях находится в зависимости от вида и структуры передаваемого сообщения.

Так, в случае передачи речевого сообщения в одинаковой степени информативными (ценными) являются все его фрагменты – адресный (начало переговоров), информационный (содержание пере-

говоров) и заключительный (окончание переговоров). Некоторые искажения могут быть исправлены за счет большой информационной избыточности такого типа сообщений. Поэтому можно считать изменение коэффициента  $k_\tau$  от 1 до 0 линейным и зависящим от продолжительности переговоров.

При передаче данных в виде пакетов, включающих как служебную информацию, так и собственно данные, отсутствие служебной информации полностью исключает доставку такого типа сообщений адресату, в то время как некоторые искажения информационной части могут быть исправлены за счет использования механизмов повышения достоверности. В этих условиях закон изменения коэффициента  $k_\tau$  линейным считать нельзя.

В общем случае зависимость количества информации, переносимой сигналом, от величины коэффициента  $k_\tau$  может быть определена экспертным путем с учетом вида, структуры передаваемых сообщений, а также условий деятельности, в качестве обеспечивающего ресурса которой используется данная информация.

Так, для основного канала связи значение  $k_\tau$  определяется требованиями законных пользователей и его следует считать близким к 1,  $k_\tau \approx 1$ . При этом для основного канала связи условие (2) может быть записано в виде

$$\Delta T_{\text{кв}} \geq \tau_c^* \tag{6}$$

где  $\tau_c^* = k_\tau \cdot \tau_c$ .

Если значение  $\tau_c^*$  в выражении (6) является заданным разработчиком ИКС, то величина  $\Delta T_{\text{кв}}$  является случайной. Поэтому выполнение условия (6) является случайным событием, которое характеризуется соответствующей вероятностью

$$p_\tau = p(\Delta T_{\text{кв}} \geq \tau_c^*) \tag{7}$$

зависящей от степени надежности элементов структуры данного канала, определяемой в процессе проектирования, разработки, производства и эксплуатации ИКС.

Определим значение коэффициента  $k_\tau$  для ТКУИ с учетом противоположности целей по использованию этого канала законными пользователями и злоумышленником  $k_\tau^{\text{ТКУИ}} \rightarrow 0$ ,  $k_\tau^{\text{ТКУИ}} \rightarrow 1$  соответственно. В этих условиях  $0 \leq k_\tau^{\text{ТКУИ}} \leq 1$ . Значение коэффициента  $k_\tau^{\text{ТКУИ}}$  с учетом требований к защищенности информации рассматриваемого вида может быть определено экспертным путем или нормативным документом, и его можно считать фиксированным.

Тогда по аналогии с (7) показатель для оценки выполнения этого условия в ТКУИ запишем в виде

$$p_\tau^{\text{ТКУИ}} = p(\Delta T^{\text{ТКУИ}} \geq \tau_c^{\text{ТКУИ}*}) \tag{8}$$

где  $\Delta T^{\text{ТКУИ}}$  – время существования ТКУИ, определяемое условиями его возникновения;  $\tau_c^{\text{ТКУИ}*} = k_\tau^{\text{ТКУИ}} \times \tau_c^{\text{ТКУИ}}$ ,  $\tau_c^{\text{ТКУИ}}$  – длительность информационного сигнала в этом канале, определяемая возможностями использования РЭУ, входящих в структуру основного канала, в качестве источников информации для ТКУИ.

Рассмотрим влияние частотных параметров сигнала на показатели, характеризующие свойства переносимой этим сигналом информации.

Здесь значение имеет как форма представления передаваемой информации, так и вид сигнала, используемого для ее передачи.

Известно, что в случае речевой информации в качестве ее материального носителя используются акустические сигналы, источником которых являются органы речи человека.

Речевой сигнал является сложным акустическим сигналом, содержащим большое число гармонических составляющих в диапазоне от 20 до 20000 Гц. Однако основная часть энергии речевого сигнала сосредоточена в диапазоне частот от 300 до 3400 Гц, что позволяет считать эту полосу частот достаточной для обеспечения хорошей разборчивости речи с точки зрения ее как семантических (смысловых), так и фонетических (звуковых) характеристик. При этом уменьшение полосы частот сигнала, используемого для передачи речи, почти на 17000 Гц практически не повлияет на значимые для обеспечиваемой деятельности свойства, характеризующие ценность такой информации, в том числе и ее количество. Соответственно для передачи такого сигнала по каналу связи потребуются обеспечение известного соотношения [13]

$$\Delta F_{\text{к}} \geq 2F_{\text{в}} \tag{9}$$

где  $F_{\text{в}} = 3400$  Гц – верхняя частота диапазона передаваемого речевого сигнала.

Для основного канала следует считать значение фиксированным  $k_{\Delta F} \approx 1$ . При этом условие (3) может быть записано в виде

$$\Delta F_{\text{кв}} \geq \Delta f_c^* \tag{10}$$

где  $\Delta f_c^* = k_{\Delta F} \cdot \Delta f_c$ .

Поскольку ширина полосы пропускания канала связи  $\Delta F_{\text{кв}}$  является величиной случайной, то в качестве показателя для оценки выполнения условия (10) будем использовать вероятность

$$p_{\Delta F} = p(\Delta F_{\text{кв}} \geq \Delta f_c^*) \tag{11}$$

зависящую как от выбора элементов структуры данного канала в процессе проектирования, разработки, производства и эксплуатации ИКС, определяющих электрические параметры информационного сигнала, так и от параметров основного канала связи, имеющих случайный характер.

В случае когда в структуре основного канала имеются РЭУ, которые могут использоваться в качестве акустоэлектрических преобразующих устройств, возможно возникновение ТКУИ рассматриваемого типа. Поскольку частотные характеристики практически всех современных разведывательных приемников условию (9) удовлетворяют, будем считать, что  $k_{\Delta F}^{\text{ТКУИ}} \approx 1$  и условие (10) для рассматриваемого вида сигнала в ТКУИ выполняется.

При использовании для передачи речи цифровых сигналов условия передачи информации будут другими.

Так, для преобразования акустических речевых сигналов в цифровую форму используются аналого-цифровые преобразователи (АЦП). При этом в качестве основных характеристик информационного сигнала и канала связи рассматриваются скорость передачи  $S$  (бит/с) и пропускная способность  $C$  (бит/с) соответственно.

В соответствии с критерием Г. Найквиста для передачи цифрового сигнала потребуется канал с пропускной способностью [14]

$$C \geq S, \quad (12)$$

где  $C = 2 \Delta F_{\text{кс}} \log_2(M)$ ;  $M$  – количество различных уровней сигнала.

Выражение (12) определяет максимально возможную пропускную способность канала связи без учета шума в этом канале. В этих условиях при фиксированном значении величин  $S$  и  $M$  уменьшение полосы пропускания канала связи приведет к уменьшению его пропускной способности и количества переносимой этим сигналом информации.

В основном канале связи согласование информационных параметров источника информации с электрическими параметрами сигналов и канала связи, используемых для ее передачи, осуществляется в интересах обеспечения заданных требований к свойствам этой информации. При этом  $k_{\Delta F} \approx 1$ , а в качестве показателя для оценки выполнения условия (10) будем использовать вероятность (11).

В ТКУИ условия согласования определяются возможностью использования злоумышленником разведывательного приемника ТСР, способного принимать речевые сигналы в цифровой форме и имеющего заданную полосу пропускания, а также условиями ведения технической разведки (ТР).

Поскольку частотные характеристики разведывательных приемников условию (10) удовлетворяют не всегда, то будем считать, что  $0 \leq k_{\Delta F}^{\text{ТКУИ}} \leq 1$ . Значение коэффициента  $k_{\Delta F}^{\text{ТКУИ}}$  с учетом требований к защищенности информации рассматриваемого вида, как и для коэффициента  $k_{\tau}^{\text{ТКУИ}}$ , может быть определено экспертным путем или нормативным документом, и его можно считать фиксированным. Поскольку ширина полосы пропускания ТКУИ  $\Delta F^{\text{ТКУИ}}$  для условия (10) является величиной случайной, то в качестве показателя для оценки его выполнения будем использовать вероятность

$$p_{\Delta F}^{\text{ТКУИ}} = p(\Delta F^{\text{ТКУИ}} \geq \Delta f_c^{\text{ТКУИ}*}), \quad (13)$$

где  $\Delta f_c^{\text{ТКУИ}*} = k_{\Delta F}^{\text{ТКУИ}} \cdot \Delta f_c^{\text{ТКУИ}}$ ,  $\Delta F^{\text{ТКУИ}}$  – полоса пропускания ТКУИ, определяемая характеристиками используемого разведывательного приемника и среды распространения информационного сигнала;  $\Delta f_c^{\text{ТКУИ}}$  – ширина спектра информационного сигнала в этом канале, определяемая характеристиками РЭУ, входящих в структуру основного канала и используемых в качестве источников информации для ТКУИ.

В случае передачи по каналам связи ИКС цифровых потоков данных для оценки выполнения условия (10) также могут использоваться выражения

(10)–(13). При этом скорости передачи информации в основном канале будут значительно выше ( $S \geq 2$  Мбит/с), а возможности использования злоумышленником в ТКУИ разведывательных приемников с соответствующей полосой пропускания маловероятны. Применение разведывательных приемников с полосой пропускания, не удовлетворяющей условию (10), приведет к снижению показателей, характеризующих свойства информации, в том числе ее количество.

Следует отметить, что в выражении (12) не учитывается влияние шумов канала связи, т.е. условие (4).

Для оценки такого влияния используем формулу К. Шеннона, которая дает верхнюю границу возможной скорости передачи в каналах с шумом [15]

$$S \leq \Delta F_{\text{к}} \log_2(1 + G_{\text{с}}). \quad (14)$$

Правая часть выражения (14) соответствует пропускной способности канала связи с шумом  $S$ . Из (14) видно, что при фиксированном уровне шума уменьшение величины  $C$  за счет уменьшения полосы пропускания канала связи может быть компенсировано увеличением мощности сигнала. Однако при этом в канале связи возможны нелинейные искажения сигнала, связанные с увеличением интермодуляционных помех.

Поскольку согласование информационных параметров источника информации с электрическими параметрами сигналов и канала связи, используемых для ее передачи, в основном канале связи осуществляется в интересах обеспечения заданных требований к свойствам этой информации, будем считать, что при этом  $k_{G_{\text{с}}} \approx 1$  а условие (4) выполняется.

В ТКУИ с учетом противоположности целей его использования законными пользователями и злоумышленником  $0 \leq k_{G_{\text{с}}}^{\text{ТКУИ}} \leq 1$ . При этом значение этого коэффициента, удовлетворяющее требованиям к защищенности информации, определяется в нормативных документах, и его можно считать фиксированным. Значение чувствительности разведывательного приемника также можно считать величиной фиксированной. Величина  $G_{\text{с}}^{\text{ТКУИ}}$  на входе разведывательного приемника, определяемая условиями распространения информационного сигнала от источника информации до ТСР, является величиной случайной. В этих условиях выполнение условия (4) для ТКУИ будет случайным событием, а в качестве показателя для оценки его выполнения будем использовать вероятность

$$p_{G_{\text{с}}}^{\text{ТКУИ}} = p(G_{\text{с}}^{\text{ТКУИ}*} \geq G_{\text{ТСР}}), \quad (15)$$

где  $G_{\text{с}}^{\text{ТКУИ}*} = k_{G_{\text{с}}}^{\text{ТКУИ}} G_{\text{с}}^{\text{ТКУИ}}$ ,  $G_{\text{с}}^{\text{ТКУИ}*}$  – превышение средней мощности сигнала над средней мощностью помех на входе разведывательного приемника;  $G_{\text{ТСР}}$  – характеристика разведывательного приемника, определяемая как его способность принимать слабые сигналы.

С учетом сформулированной в [4, 5] постановки задачи по обеспечению требований к свойствам информации, передаваемой по каналу связи, рас-

смотрим особенности выполнения условия (1) для основного канала связи и ТКУИ.

Для основного канала связи условие (1) запишем в виде

$$V_{\text{кс}} \geq V_{\text{с}}^*, \quad (16)$$

где  $V_{\text{с}}^* = V_{\text{с}} \cdot K_{\text{кс}}$ ;  $K_{\text{кс}} = k_{\tau} \cdot k_{\Delta F} \cdot k_{G_{\text{с}}}$  – обобщенный коэффициент, характеризующий снижение показателя ценности информации.

В этих условиях электрические параметры канала связи ИКС определяются ее эксплуатационно-техническими характеристиками, зависящими от назначения системы и её практического использования [1, 2].

Так, выполнение условия (2) связано с обеспечением безотказной работы системы в течение заданного времени.

Выполнение условия (3) зависит от точности согласования информационных параметров источника информации с электрическими параметрами сигнала и канала связи в процессе проектирования, разработки, производства и эксплуатации ИКС и характеризуется величиной ошибки, возникающей в процессе прохождения информационного сигнала от источника к получателю.

Выполнение условия (4) обеспечивается помехоустойчивостью системы в условиях помех на расстоянии дальности ее действия.

Характеристики обеспечения защиты информации от утечки по электромагнитным ТКУИ определяются как электрическими параметрами элементов основного канала связи, используемых злоумышленником в качестве объектов разведки, так и электрическими параметрами ТСР и среды распространения радиоволн.

В этих условиях в основном канале связи значение  $V_{\text{с}}^*$  в выражении (16) определяется разработчиком ИКС, тогда как величина  $V_{\text{кс}}$  является случайной. Поэтому выполнение условия (16) является случайным событием, которое характеризуется вероятностью  $p(V_{\text{кс}} \geq V_{\text{с}}^*)$ .

Рассмотренные обстоятельства позволяют использовать данную вероятность в качестве показателя для оценки качества канала связи:

$$q_{\text{с}} = p(V_{\text{кс}} \geq V_{\text{с}}^*) = p(\Delta T_{\text{кс}} \geq \tau_{\text{с}}^*) \cdot p(\Delta F_{\text{кс}} \geq \Delta f_{\text{с}}^*) \cdot p(G_{\text{с}} \geq G_{\text{кс}}). \quad (17)$$

ТКУИ используется злоумышленником, не имеющим возможности влияния на условия согласования параметров основного канала связи. В определенной степени, зависящей от параметров используемого злоумышленником ТСР и условий его использования, выполнение требований к свойствам информации, характеризующим ее ценность, будет зависеть от выполнения условия (17) в данном канале. В этих условиях величина объема сигнала в ТКУИ  $V_{\text{с}}^{\text{ТКУИ}}$  является фиксированной, а значение  $V_{\text{ун}}^{\text{ТКУИ}}$  емкости ТКУИ является величиной случайной. Выполнение условия (17) применительно к ТКУИ также является случайным событием, которое характеризуется соответствующей вероятностью. Указанные обстоятельства позволяют использовать

вероятность  $p(V_{\text{ун}}^{\text{ТКУИ}} \geq V_{\text{с}}^{\text{ТКУИ}})$  выполнения условия (17) в качестве показателя качества ТКУИ:

$$q^{\text{ТКУИ}} = p(V_{\text{ун}}^{\text{ТКУИ}} \geq V_{\text{с}}^{\text{ТКУИ}}) = p(\Delta T^{\text{ТКУИ}} \geq \tau_{\text{с}}^{\text{ТКУИ}}) \times p(\Delta F^{\text{ТКУИ}} \geq \Delta f_{\text{с}}^{\text{ТКУИ}}) \times p(G_{\text{с}}^{\text{ТКУИ}} \geq G_{\text{ТСР}}). \quad (18)$$

При этом следует отметить следующие особенности:

– выполнение условия (2) определяется вероятностью безотказной работы разведывательного приемника в течение времени передачи информации по основному каналу связи, а также возможностью расположения этого приемника на расстоянии дальности его действия в течение этого времени;

– выполнение условия (3) зависит от степени согласования информационных параметров источника информации с электрическими параметрами РЭУ основного канала связи, используемых в качестве источников информационных сигналов для ТКУИ, а также от возможностей злоумышленника по использованию разведывательного приемника с соответствующей данному условию полосой пропускания;

– выполнение условия (4) обеспечивается возможностью приёма используемым разведывательным приемником слабых сигналов, соответствующих уровню информационного сигнала на расстоянии дальности действия ТСР.

Электрические параметры РЭУ основного канала связи, используемые в качестве источников информации в ТКУИ, определяются в процессе производства ИКС с целью уменьшения показателя (18), тогда как электрические параметры самого ТКУИ определяются злоумышленником в процессе выбора им ТСР и тактики его применения с целью увеличения показателя (18). Это дает основание в качестве показателя защищенности информации от утечки по электромагнитным каналам использовать величину

$$q^{\text{зи}} = 1 - q^{\text{ТКУИ}} = 1 - p(V_{\text{ун}}^{\text{ТКУИ}} \geq V_{\text{с}}^{\text{ТКУИ}}). \quad (19)$$

### Заключение

Таким образом, показатели (17)–(19) могут использоваться для оценки качества, как основного канала связи, так и технических каналов утечки информации, а также эффективности механизмов защиты этой информации. Исследование условий для определения численных значений указанных показателей является предметом дальнейших исследований авторов.

### Литература

1. Авсентьев О.С. Формирование обобщенного показателя ценности информации в каналах связи / О.С. Авсентьев, А.О. Авсентьев // Вестник Воронеж. ин-та МВД России. – 2015. – № 2. – С. 55–63.
2. Основы информационной безопасности: учеб. для высш. учеб. завед. МВД России / под ред. В.А. Минаева, С.В. Скрыля. – Воронеж: Воронеж. ин-т МВД России, 2001. – 464 с.
3. Авсентьев О.С. Математическая модель защиты информации от утечки по электромагнитным каналам / О.С. Авсентьев, А.Г. Вальде, А.Г. Кругов // Вестник Воронеж. ин-та МВД России. – 2016. – № 3. – С. 42–50.



4. Авсентьев О.С. Модель оптимизации процесса передачи информации по каналам связи в условиях угроз ее безопасности / О.С. Авсентьев, В.В. Меньших, А.О. Авсентьев // Телекоммуникации. – 2016. – № 1. – С. 28–32.

5. Авсентьев О.С. Моделирование и оптимизация процессов передачи и защиты информации в каналах связи / О.С. Авсентьев, В.В. Меньших, А.О. Авсентьев // Специальная техника. – 2015. – № 5. – С. 47–50.

6. Хорев А.А. Техническая защита информации: учеб. пособие для студентов вузов: в 3 т. – Т. 1. Технические каналы утечки информации / А.А. Хорев; под ред. Ю.Н. Лаврухина. – М.: НПЦ «Аналитика», 2008. – 436 с.

7. Источники и каналы утечки информации в телекоммуникационных системах: учеб. пособие для системы высш. проф. образования МВД России / А.В. Заряев и др. – Воронеж: Воронеж. ин-т МВД России, 2003. – 305 с.

8. Малюк А.А. Информационная безопасность: концептуальные и методологические основы защиты информации: учеб. пособие для вузов. – М.: Горячая линия-Телеком, 2004. – 280 с.

9. Никольский Б.А. Основы радиотехнических систем: электрон. учеб. – Самар. гос. аэрокосм. ун-т им. С.П. Королева (нац. исслед. ун-т). – Самара, 2013. – 1 эл. опт. диск (CD-ROM).

10. Авсентьев А.О. Определение ценности информации // Доклады ТУСУРа. – 2016. – Т. 19, № 1. – С. 21–24.

11. Шанкин Г.П. Ценность информации. Вопросы теории и приложений. – М.: Филоматис, 2004. – 128 с.

12. Morbhead D.R. The value of information and computer-aided information seeking: problem formulation and application to fiction retrieval / D.R. Morbhead, A.M. Pejtersen, W.B. Rouse // Information Processing & Management. – 1984. – Vol. 20, № 5–6. – PP. 583–601.

13. Теория электрической связи: конспект лекций / под общ. ред. В.А. Григорьева. – СПб.: НИУ ИТМО, 2012. – 148 с.

14. Harry Nyquist. Certain factors affecting telegraph speed. – Bell System Technical Journal. – 1924. – № 3. – PP. 324–346.

15. Шеннон К. Работы по теории информации и кибернетике / пер. с англ.; под ред. Н.А. Железнова. – М.: ИЛ, 1963. – 829 с.

---

**Авсентьев Олег Сергеевич**

Д-р техн. наук, профессор  
каф. информационной безопасности  
Воронежского института МВД России  
Тел.: +7-(473) 200-52-36  
Эл. почта: osaos@mail.ru

**Кругов Артем Геннадьевич**

Адъюнкт каф. информационной безопасности  
Тел.: +7-(473) 200-52-36  
Эл. почта: osaos@mail.ru

Avsentev O.S., Krugov A.G.

**Rationale for increased DLP index to protect information from leakage via electromagnetic channels**

The paper discusses the issues concerning the indicator of data loss prevention (DLP) aimed to protect information from leakage via electromagnetic channels. This figure takes into account the heterogeneity of the properties of information transmitted by communication channels, the distinction of the forms of its presentation and the terms of the negotiation parameters of the information source and the electrical parameters of the signals used as its material carriers, with the corresponding parameters of communication channels and information interception.

**Keywords:** communication channel, technical channel of information leakage, electric signal parameters, the electrical parameters of the communication channel, the matching conditions of the signal parameters and a communication channel, measure of security for the information.

УДК 519.16:004.021

М.Ю. Перминова

## Программный модуль получения явных выражений коэффициентов производящих функций, основанных на использовании композиции

Рассматривается программная реализация нового метода нахождения коэффициентов производящих функций. Описан разработанный автором программный модуль получения явных выражений коэффициентов композиции производящих функций в системе компьютерной алгебры Maxima, приводятся примеры его использования для решения конкретных задач.

**Ключевые слова:** программный модуль, система компьютерной алгебры, Maxima, производящие функции, коэффициенты композиции производящих функций.

**doi:** 10.21293/1818-0442-2017-20-1-65-69

Системы компьютерной алгебры (СКА), относящиеся к классу систем символьных вычислений, широко используются не только в инженерных и теоретических расчетах, математическом моделировании, но и в таких областях, как анализ звука и изображений [1–3]. Как правило, СКА востребованы математиками, исследователями и инженерами, активно применяющими математические методы. Одной из тенденций развития систем компьютерной алгебры является развитие преобразующих процедур и процедур управления преобразованиями [3], в том числе операций над производящими функциями. Производящие функции [4] являются эффективным инструментом решения математических задач комбинаторики, теории вероятности, математической физики и т.д. [5, 6]. В настоящее время появился новый метод нахождения явных выражений коэффициентов композиции производящих функций [7]. Коротко опишем данный метод. Для нахождения явных выражений коэффициентов производящих функций необходимо знать композиты производящих функций и операции над композитами. Композитой  $A^\Delta(n, k)$  называется функция, являющаяся коэффициентом производящей функции  $[A(x)^k] = \sum_{n \geq k} A^\Delta(n, k)x^n$ . Существует множество

операций над композитами: сумма, произведение, сдвиг, обращение и др. Одной из таких операций является композиция.

Пусть даны две производящие функции  $A(x)$  и  $B(x)$ . Тогда для вычисления композиции  $F(x) = B(A(x))$  будет верно выражение

$$f(n) = \sum_{k=1}^n A^\Delta(n, k) \cdot b(k), \quad f(0) = b(0), \quad (1)$$

где  $f(n)$  – явное выражение коэффициентов композиции производящих функций;  $b(k)$  – коэффициенты производящей функции  $B(x)$ ;  $A^\Delta(n, k)$  – композита  $A(x)$ .

Обзор СКА показал, что получение явных выражений коэффициентов производящих функций

реализовано для простейших случаев [8]. В общем случае эта задача не решена. В данной статье предлагается вариант реализации программного модуля, основанного на автоматизации описанного выше метода.

### Постановка задачи

Пусть дана производящая функция  $F(x)$  на языке системы компьютерной алгебры.

Необходимо найти явное выражение коэффициентов  $f(n)$  с использованием метода [7], алгоритма последовательной генерации ограниченных разбиений натурального числа [9], алгоритма декомпозиции полиномов, основанного на генерации разбиений [10, 11], и формулы композиции производящих функций (1).

Композиты производящих функций и операции над ними известны и находятся в базе знаний в виде некоторых обобщенных функций.

Для решения данной задачи в СКА разработан программный модуль, основанный на перечисленных выше методе и алгоритмах.

### Структура программного модуля

Рассмотрим структуру разработанного программного модуля (рис. 1).

На вход блока синтаксического анализа поступает исходная производящая функция  $F(x)$ , соответствующая стандартному описанию функции на исходном языке. Если синтаксический анализ прошел успешно, то  $F(x)$  поступает на вход блока семантического анализа. Иначе генерируется ошибка. Если семантический анализ  $F(x)$  прошел успешно, то на вход блока анализа на наличие композиции полиномов поступает  $F(x)$ . Иначе генерируется ошибка.

Блок поиска композиции полиномов базируется на разработанных ранее алгоритме последовательной генерации ограниченных разбиений натурального числа [9] и алгоритме декомпозиции полиномов, основанном на генерации разбиений [10, 11]. Если композиция полиномов найдена, то список с полиномами  $[A(x), B(x)]$  передается на вход блока получения явного вида выражений коэффициентов  $f(n)$ . В случае неудачи  $F(x)$  поступает на вход блока

поиска композиции других классов производящих функций.

Блок поиска композиции других классов производящих функций основан на представлении  $F(x)$  синтаксическим деревом в виде списка, составлении списка подвыражений  $F(x)$  и их анализе. Если подобная композиция найдена, то на вход блока полу-

чения  $f(n)$  поступает список производящих функций  $[A(x), B(x)]$ . Иначе генерируется ошибка.

По схеме на рис. 1 видно, что два блока взаимодействуют с базой композит и операций, в которой находятся производящие функции с их композитами и операции над ними.

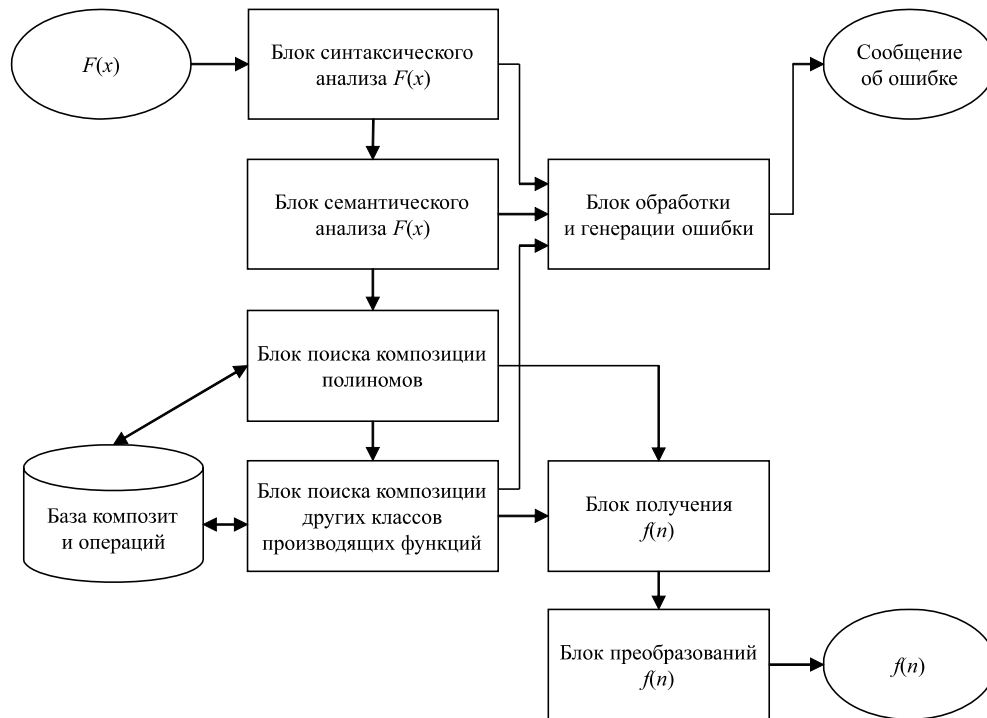


Рис. 1. Структура модуля получения явных выражений коэффициентов композиции производящих функций

### Программная реализация

Для программной реализации модуля выбрана СКА *Maxima*. *Maxima* – это система компьютерной алгебры, аналогичная *Mathematica*, *Mathlab* и другим подобным системам. Несмотря на сложность программных продуктов, предназначенных для символьных вычислений, *Maxima* выгодно отличается от аналогичных программ тем, что является бесплатной и распространяется с открытым исходным кодом. Кроме того, *Maxima* переносима почти на все основные операционные системы и платформы, даже на карманные компьютеры [12].

Программный модуль получения явных выражений коэффициентов композиции производящих функций состоит из двух частей: *Decomposition* и *Lib*. Для корректной работы модуля обе его части необходимо подключить отдельными командами в *Maxima*.

*Lib* представляет собой базу композит и операций, где находятся производящие функции с их композитами и операции над ними. Производящие функции в модуле разделены по классам: полиномы; рациональные производящие функции; производящие функции логарифма; радикалы; тригонометрические производящие функции; гиперболические производящие функции; производящие функции на основе  $e^x$ .

Формат записей в базе:

```
/* Comment */
```

```
Composita_name(p1,p2,...,pn) := formula;
```

где *Comment* – комментарий (производящая функция, композита которой будет записана), *Composita\_name*( $p_1, p_2, \dots, p_n$ ) – название композиты (в названиях изменяется только часть «name») с указанием параметров  $p_1, p_2, \dots, p_n$  и далее формула композиты.

Примеры записей в базе *Lib*:

```
/* Композита f(x)=x+2*x^2+x^3 */
```

```
Composita_x2x2x3(n,k):=binomial(2*k,n-k);
```

```
/* Композита f(x)=ln(1+x) */
```

```
Composita_ln(n,k):=stirling1(n,k)*k!/n!;
```

```
/* Композита f(x)=sinh(x) */
```

```
Composita_sinh(n,k):=
```

```
1/2^k*sum((-1)^i*binomial(k,i)*(k-2*i)^n/n!,i,0,k);
```

Записи в базе упорядочены в соответствии с монографией [7]. Всего в базе насчитывается более 100 композит производящих функций различных классов.

В *Lib* есть обобщенные и частные формулы композит производящих функций. Например,  $ax+bx^2+cx^3$  – обобщенная формула,  $x+2x^2+x^3$  – частная формула.

На основе базы композит и операций *Lib* построены два списка: *LIST\_GF* – список производящих функций, *LIST\_CO* – список композит произво-

дящих функций. Порядок элементов  $LIST\_GF_i$  строго соответствует порядку элементов  $LIST\_CO_i$ . Поиск производящих функций осуществляется по списку  $LIST\_GF$ . Производящие функции в этом списке упорядочены по количеству параметров  $p_n$ , необходимых для получения композиты производящей функции.

$Decomposition$  содержит в себе функции всех оставшихся блоков структуры (см. рис. 1). Эти функции вызываются главной функцией части  $Decomposition - AllFunc(f)$ , где  $f$  – исходная производящая функция в синтаксисе  $Maxima$ . Остановимся подробнее на программной реализации оставшихся блоков.

Синтаксический анализ  $F(x)$  осуществляется стандартными функциями  $Maxima$ . Существуют следующие ограничения для  $F(x)$ :

- функция  $F$  должна зависеть только от одной переменной  $x$ ;
- если  $F(x)$  – экспоненциальная производящая функция, то ее необходимо записывать как  $e^{(expression)}$ . Если  $expression$  – это переменная, то скобки можно опустить;
- $F(x)$  должна представлять собой композицию двух производящих функций  $A(x)$  и  $B(x)$ , и их композиты должны быть записаны в  $Lib$ ;
- все коэффициенты  $F(x)$  должны быть записаны в числовом виде.

Семантический анализ  $F(x)$  представляет собой разложение  $F(x)$  в ряд Тейлора и проверку нулевого коэффициента. Это осуществляется стандартной функцией  $Maxima - taylor(F(x),x,0,0)$ .

В блоке поиска композиции полиномов главной функцией является  $GetDecompositionPoly(F(x))$ , она вызывает следующие функции:

1)  $SearchDegrees(F(x))$  – формирует список, содержащий все возможные сочетания степеней  $m$  и  $s$  полиномов  $A(x)$  и  $B(x)$  соответственно, при которых возможно представление  $F(x)$  в виде композиции  $B(A(x))$ . Для каждого сочетания степеней вызывается функция  $GetT(m,s)$ ;

2)  $GetT(m,s)$  – формирует список номеров уравнений  $T$ , которые необходимо решить для получения коэффициентов полиномов композиции. Для каждого уравнения  $T_j$  вызываются функции:

- $First(m,s,T_j)$  – находит путь от корня  $(m,s,T_j)$  к самому левому листу дерева разбиений;
- $NexT(m,s,T_j)$  – находит следующий путь в поддереве дерева разбиений;
- $GetPartition(L)$  – формирует разбиение  $P$ , где  $L$  – путь в дереве разбиений;
- $GetMonom(P)$  – формирует моном по разбиению  $P$ ;
- $GetEquation(Poly)$  – формирует уравнение, решение которого представляет собой коэффициенты полиномов  $A(x)$  и  $B(x)$ .

Более подробно ознакомиться с алгоритмом работы функции  $GetDecompositionPoly(F(x))$  можно в статьях [9–11].

Блок поиска композиции других классов производящих функций включает в себя следующие функции:

1)  $ListSubExp(F(x))$  – формирует список подвыражений  $D$  для  $F(x)$  на основе синтаксического дерева, представленного списком;

2)  $ComposYavn(D)$  – по списку  $D$  проверяет, является ли  $B(x)$  в композиции  $F(x)=B(A(x))$  тригонометрической, гиперболической, логарифмической функцией или функцией квадратного корня;

3)  $GetListSubexps(F(x))$  – возвращает список с производящей функцией, полученной после замены повторяющихся в ней подвыражений, и самим подвыражением. Вызывает функции:

- $RepeatSubExp(D)$  – возвращает список  $R$  повторяющихся подвыражений  $F(x)$ ;
- $Replace(F(x),R)$  – заменяет повторяющиеся подвыражения в производящей функции  $F(x)$ .

Для связи с базой предназначена функция  $GetNumbsInBase(F(x))$ . Она формирует список с номерами позиций производящих функций из базы, с которыми сходна  $F(x)$ . Как видно из схемы (см. рис. 1), данная функция содержится в блоках поиска композиции различных классов производящих функций.

Случается, что для производящей функции по разным формулам в базе можно найти несколько композит. Например, для полинома  $2x + 4x^2 + 3x^3$  будет две композиты:

$$\sum_{j=0}^k \binom{j}{n-k-j} 2^{k-j} 4^{-n+k+2j} 3^{n-k-j} \quad \text{– по формуле}$$

для производящей функции вида  $cx^3 + bx^2 + ax$ ;

$$j = \left\lfloor \frac{3k-n}{2} \right\rfloor \binom{j}{n-3k+2j} 3^{k-j} \binom{k}{j} 2^{-n+3k-j} 4^{n-3k+2j} \quad \text{–}$$

по формуле для производящей функции вида  $ax + bx^2 + px^m$ .

Поэтому для выбора одной формулы коэффициентов вызывается функция  $ChooseForm(V)$ , где  $V$  – список из формул коэффициентов. Она возвращает самую простую формулу с наименьшим количеством переменных.

Блок получения явного выражения коэффициентов композиции производящих функций  $f(n)$  содержит функцию  $Superposition(A(x),B(x))$ . В основе работы данной функции лежит формула композиции производящих функций, о которой говорилось ранее. Формулу коэффициентов  $b(k)$  получаем из композиты производящей функции  $B(x)$  (степень  $k=1$ ).

На данный момент преобразования  $f(n)$  выполняются стандартными функциями  $Maxima$ .

#### Пример работы модуля

Опишем подключение и работу с программным модулем получения закрытого вида выражений коэффициентов композиции производящих функций в системе компьютерной алгебры  $Maxima$  (рис. 2).

Сначала объявляется переменная `file_search_maxima`. Она указывает списки каталогов для поиска файлов функциями `load`, `demo` и некоторыми другими функциями `Maxima`. В нашем случае к каталогам, которые заданы в `Maxima` по умолчанию, добавляется один пользовательский каталог, путь которого указан в квадратных скобках. Далее

```
(%i1) file_search_maxima: append (file_search_maxima,
["C:/work/mary/maxima/###.mac"]);

(%i2) load(Lib);
(%o2) C:/work/mary/maxima/Lib.mac

(%i3) load(Decomposition);
(%o3) C:/work/mary/maxima/Decomposition.mac

(%i4) AllFunc(sin(x)+sin(x)^2);
```

$$\frac{\sum_{k=1}^n \binom{1}{k-1} ((-1)^{n-k+1}) \sum_{i=0}^{\lfloor \frac{k}{2} \rfloor} (2i-k)^n \binom{k}{i} (-1)^{\frac{n+k}{2}-i}}{2^k n!}$$

```
(%o4)
```

Рис. 2. Получение закрытого вида выражений коэффициентов композиции производящих функций в `Maxima`

Для тестирования программного модуля был разработан набор тестовых примеров. Они основаны на следующих производящих функциях: тригонометрические –  $\sin(x)$ ,  $\tan(x)$ ; гиперболическая –  $\sinh(x)$ ; полиномы степеней от 2 до 6; экспоненциальные –  $e^x - 1$  и  $x \cdot e^x$ ; рациональные –  $x/\sqrt{1-x^2}$  и  $-x/(x-1)$ . Примеры производящих функций из тестового набора:  $\sin(x) + \sin(x)^2$ ,  $-4x^6 - 24x^5 - 47x^4 - 28x^3 + 5x^2 + 2x$ ,  $\tan(\sinh(x))$ ,  $(x + 3x^2 + x^3) / \sqrt{1 - (x + 3x^2 + x^3)^2}$ . Результаты численных экспериментов на наборе тестовых примеров показали работоспособность программного модуля.

### Заключение

Разработанный программный модуль позволяет в автоматизированном режиме решать задачи комбинаторики, алгебры, теории чисел, статистики, математической физики и пр. Это обеспечивает ускорение и уменьшение числа ошибок. Программный модуль расширяет возможности `Maxima` по нахождению явных выражений коэффициентов производящих функций. Полученное с использованием программного модуля явное выражение коэффициентов производящей функции позволяет расширить базу энциклопедии целочисленных последовательностей OEIS [13]. Данными этой энциклопедии пользуются как любители, так и специалисты в математике, комбинаторике, теории чисел, теории игр, физике, хи-

функцией `load` загружаются обе части программного модуля: `Lib` и `Decomposition`. Затем вызывается главная функция `AllFunc(F(x))`, где  $F(x)$  – производящая функция в синтаксисе `Maxima`. Результатом работы `AllFunc(F(x))` является закрытый вид выражений коэффициентов  $f(n)$ .

мии, биологии, информатике. В дальнейшем можно дополнить существующую базу композит; разработать алгоритмы добавления и удаления записей в базе; улучшить работу алгоритмов модуля; разработать аналогичные модули для получения явных выражений коэффициентов производящих функций, например, представленных суммой или произведением производящих функций; адаптировать разработанные модули для различных систем компьютерной алгебры: `Mathematica`, `Maple`, `Sage` и др.

### Литература

1. Joel S. Cohen. Computer algebra and symbolic computation. Mathematical Methods [Электронный ресурс]. – Режим доступа: [http://www.ukma.edu.ua/~yubod/teach/compalgebra/%5BJoel\\_S\\_Cohen%5D\\_Computer\\_algebra\\_and\\_symbolic\\_comp\(BookFi.org\).pdf](http://www.ukma.edu.ua/~yubod/teach/compalgebra/%5BJoel_S_Cohen%5D_Computer_algebra_and_symbolic_comp(BookFi.org).pdf), свободный (дата обращения: 16.03.2017).
2. Афонский А.А., Дьяконов В.П. Электронные измерения в нанотехнологиях и микроэлектронике [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.litres.ru/vladimir-dyakov-2/elektronnye-izmereniya-v-nanotehnologiyah-i-mikroelektronike-6599233/>, свободный (дата обращения: 19.03.2017).
3. Клименко В.П., Ляхов А.Л., Гвоздик Д.Н. Современные особенности развития систем компьютерной алгебры [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://cyberleninka.ru/article/n/sovremennye-osobennosti-razvitiya-sistem-kompyuternoy-algebry>, свободный (дата обращения: 19.03.2017).
4. Ландо С.К. Лекции о производящих функциях / С.К. Ландо. – 3-е изд., испр. – М.: МЦНМО, 2007. – 144 с.
5. Stanley R.P. Enumerative Combinatorics. – Cambridge University Press, 2001. – Vol. 2. – 600 p.

6. Wilf H.S. Generatingfunctionology / H.S. Wilf. – Academic Press, 1994. – 231 p.

7. Кручинин В.В. Степени производящих функций и их применение / В.В. Кручинин, Д.В. Кручинин. – Томск: ТУСУР, 2013. – 236 с.

8. Перминова М.Ю. Обзор систем компьютерной алгебры для работы с производящими функциями: матер. Всерос. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР–2013». – Томск: В-Спектр, 2013. – Ч. 2. – С. 323–325.

9. Перминова М.Ю. Алгоритмы рекурсивной генерации ограниченных разбиений натурального числа / М.Ю. Перминова, В.В. Кручинин // Доклады ТУСУРа. – 2014. – № 4(34). – С. 89–94.

10. Перминова М.Ю. Алгоритм декомпозиции полиномов, основанный на разбиениях / М.Ю. Перминова, В.В. Кручинин, Д.В. Кручинин // Доклады ТУСУРа. – 2015. – № 4(38). – С. 102–107.

11. Перминова М.Ю. Анализ алгоритма декомпозиции полиномов, основанного на разбиениях [Электронный ресурс] / М.Ю. Перминова // Кибернетика и программирование. – 2015. – № 6. – С. 21–34. – Режим доступа: [http://e-notabene.ru/kp/article\\_17169.html](http://e-notabene.ru/kp/article_17169.html), свободный (дата обращения: 03.02.2017).

12. Решение прикладных задач с помощью Maxima [Электронный ресурс]. – Режим доступа: [http://lug.mephist.ru/wiki/Решение\\_прикладных\\_задач\\_с\\_помощью\\_Maxima](http://lug.mephist.ru/wiki/Решение_прикладных_задач_с_помощью_Maxima), свободный (дата обращения: 19.01.2017).

13. Sloane J.A. The On-Line Encyclopedia of Integer Sequences [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://oeis.org/>, свободный (дата обращения: 16.03.2017).

---

#### Перминова Мария Юрьевна

Аспирант каф. промышленной электроники (ПрЭ) ТУСУРа

Тел.: +7 (382-2) 70-15-53

Эл. почта: [pmy@2i.tusur.ru](mailto:pmy@2i.tusur.ru)

Perminova M.Yu.

#### Software module to obtain explicit expressions for generating functions coefficients based on use of composition

The article investigates the software implementation of a new method to find the coefficients of generating functions, describes the developed software module used to obtain explicit expressions for composition of generating functions coefficients in the computer algebra system Maxima and its structure, and gives examples of solving specific problems.

**Keywords:** software module, computer algebra system, Maxima, generating functions, coefficients of the generating functions composition.

УДК 004.934.8'1

И.А. Рахманенко

## Программный комплекс для идентификации диктора по голосу с применением параллельных вычислений на центральном и графическом процессорах

Статья посвящена программному комплексу для идентификации диктора по голосу с применением параллельных вычислений на центральном и графическом процессорах. В качестве основы для построения данного комплекса были использованы модели Гауссовых смесей и универсальная фоновая модель (GMM-UBM система).

Разработанный комплекс позволяет производить обучение универсальной фоновой модели (UBM), моделей дикторов и производить тестирование речевых сегментов на принадлежность заданной модели диктора. Комплекс позволяет производить отбор речевых признаков с помощью алгоритмов жадного добавления-удаления и генетического алгоритма.

Произведена экспериментальная оценка скорости работы модуля обучения универсальной фоновой модели в различных реализациях – на центральном процессоре, на процессоре видеокарты и в комбинированном варианте. Реализованный модуль обучения УФМ с комбинированными вычислениями на центральном процессоре и процессоре видеокарты, по сравнению с обучением УФМ на центральном процессоре, позволяет уменьшить время работы на 36,95%, по сравнению с обучением на процессоре видеокарты – на 10%.

**Ключевые слова:** распознавание диктора, верификация диктора, Гауссовы смеси, GMM-UBM-система, обработка речи, программный комплекс, параллельные вычисления, GPU, CUDA.

**doi:** 10.21293/1818-0442-2017-20-1-70-74

В настоящее время для науки актуальными являются задачи обработки данных, среди которых можно выделить задачи обработки речи. В данной области одной из сложных и требующих решения задач является задача автоматической идентификации диктора по голосу. Известно много современных систем, которые пытаются решать данную задачу достаточно эффективно, однако точность подобных систем не всегда соответствует достаточному уровню для их реального применения. Кроме того, отдельным вопросом стоит большой объем данных, требующих обработки. Все более и более возрастающий объем данных требует разработки таких решений, которые бы позволили эффективно и быстро производить необходимые вычисления. К таким затратным процедурам в области идентификации диктора по голосу относят обучение универсальной фоновой модели (universal background model, UBM) и моделей дикторов. В разработанном программном комплексе были произведены попытки улучшить как точность распознавания диктора, так и уменьшить время обработки данных.

Задача распознавания диктора включает в себя две подзадачи: идентификацию и верификацию. Автоматическая верификация диктора – это подтверждение личности по голосу в соответствии с предъявленным им идентификатором (обычно именем данного диктора). Отличие же автоматической идентификации диктора заключается в том, что изначально неизвестен идентификатор диктора, соответственно система должна сама определить, кем является данный диктор – законным пользователем, зарегистрированным в системе, или нарушителем (в случае решения задачи открытой идентификации) [1]. Система автоматической текстонезависимой верификации диктора, представленная в данной работе, решает задачу верификации закрытого множе-

ства дикторов, решая, присутствует ли на аудиозаписи голос заявленного диктора или нет. В данном случае существование дикторов, не зарегистрированных в системе, не принимается во внимание.

На точность современных систем распознавания диктора накладывается довольно много ограничений. Сюда относят проблемы, связанные с несоответствием условий обучения и распознавания диктора, проблемы различных акустических условий, в том числе наличия посторонних шумов и помех, проблемы отличия в спектральных составляющих записей голоса из-за применения различных микрофонов. Все это, в дополнение к несовершенству моделей и методов, применяемых для идентификации диктора, ведет к уменьшению точности идентификации.

Требования к точности идентификации диктора для подобных систем задают определенную планку, которая повышается с каждым годом. Однако, несмотря на достаточно широкий спектр возможных недостатков систем аутентификации по голосу, нельзя недооценивать их достоинства, благодаря которым они получили свое распространение в таких областях, как системы биометрической многофакторной аутентификации, системы дистанционного банковского обслуживания, системы контроля доступа, и многих других. Применение подобных систем позволяет повысить надежность систем аутентификации и упростить аутентификацию для конечного пользователя, так как для него отпадает необходимость в запоминании паролей. Однако, в интересах же конечного пользователя и высокая надежность подобных систем, так как ему необходима сохранность данных и финансов, поэтому и выдвигаются высокие требования по точности распознавания диктора.

Для оценки точности идентификации диктора используют несколько характеристик, одна из которых является наиболее часто используемой – равная ошибка первого и второго рода (Equal Error Rate, EER). Данная характеристика используется как для оценки текстозависимых, так и текстонезависимых систем идентификации диктора. Лучшие системы идентификации диктора, тестируемые на фиксированной базе данных, содержащей фразы нескольких сотен дикторов, показывают значение EER 3–5% [2], испытания проводятся в Национальном институте стандартов и технологий США (NIST).

Для применения в реальных системах данной точности недостаточно. С одной стороны, наиболее важной можно считать ошибку второго рода, когда за легального пользователя системы принимается самозванец, соответственно можно сместить порог принятия решений системы в сторону уменьшения данной ошибки. Однако это повлечет за собой увеличение ошибок первого рода, т.е. увеличит частоту отказов легальным пользователям на доступ к системе, что может повлечь за собой недовольство пользователей, использующих систему. Следовательно, необходимо направить усилия для улучшения точности методов идентификации диктора по голосу, что позволит снизить вероятность потери конфиденциальной информации в случае применения в реальных системах.

#### Применяемые модели

В данный момент для идентификации диктора применяется достаточно большое количество различных моделей, одной из которых является Гауссова смесь, используемая в данной работе.

Гауссова смесь (ГС) – это параметрическая функция плотности вероятности, представленная как взвешенная сумма отдельных Гауссовых плотностей [3]. ГС, состоящая из  $C$  плотностей вероятности, может быть представлена формулой:

$$p(x|\lambda) = \sum_{i=1}^C w_i g(x|\mu_i, \Sigma_i), \quad (1)$$

где  $x$  –  $D$ -мерный непрерывный вектор данных (признаков);  $w_i, i=1, \dots, C$  – вес  $i$ -го компонента смеси, и  $g(x|\mu_i, \Sigma_i); i=1, \dots, C$  – Гауссова плотность вероятности  $i$ -го компонента смеси с вектором математических ожиданий  $\mu_i$  и ковариационной матрицей  $\Sigma_i$ . Таким образом, полную ГС можно описать множеством векторов математического ожидания, ковариационных матриц и весов смесей каждого компонента модели. ГС можно представить уравнением

$$\lambda = \{w_i, \mu_i, \Sigma_i\}. \quad (2)$$

Итого при решении задачи распознавания диктора каждый из дикторов представлен в системе собственной ГС  $\lambda$ .

Гауссовы смеси используют в задачах идентификации диктора благодаря двум наблюдениям [4]. Во-первых, было замечено, что индивидуальные компоненты смеси могут моделировать некоторое множество акустических классов. Данное множество представляет собой набор конфигураций голосо-

вого тракта диктора, что позволяет использовать их в целях идентификации. Акустические классы являются «скрытыми», так как в обучающих и контрольных данных они не размечены. Если предположить, что векторы признаков независимы друг от друга, то Гауссова смесь описывает эти классы через плотность распределения наблюдаемых векторов признаков

Во-вторых, линейная комбинация нормальных распределений может представлять большое множество распределений акустических признаков. Достоинством Гауссовой смеси является способность точной аппроксимации распределений произвольной формы. Можно сказать, что Гауссова смесь представляет собой нечто среднее между методом векторного квантования, где распределение признаков представлено дискретным множеством шаблонов, и одним Гауссовым распределением с единственным вектором математических ожиданий и ковариационной матрицей.

Универсальная фоновая модель (УФМ, УФМ) – это ГС, обученная на большом наборе речевого материала, взятого от большого множества дикторов, ожидаемых системой во время распознавания. Благодаря этому можно использовать УФМ для проверки альтернативной гипотезы, т.е. того случая, когда на записи отсутствует голос заданного диктора. Как и в [5], параметры для УФМ были обучены с помощью EM-алгоритма, а для обучения моделей дикторов была использована форма Байесовой адаптации.

Для существующих систем идентификации используются базы речевых данных в несколько сотен часов. При этом обучение УФМ может длиться не одну неделю на современном центральном процессоре, а существенное увеличение размера базы становится практически невозможным [6]. Для ускорения процесса обучения УФМ можно использовать параллельные алгоритмы, в том числе с применением вычислений на графическом процессоре видеокарты.

Для обучения модели диктора и УФМ  $\lambda$  наиболее часто используют метод максимального правдоподобия. Данный метод позволяет подобрать параметры модели по обучающим данным таким образом, чтобы функция правдоподобия модели достигла максимума.

Для последовательности из  $T$  обучающих векторов  $X = \{x_1, x_2, \dots, x_T\}$ , функция правдоподобия может быть записана как [5]

$$p(X|\lambda) = \prod_{t=1}^T p(x_t|\lambda). \quad (3)$$

Напрямую максимизировать (3) невозможно, однако приближенное значение можно с помощью алгоритма EM (expectation-maximization). С помощью данного алгоритма вычисляется ожидаемое значение функции правдоподобия (4), после чего находят оценку максимального правдоподобия для каждой компоненты модели и вычисляют новые компоненты модели [4].



$$\Pr(i|x_t) = w_i p_i / \sum_{j=1}^C w_j p_j(x_t), \quad (4)$$

$$w = \left( \sum_{t=1}^T \Pr(i|x_t) \right) / T, \quad (5)$$

$$\mu = \left( \sum_{t=1}^T \Pr(i|x_t) x_t \right) / \sum_{t=1}^T \Pr(i|x_t), \quad (6)$$

$$\Sigma = \left( \sum_{t=1}^T \Pr(i|x_t) x_t^2 \right) / \sum_{t=1}^T \Pr(i|x_t) - \mu^2. \quad (7)$$

Была использована ГС, состоящая из 256 компонентов, так как было замечено, что EER не уменьшался при увеличении компонент смеси. Мо-

дели дикторов были получены с помощью MAP адаптации с адаптацией только векторов математических ожиданий с фактором релевантности  $r = 10$ .

#### Описание программного комплекса

Разработанный программный комплекс предназначен для проведения автоматической верификации или идентификации диктора, при этом включает в себя все необходимые модули для извлечения речевых признаков, обучения моделей дикторов и УФМ, а также проведения верификационных испытаний. GMM-UBM система, описанная в данном разделе, была создана с применением библиотеки MSR Identity Toolbox [7].

Рассмотрим структуру программного комплекса (рис. 1).

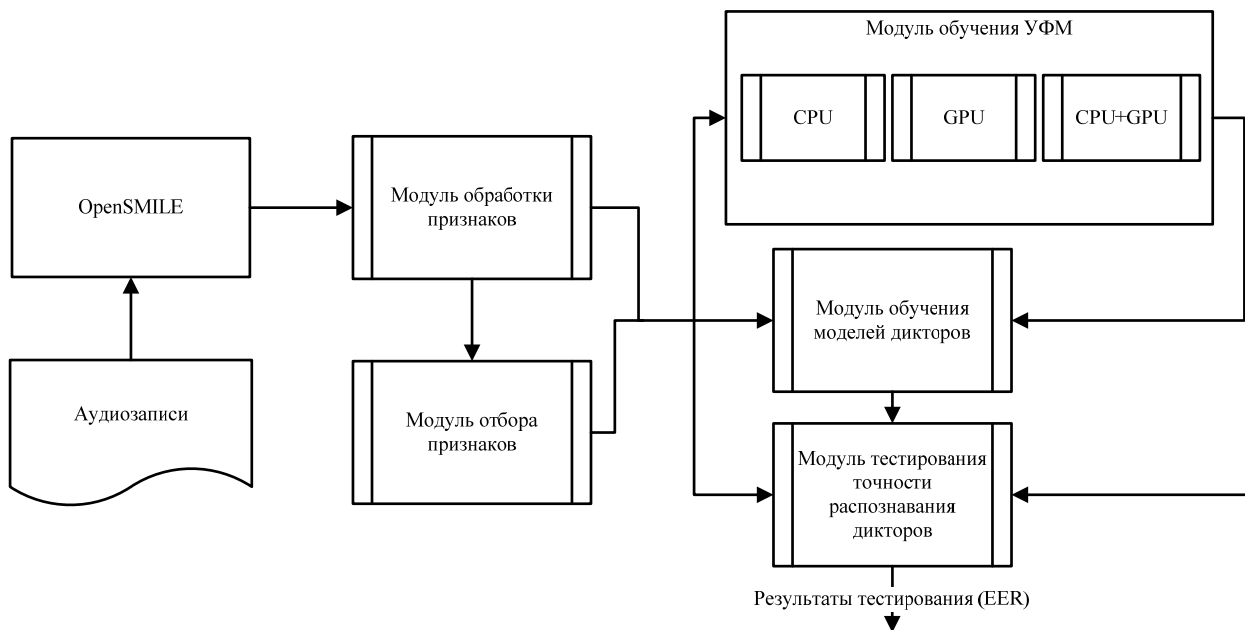


Рис. 1. Структура программного комплекса

Для извлечения речевых признаков из аудиозаписей голоса диктора был использована библиотека openSMILE [8]. Из аудиозаписей были извлечены такие признаки, как мел-кепстральные коэффициенты, пары линейного спектра, кепстральные коэффициенты перцептивного линейного предсказания, кратковременная энергия, формантные частоты, частота основного тона, вероятность вокализации, частота пересечения нуля, джиттер и шиммер. Полный вектор признаков, вычисляемый для одного окна длиной в 20 мс, состоит из 94 признаков.

Для проведения экспериментов было создано несколько модулей – модуль обработки признаков, который позволяет отобрать необходимые в исследовании речевые признаки, модуль обучения УФМ, модуль обучения моделей дикторов и модуль тестирования точности распознавания дикторов. Модуль обучения УФМ был реализован в нескольких вариантах – с вычислениями на центральном процессоре, с вычислениями на процессоре видеокарты и комбинированный вариант.

Для проведения серии экспериментов по отбору речевых признаков были разработаны модули, реализующие алгоритм жадного добавления-удаления и генетический алгоритм. Отбор признаков позволяет снизить переобучение модели и сохранить при этом наиболее информативные признаки.

Жадный алгоритм добавления-удаления признаков [9] включает в себя две жадные стратегии, т.е. производится поочередное добавление и удаление признаков из текущего множества. Сначала алгоритм добавления Add последовательно добавляет признаки до тех пор, пока не начнет увеличиваться ошибка EER и еще  $d = 3$  шагов с увеличением ошибки. После этого начинает работу алгоритм жадного удаления Del, который удаляет избыточные признаки.

Генетический алгоритм [10] осуществляет поиск наилучшего набора признаков с использованием методов естественной эволюции. Случайным образом формируется несколько наборов признаков, называемых индивидами, которые объединяются в популяцию. К полученным индивидам случайным

образом применяются операции мутации и скрещивания (кроссовера), таким образом получая новые индивиды. В конце каждой итерации генетического алгоритма производится отбор лучших индивидов, для которых значение целевой функции (в данном случае, EER) является наилучшим.

Одной из ключевых особенностей реализованного программного комплекса является предложенный алгоритм комбинированных вычислений на центральном процессоре и процессоре видеокарты. При этом в аналогах производятся вычисления либо только на центральном процессоре [7, 11], либо только на процессоре видеокарты [6].

Наиболее трудоемким по количеству затрачиваемого времени и вычислений является обучение УФМ, однако обучение данной модели хорошо распараллеливается. Это возможно благодаря разделению последовательности входных обучающих векторов на отдельные блоки, каждый из которых вычисляется отдельно (3), (4), а затем суммируется. При этом полученная сумма не изменится, как и в случае если входные данные на блоки не разбивались бы. То есть возможно выполнение расчетов отдельных частей в разных потоках на разных данных, соответственно каждый из этих потоков независим и работает со своими данными.

Для выполнения одновременных вычислений на центральном (ЦП) и графическом (ГП) процессорах часть блоков данных перемещается в память видеокарты, а затем в отдельном потоке запускаются необходимые вычисления. Для хранения в памяти параметров модели  $\Sigma$ ,  $\mu$ , и  $w$  требуется  $8 * C * D$  байт, в данном случае количество компонент смеси  $C = 256$ , количество используемых признаков  $D = 28$ , итого 57344 байт. Для вычислений используются блоки данных размером 50000 векторов по  $8 * D$  байт, итого  $11,2 * 10^6$  байт. Для промежуточных вычислений необходимы блоки  $2 * 8 * C * D$  байт,  $8 * 50000 * C$  байт, итого  $\approx 102,5 * 10^6$  байт.

#### Результаты испытаний программного комплекса

Проведены эксперименты с применением речевого корпуса, включающего записи речи 25 дикторов-мужчин и 25 женщин. Данный речевой корпус содержит записи произнесенных без предварительной подготовки предложений, взятых из художественной литературы, или поговорок. Суммарная длина записей речи для каждого диктора составляет не менее 6 мин, включая 50 сегментов различной длины. Каждый диктор был записан на микрофон в условиях небольшого шума, частота дискретизации 8000 Гц, разрядность 16 бит.

Весь речевой корпус, состоящий из записей речи 50 дикторов, был разделен на обучающую выборку для УФМ, состоящую из записей 30 дикторов, и выборку, используемую для обучения и тестирования моделей дикторов, состоящую из записей оставшихся 20 дикторов. Все выборки были выполнены с равным разделением по дикторам разного пола. Общий объем данных, используемых для обучения УВМ, составляет 162,28 Мб.

Эксперименты проводились с использованием 4-ядерного процессора Intel Core i7-3630QM, видеокарты nVidia GeForce GT 640M с 2 Гб DVRAM.

Для сравнения эффективности работы разработанного программного комплекса, а конкретно модуля обучения УФМ, было проведено несколько экспериментов по определению скорости работы (времени исполнения) модулей. Сравним время обучения УФМ с разбиением на различные размеры блоков (таблица). При этом зафиксируем количество используемых потоков процессора, равное 4.

Время обучения УФМ в зависимости от размера блоков обучающих данных

| Размер блока данных (смплов) | Время обучения на ЦП, с | Время обучения на ГП, с | Время обучения на ЦП и ГП, с |
|------------------------------|-------------------------|-------------------------|------------------------------|
| 5000                         | 168,7424                | 165,7454                | 135,4970                     |
| 10000                        | 165,5472                | 128,2411                | 107,9179                     |
| 25000                        | 162,0763                | 116,2236                | 104,0332                     |
| 50000                        | 159,0245                | 111,4273                | 100,2596                     |

Наименьшее время обучения УФМ было получено при использовании параллельных вычислений на центральном процессоре и видеокarte, которое составляет 100,2596 с.

Сравним скорость вычислений в зависимости от количества запущенных потоков процессора, зафиксировав размер блоков обучающих данных на 50000 векторов (рис. 2). Можно отметить, что независимо от количества потоков комбинированные вычисления на процессоре и видеокarte быстрее, чем только на центральном процессоре. При использовании более 4 потоков и комбинированных вычислений на ЦП и ГП время вычислений далее не уменьшается, при вычислениях на ЦП – уменьшается, но незначительно.

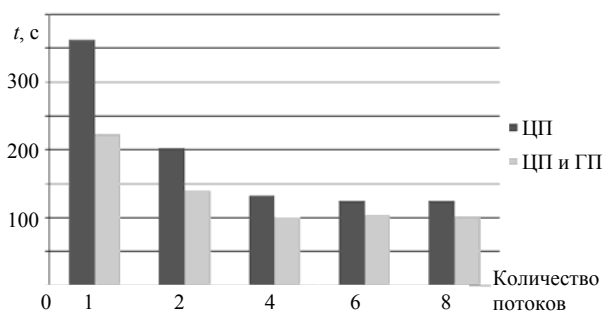


Рис. 2. Время обучения УФМ в зависимости от количества используемых потоков

Кроме того, можно добиться больших результатов, учитывая особенности работы с памятью DVRAM видеокарты, а также с помощью минимизации обращений к памяти и объединения нескольких запросов в один.

#### Выводы

Был разработан программный комплекс для верификации диктора, основанный на модели Гауссовых смесей и универсальной фоновой модели. Дан-

ный комплекс позволяет производить обучение УФМ, обучение моделей дикторов и производить тестирование речевых сегментов на принадлежность заданной модели диктора. Кроме того, данный комплекс позволяет произвести отбор речевых признаков с помощью алгоритма жадного добавления-удаления и генетического алгоритма.

Были произведены эксперименты по определению скорости работы модуля обучения УФМ в различных реализациях – на центральном процессоре, на процессоре видеокарты и комбинированный вариант. Реализованный модуль обучения УФМ с комбинированными вычислениями на центральном процессоре и процессоре видеокарты по сравнению с обучением УФМ на центральном процессоре позволяет уменьшить время работы на 36,95%, по сравнению с обучением на процессоре видеокарты позволяет уменьшить время работы на 10%.

#### Литература

1. Campbell Jr.J.P. Speaker recognition: a tutorial // Proceedings of the IEEE. – 1997. – Vol. 85, No. 9. – PP. 1437–1462.
2. Сорокин В.Н. Распознавание личности по голосу: аналитический обзор / В.Н. Сорокин, В.В. Вьюгин, А.А. Тананыкин // Информационные процессы. – 2012. – Т. 12, вып. 1. – С. 1–30.
3. Reynolds D.A. Gaussian mixture models // Encyclopedia of biometric recognition. – Heidelberg: Springer, 2015. – PP. 827–832.
4. Reynolds D.A. Robust text-independent speaker identification using Gaussian mixture speaker models / D.A. Reynolds, R.C. Rose // IEEE Transactions on Speech and Audio Processing. – 1995. – Vol. 3, No. 1. – PP. 72–83.
5. Reynolds D.A. Speaker verification using adapted Gaussian mixture models / D.A. Reynolds, T.F. Quatieri, R.B. Dunn // Digital Signal Processing. – 2000. – Vol. 10, No. 1. – PP. 19–41.
6. Габдуллин В.В. Применение технологии CUDA для задач голосовой биометрии на примере построения универсальной фоновой модели диктора / В.В. Габдуллин, А.И. Капустин, А.И. Королев // Параллельные вычислительные технологии (ПаВТ'2011): труды международной научной конференции. – Челябинск: Изд. центр ЮУрГУ. – 2011. – С. 107–116.
7. Sadjadi S.O. MSR identity toolbox v1.0: A MATLAB toolbox for speaker-recognition research / S.O. Sadjadi, M. Slaney, L. Heck // Speech and Language Processing Technical Committee Newsletter. – 2013. – Vol. 1, No. 4. – PP. 1–32.
8. Eyben F. Recent developments in opensmile, the munich open-source multimedia feature extractor / F. Eyben, F. Weninger, F. Gross, B. Schuller // Proceedings of the 21st ACM international conference on Multimedia. – 2013. – PP. 835–838.
9. Кормен Т. и др. Алгоритмы. Построение и анализ. Гл. 16. Жадные алгоритмы / пер. с англ. – М.: Вильямс, 2012. – 1296 с.
10. Holland J.H. Adaptation in natural and artificial systems: an introductory analysis with applications to biology, control, and artificial intelligence. – MIT press, 1992. – 232 p.
11. Bonastre J.F. ALIZE, a free toolkit for speaker recognition / J.F. Bonastre, F. Wils, S. Meignier // Acoustics, Speech, and Signal Processing. – 2005. – Vol. 1. – PP. 737–740.

#### Рахманенко Иван Андреевич

Ассистент каф. безопасности информационных систем (БИС) ТУСУРа  
Тел.: +7 (382-2) 70-15-29  
Эл. почта: ria@keva.tusur.ru

Rakhmanenko I.A.

#### Software system for speaker verification using parallel CPU and GPU computing

This paper is devoted to speaker verification software using parallel CPU and GPU computing. This software is based on Gaussian mixture model and universal background model (GMM-UBM system).

Developed software allows to train the universal background model (UBM), speaker models and test recorded speech samples in order to verify their belonging to the selected speaker model. Also, software provides speech feature selection module using greedy add-del and genetic algorithms.

The experimental evaluation of the UBM training module was conducted using CPU, GPU and combined parallel calculations. Parallel CPU and GPU calculations results in 36,95% calculations time decrease compared to parallel CPU implementation, and 10% decrease compared to only GPU implementation.

**Keywords:** speaker recognition, speaker verification, Gaussian mixture model, GMM-UBM system, speech processing, software system, parallel computations, GPU, CUDA.

УДК 621.396.41

И.А. Кречетов, В.В. Кручинин

## Об одном алгоритме адаптивного обучения на основе кривой забывания

Предлагается алгоритм, основанный на принципах итеративного обучения и модульного представления информации. Алгоритм ориентирован на нахождение наиболее эффективной траектории обучения, с учетом забывания информации обучаемым в процессе освоения образовательного контента.

**Ключевые слова:** компетенция, адаптивное обучение, генетический алгоритм, электронное образование, итеративное обучение, кривая забывания.

**doi:** 10.21293/1818-0442-2017-20-1-75-80

Одним из перспективных направлений развития электронного обучения в мире является адаптивное обучение. Под адаптивным понимается обучение, учитывающее индивидуальные характеристики, потребности и способности обучаемого. Одним из вариантов реализации адаптивного обучения, набирающим популярность в настоящее время, является подход, при котором обучаемый работает с адаптивным контентом, в общем случае – с электронным курсом, содержание которого изменяется в зависимости от успешности его прохождения.

Подобный подход возможно реализовать, если образовательный контент представлен модулями – элементарными (неделимыми) фрагментами контента. Особенностью такого представления учебной информации является то, что имея в наличии необходимые алгоритмы и технологии, основанные на применении базы образовательных модулей (базы знаний), покрывающих некоторую дисциплину или область знаний, представляется возможным:

– генерировать уникальные курсы для обучаемых, учитывающие их текущие знания и способности к обучению;

– осуществлять повторение только забытого материала, без необходимости прохождения всего курса заново;

– производить анализ прохождения обучаемым электронного курса и своевременно вносить коррективы в процесс обучения.

Адаптивное обучение, основанное на применении адаптивного контента в общем и использовании элементарных неделимых фрагментов (модулей) в частности, рассматривается многими исследователями. Одними из наиболее продвинутых в данной теме отечественными авторами можно считать Л.А. Растригина, И.П. Норенкова, Н.К. Соколова, М.Ю. Уварова [1–4]. Реальным воплощением идей адаптивного обучения можно считать зарубежную компанию Knewton, внедрившую свои программные решения в образовательные процессы многих учебных заведений [5].

Однако при наличии общих принципов представления образовательного контента в виде базы модулей актуальной является задача нахождения оптимальных маршрутов обучения, разработки ал-

горитмов и методик управления процессом обучения. Настоящая статья является развитием идей, связанных с технологией адаптивного обучения, впервые представленных в работе [6].

### Основные термины и определения

*Модуль* – логически завершенная минимальная единица информации образовательного характера, которая раскрывает одно или несколько терминов или понятий и находится в связи с другими единицами. Модуль может быть представлен текстом, содержать графику, видео или аудио, а также любые иные интерактивные формы представления информации. Основными характеристиками модуля являются:

- 1) время, отведенное на освоение модуля;
- 2) входные субкомпетенции;
- 3) выходные субкомпетенции;
- 4) возможные уровни освоения субкомпетенций.

Входные субкомпетенции определяют необходимость наличия у обучаемого требуемых знаний и умений для освоения модуля, а выходные субкомпетенции, в свою очередь, определяют результат освоения модуля. Возможный уровень освоения субкомпетенций представляет собой величину, характеризующую степень освоения тех или иных выходных субкомпетенций при работе обучаемого с модулем. Выходные субкомпетенции одного модуля могут являться входными субкомпетенциями другого. Чтобы полнее представлять суть входных и выходных субкомпетенций, целесообразно ознакомиться с понятиями «компетенция» и «субкомпетенция».

*Компетенция.* Термин «компетенция» имеет множество вариаций определений под разные сферы применения. В образовании часто можно встретить определение: компетенция включает совокупность взаимосвязанных качеств личности (знаний, умений, навыков, способов деятельности), задаваемых по отношению к определенному кругу предметов и процессов и необходимых для качественной продуктивной деятельности по отношению к ним [7]. В рамках настоящей статьи в качестве определения термина «компетенция» будет принято определение ФГОС третьего поколения, где компетенция – способность применять знания, умения и личностные качества для успешной деятельности в определенной области.

Стоит также отметить наличие в упомянутом стандарте понятия «результат обучения», означающее «усвоенные знания, умения и освоенные компетенции». Введем аналогичный термин «результат освоения модуля», под которым будем понимать совокупность выходных субкомпетенций.

Субкомпетенция – составной элемент компетенции нижнего уровня. Например, компетенция «способность работать с современным программным обеспечением» может быть представлена требованием «владеть пакетом офисных программных средств» и «знать основные принципы графических интерфейсов». В свою очередь требования «владеть» и «знать» могут быть разбиты на более мелкие составные части, а те в свою очередь – на еще более мелкие. В результате одна компетенция может быть представлена деревом навыков, умений, владений, знаний. Листья такого дерева и будут являться субкомпетенциями.

Как уже было отмечено выше, модуль может иметь входные и выходные субкомпетенции. Если в качестве модуля рассмотреть инструкцию пользования телевизором, то можно сказать, что одной из входных субкомпетенций такого модуля будет являться «уметь пользоваться домашней розеткой», а одной из выходных – «уметь переключать каналы телевизионного вещания».

Чтобы оценить результаты освоения модуля и обучения в целом, целесообразно измерять *уровень знаний субкомпетенций* – будем называть так величину, характеризующую объем владения обучаемым той или иной рассматриваемой субкомпетенцией.

*Траектория обучения* – последовательность проходимых обучаемым модулей.

#### Модель предметной области

Обозначим:  $K$  – множество субкомпетенций курса;  $M$  – множество образовательных модулей курса;  $G = \{M, K\}$  – двудольный граф, образующийся из вершин модулей  $M_{i,j \in [1;n]}$  (круги) и вершин субкомпетенций  $K_{j,k \in [1;m]}$  (прямоугольники), где  $M_i$  – модуль множества  $M$ ,  $K_j$  – субкомпетенция множества  $K$ , являющаяся одновременно выходной для некоторого  $M_i$  и входной для некоторого  $M_{k,k \in [1;n]}$ ,  $n$  – количество модулей,  $m$  – количество компетенций. Пример такого графа представлен на рис. 1.

$T$  – множество тестов, предназначенных для оценки знаний субкомпетенций  $K$ .

Модуль  $M_i$  может иметь несколько как входных, так и выходных субкомпетенций. Выходную субкомпетенцию  $K_j$  модуля  $M_i$ , не являющуюся входной ни для одного другого модуля, будем называть висячей субкомпетенцией. Стоит отметить, что на практике возможны ситуации, когда некоторый модуль  $M_i$  будет иметь нереализованный вход (в множестве  $M$  отсутствует модуль, выходные компетенции которого являются входными для  $M_i$ ), одна-

ко такие случаи являются допустимыми и не ставят под сомнение концепцию представления некоторой области знаний в виде сети модулей.

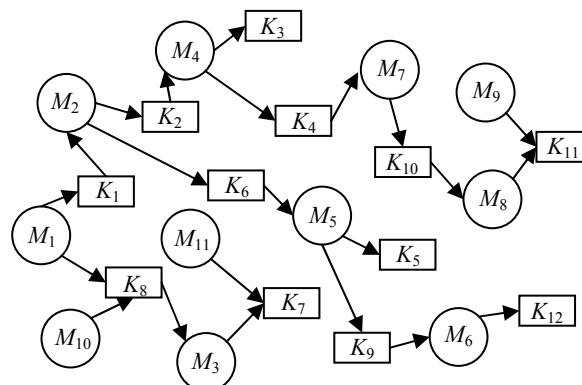


Рис. 1. Граф образовательных модулей

Адаптивный алгоритм обучения основан на учете естественного процесса забывания информации человеком во времени, который математически может быть описан как

$$R(t) = e^{-s/t}, \quad (1)$$

где  $R$  – объем остаточных знаний;  $s$  – индивидуальный для каждого человека параметр, характеризующий скорость забывания информации.

Выражение (1) получил Герман Эббингауз [8], показав в своих исследованиях, что чем больше проходит времени с момента приобретения человеком информации, тем её меньше в экспоненциальной зависимости остается в памяти.

Исследования показывают [8], что в среднем человек через 24 ч забывает 60–70% принятой информации, а через месяц остаточный уровень знаний составляет 20% от первоначального. Известной методикой фиксации знаний на требуемом уровне является итеративное научение, которое предполагает многократное повторение изученного материала для его закрепления в долговременной памяти. Предположим, что студенту было предложено освоить некоторый объем информации, с чем он успешно справился. Далее в течение нескольких дней студент произвел несколько раз повторение изученного материала. На рис. 2 пунктирной линией показано, как протекал бы процесс забывания информации у студента, если бы он завершил обучение. Однако, повторяя материал, студент каждый раз поднимал свой уровень знаний, зафиксировав свои знания к концу недели на высоком уровне.

В данном примере был рассмотрен обобщенный сценарий процесса обучения студента. Очевидно, что приобретение и забывание информации – сложные умственные процессы, результат влияния на которые в настоящее время невозможно спрогнозировать с предельной точностью. Однако в целом неоспоримым является эффект, которого можно достичь за счет итеративного научения, а именно – зафиксировать знания обучаемого к концу обучения на требуемом уровне. Так, в работе [9] авторы рассмат-

ривают разработку вероятностной модели принципа повторений и выводят формулу обобщенной функции забывания, сформированной в результате произвольного числа циклов обучения.



Рис. 2. Кривая забывания при итеративном обучении

Рассмотрим, как методика итеративного обучения ложится в основу алгоритма адаптивного обучения.

В общем случае адаптивные технологии обучения ориентированы на получение таких знаний о студенте, которые бы позволили строить для него наиболее эффективную с точки зрения обучения траекторию. В рамках идеи, которая рассматривается в настоящей статье, таким знанием является кривая забывания, описываемая законом (1), – в процессе обучения студента алгоритм должен найти для этого студента такую  $s$ , которая позволит производить прогноз остаточного уровня его знаний во времени без применения практических измерений (тестирования) и своевременно производить необходимые действия по поддержанию знаний студента на требуемом уровне. В свою очередь, имея теоретическое представление о характере кривой забывания студента, представляется возможным за несколько этапов практических измерений знаний произвести идентификацию модели забывания, что позволит автоматически включать в траекторию обучения студента модули, ориентированные на восполнение утраченных (забытых) знаний.

Траектория обучения студента представляет собой ориентированный граф-путь  $P$  графа  $G$ , который определяет последовательность прохождения образовательных модулей. Вопрос нахождения  $P$  рассматривался авторами в работе [6], где предлагался способ генерации для обучаемого индивидуального образовательного контента на весь период обучения на основе применения генетического алгоритма. Подход получения статичного контента применим в некоторых частных случаях, когда имеет место необходимость обеспечить студентов материалами в условиях невозможности оценивания уровня знаний на каком-либо этапе обучения, при этом получаемые материалы с некоторой точностью будут соответствовать индивидуальным характеристикам студентов. В рамках настоящей статьи рассматривается алго-

ритм, ориентированный на интеграцию в системы дистанционного обучения и позволяющий предъявлять студенту учебные модули в зависимости от изменения модели обучаемого в процессе обучения в курсе.

Под моделью обучаемого будем понимать множество  $S = \{R_{K_j, j \in [1; m]}\}$ , где  $R_{K_j} = \{R_{TK_j}, R_{PK_j}, R_{AK_j}\}$  – множество уровней знаний субкомпетенций;  $R_{TK_j}$  – множество значений уровней  $j$ -й субкомпетенции, рассчитанных теоретически;  $R_{PK_j}$  – множество значений уровней  $j$ -й субкомпетенций, полученных при тестировании;  $R_{AK_j}$  – множество, элементы которого принимают значения элементов  $R_{TK_j}$  или  $R_{PK_j}$  в зависимости от того, результат какого из способов оценки уровня знаний (теоретического или практического) целесообразно принимать за действительный уровень знаний студента по субкомпетенции  $K_j$  в конкретный момент времени.

Элементы множеств  $R_{PK_j}$  и  $R_{TK_j}$  отражают значения уровня знаний субкомпетенций в моменты перед очередным предъявлением того или иного модуля.

Под *изменением модели обучаемого* будем понимать каждое появление в множестве  $R_{AK_j}$  элемента со значением, отличным от значения предыдущего элемента.

#### Алгоритм адаптивного обучения

Рассмотрим общий принцип реализации адаптивного обучения, представленного на рис. 3 в виде блок-схемы.

1. Первым действием на пути к предъявлению модуля является *формирование выборки*. Данный блок осуществляет операцию формирования из множества  $M$  некоторого множества модулей  $A$ , участвующего в построении граф-пути  $P$  и содержащего только такие модули, выходные субкомпетенции которых не освоены студентом либо их уровень знаний ниже нормы.

2. На основе множества  $A$  производится поиск граф-пути  $P$  с помощью алгоритма, приведенного в [6].

3. Производится предъявление первого элемента  $P$ . Из алгоритма видно, что студенту всегда предъявляется только первый элемент граф-пути  $P$ . Это обусловлено тем, что к моменту очередного нахождения  $P$  множество  $A$  содержит только те модули, которые студенту необходимо освоить. Так как  $P$  является упорядоченным множеством модулей, то при переходе студента от изученного модуля к новому новый будет всегда являться первым элементом  $P$ .

4. По окончании освоения модуля производится оценка уровня знаний приобретенных субкомпетенций при помощи тестирования (предъявляется тест из множества  $T$ ), в результате которого получается элемент множества  $R_{PK_j}$ .

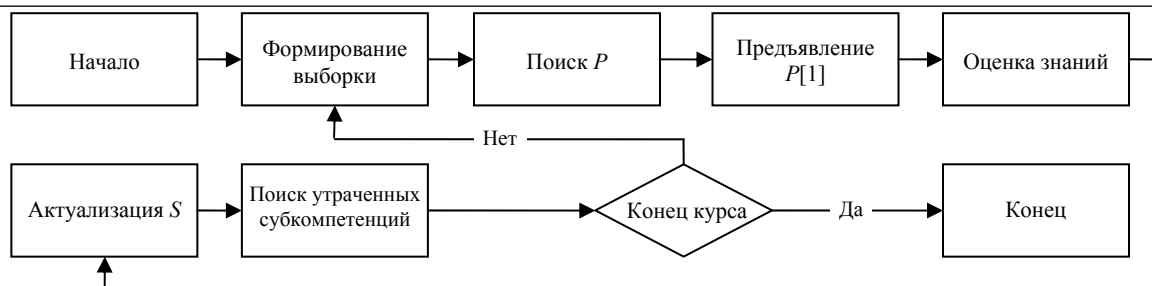


Рис. 3. Общая блок-схема алгоритма адаптивного обучения

5. После тестирования наступает момент, когда студенту нужно перейти к следующему модулю. Для того чтобы система смогла использовать данные о текущем состоянии модели обучаемого  $S$ , необходимо произвести её *актуализацию* – определить элемент множества  $R_{AK_j}$ , характеризующий уровень знаний по субкомпетенциям в текущий момент времени.

6. Производится поиск утраченных (забытых) компетенций.

7. Определяется момент времени, в котором находится студент относительно периода, отведенного на освоение курса. Алгоритм заканчивает процесс обучения, если время вышло или возвращается к этапу формирования выборки.

Далее рассмотрим некоторые этапы алгоритма более подробно.

**Формирование выборки.** Как уже было отмечено ранее, алгоритм должен быть отзывчив к изменениям показателей уровней знаний студента по субкомпетенциям, а именно в моменты, когда изменение модели студента отражает спад знаний. Следовательно, при каждом появлении во множестве  $R_{AK_j}$  элемента со значением ниже нормы, система в ближайшем предъявлении должна обеспечить повышение уровня знаний по рассматриваемой субкомпетенции. Рассмотрим алгоритм формирования выборки, представленный в виде блок-схемы на рис. 4.

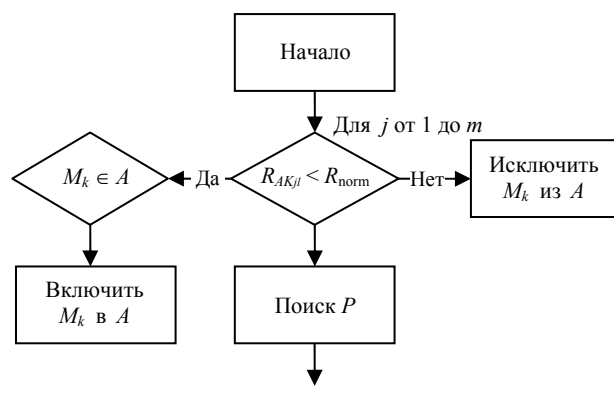


Рис. 4. Блок-схема алгоритма формирования выборки

Пусть  $M_k$  – модуль, реализующий компетенцию  $K_j$ . Обозначим  $A$  – множество модулей, реализующих такие субкомпетенции, для которых значе-

ние  $R_{AK_{jl}}$  – последнего элемента множества  $R_{AK_j}$  – меньше  $R_{norm}$ , где  $R_{norm}$  – значение удовлетворительного объема знаний по субкомпетенции  $K_j$ . В моменты, когда студент успешно осваивает субкомпетенцию ( $R_{AK_{jl}} > R_{norm}$ ), соответствующий модуль считается освоенным и исключается из  $A$  для того, чтобы он не участвовал в очередном предъявлении. И наоборот – в процессе забывания настанет момент когда  $R_{AK_{jl}} < R_{norm}$ , при этом соответствующий модуль будет включен в  $A$ . Таким образом, множество  $A$  будет формироваться только из тех модулей, которые необходимо предъявить.

**Поиск граф-пути  $P$ .** Определим критерии, которым должен удовлетворять  $P$ . Обозначим  $G_A = \{A, K_A\}$  – граф модулей, образующийся из вершин  $M_{a,a \in [1;n]}$  и  $K_{j,j \in [1;m]}$ , где  $M_i$  – модуль множества  $M$ ,  $K_j$  – субкомпетенция множества  $K$ , являющаяся одновременно выходной для некоторого  $M_i$  и входной для некоторого  $M_{k,k \in [1;n]}$ ,  $n$  – количество модулей,  $m$  – количество компетенций.

Среди всех возможных путей, полученных из  $A$ , граф-путь  $P$  должен:

- являться самым коротким;
- обеспечивать лучшие показатели уровня знаний целевых субкомпетенций на момент окончания изучения курса.

Поиск  $P$ , удовлетворяющего обозначенным критериям, является поисковой задачей, решение которой представляется возможным путем реализации генетического алгоритма [6] (рис. 5).

**Актуализация модели обучаемого  $S$ .** Практическое измерение знаний студента производится путем прохождения тестирования, результаты которого фиксируются в модели обучаемого, т.е. формируется новый элемент множества  $R_{PK_j}$  для каждой выходной субкомпетенции модуля. Ввиду того, что за действительный уровень знаний студента по субкомпетенциям в конкретные моменты времени отвечают элементы множества  $R_{AK_j}$ , то в момент после освоения нового модуля и прохождения соответствующего тестирования формируется также новый элемент  $R_{AK_j}$ , имеющий значение только что зафиксированного элемента множества  $R_{PK_j}$ .

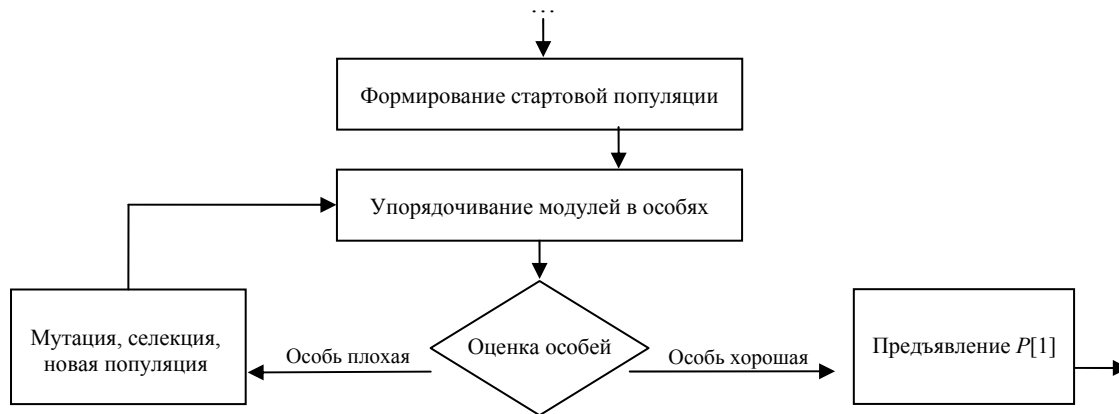


Рис. 5. Блок-схема алгоритма нахождения пути  $P$

Поскольку время обучения студента в курсе конечно, далее определяется момент времени относительно продолжительности курса. Если срок обучения подошел к концу, алгоритм завершает свое выполнение. Если нет – производится оценка текущего состояния уровня знаний по всем субкомпетенциям курса (*поиск утраченных знаний*). Вероятны ситуации, когда студент завершит обучение досрочно, т.е. уровень знаний по всем субкомпетенциям будет находиться в границах нормы, а времени до окончания курса будет достаточно, чтобы освоить еще какие-либо модули. В этом случае принимать решение о том, как должна действовать обучающая система, следует исходя из задач обучения и конкретных условий, в которых находится обучаемый. Система может как завершить обучение по курсу, так и поддерживать уровень знаний студента до требуемого, предлагая ему освоить ранее изученный материал в определенные моменты времени (когда начнут действовать процессы забывания).

*Поиск утраченных компетенций* (рис. 6). Чтобы произвести вывод следующего модуля, алгоритму необходимо произвести оценку текущих уровней знаний студента. Если для каждой  $R_{AKj}$  последний элемент выше нормы, то, как уже было отмечено выше, алгоритм может завершить обучение. Понятно, что до тех пор, пока студенту не были предъявлены все требуемые модули, будут существовать такие  $R_{AKj}$ , у которых последний элемент множества будет равен нулю, т.е. алгоритм продолжит обучение. Чтобы учитывать при построении маршрута обучения те компетенции, по которым произошло забывание знаний, необходимо произвести теоретическую оценку знаний приобретенных ранее компетенций, т.е. вычислить  $R_{TKj}$  согласно (1). Если для каждой компетенции последний элемент  $R_{TKj}$  будет выше нормы (т.е. забывания не произошло), то алгоритм продолжает свою работу, возвращаясь к этапу формирования выборки.

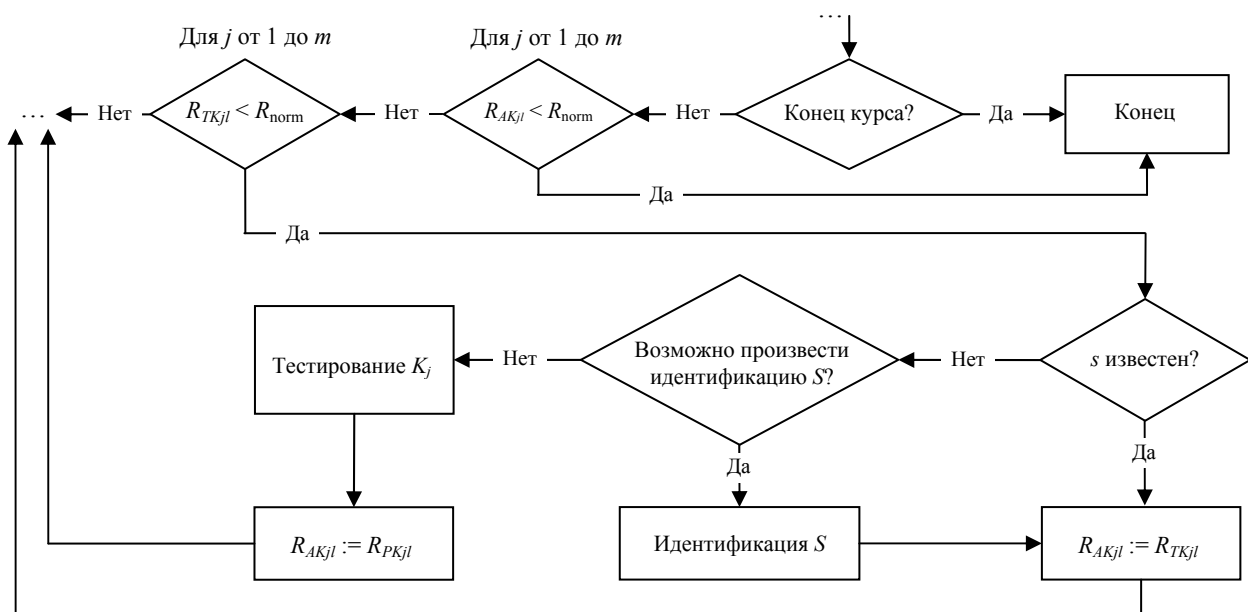


Рис. 6. Блок-схема алгоритма поиска утраченных знаний



Если последний элемент  $R_{TK_j}$  меньше нормы, то следует установить – получен ли параметр  $s$  для рассматриваемой компетенции. Если  $s$  известно, то по рассчитанному значению производится фиксирование текущего уровня знаний по компетенции в  $R_{AK_j}$ . Если  $s$  неизвестно, то на основе данных множеств  $R_{TK_j}$  и  $R_{PK_j}$  за последние фиксации уровней знаний производится идентификация параметра  $s$ . При этом если этого требует идентификация, алгоритм запускает тестирование на оценку уровня знаний рассматриваемой (забытой) компетенции. Здесь также стоит отметить, что наиболее достоверной оценкой уровня знаний студента является его практическое измерение, а не теоретический расчет, соответственно в моменты после прохождения тестирования последний элемент множества  $R_{AK_j}$  будет всегда принимать значения  $R_{PK_j}$ .

### Выводы

1. Алгоритм позволяет поддерживать знания студента на требуемом уровне за счет отслеживания процесса забывания освоенных субкомпетенций и реакции на случаи, когда знания по ним упали до уровня ниже нормы.

2. Для каждого обучаемого траектория обучения будет уникальной и зависеть от результатов прохождения модулей.

3. Алгоритм может быть настроен под разные задачи обучения, например: за минимально время обеспечить обучаемого требуемым уровнем знаний или за заданное время обеспечить обучаемого знаниями максимального уровня.

4. В текущей форме реализации алгоритм не учитывает переход информации из кратковременной памяти обучаемого в долговременную, что может являться дальнейшей исследовательской работой над алгоритмом.

### Литература

1. Растринин Л.А. Адаптивное обучение с моделью обучаемого / Л.А. Растринин, М.Х. Эренштейн. – Рига: Зинатне, 1988. – 160 с.

2. Норенков И.П. База и генератор образовательных ресурсов // И.П. Норенков, М.Ю. Уваров // Информационные технологии. – 2005. – № 9. – С. 60–66.

3. Норенков И.П. Адаптивные среды создания образовательных ресурсов / И.П. Норенков, Н.К. Соколов, М.Ю. Уваров, МГТУ им. Н.Э. Баумана // Наука и образо-

вание. Электронный журнал. – 2009. – № 3. – Режим доступа: <http://technomag.bmstu.ru/doc/115688.html> (дата обращения: 27.02.2017).

4. Норенков И.П. Синтез индивидуальных маршрутов обучения в онтологических обучающих системах / И.П. Норенков, Н.К. Соколов // Информационные технологии. – 2009. – № 3. – С. 74–77.

5. Knewton, Inc. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.knewton.com> (дата обращения: 20.01.2017).

6. Кречетов И.А. Применение онтологического подхода в технологии разработки образовательного контента / И.А. Кречетов, В.В. Кручинин // Доклады ТУСУРа. – 2011. – № 2 (24), ч. 2. – С. 322–325.

7. Шадрина Е.В. О «компетенции» и «компетентности» в образовании [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.niro.nnov.ru/?id=980> (дата обращения: 19.01.2017)

8. Ebbinghaus H. Memory: a contribution to experimental psychology (H.A. Ruger, C.E. Bussenius). Originally published in New York by Teachers college, Columbia University, 1913 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://archive.org/stream/memorycontribution00ebbiuoft> (дата обращения: 17.03.2017).

9. Буймов А.Г. Вероятностная модель эффекта повторений в обучении / А.Г. Буймов, Б.А. Буймов // Доклады ТУСУРа. – 2010. – № 1 (21), ч. 2. – С. 236–242.

### Кречетов Иван Анатольевич

Зав. лаб. инструментальных систем моделирования и обучения ТУСУРа  
Тел.: +7-923-413-22-43  
Эл. почта: [kia@2i.tusur.ru](mailto:kia@2i.tusur.ru)

### Кручинин Владимир Викторович

Д-р техн. наук, профессор, зав. каф. ПМИИ ТУСУРа  
Тел.: +7-913-886-04-44  
Эл. почта: [kru@2i.tusur.ru](mailto:kru@2i.tusur.ru)

Krechetov I.A., Kruchinin V.V.

### About one algorithm of adaptive learning based on forgetting curve

The algorithm is based on the principles of iterative learning and modular content representation. The algorithm is aimed to find the most efficient path of study, based on forgetting information when learning.

**Keywords:** competence, adaptive learning, genetic algorithm, e-learning, iterative learning, forgetting curve.

УДК 528:581.5

М.Ю. Катаев, А.А. Бекеров, П.В. Шалда

## Анализ трендов временных рядов вегетационного индекса NDVI

Рассматривается методика анализа трендов временных рядов вегетационного индекса NDVI (Normalized Difference Vegetation Index) за промежуток времени в несколько лет. Методика основывается на построении долговременного (несколько лет), годового и полугодового линейных трендов и последующего анализа их коэффициентов. Приводятся результаты оценки параметров трендов вегетационного индекса NDVI полученных по данным спутникового радиометра MODIS.

**Ключевые слова:** вегетационный индекс NDVI, тренды временных рядов.

**doi:** 10.21293/1818-0442-2017-20-1-81-84

Задача выявления изменений в общем случае является областью хорошо изученной в статистике [1], обработке сигналов [2] и теории управления [3]. Тем не менее, большинство методов из данных областей недостаточно хорошо показывают себя при работе с массивными многовременными пространственно-временными наборами многоспектральных данных дистанционного зондирования Земли (ДЗЗ). Данный факт обусловлен ограничениями, такими как вычислительная сложность, и неспособностью использовать в полной мере эффект сезонности и пространственно-временной избыточности, которые присущи данным дистанционного зондирования Земли.

Предлагаемая методика поиска изменений, происходящих на поверхности Земли, основана на последовательном анализе коэффициентов линейных трендов различной длительности: несколько лет, годовой и полугодовой. Широкое распространение на практике имеет подход использования единого тренда по многолетним данным или в рамках одного года. Однако обнаружить таким способом можно лишь существенные изменения типов поверхности. Эта работа является продолжением работ [4, 5].

### Постановка задачи

Данные дистанционного зондирования Земли для случая многоспектральных данных состоят из измеренного отраженного солнечного излучения от поверхности Земли или излучения типами поверхности в ИК-каналах. Естественно, что измеренные данные зависят от времени года, состояния атмосферы и поверхности Земли. Измеренные данные являются функциями спектрального коэффициента отражения, которые связаны с типами поверхности. Естественно, что измеряемые сигналы, таким образом, зависят от наличия того или иного типа поверхности в пятне обзора спутникового прибора. На основе нескольких спектральных каналов можно построить алгоритмы (расчет индексов) выделения типов поверхности. Одним из таких индексов является нормализованный вегетационный индекс NDVI.

Общий вид таких наборов спутниковых данных представлен на рис. 1, *a*, где  $x$  и  $y$  – размер спутникового изображения (число пикселей),  $\lambda_i$  – длина волны ( $i = 1, \dots, N$ ,  $N$  – число спектральных каналов)

и  $t$  – время измерения. На рис. 2, *б* представлен вид зависимости нормализованного разностного вегетационного индекса от времени, который отражает биомассу растительного покрова в определенной области по шкале от  $-1$  до  $1$ .

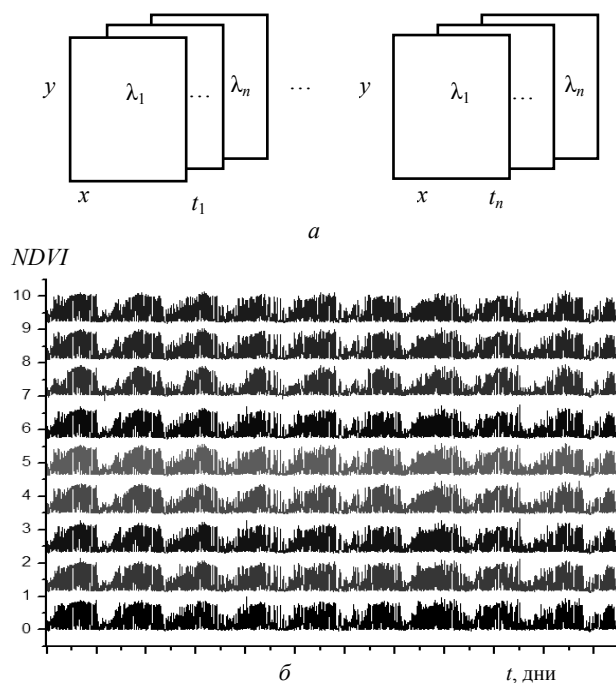


Рис. 1. Набор многоспектральных данных ДЗЗ, полученных в различное время: *a* – общий вид и *б* – их преобразование в нормализованный разностный вегетационный индекс

В настоящее время существуют данные с различными характеристиками (различное число спектральных каналов, пространственное и временное разрешение). В данной работе использовались данные, полученные со спутника TERRA от прибора MODIS. Данные этого спутника поступают для обработки ежедневно. Размер сцены одного снимка составляет 2340 на 2030 км, из которого вырезается исследуемая территория (район с центром в г. Томске, размером 500×1000 пикселей). Данные предоставляются в форматах HDF, который нами преобразуется в GeoTIFF, так как этот формат больше подходит для проведения анализа временных рядов.

Основной задачей данной работы является анализ временных рядов данных вегетационного индекса NDVI [4, 5], который рассчитывается на основе данных спутникового прибора MODIS. Проводимый анализ связан с оценкой трендов временных рядов NDVI, с целью обнаружения долговременных изменений (несколько лет), в течение года и полугодовых. Знание такой информации позволяет оценивать текущее состояние территории пикселя, опираясь на историю предыдущих состояний.

#### Анализ временных рядов

В работе используются данные обработки уровня L2 в виде продукта MOD09Q1. По данным этих двух каналов рассчитывался вегетационный индекс нормированной разности – Normalized Difference Vegetation Index (NDVI). Этот индекс является показателем, связанным с количеством растительности на исследуемой территории. Временные ряды представляют собой последовательность пикселей в различные моменты времени. Различие заключается в том, что во время наличия облачности значения вегетационного индекса существенно отличаются в меньшую сторону по отношению к моментам времени, когда в момент измерений облачности нет. Для получения равномерной по времени сетки значений вегетационного индекса, нами проводится для ранее полученных значений NDVI процедура нормализации [6]. Это делается для привлечения стандартных методов анализа временных рядов. Нами анализ временных рядов, главным образом, используется для определения изменений процесса развития вегетационного индекса во времени.

Существует два подхода, которые являются наиболее общими для анализа временных рядов, а именно: долговременный анализ рядов на основе исторических данных (ранее полученных) и анализ последовательности рядов в режиме реального времени. Для обнаружения изменений для первого подхода существуют следующие наиболее популярные методы: множественный регрессионный анализ и динамическая байесовская сеть.

На рис. 2 приведен исходный временной ряд вегетационного индекса NDVI за период времени 2009–2016 гг. и его нормализованное значение (темная гладкая кривая). Исходный ряд NDVI, как видно, является сильно изрезанным, что связано с тем, что в момент съемки спектро радиометром исследуемой территории над ней находилась облачность. Хорошо видно, что нормализация приводит к существенно более гладкой форме временного ряда вегетационного индекса, что важно для проведения анализа и устойчивости получаемых результатов.

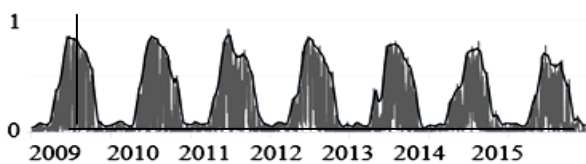


Рис. 2. Временной ряд вегетационного индекса NDVI за 2009–2016 гг.

#### Исследование трендов временных рядов

Временной ряд вегетационного индекса можно разложить на отдельные составляющие: тренд, сезонная составляющая и случайные остатки (аномалии). Таким образом, значения вегетационного индекса NDVI в момент времени  $t$  представляются как

$$S(t) = Str(t) + Sseas(t) + \Delta S(t), \quad (1)$$

где  $Str(t)$ ,  $Sseas(t)$ ,  $\Delta S(t)$  – величина тренда NDVI, сезонная составляющая значений NDVI и отклонения значений вегетационного индекса (аномалия);  $t$  – номер дня измерений.

Разложение временного ряда NDVI на компоненты осуществляется поэтапно. Вначале выделяется тренд в линейной форме:  $Str(t) = a + b \cdot t$ , где  $a$  – средняя скорость изменения индекса;  $b$  – константа. Для оценивания параметров линейного тренда используется метод наименьших квадратов. Далее из исходного ряда удаляется величина тренда и для остатка определяется сезонный ход. В данной работе проводится анализ линейного тренда для всего времени наблюдений (несколько лет) – долговременный тренд, годовой и полугодовой тренд.

#### Выявление изменений на временных данных с помощью линейных трендов

Одними из наиболее популярных методов выявления изменений на временных сериях являются методы с применением различной формы трендов (полиномиальные, нелинейные и др.). При исследовании временных серий с использованием данных дистанционного зондирования Земли с применением трендов нами предлагается выделить следующие подходы к оценке тренда по временным данным: полугодовые, годовые и долговременные.

На рис. 3,  $a$ – $в$  представлены виды рассматриваемых трендов. Для их построения был применен метод линейной регрессии с использованием метода наименьших квадратов и в качестве неизвестных оценены значения коэффициентов модели  $a$  и  $b$ .

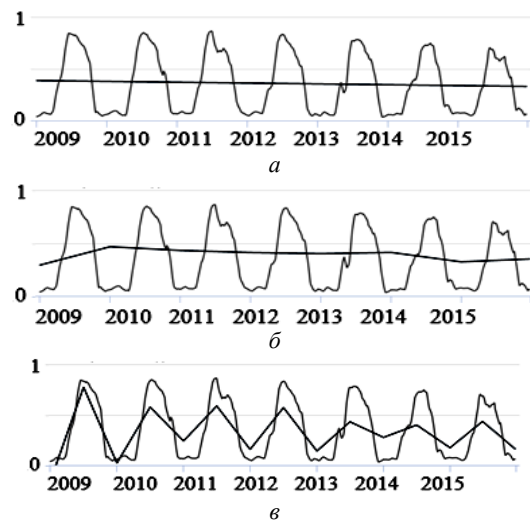


Рис. 3. Долговременный тренд ( $a$ ), годовой тренд ( $б$ ) и полугодовой тренд ( $в$ )

В случае с долговременным трендом значения коэффициентов  $a$  и  $b$  имеют значения 0,302 и –0,03,

что свидетельствует об убывающем тренде (отрицательное значение коэффициента  $b$ ).

При использовании годового тренда, когда линейные тренды оцениваются за каждый год отдельно, появляется возможность более детально оценить изменения, произошедшие в каком-либо году временной серии. В табл. 1 представлены величины  $a$  и  $b$  всех линейных функций годовых промежутков тренда.

Таблица 1  
Значения коэффициентов  $a$  и  $b$  линейного годового тренда

| Год  | $a$     | $b$     |
|------|---------|---------|
| 2009 | 0,21338 | 0,0343  |
| 2010 | 0,3384  | -0,0217 |
| 2011 | 0,3304  | -0,0293 |
| 2012 | 0,3052  | -0,0423 |
| 2013 | 0,28978 | -0,0437 |
| 2014 | 0,2702  | -0,0538 |
| 2015 | 0,20163 | 0,0004  |

Из табл. 1 видно, что коэффициент  $b$  на протяжении промежутка времени, начиная с 2010 г. и заканчивая 2014 г., имел тенденцию к убыванию, что хорошо видно на рис. 3, б. Эти значения хорошо коррелируют с тем фактом, что отрицательное изменение вегетационного индекса совпадает с началом строительства на исследуемой территории. Стройка связана с уменьшением растительности на территории, что ведет к убыванию индекса NDVI.

Еще одним вариантом построения тенденции временной серии является тренд с полугодовыми промежутками времени, который позволяет еще более детально оценить изменения, протекающие на изучаемой территории (см. рис. 3, в). В табл. 2 представлены величины  $a$  и  $b$  всех линейных функций полугодовых промежутков тренда.

Таблица 2  
Значения чисел  $a$  и  $b$  линейных функций полугодовых промежутков тренда

| Год  | Полугодие | $a$    | $b$    |
|------|-----------|--------|--------|
| 2009 | 1         | -0,117 | 0,004  |
|      | 2         | 0,546  | -0,003 |
| 2010 | 1         | 0,009  | 0,003  |
|      | 2         | 0,474  | -0,002 |
| 2011 | 1         | 0,0996 | 0,003  |
|      | 2         | 0,556  | -0,003 |
| 2012 | 1         | 0,011  | 0,003  |
|      | 2         | 0,524  | -0,003 |
| 2013 | 1         | -0,009 | 0,002  |
|      | 2         | 0,371  | -0,002 |
| 2014 | 1         | 0,0936 | 0,001  |
|      | 2         | 0,349  | -0,002 |
| 2015 | 1         | 0,005  | 0,002  |
|      | 2         | 0,359  | -0,002 |

Из рис. 3, в видно, что при построении данного типа тренда образуются треугольники различных типов относительно положения вершины, амплитуды и симметрии сторон. Наблюдая типы треугольников за весь период наблюдений, можно отметить,

что по ним можно оценить основную тенденцию происходящих изменений. Беря в расчёт 2009 г. как опорный, можно сделать вывод, что с каждым последующим годом углы, противолежащие основанию, имеют тенденцию к увеличению, что в свою очередь свидетельствует об уменьшении растительной биомассы в данной исследуемой области. Таким образом, результаты изучения трендов различной длительности позволяет взглянуть на состояние растительности в исследуемом пикселе более детально.

### Заключение

С увеличением доступности данных дистанционного зондирования для широкого круга исследователей методы их обработки и анализа стали стремительно развиваться. Длительный период измерений позволяет решать такую задачу, как выявление изменений. Обнаружение и классификация изменений типов поверхности Земли является очень важной задачей, т.к. в целом может оценивать как глобальные, так и пространственно локальные изменения для определенного участка земной поверхности. В предлагаемой вниманию статье предлагаются методика и результаты оценки изменений на основе анализа коэффициентов линейных трендов временных рядов вегетационного индекса NDVI. На основе обработки большого массива данных для территории, где проводились строительные работы, продемонстрирована эффективность предлагаемого подхода. Визуальный анализ и величины коэффициентов линейного тренда отчетливо показывают момент наступления изменения (2010 г.), после чего наблюдается тенденция к спаду вегетационного индекса, что свидетельствует о значительном уменьшении растительной биомассы. Через некоторое время, когда строительные работы завершены, начинается озеленение территории, что и наблюдается нами в 2015 г., когда происходит рост (пусть и незначительный) тренда.

В данной статье были рассмотрены некоторые простые методы анализа временных серий для данных дистанционного зондирования Земли. При этом в самих алгоритмах были использованы данные, которые прошли обработку на сглаживание и удаление шума. Представленные методы, несмотря на простоту, продемонстрировали состоятельность и наглядность. Стоит отметить, что при работе с временными сериями, которые являются данными достаточно массивными, например, в данных примерах использовался набор данных, состоящий из двух с лишним тысяч снимков, очень важно, чтобы используемый алгоритм обладал хорошим быстродействием и простотой, что минимизирует вычислительные ошибки.

Работа выполнена в Центре космического мониторинга Земли ТУСУРа.

### Литература

- Inclan C. Use of cumulative sums of squares for retrospective detection of changes of variance / C. Inclan, G.C. Tiao // Journal of the American Statistical Association. – 1994. – № 89т(427). – PP. 913–923,

2. Gustafsson F. Adaptive Filtering and Change Detection. – John Wiley & Sons, 2000. – 233 p.

3. Lai T.L. Sequential changepoint detection in quality control and dynamical systems // Journal of the Royal Statistical Society. Series B (Methodological). – 1995. – № 57 (4). – PP. 613–658.

4. Катаев М.Ю. Обнаружение экологических изменений природной среды по данным спутниковых измерений / М.Ю. Катаев, А.А. Бекеров // Оптика атмосферы и океана. – 2014. – № 7. – С. 652–656.

5. Катаев М.Ю. Интернет-информационная система накопления, обработки и анализа спутниковых данных MODIS / М.Ю. Катаев, А.А. Бекеров, А.К. Лукьянов // Доклады ТУСУРа. – 2015. – № 1. – С. 93–99.

6. Катаев М.Ю. Методика выравнивания временных рядов вегетационного индекса NDVI, полученных по данным спектрорадиометра MODIS / М.Ю. Катаев, А.А. Бекеров, А.К. Лукьянов // Доклады ТУСУРа. – 2016. – № 1. – С. 35–39.

---

#### **Катаев Михаил Юрьевич**

Д-р техн. наук, профессор каф. автоматизированных систем управления (АСУ) ТУСУРа, профессор Юргинского технологического института,

филиала Национального исследовательского Томского политехнического университета  
Тел.: (382-2) 70-15-36, 8-960-975-27-85  
Эл. почта: kataev.m@sibmail.com

#### **Бекеров Артур Александрович**

Аспирант Института мониторинга климатэкологических систем СО РАН, Томск  
Тел.: (382-2) 70-15-36  
Эл. почта: artur@bekerov.ru

#### **Шалда Павел Валерьевич**

Магистрант каф. АСУ ТУСУРа  
Тел.: (382-2) 70-15-36  
Эл. почта: pavel.shalda93@gmail.com

Kataev M.Yu., Bekerov A.A., Shalda P.V.

#### **Trend analysis for time series of NDVI**

The trend analysis of time series of the Normalized Difference Vegetation Index (NDVI) for the period of few years is reviewed. The method is based on the establishing long-term trend (several years), annual and semi-annual linear trends and further assessment of their ratios. The results of the parameter estimates for NDVI trends derived from satellite radiometer MODIS are described.

**Keywords:** vegetation index, NDVI, trends, time series.

УДК 528:581.5

М.Ю. Катаев, А.А. Бекеров, Д.В. Медвецкий

## Методика сглаживания временного ряда вегетационного индекса NDVI

Рассмотрена методика сглаживания временного ряда вегетационного индекса NDVI за промежуток времени один год. Основной задачей такого сглаживания является получение гладкой формы временного ряда индексов NDVI. Гладкость дает возможность рассчитывать параметры формы временного ряда и использовать их на практике (например, расчет наступления и завершения, амплитуда и длительность вегетационного периода и др.). Разрабатываемая методика должна быть быстрой и устойчивой к наличию выбросов. Приводятся описание методики и результаты ее применения к сглаживанию вегетационного индекса NDVI, полученного по данным спутникового радиометра MODIS.

**Ключевые слова:** вегетационный индекс NDVI, временной ряд, сглаживание.

**doi:** 10.21293/1818-0442-2017-20-1-85-88

Анализ временных рядов вегетационного индекса NDVI (Normalized Difference Vegetation Index), полученных по данным дистанционного зондирования Земли, является сложной задачей из-за специфических особенностей. Эти временные ряды являются повторяющимися из года в год, содержат множество выбросов и провалов различной длительности. Форма временного ряда определяется типами поверхности, которые попадают в область обзора спутникового прибора, а величины выбросов и провалов зависят от метеорологических параметров (температура, влажность, ветер и др.), угла освещения солнцем и угла визирования. Временные ряды вегетационного индекса NDVI содержат информацию о фенологическом цикле растительности и необходимы в работе для специалистов сельского, водного, лесного хозяйства и др. [1–4].

Изучение долговременных наблюдений (несколько лет) за исследуемой территорией открывает широкие возможности для решения множества не только технических, но и научных задач. Для этого необходимо выделить и формализовать свойства процесса формирования, развития и завершения фенологического цикла растительности. Изучаемый процесс взаимосвязан с различными параметрами (освещенность Солнцем, метеорология и др.), которые определяют характеристики вегетационного цикла. Знание этой информации позволяет построить модель процесса. Определяя изменения текущего процесса, по отношению к модели, можно прогнозировать те события, с которыми эти изменения связаны.

Построение модели временного ряда вегетационного индекса NDVI в настоящее время связано с применением алгоритмов сглаживания различными методами. Эти методы позволяют из сильноизрезанной структуры временного ряда NDVI получить гладкую форму, удобную для анализа. Однако получаемая форма теряет, как правило, особенности изменения NDVI в различные фазы фенологического периода за счет сглаживания. Нами в данной статье приводится простая методика, удобная для автома-

тизации, позволяющая построить гладкую форму временного ряда NDVI в течение года и в основной части оставить особенности фенологического развития растительности.

### Постановка задачи

При формировании временного ряда вегетационного индекса главная проблема заключается в выявлении и устранении высокой изрезанности формы. Отметим, что в большей мере эта изрезанность определяется наличием облачного покрова во время измерений. Незначительные вариации значений NDVI возможны и от изменения температуры и влажности, освещенности солнцем (зависимость от времени измерений). Анализ формы временного ряда NDVI позволяет классифицировать типы растительности и их изменения при сравнении многолетних сезонных рядов. Естественно, что решение этой задачи невозможно без единого подхода ко всем без исключений временным рядам NDVI, которые очищены от высокой изрезанности.

Одной из проблем сглаживания временных рядов вегетационного индекса [5–9] является выявление ложных провалов и пиков, которые связаны с иными процессами, чем влияние облачного покрова. Чаще всего ложные провалы и пики возникают вследствие изменения таких метеорологических параметров, как температура (воздуха и поверхности) и влажность. Устранение изрезанности временного ряда эффективно устраняется временным сглаживанием, когда строят 8- или 16-дневные композиты (например, MOD09Q1 и MOD13Q1 для спутникового радиометра Terra MODIS). Результатом построения композитов являются временные ряды, вид которых показан на рис. 1.

На рис. 1 показаны временные ряды вегетационного индекса NDVI, для одного из исследуемых пикселей в районе г. Томска. Видно, что исходный временной ряд NDVI (однодневный), показанный на рис. 1, *a*, является весьма изрезанным, а композитный, приведенный на рис. 1, *б*, уже не имеет множества провалов и пиков. Композитный временной ряд вегетационного индекса является существенно ме-

нее изрезанным, однако потерявшим особенности, присущие однодневным измерениям, если бы каждое измерение было получено в безоблачном случае.

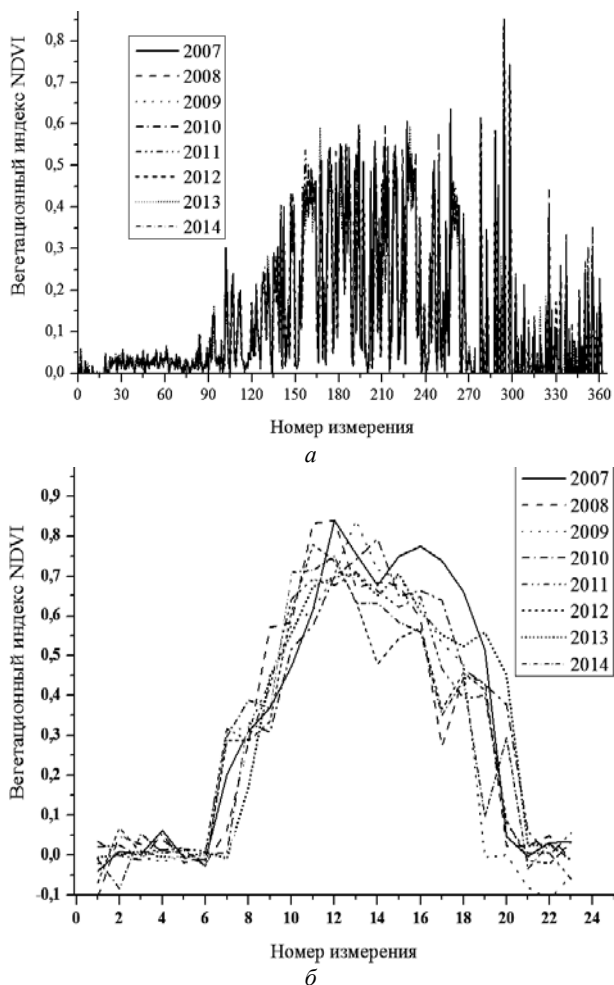


Рис. 1. Временной ряд NDVI в течение нескольких лет:  
а – исходный временной ряд NDVI  
и б – 16-дневный композитный

Одной из важных задач, необходимой для МЧС, сельского, дорожного и лесного хозяйства, является вычисление дат наступления фенологических событий (начало вегетации, развитие, завершение и др.). Если использовать данные представленные на рис. 1, а, то точность определения этих дат является весьма низкой, а при использовании композитных (см. рис. 1, б) – существенно смещенной во времени при осреднении данных. Поэтому для решения этой задачи необходимо привлекать новые, эффективные алгоритмы.

В статье [10] приведены результаты сглаживания методом скользящего среднего и вписывания функции Гаусса во временной ряд NDVI, которые говорят, что полученные результаты не позволяют применять их на практике ввиду существенного отличия от исходного ряда. Поэтому вышеприведенные результаты заставили нас разработать методику сглаживания временного ряда NDVI, эффективную по скоростным, точностным характеристикам и удобную для автоматизации.

### Описание методики сглаживания

Идею сглаживания временного ряда NDVI проиллюстрируем рис. 2, на котором приведена сезонная динамика значений вегетационного индекса NDVI (январь).

На рис. 2 видно, что в зимний период вегетационный индекс NDVI имеет низкое значение и сильно меняется в диапазоне  $[-0,06, 0]$  и  $[0, +0,06]$ . Так как реальное значение NDVI для данного пикселя определяется отражательными свойствами снега и зданий (территория г. Томска), то можно предположить, что временные вариации NDVI не должны быть такими значительными и лежать в положительной области.

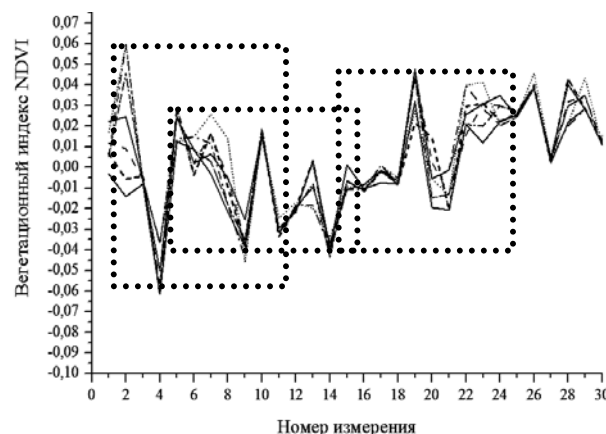


Рис. 2. Первые 30 дней (январь) вегетационного индекса (см. рис. 1, а)

Будем считать, что в течение года измеряется  $N = 365$  значений вегетационного индекса NDVI –  $S(t)$  с фиксированным шагом ( $t = 1, \dots, N$ ). Для каждого временного шага получается матрица значений, покрывающая область наблюдения (район г. Томска). Для примера рассмотрим временные изменения NDVI в одной и той же точке (пикселе), для которой типы поверхности не изменялись за общее время измерений.

Методика сглаживания связана с идеей медианной фильтрации шума, а именно, применения алгоритма скользящей медианы. Вычисление значения скользящей медианы в  $t$  связано с анализом значений временного ряда в интервале  $[t - k, t + k]$ , где  $(2k + 1)$  – ширина окна (или скользящая медиана). Основным преимуществом медианного фильтра перед многими другими сглаживающими фильтрами является устойчивость к наличию во временном ряде пропусков и выбросов. Одним из минусов медианного фильтра является невозможность вычисления, если точки  $(t + k)$  или  $(t - k)$  попадают на начальные или конечные точки временного ряда. Решение этой проблемы заключается в выборе на этих временных интервалах фильтров меньшего порядка (минимальная длина  $k = 3$ ). В текущем окне ищется максимальное значение и им заменяется значение в точке  $t$ , далее окно смещается на один шаг, и операция повторяется снова. Так как во временном ряде NDVI могут быть провалы (см. рис. 1) за счет облачности до 10–12 дней, максимальная длина филь-

ра нами выбрана равной  $k = 15$ . В этом случае после прохождения фильтром всего временного ряда получается новый массив значений  $Sn(t)$ , который сглаживается далее простым сглаживающим фильтром (скользящее среднее), формула которого выглядит следующим образом:

$$Sm(t) = Sn(t + 1)/4 + Sn(t)/2 + Sn(t - 1)/4,$$

где  $Sm(t)$  – сглаженный временной ряд вегетационного индекса.

### Полученные результаты

Предложенная нами методика была апробирована при сглаживании данных, полученных со спутникового прибора MODIS за период 10 лет и территории в районе г. Томска размером (500×1000 пикселей). На рис. 3 показан исходный и сглаженный, по предлагаемой методике ряд значений NDVI, для одного из пикселей исследуемой территории.

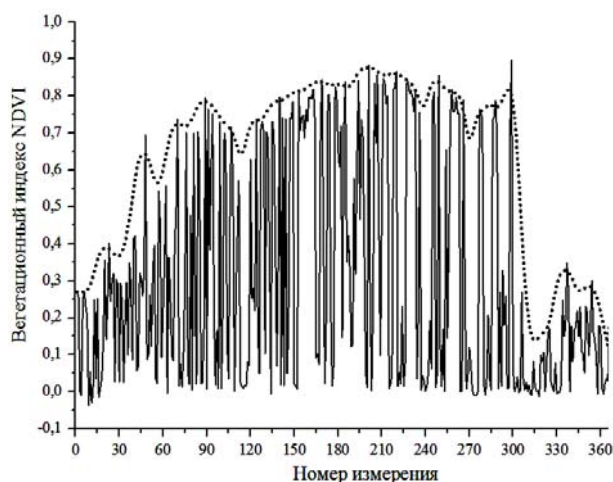


Рис. 3. Исходный и сглаженный с учетом предлагаемой методики ряд NDVI

Из рис. 3 видно, что предлагаемая методика временного ряда NDVI позволяет получить достаточно гладкую форму, удобную для решения большинства основных практических задач. Отметим, что в основу гладкой формы ряда NDVI легли все исходные значения ряда (ежедневные), что при сравнении с 16-дневными композитами носит более объективный характер. Кроме того, методика позволяет быстро обрабатывать большие объемы информации. Можно отметить, что основной проблемой получаемого сглаженного ряда являются выбросы, которые приводят к появлению локальных максимумов. В следующих статьях будет рассмотрена закономерность данных проявлений, когда каждая временная точка будет связываться с вариациями температуры и влажности.

### Заключение

В данной статье рассмотрена простая вычислительная методика сглаживания временных данных вегетационного индекса NDVI. Основой предлагаемого подхода является использование алгоритма

медианного фильтра с последующим сглаживанием методом скользящего среднего. Методика, несмотря на свою простоту, при массовых расчетах показала высокую эффективность работы, скорость и устойчивость к выбросам исходных данных. Полученные сглаженные значения становятся после преобразований удобными для дальнейших манипуляций при расчете фенологического цикла вегетационного индекса.

### Литература

1. Михайлов Н.Н. Использование временных рядов вегетационного индекса NDVI для мониторинга растительного покрова степной зоны Западной Сибири / Н.Н. Михайлов, Л.А. Михайлова, Н.Ф. Харламова и др. // Научные ведомости БелГУ. Сер. Естественные науки. – 2010. – №15, вып. 12. – С. 25–33.
2. Спивак Л.Ф. Детектирование аномальных значений временных рядов вегетационных индексов // Современные проблемы дистанционного зондирования Земли из космоса. – 2014. – Т. 11, № 3. – С. 193–199.
3. Лисецкий Ф.Н. Использование космического мониторинга для изучения элементов водного баланса в целях адаптивного землеустройства агроландшафтов / Ф.Н. Лисецкий, Т.Н. Ковалева // Научные ведомости БелГУ. Сер. Естественные науки. – 2011. – № 21, вып. 17. – С. 108–118.
4. Майорова В.И. Контроль состояния сельскохозяйственных полей на основе прогнозирования динамики индекса NDVI по данным космической мультиспектральной и гиперспектральной съемки / В.И. Майорова, А.М. Банников, Д.А. Гришко и др. // Наука и образование: научное издание МГТУ им. Н.Э. Баумана. – 2013. – В. 07. – С. 199–228.
5. Плотников Д.Е. Восстановление временных рядов данных дистанционных измерений методом полиномиальной аппроксимации в скользящем окне переменного размера / Д.Е. Плотников, Т.С. Миклашевич, С.А. Барталев // Современные проблемы дистанционного зондирования Земли из космоса. – 2014. – Т. 11, № 2. – С. 103–110.
6. Тронин А.А. Анализ длинных рядов вегетационного индекса территории РФ и регионов / А.А. Тронин, А.В. Киселев // Современные проблемы дистанционного зондирования Земли из космоса. – 2012. – Т. 9, № 1. – С. 108–113.
7. Bradley B.A. A curve fitting procedure to derive inter-annual phenologies from time series of noisy satellite NDVI data / B.A. Bradley, R.W. Jacob, J.F. Hermance, J.F. Mustard // Remote Sensing of Environment. – 2007. – Vol. 106. – PP. 137–145.
8. Hird J.N. Noise reduction of NDVI time series: An empirical comparison of selected techniques / J.N. Hird, G.J. McDermid // Remote Sensing of Environment. – 2009. – Vol. 113. – PP. 248–258.
9. Jönsson P. TIMESAT – a program for analyzing time-series of satellite sensor data / P. Jönsson, L. Eklundh // Computers & Geosciences. – 2004. – Vol. 30. – PP. 833–845.
10. Катаев М.Ю. Методика выравнивания временных рядов вегетационного индекса NDVI, полученных по данным спектрорадиометра MODIS / М.Ю. Катаев, А.А. Бекеров, А.К. Лукьянов // Доклады ТУСУРа. – 2016. – № 1. – С. 35–39.



**Катаев Михаил Юрьевич**

Д-р техн. наук, профессор каф. автоматизированных систем управления (АСУ) ТУСУРа, профессор Юргинского технологического института, филиала Национального исследовательского Томского политехнического университета  
Тел.: (382-2) 70-15-36, 8-960-975-27-85  
Эл. почта: kataev.m@sibmail.com

**Бекеров Артур Александрович**

Аспирант Института мониторинга климатозоологических систем СО РАН, Томск  
Тел.: (382-2) 70-15-36  
Эл. почта: artur@bekerov.ru

**Медвецкий Дмитрий Владимирович**

Магистрант каф. АСУ ТУСУРа  
Тел.: (382-2) 70-15-36  
Эл. почта: prodemon2012@gmail.com

Kataev M.Yu., Bekerov A.A., Medveckiy D.V.

**Method to smooth time series of NDVI**

The method to smooth a time series of the Normalized Difference Vegetation Index (NDVI) for the period of time of one year is investigated. The main objective of the technique is to automate and to increase the speed and the efficiency in the presence of outliers. The authors describe the method and the results of its application to the smoothing of the NDVI derived from satellite radiometer MODIS.

**Keywords:** vegetation index, NDVI, time series, smoothing.

УДК 004.932

Е.В. Михайлов, С.В. Сай

## Выделение леса на космических снимках с помощью методов машинного обучения

При обработке космических снимков для выделения зон с растительностью широко используется NDVI-признак, который строится на основе спектральной информации от красного и инфракрасного каналов. Однако, NDVI не позволяет однозначно отделить лес от поля и для этого следует использовать информацию о текстуре: на областях леса присутствует много мелких теней. В работе используются простые статистические текстурные признаки. Вместо ручного подбора пороговых значений для классификации областей предложены методы машинного обучения: наивный байесовский классификатор, метод  $k$  ближайших соседей, метод опорных векторов. Приводятся результаты сравнительного анализа этих методов.

**Ключевые слова:** обработка космических снимков, текстурные признаки, классификация, машинное обучение.  
**doi:** 10.21293/1818-0442-2017-20-1-89-92

В задаче таксации деревьев с помощью космических снимков часто используется построение карты NDVI на основе красного и инфракрасного каналов. Полученное изображение позволяет выделить зоны растительности и оценить массу растительности. Однако NDVI не позволяет точно отделить лес от поля, так как распределения значений NDVI для леса и поля немного пересекаются. С другой стороны, визуально определить лес довольно легко и на панхроматических изображениях по наличию множества мелких теней от отдельных деревьев. Тогда для более точного выделения леса требуется анализ некоторой окрестности с выделением текстурной информации вместо попиксельной обработки спектральных данных в случае NDVI. Основные способы выявления текстурных признаков приведены в [1, 2], кроме того, есть работы, в которых уже использовались текстурные признаки для анализа космических снимков [3, 4]. Для анализа большого количества признаков подбор пороговых значений вручную непрактичен и вместо этого используются методы машинного обучения.

### Исходные данные и постановка задачи

В качестве исходных данных использовался участок снимка Хабаровска, полученный со спутника WorldView-2. На рис. 1 представлено панхроматическое изображение. Также было взято мультиспектральное изображение (красный, зелёный, синий, инфракрасный). Разрешение панхроматического изображения –  $0,5 \times 0,5$  м, а мультиспектрального –  $2 \times 2$  м [5].

По исходным данным требуется построить карту местности, где каждый участок изображения стоит отнести к одному из четырёх классов: земля, поле, лес, город. Примеры участков изображения для каждого из классов приведены на рис. 2, где каждый участок охватывает область  $86 \times 86$  м<sup>2</sup>.

Земля соответствует участкам снимка, на которых представлена неприкрытая растительными почва либо грунт. На цветном изображении такие области имеют бежевый цвет, показатель NDVI составляет  $0-0,2$ . Как правило, поверхность ровная и тени отсутствуют.

Поле соответствует участкам снимка, на которых представлена почва, покрытая густой травой. На цветном изображении такие области имеют зелёный цвет, а показатель NDVI указывает на наличие небольшого количества растений  $0,3-0,6$ . Поверхность поля ровная, без теней.



Рис. 1. Панхроматическое изображение исходной области

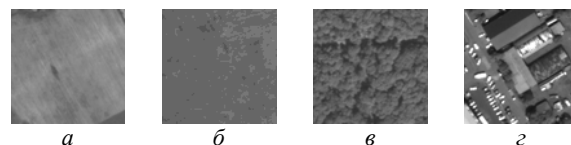


Рис. 2. Земля – а; поле – б; лес – в; город – г

Лес соответствует участкам снимка, на которых представлены скопления деревьев, в данном случае широколиственных деревьев. Кроны деревьев сомкнуты, и определить отдельные деревья невозможно. На цветном изображении такие области имеют зелёный цвет. На панхроматическом изображении видно множество мелких теней от отдельных деревьев, поскольку поверхность леса неровная и есть перепады высот. Показатель NDVI указывает на наличие густой растительности  $0,5-0,8$ .

Город соответствует участкам снимка, на которых представлены различные здания, дороги, автомобиль и т.д. Цвет и яркость таких участков сильно варьируются. Показатель NDVI сообщает об отсутствии растительности  $< 0,2$ .

Для решения задачи выделения леса в данной работе предлагается алгоритм из следующих шагов.

1. Обработать исходный снимок до получения данных об отражающей способности без учёта атмосферных эффектов (Top of Atmosphere Reflectance) в соответствии с методом из [6].

2. Построить карту признаков на основе данных о ToAR. В работе используются спектральные и текстурные признаки.

3. Произвести классификацию каждой точки карты признаков с помощью одного из методов машинного обучения. В данной работе рассматриваются три метода: наивный байесовский классификатор, метод  $k$  ближайших соседей и метод опорных векторов.

#### Описание используемых признаков

Для улучшения эффективности классификации помимо традиционных спектральных признаков также используются текстурные. Поскольку NDVI не позволяет всегда точно отделить поле от леса, в работе дополнительно используются текстурные признаки. Их использование основано на соображении о внешнем виде участков классов поле и лес: поле на панхроматическом изображении выглядит ровным, без резких перепадов высот, а лес выглядит неровным, в скоплениях деревьев на панхроматическом изображении видно много мелких теней. Тогда яркость участков с лесом на панхроматическом изображении будет варьироваться, а участков с полем – наоборот, будет примерно одинаковой.

Каждая точка карты признаков соответствует квадратной области  $4 \times 4$  м. или  $8 \times 8$  пикселей панхроматического изображения и  $2 \times 2$  пикселей мультиспектрального изображения. Для спектральных признаков берутся их усреднённые значения, полученные из мультиспектрального снимка. Каждый текстурный признак строится по панхроматическому изображению по формулам ниже и содержит информацию об изменении яркости в данной области.

Список используемых признаков.

1. Значение в красном спектре (спектральный).
2. Значение в зеленом спектре (спектральный).
3. Значение в синем спектре (спектральный).
4. Значение в ближнем инфракрасном спектре (спектральный).
5. NDVI (спектральный, на основе красного и ближнего инфракрасного).
6. Среднеквадратичное отклонение яркости (текстурный):

$$\sigma = \frac{1}{N^2} \sqrt{\sum_{x=1}^N \sum_{y=1}^N (I(x,y) - \mu)^2}, \quad (1)$$

$$\mu = \frac{1}{N^2} \sum_{x=1}^N \sum_{y=1}^N I(x,y), \quad (2)$$

где  $I(x, y)$  – яркость отдельной точки;  $(x, y)$  – координаты внутри окрестности;  $N = 8$ .

7. Коэффициент асимметрии яркости (текстурный):

$$\gamma_1 = \frac{\frac{1}{N^2} \sum_{x=1}^N \sum_{y=1}^N (I(x,y) - \mu)^3}{\sigma^3}. \quad (3)$$

8. Коэффициент эксцесса яркости (текстурный):

$$\gamma_2 = \frac{\frac{1}{N^2} \sum_{x=1}^N \sum_{y=1}^N (I(x,y) - \mu)^4}{\sigma^4} - 3. \quad (4)$$

9. Пространственная частота (текстурный):

$$SF = \sqrt{HF^2 + VF^2}, \quad (5)$$

$$HF = \sqrt{\frac{1}{N^2 - N} \sum_{x=1}^{N-1} \sum_{y=1}^N (I(x+1,y) - I(x,y))^2}, \quad (6)$$

$$VF = \sqrt{\frac{1}{N^2 - N} \sum_{x=1}^N \sum_{y=1}^{N-1} (I(x,y+1) - I(x,y))^2}. \quad (7)$$

Признак NDVI позволяет достаточно надёжно отделить зоны растительности (лес и поле) от земли и города. Однако при точном разделении леса и поля возникает трудность: распределение значений NDVI для поля и леса пересекаются.

Если в области есть изменения яркости, например, из-за наличия теней, то это будет отражено в значении текстурных признаков. Соответственно текстурные признаки служат индикатором локальных неровностей поверхности и их можно использовать для отделения леса от поля: лес содержит мелкие тени деревьев и выглядит неровно (содержит темные и светлые пятна), а в поле нет резких перепадов высот, и оно выглядит ровно (вся область примерно одной яркости).

#### Использование машинного обучения

Поскольку используется не один, а девять признаков, к тому же определяются один из четырех классов, то подбор пороговых значений для решаемой задачи непрактичен и вместо этого используются методы машинного обучения.

В работе были использованы три метода классификации на основе машинного обучения с учителем: наивный байесовский классификатор [8, 9], метод  $k$  ближайших соседей [10], метод опорных векторов [11]. Реализации алгоритмов взяты из библиотеки scikit-learn [7].

Для обучения были вручную выбраны наиболее характерные области для каждого класса и переданы на вход алгоритму обучения. В табл. 1 приведены объёмы обучающей выборки, для сравнения вся карта признаков содержит  $5 \cdot 10^5$  точек, или  $8,0 \text{ км}^2$ .

Таблица 1

| Объём обучающей выборки |                                |                        |
|-------------------------|--------------------------------|------------------------|
| Класс                   | Точек на карте признаков, тыс. | Площадь, $\text{км}^2$ |
| Земля                   | 4,2                            | 0,07                   |
| Поле                    | 7,3                            | 0,12                   |
| Лес                     | 13,9                           | 0,22                   |
| Город                   | 15,0                           | 0,24                   |

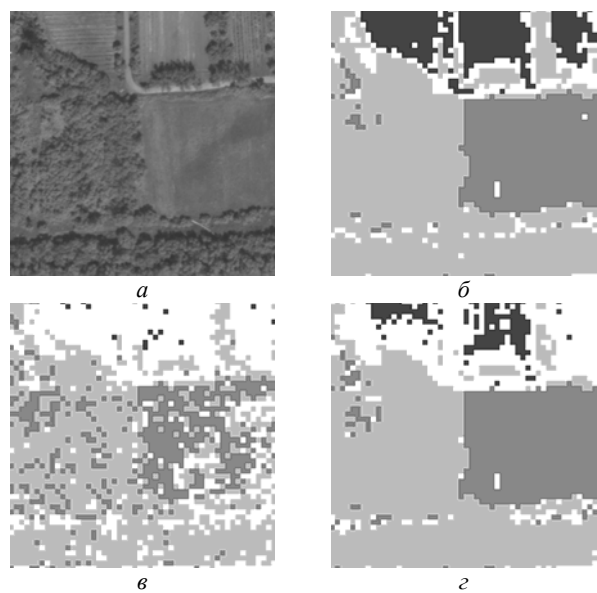
#### Результаты классификации

В табл. 2 приведены результаты классификации исходного изображения (см. рис. 1) площадью  $8,0 \text{ км}^2$ , что соответствует  $952 \times 526$  точкам карты признаков.

На рис. 3, 4 представлены результаты работы алгоритмов для выделенных участков изображения (206×206 м).

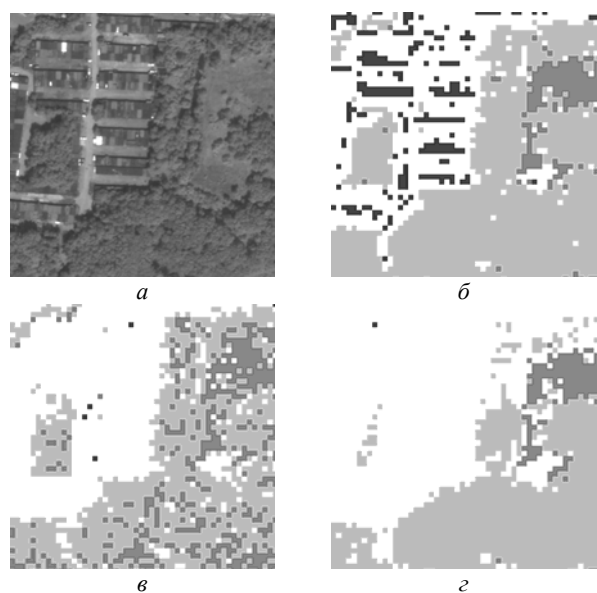
Таблица 2

| Класс | Площадь классов по результатам работы алгоритма |                                  |                        |
|-------|---|----------------------------------|------------------------|
|       | Площадь, км <sup>2</sup>                        |                                  |                        |
|       | Наивный байесовский классификатор               | Метод <i>k</i> ближайших соседей | Метод опорных векторов |
| Земля | 0,99  | 0,13                             | 0,25                   |
| Поле  | 1,18  | 1,36                             | 1,12                   |
| Лес   | 3,00  | 2,87                             | 2,19                   |
| Город | 2,84  | 3,66                             | 4,45                   |



■ – земля, ■ – поле, □ – лес, □ – город

Рис. 3. Исходное изображение – а.  
Наивный байесовский классификатор – б.  
Метод *k* ближайших соседей – в.  
Метод опорных векторов – г



■ – земля, ■ – поле, □ – лес, □ – город

Рис. 4. Исходное изображение – а.  
Наивный байесовский классификатор – б.  
Метод *k* ближайших соседей – в.  
Метод опорных векторов – г

Результаты сравнительного анализа методов классификации приводят к следующим выводам.

Наивный байесовский классификатор достаточно хорошо справляется с задачей, поскольку основные классы имеют достаточно простое распределение признаков, плотно лежат в пространстве выбранных признаков. Более того, метод корректно определил наличие деревьев и земли в районах, которые при обучении были обозначены как город.

На изображении с результатами классификации местами присутствуют шумы в виде мелких областей размером в одну-две точки, которые неправильно классифицированы, однако их количество незначительно, и этот шум можно удалить. Как правило, появление шума связано с резкими переходами, и для таких точек выбирается класс город.

Для метода *k* ближайших соседей характерно появление шума в виде мелких областей другого класса посреди крупной области. Проблема в большом количестве исходных данных, недостаточно строгое определение классов для обучающей выборки. Например, класс город оказывается достаточно широким и включает в себя значения, схожие со значениями из классов лес, поле и земля. В результате для некоторых точек в пространстве задачи оказывается достаточное количество соседей, чтобы отнести её к неправильному классу.

Потенциально метод *k* ближайших соседей мог бы помочь в случае широких классов со сложными распределениями по признакам, в том числе со сложными зависимостями между признаками, однако этого не происходит. Во-первых, нужно более четкое разделение по классам. Во-вторых, следует сбалансировать количество исходных данных. В-третьих, для большого объема обучающей выборки может помочь увеличение параметра *k*.

Метод опорных векторов проводит четкие границы между классами, поэтому в результатах его классификации отсутствует мелкий шум, однако границы проведены не так хорошо, как с помощью наивного байесовского классификатора. Например, на рис. 3 он неверно классифицирует участки полей как город (верхняя часть изображения), а на рис. 4 лес неверно классифицирован как город. Скорее всего проблема в плохом разделении классов в обучающей выборке, из-за чего области города получились слишком большими. Кроме того, метод опорных векторов требователен к вычислительным ресурсам и плохо масштабируется с размером обучающей выборки.

**Заключение**

Наивный байесовский классификатор по сравнению с другими методами показал лучшие результаты и справился с задачей отделения леса от низкорослой растительности, при этом хватило достаточно простого набора статистических признаков. Основным положительным моментом в использовании методов машинного обучения: не требуется вручную выбирать пороговые значения и отделять различные классы друг от друга.

В дальнейшем исследовании следует разработать методы оценки полезности признаков, подобрать сравнительную информацию [12] для проверки качества работы алгоритмов классификации и расширить набор используемых признаков для учёта пространственной информации: фильтры Габора, статистические признаки второго порядка и др. Тогда можно будет приступить к решению более сложных задач в выделении леса на космических снимках, например, оценки плотности деревьев, их высоты и др.

#### Литература

1. Materka A. Texture analysis methods – a review / A. Materka, M. Strzelecki // Technical University of Lodz, Institute of Electronics, COST B11 report. – Brussels, 1998.
2. Selvarajah S. Analysis and comparison of texture features for content based image retrieval / S. Selvarajah, S. Kodituwakku // International Journal of Latest Trends in Computing. – London: Exceling Tech, 2011. – Vol. 2, No. 1. – PP. 108–113.
3. Ruiz L. Texture feature extraction for classification of remote sensing data using wavelet decomposition: a comparative study / L. Ruiz, A. Fdez-Sarria, J. Recio // Proceedings XXth ISPRS Congress. – 2004.
4. Wieland M. Performance evaluation of machine learning algorithms for urban pattern recognition from multi-spectral satellite images / M. Wieland, M. Pittore // Remote Sensing. – 2014. – Vol. 6. – PP. 2912–2939.
5. WorldView-2 satellite sensor (0.46m), сайт: SATEL-LITE IMAGING CORPORATION [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.satimagingcorp.com/satellite-sensors/worldview-2/>, свободный (дата обращения: 22.09.15).
6. Updike T. Radiometric use of WorldView-2 imagery / T. Updike, C. Comp // Technical note. – Colorado: Digital Globe, 2010.
7. Scikit-learn: machine learning in Python, сайт – SCIKIT-LEARN DOCUMENTATION [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://scikit-learn.org/>, свободный (дата обращения: 08.06.16).
8. Zhang H. The optimality of Naive Bayes // Proceedings of the Seventeenth International Florida Artificial Intelligence Research Society Conference, Miami Beach. – Florida, USA: AAAI Press, 2004. – PP. 562–567.
9. Metsis V. Spam filtering with Naive Bayes – Which Naive Bayes? / V. Metsis, I. Androutsopoulos, G. Paliouras // 3rd Conf. on Email and Anti-Spam (CEAS), Mountain View, California USA. – 2006. – [http://www2.aueb.gr/users/ion/docs/ceas2006\\_paper.pdf](http://www2.aueb.gr/users/ion/docs/ceas2006_paper.pdf).
10. Wu X. Top 10 algorithms in data mining. / X. Wu, V. Kumar, J. Quinlan // Knowl. Inf. Syst. – 2007. – Vol. 14. – PP. 1–37.
11. Vapnik V. Bounds on error expectation for support vector machines / V. Vapnik, O. Chapelle // Neural Computation. – 2000. – Vol. 12, No. 9. – PP. 2013–2036.
12. Астафуров В.Г. Программная система для автоматической классификации текстов перистой облачности на основе нейро-нечеткой сети / В.Г. Астафуров, Т.В. Евсюткин // Доклады Томского гос. ун-та систем управления и радиоэлектроники. – 2015. – № 2 (36). – С. 125–129.

---

#### Михайлов Евгений Владиславович

Преподаватель каф. вычислительной техники (ВТ)  
Тихоокеанского гос. ун-та (ТОГУ)  
Тел.: +7-909-842-10-02  
Эл. почта: mevpnu@gmail.com

#### Сай Сергей Владимирович

Д-р техн. наук, зав. каф. ВТ ТОГУ  
Тел.: +7-924-216-10-43  
Эл. почта: sai1111@rambler.ru

Mikhailov E.V., Sai S.V.

#### Machine learning for forest segmentation in satellite images

A method to segment forest regions in satellite images is proposed. Satellite image analysis usually includes computation of NDVI to segment vegetation areas based on spectral information from red and infrared channels. To segment forest and grass regions we use texture information, as forest areas usually include a lot of small shadows. In the article only simple texture features are considered, such as standard deviation and skewness. Instead of manual selection of thresholds for each feature, we use machine learning to classify regions.

**Keywords:** satellite image processing, textural features, classification, machine learning.

УДК 004.052

С.Ю. Мельников

## Статистические свойства неавтономных обобщенных двоичных регистров сдвига

Исследуются двоичные обобщенные регистры сдвига, включающие в себя обычные регистры сдвига. Получено выражение для вероятностной функции, описывающей предел относительной частоты единиц в выходной последовательности регистра при случайном бернуллиевском входе. Показано, что обобщенные регистры, вообще говоря, не обладают свойством чезарово-наследственности, которым обладают обычные регистры сдвига.

**Ключевые слова:** регистр сдвига, граф де Брейна, вероятностная функция.

**doi:** 10.21293/1818-0442-2017-20-1-93-95

При построении генераторов случайных последовательностей [1] широко используются как линейные, так и нелинейные регистры сдвига, с теми или иными элементами усложнения или обратной связи [2]. Это во многом обусловлено совокупностью «хороших» комбинаторных и структурных свойств графов де Брейна, описывающих преобразования информации в таких регистрах.

В 80-е гг. прошлого века для конструирования сетевых архитектур с минимальными временными задержками были предложены [3] так называемые обобщенные графы де Брейна, которые с тех пор активно изучаются, в частности, при организации пиринговых сетей [4], в криптографических приложениях [5], при разработке методов сборки генома [6] и других областях.

В [7] определены обобщенные регистры сдвига (ОРС), графами переходов которых являются обобщенные графы де Брейна. Двоичный ОРС порядка  $m$ ,  $m=1,2,\dots$  – это автомат Мура  $A_f^{(m)}=(X,Y,Q,h,f)$ , где входной и выходной алфавиты есть  $X=Y=\{0,1\}$ , множество состояний  $Q=\{0,1,\dots,m-1\}$ , функция переходов определена правилом  $h(q,\varepsilon)=(2q+\varepsilon)\bmod m$ ,  $q\in Q$ ,  $\varepsilon=0,1$ , функция выходов есть некоторое отображение  $f:Q\rightarrow\{0,1\}$ . При  $m=2^t$  двоичный ОРС является обычным двоичным проходным регистром сдвига с накопителем размера  $t$ .

В работе сравниваются значковые статистические свойства обобщенных и обычных регистров сдвига.

### Вероятностная функция обобщенного регистра сдвига

Граф переходов ОРС обозначим  $G_m$ . Граф  $G_m$  является ориентированным графом на  $m$  вершинах с дугами, ведущими из вершины из  $i$  в вершину  $2i+\varepsilon(\bmod m)$ ,  $0\leq i\leq m-1$ ,  $0\leq\varepsilon\leq 1$ . Такой граф имеет  $2m$  дуг, является сильносвязным и регулярным степени 2. При  $m=2^t$ ,  $t=1,2,\dots$  рассматриваемый граф является классическим двоичным графом де Брейна степени  $t$ .

Рассмотрим случайное блуждание на графе  $G_m$ , при котором начальная вершина выбирается случайно из множества вершин графа, а шаг блуждания проходит по исходящим из нее дугам. Предположим, что переходы из вершины в вершину независимы и вероятность шага блуждания из вершины  $i$  в вершину  $2i+1(\bmod m)$  равна  $p$ , в вершину  $2i(\bmod m)$  равна  $1-p$ ,  $0<p<1$ . Задачи, связанные с изучением случайных блужданий на классических графах де Брейна, рассматривались в [8].

Пусть  $m=s2^k$ ,  $s$  – нечетно,  $k\geq 0$ . Для  $0\leq q\leq m-1$  обозначим  $b(q)$  – количество единиц в двоичной записи числа  $q\bmod 2^k$ .

**Утверждение 1** ([9]). Стационарное распределение описанного случайного блуждания на вершинах графа  $G_m$  имеет вид

$$P(q)=\frac{1}{s}p^{b(q)}(1-p)^{t-b(q)}, \quad 0\leq q\leq m-1. \quad (1)$$

**Следствие.** Если  $m$  – нечетно, то стационарное распределение на вершинах графа является равномерным и не зависит от  $p$ :

$$P(q)=\frac{1}{m}, \quad 0\leq q\leq m-1.$$

Пусть на вход автомата  $A_f^{(m)}$ , который находился в начальном состоянии  $q_0$ , поступает бернуллиевская последовательность случайных величин с параметром  $p$ ,  $0<p<1$ . Как нетрудно видеть, последовательность состояний автомата образует эргодическую цепь Маркова. Согласно закону больших чисел для цепей Маркова существует предел относительной частоты встречаемости знака «1» в растущих начальных отрезках выходной последовательности автомата. Этот предел описывается вероятностной функцией автомата [10], которую мы обозначим  $P_A(p)$ . Используя формулу полной вероятности и соотношение (1), нетрудно получить следующее

**Утверждение 2.**  $P_A(p)=\frac{1}{s}\sum_{i=0}^k \|f / S_i\| p^i (1-p)^{k-i}$ , где  $S_i=\{q|b(q)=i\}$ ,  $0\leq i\leq k$ .

Хорошо известный результат о виде вероятностной функции обычного регистра сдвига с накопителем размера  $k$  (см., например, [10])  $P_A(p) = \sum_{i=0}^k \|f / S_i\| p^i (1-p)^{k-i}$ , где  $S_i = \{(\varepsilon_1 \varepsilon_2 \dots \varepsilon_k), \varepsilon_j = 0, 1, |\sum \varepsilon_j = i\}$ ,  $\|f / S_i\| = \sum_{(\varepsilon_1 \varepsilon_2 \dots \varepsilon_k) \in S_i} f(\varepsilon_1 \varepsilon_2 \dots \varepsilon_k)$ , следует из доказанной формулы при  $s=1$ .

**Чезарово-наследственность обобщенного регистра сдвига**

Двоичное слово называется [11] чезаровским для бесконечной последовательности, если существует предел относительной частоты его встречаемости в растущих начальных отрезках. Последовательность называется чезаровской, если произвольное двоичное слово является для нее чезаровским. Конечный автомат называется чезарово-наследственным, если из любого начального состояния он чезаровские последовательности перерабатывает в чезаровские.

Оказывается, ОРС, в отличие от обычных регистров, не являются чезарово-наследственными.

**Утверждение 3.** Если  $m=2^t$ ,  $t \geq 0$ , то при любой функции выходов  $f$  автомат  $A_f^{(m)}$  является чезарово-наследственным.

Если  $m \neq 2^t$ , то найдется функция выходов  $f$ , для которой автомат  $A_f^{(m)}$  не является чезарово-наследственным.

**Доказательство.** Пусть  $m=2^t$ . ОРС является обычным проходным регистром с накопителем размера  $t+1$  и его чезарово-наследственность следует из того, что он является автоматом с конечным запоминанием.

Пусть  $m \neq 2^t$ . Тогда  $m=2^k s$ ,  $k \geq 1$ ,  $s \geq 3$  – нечетно. Докажем, что в графе ОРС найдутся по крайней мере два цикла  $c_1$  и  $c_2$ , входная разметка которых состоит только из нулей.

Последовательность состояний регистра

$$0 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \\ q_0 \rightarrow q_1 \rightarrow q_2 \rightarrow \dots \rightarrow q_l = q_0$$

является циклом длины  $l$  в графе ОРС с входной разметкой, состоящей только из нулей, в том случае, если выполнены соотношения

$$q_i = 2^i q_0 \bmod 2m, \quad i=1, \dots, l-1,$$

$$q_0 = 2^l q_0 \bmod 2m.$$

Отсюда  $q_0 = 2^l q_0 \bmod 2^{k+1} s$ , и тогда

$$\begin{cases} q_0 = 2^l q_0 \bmod 2^{k+1}, \\ q_0 = 2^l q_0 \bmod s. \end{cases}$$

В качестве  $q_0$ , удовлетворяющего приведенным соотношениям, можно взять  $2^{k+1}$ . Таким обра-

зом, в качестве цикла  $c_1$  выступает следующая последовательность вершин графа:

$$c_1 = (2^{k+1} \bmod 2m, 2^{k+2} \bmod 2m, \dots, 2^{k+l} \bmod 2m).$$

Как нетрудно убедиться,  $l$  здесь равно порядку элемента «2» в мультипликативной группе кольца вычетов по модулю  $s$ .

В качестве цикла  $c_2$  можно взять петлю в нулевой вершине,  $c_2 = (0)$ .

Итак, мы указали два различных цикла в графе переходов автомата, входная разметка которых состоит из нулей. Определим функцию  $f$  выходов так, чтобы на состояниях цикла  $c_1$  она принимала только нулевые значения, а на состояниях цикла  $c_2$  (т.е. в состоянии 0) – единичное. На остальных состояниях функцию  $f$  можно задать произвольно.

Обозначим для удобства состояния цикла  $c_i$  через  $q_1^{(i)}, \dots, q_{l_i}^{(i)}$ ,  $l_i$  – длина цикла  $c_i$ ,  $i=1,2$ . Пусть  $\chi^{(i)} = 0^{l_i}$  – входная последовательность, под действием которой  $A_f^{(m)}$  последовательно проходят состояния цикла  $c_i$ , начиная с  $q_1^{(i)}$ ,  $i=1,2$ . Через  $\xi_{12}$  ( $\xi_{21}$ ) обозначим кратчайшую последовательность, переводящую рассматриваемый ОРС из состояния  $q_1^{(1)}$  в состояние  $q_1^{(2)}$  (из состояния  $q_1^{(2)}$  в состояние  $q_1^{(1)}$ ) (рис. 1).

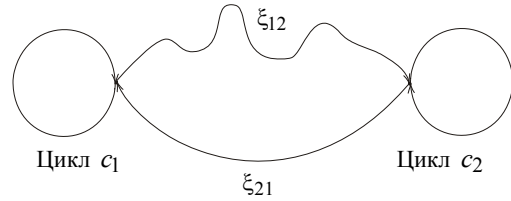


Рис. 1. Структура последовательности  $\chi$

Определим бесконечную двоичную последовательность

$$\chi = (\chi^{(1)})^{k_1} \wedge \xi_{12} \wedge (\chi^{(2)})^{k_2} \wedge \xi_{21} \wedge (\chi^{(1)})^{k_3} \wedge \xi_{12} \wedge (\chi^{(2)})^{k_4} \dots,$$

где символ  $\wedge$  означает конкатенацию последовательностей. При  $k_i = 2^{2^i}$  последовательность  $\chi$  является чезаровской, поскольку, как нетрудно видеть, предел относительной частоты встречаемости в ней любого слова, отличного от серии нулей, существует и равен нулю. Для слов вида  $0^j$ ,  $j=1,2,\dots$  такие пределы равны единице. Пусть  $Ext_{(A, q_0)}(\chi)$  – входная последовательность ОРС  $A_f^{(m)}$ . Рассмотрим ее начальный отрезок длины  $k_1 + |\xi_{12}| + k_2 + |\xi_{21}| + \dots + k_N$ . Поскольку  $|\xi_{12}|$  и  $|\xi_{21}|$  не превосходят диаметра графа ОРС, то, как несложно показать, относитель-

ная частота встречаемости единиц на этом отрезке равна  $0 + O(2^{-2^{N-1}})$  при нечетном  $N$  и  $1 + O(2^{-2^{N-1}})$  при четном  $N$ . Это означает, что у последовательности относительных частот единиц в растущих начальных отрезках не существует предела и, следовательно, последовательность  $Ext_{(A,q_0)}(\chi)$  не является чезаровской, что завершает доказательство.

#### Заключение

Регистры сдвига широко используются при разработке генераторов случайных последовательностей. В работе исследовано семейство двоичных обобщенных регистров сдвига, которое включает в себя обычные регистры сдвига. Описаны значковые статистические свойства обобщенных регистров при обработке ими случайных бернуллиевских последовательностей. Показано, что обобщенные регистры, вообще говоря, не обладают свойством чезаровской наследственности, которым обладают обычные регистры сдвига.

#### Литература

1. Вильданов Р.Р. Тесты псевдослучайных последовательностей и реализующее их программное средство / Р.Р. Вильданов, Р.В. Мещеряков, А.А. Шелупанов, С.С. Бондарчук // Доклады ТУСУРа. – 2012. – № 2 (25). – С. 108–111.
2. Golomb S.W. Shift Register Sequences. – USA, Calif., Laguna Hills: Aegean Park Press, 1981. – 247 p.
3. Imase M., Itoh M. Design to minimize diameter on building-block network // IEEE Trans. Comput. – 1981. – Vol. 30. – PP. 439–442.
4. Graph-theoretic analysis of structured peer-to-peer systems: Routing distances and fault resilience / D. Loguinov, A. Kumar, V. Rai, S. Ganesh // ACM SIGCOMM. – 2003. – PP. 395–406.
5. Maurer U.M. Asymptotically-tight bounds on the number of cycles in generalized de Bruijn-Good graphs // Discrete applied mathematics. – 1992. – Vol. 37. – PP. 421–436.
6. Compeau P. How to apply de Bruijn graphs to genome assembly / P. Compeau, P. Pevzner, G. Tesler // Nature Biotechnology. – 2011. – Vol. 29. – PP. 987–991.

7. Максимовский А.Ю., Мельников С.Ю. О числе обобщенных в смысле Imase и Itoh регистров сдвига, ус- танавливаемых постоянным входом в фиксированное состояние // Обозрение прикладной и промышленной математики. – 2015. – Т. 22, вып. 5. – <http://tvp.ru/conferen/vsppm16/chelso144.pdf>

8. Мори Т. Случайные блуждания на графах де Брей- на // Теория вероятностей и ее применения. – 1992. – Т. 37, вып. 1. – С. 194–197.

9. Melnikov S.Yu. Stationary distribution of random walk on the generalized de Bruijn digraphs // XXXIV International Seminar on Stability Problems for Stochastic Models, Svetlogorsk, June 12–18, 2016. – <http://tvp.ru/conferen/bisaimII/kisvd053.pdf>

10. Мельников С.Ю. О задаче определения функции выходов автомата со случайным входом по статистике встречаемости слова в выходной последовательности // Доклады ТУСУРа. – 2011. – № 1 (23). – С. 107–123.

11. Мельников С.Ю. О переработке конечными автоматами чезаровских последовательностей // Лесной вестник Моск. гос. ун-т леса. – 2004. – № 1 (32). – С. 169–174.

#### Мельников Сергей Юрьевич

Канд. физ.-мат. наук, зам. ген. директора

ООО «Лингвистические и информационные технологии», Москва

Тел.: 8 (495) 249-90-53

Эл. почта: [melnikov@infotech.ru](mailto:melnikov@infotech.ru)

Melnikov S.Yu.

#### Statistical properties of generalized binary shift registers

The generalized shift registers are the finite state machines with next state function defined as the generalized de Bruijn digraph. The probability function describing the limit of the relative frequency of «1» in the output sequence of the register with Bernoulli input is obtained.

**Keywords:** shift register, generalized de Bruijn graph, random input.



УДК 528.06: 519.688

Т.В. Шушкевич

## Оценка возможности моделирования процесса измерения при программном расчете неопределенности

Определены критерии сравнения программных продуктов для расчета неопределенности в области реализации модели измерений. Представлены результаты сравнительного анализа наиболее распространенных универсальных программных продуктов для расчета неопределенности измерений.

**Ключевые слова:** неопределенность, результат измерений, математическая модель измерения, программное обеспечение.

**doi:** 10.21293/1818-0442-2017-20-1-96-100

Обработка любых результатов измерений, создание систем и устройств предполагают оценку точности. Введение в международную практику нормативов [1, 2], фактически ставших обязательными регламентами, а также принятие идентичных национальных стандартов [3, 4] регламентируют оценку точности измерительных экспериментов в виде расчета неопределенности результата измерений.

Поскольку нормативы [1, 2] содержат строгую последовательность действий, приводящую к численному выражению неопределенности результата измерений, этот алгоритм реализуется определенным классом компьютерных программ. Можно выделить четыре подхода к созданию программного обеспечения (ПО), предназначенного для расчета неопределенности [5]: в рамках средств автоматизации математических расчетов (Mathcad, MATLAB и т.д.), в рамках программных статистических пакетов (Statistica, пакет R и т.д.), создание утилит для расчета неопределенности определенной измеряемой величины по конкретной методике измерений и создание универсального ПО.

Программы последнего класса могут сильно отличаться друг от друга по функциональности, несмотря на единую нормативную базу. Обзор основных возможностей наиболее распространенного универсального ПО для расчета неопределенности приведен в [6].

### Математическая модель

Согласно [1] для получения численного значения неопределенности измерения составляется математическая модель измерения, затем оцениваются все входные величины с указанием закона распределения или стандартной неопределенности каждой из них, анализируется наличие корреляции между входными величинами и осуществляется итоговый расчет неопределенности выходной величины.

То есть ключевым моментом расчета неопределенности является возможность реализовать требуемую модель измерений в выбранном ПО. Некоторые из программных пакетов (например, Uncertainty Analyzer или GUMsim) уже содержат готовые модели измерений для различных случаев, рекомендованные стандартами или другими нормативными документами. Однако в большинстве своем

пользователю самому приходится вводить модель измерения для расчетов неопределенности.

Согласно [1] математическая модель (уравнение измерения) может иметь одну выходную величину – собственно результат измерения и множество входных величин. Поскольку каждая входная величина требует своего описания, их количество, а также возможности в плане характеристики входных величин могут быть выбраны в качестве критериев для сравнения ПО.

Метод Монте-Карло согласно нормативу [2] также предполагает наличие одной выходной величины, однако метрологическая практика знает немало примеров, когда одна и та же совокупность данных используется для получения нескольких характеристик (например, регрессионный анализ или комплексные характеристики, используемые в электротехнике). При вычислении таких характеристик между выходными величинами появляется зависимость, и эту зависимость требуется оценить численно. Соответственно способность ПО реализовать несколько выходных параметров и оценить степень их зависимости также можно предложить в качестве критерия для сравнения.

Громоздкие уравнения измерения, включающие в себя множество источников неопределенности, для прозрачности анализа и классификации удобно представлять в виде иерархических моделей. В таких моделях входные величины сами оказываются зависимыми от входных величин предыдущего уровня детализации модели. Более того, уже оцененную величину зачастую нужно использовать в других расчетах неопределенности. Подобные источники неопределенности можно назвать «вложенными». Наличие функций работы с вложенными источниками, конечно, не является одной из определяющих функций программного обеспечения, но предоставляет определенное удобство при работе, например с калибровочными данными и характеристиками, и может использоваться как еще один критерий сравнения программ.

Еще одним критерием для сравнения может служить наличие блока обработки систематической погрешности измерений. В соответствии с тенденцией, которой подчиняется концепция оценки неопределенности

ределенности, термин «погрешность» вообще не стоит употреблять без лишней необходимости, поскольку в большинстве случаев погрешность определить невозможно. Более того, в [1, подразд. 3.2.4] содержится замечание, согласно которому рассуждения об оценке неопределенности проводятся в предположении, что все систематические эффекты по возможности выявлены, и соответствующие поправки внесены в результаты измерений до их обработки для получения оценки неопределенности. Видимо, этот эффект – отсутствие явных указаний на то, как учитывать выявленную систематическую погрешность, – сказался на функциональности программного обеспечения. В явном виде блок обработки систематической погрешности содержится только в разработках компании Integrated Sciences Group в виде рабочего листа Parameter Bias Uncertainty Worksheet. Конечно, это не означает, что в других продуктах нельзя учесть систематическую погрешность, но наличие отдельного блока обработки не позволит упустить ее из виду.

Сравнение особенностей моделирования процесса измерения представлено в табл. 1 для ПО следующих компаний: американская Integrated Sciences Group (Uncertainty Sidekick, Uncertainty Sidekick Pro, Uncertainty Analyzer), болгарская Qualisyst Ltd (QMsyst GUM Educational, QMsyst GUM Standard, QMsyst GUM Professional, QMsyst GUM Enterprise),

израильская Newton Metrology Ltd (Evaluator), немецкие Metrodata GmbH (GUM Workbench Educational, GUM Workbench Standard 1.3, GUM Workbench Professional 2.3, GUM Workbench Professional 2.4), QuoData Quality & Statistics (GUMsim), французские PFSOFT (Gumy + MC-Ed), Jean-Marie Biansan (GUM\_MC), ПО «Неопределенность» (разработчик В.В. Новиков, Украина).

В табл. 1, 2 знаком «+» отражено наличие соответствующей особенности или возможности, обозначение «неогр.» указывает на неограничиваемое программно число входных или выходных величин.

Еще один немаловажный фактор – количество доступных для описания случайных величин законов распределения. В рекомендациях по стандартизации [7] отмечается, что при исследованиях надежности, контроле качества и в других задачах статистического анализа используется около ста моделей непрерывных законов распределений, а в прикладных исследованиях используют около тридцати законов и семейств распределений для характеристики наблюдаемых случайных величин.

Число распределений, упоминаемых в [1], намного меньше. Кроме того, методика корректно работает только при условии, что все распределения имеют нормальный закон, а уравнение измерения линейно относительно входных величин.

Таблица 1

Особенности моделирования процесса измерения

| Возможности и особенности                                 | Uncertainty Sidekick | Uncertainty Sidekick Pro | Uncertainty Analyzer 3.0 | QMsyst GUM Educational | QMsyst GUM Standard | QMsyst GUM Professional | QMsyst GUM Enterprise | Evaluator | GUM Workbench Educational | GUM Workbench Standard 1.3 | GUM Workbench Professional 2.3 | GUM Workbench Professional 2.4 | GUMsim | Gumy  | GUM_MC | Неопределенность |
|---|----------------------|--------------------------|--------------------------|------------------------|---------------------|-------------------------|-----------------------|-----------|---------------------------|----------------------------|--------------------------------|--------------------------------|--------|-------|--------|------------------|
| Максимальное число входных величин                        | 15                   | 25                       | 1000                     | 10                     | Неогр.              | Неогр.                  | Неогр.                | 50        | 512                       | 512                        | 512                            | 512                            | Неогр. | >1000 | Неогр. | Неогр.           |
| Максимальное число выходных величин                       | 1                    | 1                        | 1                        | 1                      | Неогр.              | Неогр.                  | Неогр.                | 1         | 1                         | 1                          | Неогр.                         | Неогр.                         | 1      | 1     | 1      | 1                |
| Вложенные переменные (входные величины)                   |                      | +                        | +                        |                        | +                   | +                       | +                     |           |                           |                            | +                              | +                              | +      |       |        | +                |
| Число доступных распределений величин                     | 5                    | 5                        | 9                        | 12                     | 12                  | 12                      | 12                    | 7         | 7                         | 7                          | 7                              | 7                              | 11     | 5     | 6      | 5                |
| Работа с асимметричными распределениями                   | +                    | +                        | +                        | +                      | +                   | +                       | +                     |           |                           |                            | +                              | +                              |        |       |        |                  |
| Работа с односторонними границами допусков параметров     | +                    | +                        | +                        |                        | +                   | +                       | +                     |           |                           |                            | +                              | +                              |        |       |        |                  |
| Матрица корреляции для входных величин                    | +                    | +                        | +                        | +                      | +                   | +                       | +                     | +         | +                         | +                          | +                              | +                              | +      | +     | +      | +                |
| Автоматическая проверка матрицы корреляции                |                      |                          |                          |                        | +                   | +                       | +                     |           |                           |                            |                                | +                              |        |       | +      |                  |
| Автоматическое определение коэффициентов чувствительности |                      | +                        | +                        |                        | +                   | +                       | +                     | +         | +                         | +                          | +                              | +                              |        |       | +      | +                |
| Учет систематической погрешности                          | +                    | +                        | +                        |                        |                     | +                       | +                     |           |                           |                            |                                |                                |        |       |        |                  |
| Корреляционный анализ выходных величин                    |                      |                          |                          |                        |                     | +                       | +                     |           |                           |                            |                                | +                              |        |       |        |                  |

## Оценка неопределенности входных величин

| Возможности и особенности  | Uncertainty Sidekick | Uncertainty Sidekick Pro | Uncertainty Analyzer 3.0 | QMSys GUM Educational | QMSys GUM Standard | QMSys GUM Professional | QMSys GUM Enterprise | Evaluator | GUM Workbench Educational | GUM Workbench Standard 1.3 | GUM Workbench Professional 2.3 | GUM Workbench Professional 2.4 | GUMsim             | Gumy     | GUM_MC   | Неопределенность |
|--|----------------------|--------------------------|--------------------------|-----------------------|--------------------|------------------------|----------------------|-----------|---------------------------|----------------------------|--------------------------------|--------------------------------|--------------------|----------|----------|------------------|
| Входные величины типа А  |                      |                          |                          |                       |                    |                        |                      |           |                           |                            |                                |                                |                    |          |          |                  |
| Максимальное число наблюдений входной величины                                       | 200                  | 200                      | 2000                     | 50                    | Неогр.             | Неогр.                 | Неогр.               | Неогр.    | 9999                      | 9999                       | 9999                           | 9999                           | Неогр.             | 100      | >500     | Неогр.           |
| Импорт данных через буфер обмена   | +                    | +                        | +                        | +                     | +                  | +                      | +                    | +         | +                         | +                          | +                              | +                              | +                  | +        | +        | +                |
| Импорт данных из стороннего ПО   |                      | +                        | +                        |                       |                    | +                      | +                    |           |                           | +                          | +                              | +                              |                    |          |          |                  |
| Корреляционный анализ по результатам наблюдений                                      | +                    | +                        | +                        | +                     | +                  | +                      | +                    | +         | +                         | +                          | +                              | +                              | +                  |          |          | +                |
| Вычисление дополнительных статистических характеристик                               |                      |                          | +                        |                       |                    |                        | +                    |           |                           |                            |                                | +                              |                    | +        |          |                  |
| Проверка нормальности распределения  |                      |                          | +                        |                       |                    |                        | +                    |           |                           |                            |                                |                                |                    |          |          |                  |
| Исключение выбросов  |                      |                          | +                        |                       |                    |                        |                      |           |                           |                            |                                |                                |                    |          |          |                  |
| Входные величины типа В  |                      |                          |                          |                       |                    |                        |                      |           |                           |                            |                                |                                |                    |          |          |                  |
| Ввод стандартной неопределенности для выбранного распределения                       | +                    | +                        | +                        | +                     | +                  | +                      | +                    | +         |                           |                            |                                |                                | +                  | +        | +        |                  |
| Ввод расширенной неопределенности и коэффициента охвата для выбранного распределения | +                    | +                        | +                        | +                     | +                  | +                      | +                    | +         |                           |                            |                                |                                | +                  |          |          |                  |
| Ввод расширенной неопределенности и вероятности охвата для выбранного распределения  | +                    | +                        | +                        | +                     | +                  | +                      | +                    | +         |                           |                            |                                |                                | +                  |          |          |                  |
| Расчет неопределенности по заданной предельной погрешности                           | +                    | +                        | +                        |                       | +                  | +                      | +                    |           |                           |                            |                                |                                |                    |          |          | +                |
| Ввод заранее заданных характеристик распределения                                    | +                    | +                        | +                        |                       | +                  | +                      | +                    |           | +                         | +                          | +                              | +                              | +                  | +        | +        | +                |
| Число степеней свободы для конечных распределений                                    | (G.3)                | (G.3)                    | (G.3)                    | $\infty$              | $\infty$           | $\infty$               | $\infty$             | Ввод      | $\infty$                  | $\infty$                   | $\infty$                       | $\infty$                       | $\infty$ ,<br>Ввод | $\infty$ | $\infty$ | Ввод             |

Это довольно редкий случай в практической метрологии, но такой подход позволяет унифицировать процедуру расчета неопределенности результата измерений. Если же закон распределения входной величины известен и отличается от нормального, имеет смысл отказаться от процедуры, изложенной в [1], и воспользоваться методом Монте-Карло. При этом число доступных распределений становится ключевым моментом при выборе программного обеспечения. Кроме того, следует принять во внимание возможность работы с асимметричными распределениями и односторонними допусками параметров.

Согласно концепции неопределенности, предложенной в [1], входные величины уравнения измерения могут быть двух типов: тип *A*, оцениваемый статистическими методами, и тип *B*, оцениваемый любыми другими математическими методами или с использованием априорной информации о входной величине.

Следует отметить, что в большинстве программ по умолчанию предполагается, что входные величины типа *A* имеют нормальное распределение (или распределение Стьюдента), а остальные, как правило, используются для характеристики входных величин типа *B*.

Отдельно стоит упомянуть программу Evaluator. Практически все, приведенное в качестве критериев сравнения в табл. 1, можно в этой программе реализовать. Однако сделать это можно не с помощью стандартных окон, вкладок или рабочих листов, а создавая необходимые конструкции на встроенном в программу языке. Поскольку целью обзора является предоставление информации о программах «как есть» и, принимая во внимание, что конечные пользователи продукта – не программисты, а инженеры-метрологи или инженеры других специальностей, которым нужно оценить точность измерений, разработанной методики или системы, в таблице эти возможности показаны как отсутствующие. Программа имеет достаточно подробную справку, при необходимости все можно реализовать, однако программа распространяется на коммерческой основе, и вопрос «Стоит ли самому дописывать все, что необходимо для полноценного использования, если в других коммерческих продуктах все функции уже реализованы?» каждый пользователь решает самостоятельно с учетом собственных предпочтений.

#### **Входные величины**

В табл. 2 приведены критерии и данные, характеризующие возможности работы программного обеспечения с входными данными типа *A*. Обозначением «неогр.» отмечены программы, не имеющие ограничений максимального числа наблюдений входной величины.

Важным критерием обработки результатов многократных наблюдений является возможность импорта данных. При числе измерений более 30 ручной перенос данных из одной программы в другую

становится неудобен, занимает много времени и не гарантирует отсутствие ошибок, внесенных оператором. Частично эту проблему может решить перенос данных с помощью буфера обмена, который поддерживают все программные продукты. Однако удобнее переносить данные выборками, включающими в себя все результаты наблюдений входной величины. Как правило, под «сторонним ПО» понимаются электронные таблицы MS Excel, с ним работают все отмеченные программы, но возможна работа с базами данных различных форматов (Uncertainty Analyzer).

Как уже отмечалось, корректная работа алгоритма, изложенного в [1], возможна, только если входные величины распределены по нормальному закону, поэтому наличие проверки гипотезы о нормальности распределения можно выбрать в качестве критерия для сравнения программ. Из всего перечня рассмотренных программ лишь две осуществляют такую проверку: программа Uncertainty Analyzer располагает окном Sample Statistics Screen, которое может быть использовано для вычисления статистических характеристик подмножества выборки, проверки и исключения выбросов и проверки нормальности распределения, и программа QMsys GUM Enterprise, в ней нет полноценной проверки статистических гипотез, но при обработке входных данных типа *A* (расчете среднего значения, среднеквадратического отклонения и т.д.) автоматически проверяется нормальность распределения с доверительной вероятностью 0,99 (результат – флажок «да/нет» в соответствующем поле).

В табл. 2 приведены критерии и данные, характеризующие возможности работы программного обеспечения с входными данными типа *B*. В качестве критериев выбраны возможность описания входной величины несколькими альтернативными характеристиками: стандартной неопределенностью, расширенной неопределенностью и коэффициентом охвата или расширенной неопределенностью и вероятностью охвата при заранее выбранном законе распределения. Кроме того, наиболее часто входные величины типа *B* задаются не стандартной неопределенностью, а границами допуска на параметр или величиной допускаемой погрешности, которые являются исходными данными для расчета.

В случае если какая-либо граница (верхняя или нижняя) не важна для контроля, допуск может быть односторонним (возможность работы программы с односторонними допусками см. в табл. 1).

Наиболее простым путем пошли создатели линейки программного обеспечения GUM Workbench – в этих программных продуктах нет альтернативного ввода параметров, величину можно характеризовать только заранее заданными разработчиками параметрами стандартных распределений (табл. 3).

Для программы «Неопределенность» параметры распределения могут вводиться двумя способами. Первый способ – ввод верхней и нижней границ допуска на параметр и числа степеней свободы. При

этом предполагается, что распределение симметрично относительно указанных границ. Вторым способом – ввод центра распределения, его полуширины и числа степеней свободы. Для нормального закона к этим параметрам в обоих случаях добавляется вероятность охвата.

Т а б л и ц а 3  
П а р а м е т р ы с т а н д а р т н ы х р а с п р е д е л е н и й  
П О G U M W o r k b e n c h

| Наименование распределения                               | Вводимые параметры   | Число степеней свободы              |
|--|--|-------------------------------------|
| Нормальное распределение                                 | Оценка входной величины.<br>Расширенная неопределенность.<br>Коэффициент охвата                | Предполагается более 100            |
| Распределение Стьюдента                                  | Оценка входной величины.<br>Стандартная неопределенность                                       | Ручной ввод                         |
| Равномерное, треугольное и U-распределение (арксинусное) | Математическое ожидание (оценка входной величины), полуширина распределения                    | Предполагается равным бесконечности |
| Трапециевидальное распределение                          | Математическое ожидание (оценка входной величины), полуширина распределения, коэффициент формы | Предполагается равным бесконечности |

Последний критерий – число степеней свободы для конечных распределений. Имеются в виду распределения с явно выраженными границами функции плотности вероятностей случайной величины – равномерное, треугольное, трапециевидальное и т.д. В большинстве случаев при расчете предполагается, что число степеней свободы соответствует  $\infty$ , хотя в [1] приведена формула G.3, по которой можно определить число степеней свободы для входных величин типа *B*, на которую приводятся ссылки в табл. 2. Некоторые программы не рассчитывают число степеней свободы для конечных распределений, а предполагают его ручной ввод (обозначение «ввод» в табл. 2).

В программах, оперирующих с вложенными переменными, может встречаться и другой тип входной величины – вычисляемый. Имеется в виду, что входная величина основного уравнения измерения также представляет собой функцию каких-либо переменных и ей невозможно приписать тип *A* или тип *B* заранее.

### Литература

1. JCGM 100:2008. Evaluation of measurement data - Guide to the expression of uncertainty in measurement [Электронный ресурс]. – Режим доступа: [http://www.bipm.org/utis/common/documents/jcgm/JCGM\\_100\\_2008\\_E.pdf](http://www.bipm.org/utis/common/documents/jcgm/JCGM_100_2008_E.pdf), свободный (дата обращения: 10.12.2016).
2. JCGM 101:2008. Evaluation of measurement data – Supplement 1 to the «Guide to the expression of uncertainty in measurement» – Propagation of distributions using a Monte Carlo method [Электронный ресурс]. – Режим доступа: [http://www.bipm.org/utis/common/documents/jcgm/JCGM\\_101\\_2008\\_E.pdf](http://www.bipm.org/utis/common/documents/jcgm/JCGM_101_2008_E.pdf), свободный (дата обращения: 10.12.2016).
3. ГОСТ Р 54500.3–2011. Неопределенность измерения. Ч. 3. Руководство по выражению неопределенности измерения [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://docs.cntd.ru/document/1200088855>, свободный (дата обращения: 10.12.2016).
4. ГОСТ Р 54500.3.1–2011. Неопределенность измерения. Ч. 3. Руководство по выражению неопределенности измерения. Дополнение 1. Трансформирование распределений с использованием метода Монте-Карло [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://docs.cntd.ru/document/1200088856>, свободный (дата обращения: 10.12.2016).
5. Гулова О.А. Выражение неопределенности результатов измерений / О.А. Гулова, Т.В. Шушкевич // Инновационная наука. – 2016. – №6, ч. 2. – С. 58–60.
6. Шушкевич Т.В. Программный расчет неопределенности результатов измерений // Инженерный вестник Дона. – 2016. – № 4 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.ivdon.ru/tu/magazine/archive/n4y2016/3806>, свободный (дата обращения: 20.12.2016).
7. Р 50.1.033–2001. Рекомендации по стандартизации. Прикладная статистика. Правила проверки согласия опытного распределения с теоретическим. – Ч. 1. Критерии типа хи-квадрат. – М.: Госстандарт России, 2001. – 91 с.

### Шушкевич Татьяна Викторовна

Канд. техн. наук, доцент каф. информационных измерительных технологий и систем (ИИТиС) инженерно-технологической академии (ИТА) Южного федерального университета (ЮФУ)  
Тел.: +7 (863-4) 37-16-38  
Эл. почта: tvshushkevich@sfnedu.ru

Shushkevich T.V.

### Evaluated feasibility of modeling the measurement process in case of software uncertainty calculation

Criteria to compare software for evaluation of uncertainty in the field of implementation of the measurements model are defined. The results of comparative analysis of commonly used software to calculate measurement uncertainty are presented.

**Keywords:** uncertainty, measurement result, mathematical model of the measurement, software.

УДК 004.415.2

С.С. Харченко

## Структура программного комплекса голосовой реабилитации больных после удаления гортани на основе бионических принципов

Рассматриваются процессы восприятия информации головным мозгом у здоровых людей и больных, перенесших удаление гортани, и разработка на их основе структуры программного комплекса для голосовой реабилитации. На основе рассмотренных процессов и созданной структуры описывается процесс голосовой реабилитации и проходящие информационные процессы, которые используют бионические принципы.

**Ключевые слова:** эвристическая модель, программа, генерация речи, головной мозг, псевдоголос, рак гортани.  
**doi:** 10.21293/1818-0442-2017-20-1-101-104

В России в программных и программно-аппаратных комплексах, использующих биологическую обратную связь в процессе реабилитации, на сегодняшний день, как правило, используются методы, преобразующие полученную информацию в статические зрительные образы [1, 2]. Данный подход не всегда имеет положительные результаты. Косвенно это связано с использованием только статических зрительных образов. Как показывают исследования в области аудиовизуального восприятия, при зрительном сигнале звук сокращает время реакции на 5–10% [3]. Этот результат демонстрирует возможность влияния звука на зрительное восприятие. Существующие на сегодняшний день программные комплексы, как правило, основаны на структуре, не позволяющей их использовать для широкого круга задач. Данная статья направлена на изучение возможности создания структуры, на основе которой возможно построение программных комплексов для использования в различных задачах с использованием биологической обратной связи.

### Речевые функции головного мозга человека

Процесс восприятия и генерации речи человеком (рис. 1) можно представить как простой алгоритм [4]:

- шаг 1: собственная или сторонняя речь (любой другой звуковой сигнал) поступает через уши на барабанную перепонку;
- шаг 2: колебания барабанной перепонки преобразуются в звуковой сигнал и передаются посредством внутренних нервных связей в слуховую кору (которую можно считать частью центра Вернике);
- шаг 3: в центре Вернике полученный звуковой сигнал распознается в образы;
- шаг 4: на основе полученных образов в центре Вернике посредством ассоциативных центров формируются возвратные образы (что хочет сказать человек), если есть слуховой образ предмета;
- шаг 5: из сформированных возвратных образов в центре Брока формируется фонологическая и синтаксическая кодификация (обеспечивается согласованность звуков) и передается в моторную кору;

- шаг 6: моторная кора, основываясь на полученной информации, активирует губы, мышцы языка, артикуляционный аппарат и другие органы, участвующие в речевобразовании.

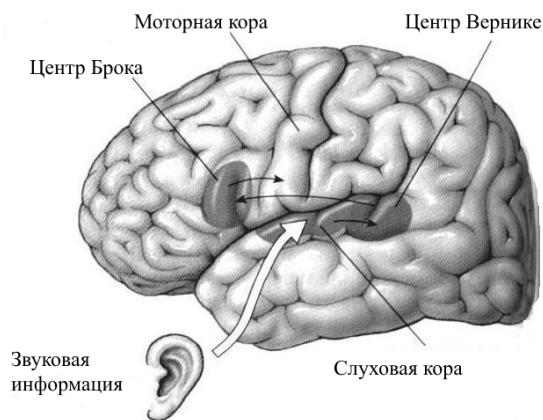


Рис. 1. Взаимодействие центров мозга при восприятии и генерации речи

Центр Вернике чувствует не только при обработке звуковой информации, но также и при обработке зрительных образов. В случае распознавания зрительных образов алгоритм будет аналогичен алгоритму восприятия и генерации речи, за тем лишь исключением, что первичная информация будет считываться глазами человека и далее передаваться в зрительную кору (рис. 2).

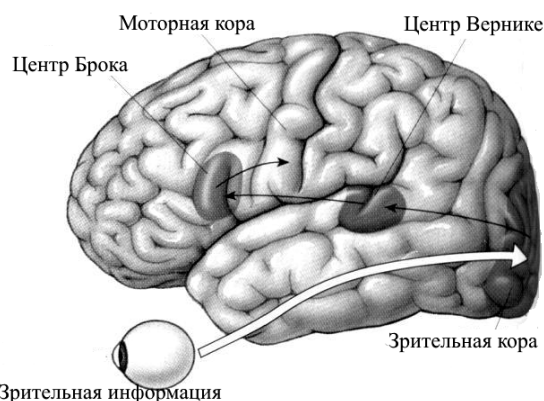


Рис. 2. Взаимодействие центров мозга и органов чувств при обработке зрительной информации

Под зрительной информацией здесь стоит понимать как написанное слово, так и нарисованный образ. Таким образом, исходя из рассмотренных процессов распознавания/генерации речи и распознавания зрительных образов, выделим несколько свойств:

- центр Вернике служит для обработки поступающих сигналов с органов чувств как зрительных образов, так и звуковых сигналов;
- из центра Вернике в центр Брока информация передается по дугообразному пучку только в том случае, если известен слуховой/визуальный образ;
- при выходе из строя одного из центров мозга участвующих в распознавании и генерации речи, речь будет нарушена в разной степени в зависимости от локализации места поражения и от его сложности.

Рассмотрев взаимодействие органов чувств и центров головного мозга при восприятии и генерации речи и учитывая описанные выше свойства этих процессов, составим эвристическую модель процессов восприятия информации и генерации речи, используя нотацию Гейн-Сарсона (рис. 3).

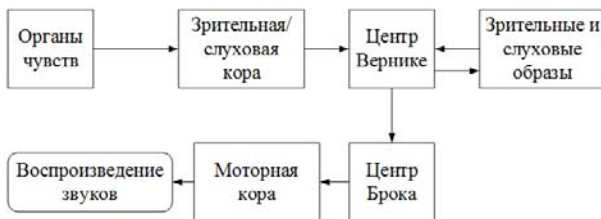


Рис. 3. Эвристическая модель процессов восприятия информации и генерации речи

### Речевые функции головного мозга пациента после удаления гортани

Согласно [5] у пациентов, перенесших операцию полного удаления гортани вследствие рака, наблюдается ряд изменений в процессе речеобразования, как анатомических, так и рефлекторных.

Среди анатомических изменений [6] выделяют следующие:

- отсутствие модулирующего органа речеобразования – гортани;
- физически отсутствует связь между легкими и речеобразующем трактом, так как трахея выводится на переднюю стенку горла через трахеостому, и служит теперь только для дыхания, не снабжая речеобразующий тракт воздухом.

Наиболее важными в рамках данной статьи являются рефлекторные изменения, так как они связаны непосредственно с работой центров головного мозга:

- на уровне непосредственного управления мышцами гортани центральная нервная система теряет все связи на уровне  $\alpha$ -мотонейронов;
- на уровне центральной нервной системы разрывается речевой круг в центре Вернике;
- центр Брока не обладает более способами генерации речи.

На основании анатомических и рефлекторных причин выделяют основные следствия:

- потеря рефлекса фонации;
- полностью сохраняется рефлекс артикуляции, что показано в разработанной математической модели [6];
- центр Вернике не готов к фонации пищеводным голосом за счет отсутствия внутренней ассоциации признака звонкого звука и фонацией сужением пищевода.

Анатомические изменения, приведенные в [9], отражают рефлекторные изменения. Рассматривая полученную ранее эвристическую модель процессов восприятия информации и генерации речи и учитывая рефлекторные изменения в процессе речеобразования после удаления гортани можно перейти к новой модели восприятия-генерации и распознавания зрительных образов для пациентов, перенесших резекцию гортани (рис. 4)



Рис. 4. Эвристическая модель процессов восприятия-генерации речи и распознавания зрительных образов у пациентов после удаления гортани

Первое следствие о том, что на уровне центральной нервной системы разрывается речевой круг в центре Вернике, находит свое отражение в модели в том, что в хранилище образов просто нет образов тех звуков, которые пациент произносит на этапах тренировки. Второе следствие нарушения речевого круга, заключающееся в том, что центр Брока не обладает более способами генерации речи, сводится к тому, что из центра Вернике более не поступают возвратные образы в центр Брока, т.е. второе следствие возникает напрямую из первого.

Таким образом, отмечаем что достаточно важную роль в рассматриваемой эвристической модели играет хранилище образов, и наполнение его нужной информацией, достаточным количеством слуховых образов позволит пациенту воспринимать свою речь, что восстановит речевой круг. Также немаловажным является наполнение хранилища слуховых образов не только достаточным набором образов, но и чтобы эти образы были правильными, так как наполнение ложными слуховыми образами может привести к неправильной работе модели. Так, если на первых этапах голосовой реабилитации будут появляться нежелательные типы голоса, такие как, например, фарингиальный, при сохранении этих образов переучиться в дальнейшем будет уже практически невозможно.

### Структура программного комплекса

Используя бионические принципы, на основе эвристической модели процессов восприятия информации и генерации речи опишем структуру программного комплекса голосовой реабилитации он-

кологических больных после резекции гортани (рис. 5).

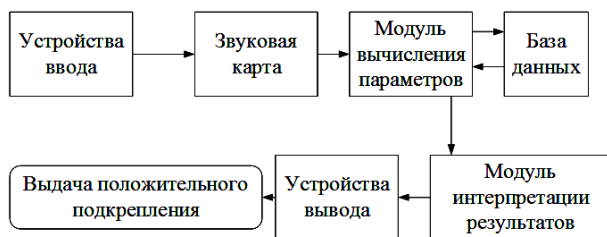


Рис. 5. Структура программного комплекса на основе модели процессов восприятия информации и генерации речи

Каждый из структурных блоков программного комплекса соответствует органу, описанному в эвристической модели эвристической модели процессов восприятия информации и генерации речи. Проведем эти аналогии:

- устройства ввода – органы чувств;
- звуковая карта – слуховая кора;
- модуль вычисления параметров – центр Вернике;
- модуль интерпретации результатов – центр Брока;
- устройства вывода – моторная кора;
- положительное подкрепление – произносимые звуки.

Приведенные аналогии имеют место быть, так как выполняют схожие функции органы на уровне рефлексов, модули на уровне устройств и алгоритмов программного комплекса. Возвращаясь к нарушениям голосообразования, рассматриваемым в данном разделе, восстановив связь между центрами Вернике и Брока, можно способствовать восстановлению речи пациента. Предлагаемая структура про-

граммного комплекса позволит помочь центру Вернике интерпретировать произносимую речь не при помощи слуховых образов, которые были сформированы до нарушений, а при помощи посылки положительного подкрепления. Визуальная часть подкрепления пойдет через зрительную кору в центр Вернике, где, исходя из наборов зрительных образов, будет распознана как положительная. Звуковая часть подкрепления также будет воспринята центром Вернике, если набор звуковых подкреплений будет сформирован из знакомых ранее пациенту звуков.

#### Голосовая реабилитация больных после удаления гортани

Расширим рассмотренную ранее модель процессов восприятия-генерации речи и распознавания зрительных образов после удаления гортани и, добавив к ней воздействие модели программного комплекса, получим новую модель процесса голосовой реабилитации больных после удаления гортани (рис. 6). При таком построении взаимодействия пациента и программного комплекса мы избавляемся от нарушенных связей между центром Брока и Вернике, центром Вернике и хранилищем слуховых образов, так как теперь оперируем простыми слуховыми и зрительными образами, которые были известны ранее. Также такое построение взаимодействия является более естественным и соответствует обоснованному использованию аудиовизуальных положительных подкреплений [7]. Так как предложенная модель не противоречит модели для здоровых пациентов, представляется возможным ее использование и в других задачах, которые решаются при помощи методов, основанных на биологической обратной связи, заменив устройства ввода и устройство обработки полученных сигналов (в нашей модели это звуковая карта).



Рис. 6. Модель взаимодействия пациента и программного комплекса в процессе реабилитации

Предложенная модель позволяет не фокусироваться на конкретных методах обработки сигналов и устройствах, используемых в процессе реабилитации. Также в отличие от ранее используемых методов [8, 9] предлагается оправданное использование

аудиовизуальных подкреплений. Отметим, что согласно модели очень важным является составление набора зрительных и слуховых образов для подкреплений. Разделение модулей вычисления параметров и модуля интерпретации результатов позволяет



создавать на основе модели более сложные комплексы [10, 11].

#### Заключение

Рассмотрены речевые функции головного мозга и на их основе предложена эвристическая модель процессов восприятия информации и генерации речи. На основе предложенной модели составлена структура программного комплекса для проведения тренировок на основе биологической обратной связи. С учетом рефлекторных изменений больных после удаления гортани составлена модель взаимодействия пациента и программного комплекса в процессе голосовой реабилитации.

Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда (проект № 16-15-00038).

#### Литература

1. Балацкая Л.Н. Речевая реабилитация и качество жизни после хирургического лечения больных раком гортани // Сибирский онкологический журнал. – 2003. – № 2. – С. 54–57.
2. Балацкая Л.Н. Биологическая обратная связь в процессе голосовой реабилитации после удаления гортани / Л.Н. Балацкая, С.С. Харченко // Матер. докладов X Междунар. науч.-практ. конф. «Электронные средства и системы управления». – 2014. – Ч. 2. – С. 10–12.
3. Visuo-auditory interactions in the primary visual cortex of the behaving monkey: Electrophysiological evidence [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://bmcneurosci.biomedcentral.com/articles/10.1186/1471-2202-9-79>, свободный (дата обращения: 24.03.2017).
4. Ремизов А.Н. Медицинская и биологическая физика. – М.: Наука, 2004. – С. 87–112.
5. Реабилитация больных опухолями головы и шеи / Е.Л. Чойнзонов, Л.Н. Балацкая, З.Д. Кицманюк и др. – Томск: Изд-во НТЛ, 2003. – 296 с.
6. Харченко С.С. Модель образования псевдоголоса в процессе фонации пищеводной речи // Доклады ТУСУРа. – 2016. – Т. 19, № 3. – С. 81–84.
7. Investigation of the Influence of the Positive Reinforcement Method using Biofeedback [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://medcraveonline.com/IJBSBE/IJBSBE-02-00020.pdf>, свободный (дата обращения: 24.03.2017).
8. Медико-технический комплекс для исследования речевого сигнала при нарушениях голосообразования / В.П. Бондаренко, Е.Ц. Чойнзонов, Л.Н. Балацкая и др. // Медицинская техника. – 2007. – № 4. – С. 11–13.
9. Программные средства комплекса исследования речевого сигнала при злокачественных заболеваниях гортани / В.П. Бондаренко, Е.Ц. Чойнзонов, Л.Н. Балацкая и др. // Медицинская техника. – 2009. – № 4. – С. 33–38.
10. Программный комплекс речевой реабилитации онкологических больных после резекции гортани / С.С. Харченко, Р.В. Мещеряков, Д.А. Вольф и др. // Медицинская техника. – 2016. – № 2. – С. 51–55.
11. Volf D. The singular estimation pitch tracker / D. Volf, R. Meshcheryakov, S. Kharchenko // Proceedings of the 17th International Conference on Speech and Computer, SPECOM 2015. – Greece, Athens, 2016. – PP. 454–462.

#### Харченко Сергей Сергеевич

М.н.с. каф. комплексной информационной безопасности электронно-вычислительных систем ТУСУРа  
Тел.: +7-983-233-66-44  
Эл. почта: [ss.kharchenko@gmail.com](mailto:ss.kharchenko@gmail.com)

Kharchenko S.S.

#### Creating a structure of a software package for vocal rehabilitation of patients after larynx removal based on bionic principles

This article investigates the possibility of creating a structure for software packages to be used to solve various tasks based on biofeedback. Based on the reviewed processes and the structure created, the process of voice rehabilitation is presented.

**Keywords:** heuristic model of speech generation, brain, esophageal voice, larynx cancer.

УДК 681.511.2

Т.А. Езангина, С.А. Гайворонский, И.В. Хожаев

## Управление зарядной станцией для автономного подводного аппарата

Разрабатывается система управления движением зарядной станции, спускаемой с судна-носителя на кабель-тросе в условиях морской качки. При этом рассматривается режим погружения зарядной станции на большую глубину и последующий режим стабилизации ее положения. Для указанных режимов разработана математическая модель системы управления с учетом распределенности массы длинного кабель-троса, интервальной неопределенности параметров звена «трос – зарядная станция» и наличия трения кабель-троса о воду. С целью компенсации влияния морской качки в указанных режимах предлагается использовать линейный робастный регулятор, управляющий установленной на зарядной станции амортизирующей лебедкой. На основе коэффициентного метода проведены параметрический синтез робастного регулятора и моделирование системы управления зарядной станцией.

**Ключевые слова:** зарядная станция, интервальная неопределенность, распределенные параметры, математическая модель, присоединенная масса воды, трение, морская качка.

**doi:** 10.21293/1818-0442-2017-20-1-105-109

В настоящее время наблюдается активное исследование Мирового океана с помощью автономных подводных аппаратов. При этом, согласно [1–5], увеличение временного ресурса их работы возможно путем подзарядки аккумуляторов без подъема на судно. Для этого предлагается использовать спускаемые на кабель-тросе зарядные станции, к которым пристыковываются подводные аппараты. Однако морская качка может осложнить процесс спуска зарядной станции (ЗС) и ее стыковку.

Для компенсации влияния морской качки предлагается разработать системы автоматического управления ЗС. При их разработке необходимо учитывать, что некоторые физические параметры объектов управления могут изменяться в процессе функционирования по заранее неизвестным законам в определенных пределах или быть точно неизвестными (длина упругого кабель-троса и, следовательно, его параметры, масса ЗС, плотность воды). При движении ЗС необходимо учитывать также присоединенную массу воды, которая зависит от геометрических характеристик ЗС. При этом следует заметить, что если кабель-трос имеет значительную длину (сотни метров и даже километры), то он обладает существенной массой, достигающей до нескольких тонн. Потому при построении математической модели необходимо кабель-трос рассматривать как упругий элемент с распределенной по длине массой, а также следует учитывать наличие трения кабель-троса о воду.

Известный способ управления амортизирующей лебедкой [6] в режимах спуска и стабилизации ЗС основан на концепции многорежимного регулирования. Данный подход предусматривает наличие двух систем управления со своими регуляторами и блока переключения. При этом представляет интерес анализ возможности компенсации морской качки в рассматриваемых режимах с помощью одной системы управления с одним линейным робастным регулятором.

### Математическое описание электроприводов

Для разработки структурной схемы системы управления ЗС запишем уравнения для отдельных элементов системы. Уравнение вертикального движения ЗС имеет вид:  $m_{3C} \frac{dV_{3C}}{dt} = F_H$ , где  $m_{3C}$  – масса ЗС,  $V_{3C}$  – вертикальная скорость ЗС,  $F_H$  – сила натяжения в тросе.

Электропривод амортизирующей лебедки описывается уравнением  $J_2 \frac{d\omega_{АЛ}}{dt} = M_{дв} + M_H$ , где

$M_{дв}$  – управляющий момент привода амортизирующей лебедки (АЛ),  $J_2$  – момент инерции амортизирующей лебедки,  $\omega_{АЛ}$  – угловая скорость вращения барабана амортизирующей лебедки,  $M_H = F_H R_2$  – момент, создаваемый на амортизирующей лебедке силой натяжения троса,  $R_2$  – радиус барабана амортизирующей лебедки. При этом  $M_{дв} = k_{м2}(U_p - U_e)$ , где  $U_p$  – выходное напряжение регулятора амортизирующей лебедки;  $k_{м2}$  – коэффициент передачи привода амортизирующей лебедки по моменту;  $U_e = k_{e2}\omega$  – напряжение противоЭДС двигателя амортизирующей лебедки;  $k_{e2}$  – коэффициент противоЭДС двигателя амортизирующей лебедки. Напряжение  $U_p$ , поступающее на амортизирующую лебедку, формируется линейным регулятором, входной сигнал которого равен разности  $U_{ипс} - U_{зс1}$ , где  $U_{ипс}$  – напряжение измерительного преобразователя скорости ЗС,  $U_{зс1}$  – напряжение датчика скорости (ЗС1).

Математическое описание электропривода судовой лебедки (СЛ) аналогично описанию привода амортизирующей лебедки. При этом контур регулирования скорости судовой лебедки содержит отрицательную обратную связь по скорости  $\omega_{СЛ}$ , на

пряжение которой определяется уравнением  $U_{oc} = k_{oc} \omega_{cl}$ . Входное напряжение  $U_1$  судовой лебедки определяется усилителем с коэффициентом  $k_{yc}$  на основании выражения  $U_1 = k_{yc}(U_{3c1} - U_{oc})$ .

В качестве регулятора выбран пропорционально-интегральный (ПИ) регулятор  $W_p(s) = (k_1 + k_2 s)/s$  ( $k_1$  и  $k_2$  – настройки регулятора), обеспечивающий в системе астатизм первого порядка.

#### Учет распределенности массы длинного троса

На основе [7] получим передаточные функции, описывающие законы передачи приращения силы натяжения длинного, обладающего значительной массой кабель-троса с одного его конца на другой. Введем обозначения:  $\Delta F_H^{BK}$  – приращение силы натяжения верхнего конца кабель-троса;  $\Delta F_H^{HK}$  – приращение силы натяжения нижнего конца кабель-троса;  $\Delta l_{HK}$  – удлинение нижнего конца кабель-троса;  $\Delta l_{BK}$  – удлинение верхнего конца кабель-троса;  $m_k$  – масса кабель-троса. Согласно [7] передаточная функция между удлинением кабель-троса на одном конце и приращением на нем силы натяжения имеет вид

$$W^l(s) = \frac{\Delta F_H^{BK}}{\Delta l_{BK}} = \frac{\Delta F_H^{HK}}{\Delta l_{HK}} = \frac{C_{удТ} \sqrt{b} \cdot ch(l\sqrt{b})}{sh(l\sqrt{b})}, \quad (1)$$

где  $b = \frac{s}{a^2}(s+2h)$ ,  $2h = \chi_{удТ}/m_k$ ,  $a^2 = C_{удТ}/m_k$ ,  $C_{удТ}$  – удельное значение коэффициента жесткости кабель-троса;  $\chi_{удТ}$  – удельное значение коэффициента демпфирования колебаний в кабель-тросе.

Заметим, что после появления приращения силы натяжения на одном конце кабель-троса оно передается на другой конец в соответствии с передаточной функцией

$$W^F(s) = \frac{\Delta F_H^{BK}}{\Delta F_H^{HK}} = \frac{\Delta F_H^{HK}}{\Delta F_H^{BK}} = \frac{1}{ch(\sqrt{lb})}. \quad (2)$$

Если гиперболические функции в выражениях (1) и (2) разложить в степенные ряды и ограничиться рассмотрением только двух первых членов  $ch(\sqrt{l^2 b}) = 1 + \frac{bl^2}{2}$ ;  $sh(\sqrt{l^2 b}) = \sqrt{l^2 b} (1 + \frac{l^2 b}{6})$ , то передаточные функции (1) и (2) примут вид

$$W^l(s) = \frac{\Delta F_H^{BT}}{\Delta l_{BT}} = \frac{\Delta F_H^{HT}}{\Delta l_{HT}} = 3C_{удТ} \frac{l_T^2 m_T s^2 + \chi_{удТ} l_T^2 s + 2C_{удТ}}{l_T^3 m_T s^2 + \chi_{удТ} l_T^3 s + 6C_{удТ} l_T}, \quad (3)$$

$$W^F(s) = \frac{\Delta F_H^{BT}}{\Delta F_H^{HT}} = \frac{\Delta F_H^{HT}}{\Delta F_H^{BT}} = \frac{2C_{удТ}}{l_T m_T s^2 + \chi_{удТ} l_T s + 2C_{удТ}}. \quad (4)$$

Таким образом, математическая модель длинного кабель-троса может быть представлена как объект с двумя входами (удлинениями на концах кабель-троса) и двумя выходами (приращениями сил натяжения на концах кабель-троса). Заметим, что такой кабель-трос следует отнести к классу многосвязных, поскольку удлинение любого его конца влияет не только на приращение натяжения на нем, но и на другом конце кабель-троса.

#### Учет трения троса о воду и присоединенной массы воды

При вертикальном движении упругого кабель-троса длиной  $l_T$ , если кабель-трос при этом растягивается или сжимается,  $F_{тр}$  будем рассматривать как сумму двух составляющих: силы трения  $F_{тр1}$  верхней части кабель-троса и силы трения  $F_{тр2}$  его нижней части. Если принять скорость верхней части кабель-троса равной  $V_{BK}$ , а нижней –  $V_{HK}$ , то  $F_{тр}$  предлагается определять следующим образом:

$$F_{тр} = F_{тр2} + F_{тр1} = 0,5k_T d \frac{l_T}{2} \rho V_{HK} + 0,5k_T d \frac{l_T}{2} \rho V_{BK} = 0,25k_T d l_T \rho (V_{HK} + V_{BK}), \quad (5)$$

где  $d$  – диаметр троса,  $\rho$  – плотность воды,  $k_T = 0,02 \div 0,025$  – безразмерный коэффициент.

Известно, что на движение тела в воде влияет присоединенная масса воды, которая добавляется к массе тела. Поэтому если ЗС массой  $m_{ЗС}^*$  движется в воде вертикально под действием силы  $F$ , то сопротивление воды пропорционально ускорению  $a$  ЗС и по основному закону динамики  $F = m_{ЗС}^* a$ , причем

$$m_{ЗС}^* = (m_{ЗС} + \mu), \quad (6)$$

где  $\mu$  – присоединенная масса воды. Она зависит от формы ЗС, направления его движения и плотности воды. В соответствии с [8] ЗС в форме параллелепипеда при спуске-подъеме имеет присоединенную массу воды

$$\mu = \frac{\pi \rho r^2 l_{ЗС}^2}{4\sqrt{r^2 + l_{ЗС}^2}} (1 - 0,425 \frac{r l_{ЗС}}{r^2 + l_{ЗС}^2}), \quad (7)$$

где  $r$  – ширина ЗС,  $l_{ЗС}$  – длина ЗС.

#### Учет интервальной неопределенности параметров

В системе рассматриваются следующие интервальные параметры:  $[l_T]$ ,  $[C_{удТ}]$ ,  $[\chi_{удТ}]$ ,  $[m_{ЗС}]$ ,  $[m_T]$ ,  $[\rho]$ . С учетом этих интервально – неопределенных параметров формулы (3)–(7) соответственно примут вид  $[F_{тр}] = 0,25k_T d [l_T] [\rho] (V_{HK} + V_{BK})$ ;

$$W^l(s) = \frac{\Delta F_H^{BT}}{\Delta l_{BT}} = \frac{\Delta F_H^{HT}}{\Delta l_{HT}} =$$

$$= 3[C_{удГ}] \frac{[L_T]^2 [m_T] s^2 + [\chi_{удГ}] [L_T]^2 s + 2[C_{удГ}]}{[L_T]^3 [m_T] s^2 + [\chi_{удГ}] [L_T]^3 s + 6[C_{удГ}] [L_T]};$$

$$W^F(s) = \frac{\Delta F_H^{BT}}{\Delta F_H^{HT}} = \frac{\Delta F_H^{HT}}{\Delta F_H^{BT}} =$$

$$= \frac{2[C_{удГ}]}{[L_T] [m_T] s^2 + [\chi_{удГ}] [L_T] s + 2[C_{удГ}]};$$

$$[\mu] = \frac{\pi[\rho]r^2 l^2}{4\sqrt{r^2 + l_{3C}^2}} (1 - 0,425 \frac{r l_{3C}}{r^2 + l_{3C}^2});$$

$$[m_{3C}^*] = ([m_{3C}] + [\mu]).$$

Таким образом, интервальная структурная схема системы управления ЗС, которая учитывает все указанные особенности объекта управления, приведена на рис. 1.

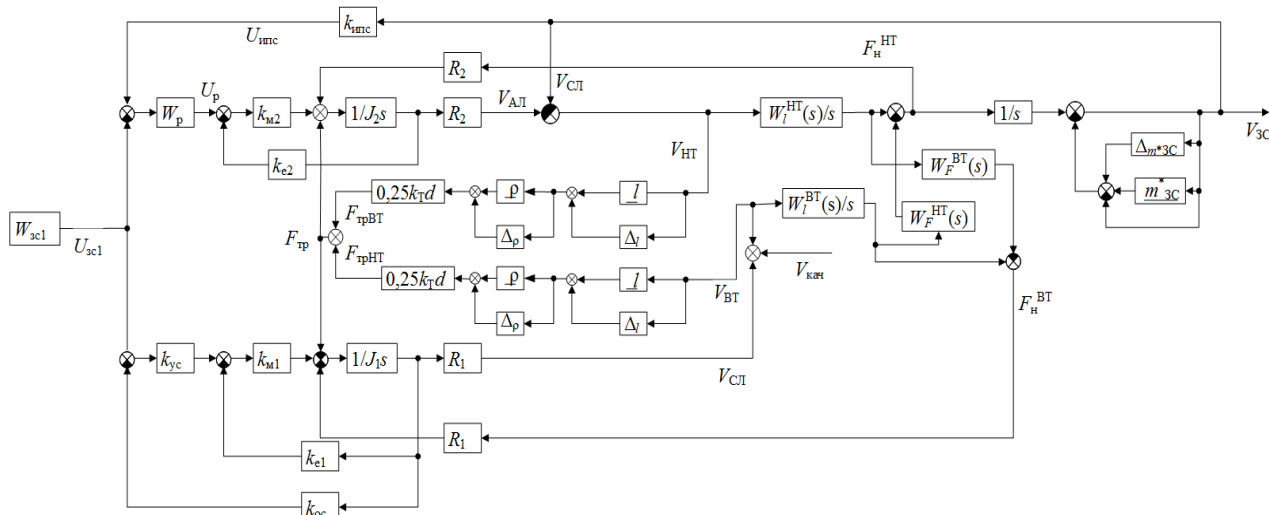


Рис. 1. Структурная схема системы управления ЗС

На основании полученной схемы выведены передаточные функции системы управления ЗС по возмущающему и управляющему воздействиям

$$W_{зам}(s) = \frac{V_{3C}(s)}{V_{кач}(s)} = \frac{B(s)}{A(s)} = \frac{\sum_{h=1}^{11} [b_{h4}] s^h}{\sum_{q=0}^{14} [a_q] s^q},$$

$$W_{зам}(s) = \frac{V_{3C}(s)}{U_{зс1}(s)} = \frac{B(s)}{A(s)} = \frac{\sum_{h_1=0}^{11} [b_{h_1}] s^{h_1}}{\sum_{q=0}^{14} [a_q] s^q}.$$

В результате применения алгоритма [4] найдены параметры регулятора  $k_1=2500$ ,  $k_2=5200$  и максимальная робастная степень устойчивости  $\alpha=0,05$ .

### Моделирование процессов управления ЗС

Для подтверждения полученных результатов проведено моделирование разработанной системы управления ЗС. Моделирование спуска и стабилизации ЗС выполнено на основе концепции замороженных коэффициентов. В соответствии с ней процесс управления разделен на участки с фиксированными наборами значений интервальных параметров звена «трос – ЗС». Они приведены в таблице. График возмущающего воздействия представлен на рис. 2, а, управляющего воздействия – на рис. 2, б. Результаты моделирования режима спуска ЗС и его стабилизации с синтезированным ПИ-регулятором показаны на рис. 2, в и г. Из анализа графиков видно, что при спуске ЗС на глубину 6000 м среднее квадратичное значение отклонения скорости ЗС от скорости СЛ в режиме ее спуска составляет 0,025 м/с, а в режиме стабилизации – 0,015 м/с.

Значения параметров звена «трос – ЗС» в зависимости от глубины погружения

| Параметры                  | Участки            |                    |                    |                    |                    |                   |
|----------------------------|--------------------|--------------------|--------------------|--------------------|--------------------|-------------------|
|                            | 1                  | 2                  | 3                  | 4                  | 5                  | 6                 |
| $L_T^H$ , м                | 10                 | 750                | 2250               | 3750               | 5250               | 6000              |
| $C_{удГ}$ , Н              | $3,5 \times 10^7$  | $3,34 \times 10^7$ | $3,18 \times 10^7$ | $3,02 \times 10^7$ | $2,86 \times 10^7$ | $2,7 \times 10^7$ |
| $C_T$ , Н/м                | $3,5 \times 10^6$  | $4,45 \times 10^4$ | $1,41 \times 10^4$ | $8,05 \times 10^3$ | $5,44 \times 10^3$ | $4,5 \times 10^3$ |
| $\chi_{удГ}$ , Нс          | $5,4 \times 10^4$  | $5,1 \times 10^4$  | $4,8 \times 10^4$  | $4,5 \times 10^4$  | $4,2 \times 10^4$  | $3,9 \times 10^4$ |
| $m_T$ , кг                 | 16                 | $1,2 \times 10^3$  | $3,6 \times 10^3$  | $6 \times 10^3$    | $8,4 \times 10^3$  | $9,6 \times 10^3$ |
| $\rho$ , кг/м <sup>3</sup> | $1 \times 10^3$    | $1,03 \times 10^3$ |                    |                    | $1,07 \times 10^3$ |                   |
| $m_{3C}^*$ , кг            | $4,47 \times 10^3$ | $4,65 \times 10^3$ |                    |                    | $4,81 \times 10^3$ |                   |

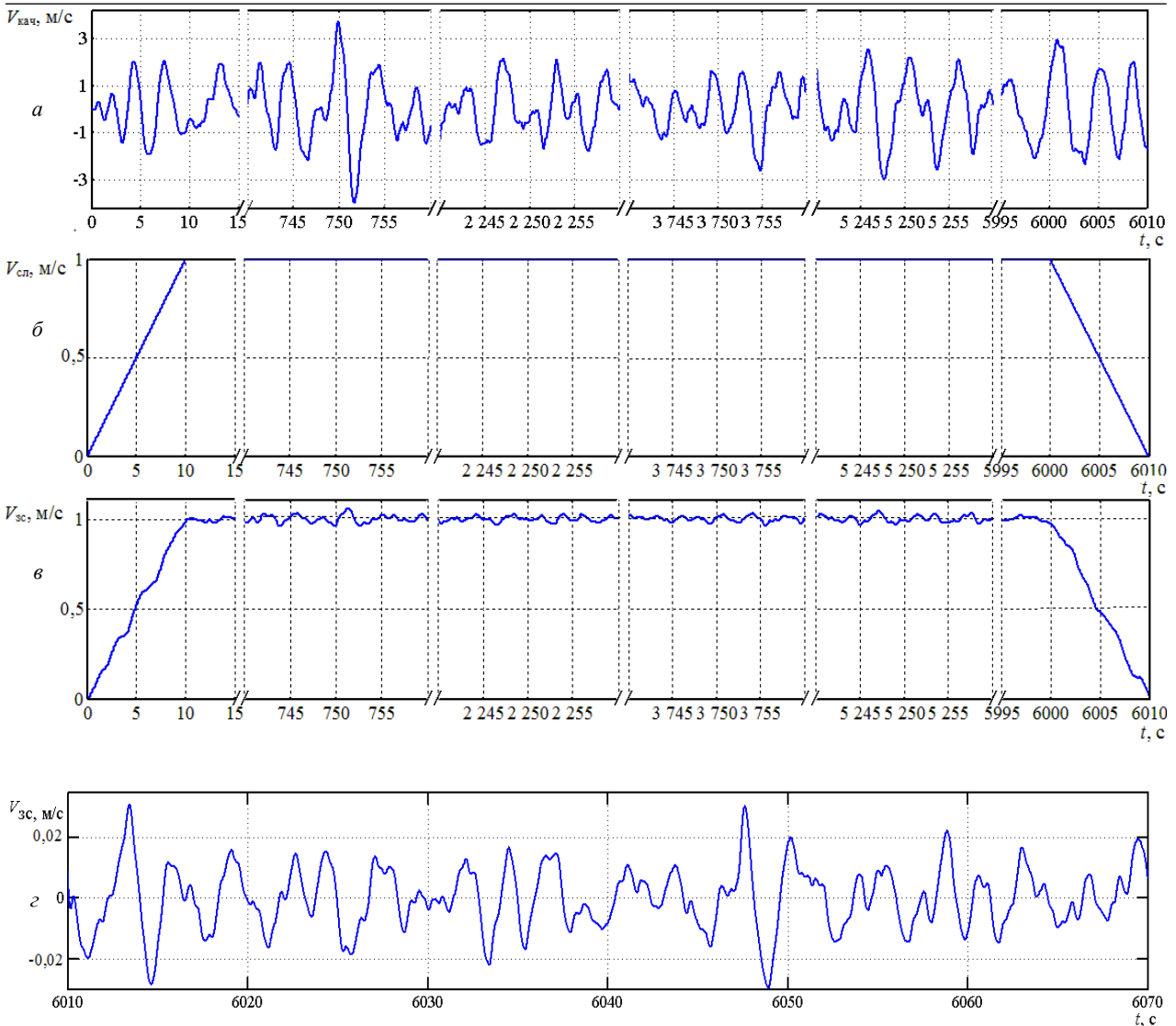


Рис. 2. Графики изменения: скорости морской качки – а; скорости судовой лебедки – б; скорости спускаемой ЗС – в; скорости ЗС при стабилизации – г

### Заключение

Разработана интервальная математическая модель и получены передаточные функции по управлению и возмущению системы управления для погружения ЗС на большие глубины и ее стабилизации. При этом компенсация морской качки проводится по сигналу отклонения скорости ЗС от скорости СЛ. В модели кабель-трос рассматривается с учетом распределенности его массы и трения о воду. Для проверки работоспособности спроектированной системы проведено ее моделирование в пакете MATLAB. Учитывая, что модель системы содержит интервально-неопределенные параметры, для моделирования применялся метод замороженных коэффициентов. Моделирование показало, что предложенная структура системы управления и рассчитанные настройки робастного ПИ-регулятора позволяют решить задачу демпфирования колебаний ЗС в условиях действия морской качки и проявления характерных особенностей системы.

### Литература

1. Nam B.W. Effects of Passive and Active Heave Compensators on Deepwater Lifting Operation / B.W. Nam, S.Y. Hong, Y.S. Kim // *International Journal of Offshore and Polar Engineering*. – 2013. – Vol. 23, № 1. – PP. 33–37.
2. Rowe S. Deepwater installation of subsea hardware / S. Rowe, B. Mackenzie, R. Snell // *Proceedings of the 10th Offshore Symposium*, Houston, TX. – 2001. – PP. 1–9.
3. A Heave Compensation Approach for Offshore Cranes / J. Neupert, T. Mahl, B. Haessig, O. Sawodny, K. Schneider // *American Control Conference*. – Seattle, Washington, USA. – 2008. – PP. 538–543.
4. Езангина Т.А. Управление спускаемым подводным аппаратом в условиях морского волнения / Т.А. Езангина, С.А. Гайворонский // *Проблемы управления*. – 2014. – №. 6. – С. 9–14.
5. Кувшинов Г.Е. Влияние морского ветрового волнения на глубоководный привязной объект / Г.Е. Кувшинов, Л.А. Наумов, К.В. Чупина. – Владивосток: Дальнаука, 2008. – 215 с.

6. Езангина Т.А. Анализ и синтез систем двухрежимного робастного управления привязными спускаемыми подводными объектами: дис. ... канд. техн. наук. – Хабаровск: Тихоокеанский гос. ун-т, 2016. – 193 с.

7. Бейнарович В.А. Представление длинных упругих канатов в системах автоматического регулирования / В.А. Бейнарович и др. // Изв. Том. политехн. ин-та. – Изд-во Том. ун-та, 1975. – Т. 285: Автоматизация промышленных установок. – С. 100–104.

8. Риман И.С. Присоединенные массы тел различной формы / И.С. Риман, Р.Л. Крепс // Труды ЦАГИ. – М., 1947. – Вып. 635. – 47 с.

---

**Езангина Татьяна Александровна**

Инженер каф. автоматики и компьютерных систем (АиКС) Национального исследовательского Томского политехнического университета  
Тел.: +7 (382-2) 70-17-77, доп. 52-78  
Эл. почта: eza-tanya@yandex.ru

**Гайворонский Сергей Анатольевич**

Канд. техн. наук, доцент каф. АиКС  
Тел.: +7 (382-2) 70-17-77, доп. 11-18  
Эл. почта: saga@tpu.ru

**Хожяев Иван Валерьевич**

Аспирант каф. АиКС  
Тел.: +7 (382-2) 70-17-77, доп. 52-78  
Эл. почта: ivh1@tpu.ru

Ezangina T.A., Gayvoronskiy S.A., Khozhaev I.V.

**Charging station control system for an underwater robot**

The article describes the systems to damp vertical oscillations of a charging station at great depths caused by sea disturbance using a shock-absorbing hoist located on the control station. The obtained mathematical model of the control system for a charging station takes into consideration the features of a control object. The latter includes the change of a cable-rope, its mass distribution by a considerable length, interval uncertainty of cable-rope features, mass of the charging station, associated water mass, change of water density and presence of friction of a cable-rope on water.

**Keywords:** charging station, interval uncertainty, distribution of a parameters, mathematical model, associated water mass friction, disturbance.

УДК 004.8

**М.Д. Миронов, А.М. Кашевник**

## **Адаптивный интерфейс на базе смартфона для системы управления шестиколёсным мобильным роботом**

Описывается разработка адаптивного интерфейса для управления шестиколёсным мобильным роботом, основанного на концепции интеллектуальных пространств. Рассмотрены современные исследования в области интерфейсов управления беспилотными наземными транспортными средствами. Представлены архитектура системы управления роботом и архитектура Android-приложения, обладающего интерфейсом управления, способным адаптироваться к возможностям робота, потребностям пользователя и контексту выполняемой задачи. Приведён пример управления шестиколёсным роботом путём распределения задач управления в группе пользователей.

**Ключевые слова:** беспилотное наземное транспортное средство, интерфейс управления, интеллектуальное пространство, Android-приложение.

**doi:** 10.21293/1818-0442-2017-20-1-110-118

Благодаря технологичным материалам и высокой производительности микрочипов, современные роботы при малых габаритах обладают большими вычислительными мощностями, чем их предшественники. За счёт этого они могут выполнять всё более сложные задачи без прямого участия пользователя. В результате значительное развитие получает направление беспилотных [1] и киберфизических систем [2].

Сфера применения таких роботов может распространяться от антитеррористических операций до исследования других планет. Главным фактором достижения этой универсальности является то, что такие системы могут потенциально функционировать в условиях, в которых человек не может находиться. Чаще всего в качестве беспилотного наземного транспортного средства (unmanned ground vehicle – UGV) используются роботы различных размеров и конструкций. Снижение стоимости производства и стремительное развитие робототехники, как прикладной науки позволяют использовать роботов не только в научной или военной, но и в повседневной деятельности. В данном проекте для моделирования различных сценариев работы используется шестиколёсный мобильный робот, обладающий большим количеством различных приводов и соответственно высокой степенью подвижности всех элементов. За счёт этого робот обладает возможностью преодоления не только простых препятствий разной высоты с плоской вершиной, но и сложных составных разноразмерных препятствий, таких как лестница.

Помимо возможности доступа в различные локации, роботы должны иметь возможность управляться на расстоянии, т.к. на сегодняшний день не все процессы при функционировании робота возможно автоматизировать. Возросшее число возможностей и функций, выполняемых роботами, превратило устройства управления в сложные и громоздкие наборы рычагов и кнопок, управление которыми требует дополнительных тренировок и навыков.

На смену пультам управления могут прийти более универсальные устройства – смартфоны. В связи с развитием микроэлектроники смартфоны стали одними из самых востребованных устройств в современном мире. Такая популярность приводит к тому, что ежегодно они продаются миллиардными партиями во всём мире [3], что позволяет говорить о том, что они давно стали заменой мобильным телефонам и имеются почти у каждого человека. Растущий следом рынок мобильных технологий превращает смартфон в универсального помощника для пользователя при взаимодействии с различными физическими устройствами и сервисами в сети Интернет [4, 5]. На основе этого можно сделать вывод, что современные смартфоны, как ничто иное, подходят на роль универсального и многофункционального устройства удалённого управления. Также стоит отметить, что растущая с каждым годом вычислительная мощность позволяет им соперничать в производительности даже с персональными компьютерами середины двухтысячных годов [6], обладая при этом высокой автономностью. Речь идёт не только о мощности центрального процессора, но и о графической составляющей. Современные смартфоны могут обладать Full HD (1920×1080) разрешением экрана и диагональю до 6 дюймов. Эти характеристики позволяют отобразить на дисплее большое количество различных элементов управления роботом. Тем самым использование смартфона в качестве управляющего устройства позволяет решить проблему больших габаритов и веса устройства управления, но не проблему избыточности элементов управления.

Чаще всего для решения определённого набора задач пользователю требуется ограниченный набор инструментов и функций. Исходя из этого, становится очевидно, что чем удачнее будет организованное расположение элементов управления этими функциями, тем выше будет скорость выполнения задач оператором. В случае проектирования интерфейса управления мы имеем возможность только

компоновать элементы рядом друг с другом, располагая их в зависимости от частоты использования, по группам операций или по иному принципу. Но в конечном итоге мы всё равно получим устройство управления, весь функционал которого располагается на консоли. Работы по исследованию процессов адаптации интерфейсов управления ведутся уже значительное время [7, 8].

Процесс адаптации физических устройств управления грозит или уменьшением функционала управляемого устройства, или усложнением вызова его функций путём нажатия комбинаций клавиш. Тем самым можно сказать, что «отцифровка», перенос устройства управления на экран смартфона в виде приложения, увеличивает возможности при проектировании интерфейса управления. К примеру, появляется возможность скрывать большую часть функционала и отображать его только по требованию пользователя. Положительный эффект от такого шага очевиден, ведь при размещении на экране смартфона слишком большого количества рычагов и кнопок пользователю будет не только сложно не путать все элементы управления, но и визуальным образом интерфейс будет отпугивать избыточным разнообразием. Управление роботом будет удобным, только если смартфон будет обладать интуитивно понятным, простым и лаконичным интерфейсом управления и не будет содержать элементов, в которых нет необходимости в данный момент времени (контекстно-ориентированное отображение элементов управления). Это ведёт не только к увеличению продуктивности в решении типовых задач, но и снижает риски ошибочных нажатий.

Как упоминалось выше, большое количество элементов управления связано с ростом функциональных возможностей мобильных роботов. Также в зависимости от условий использования и выполняемых задач конфигурация роботов может сильно варьироваться, а в некоторых случаях в качестве UGV могут выступать несколько роботов, связанных друг с другом. Тем самым количество механизмов управления различными модулями возрастает в разы. С другой стороны, используемые механизмы сильно зависят от контекста, в котором находится робот. Ситуационная ориентированность функционала позволяет упростить процессы управления многокомпонентными роботами путём объединения нескольких функциональных элементов в один интерфейс доступа или скрывания ненужных в данный момент элементов. Так, к примеру, объединив доступ к нескольким приводам робота, можно добиться заметного упрощения решения задачи преодоления им различных препятствий: начиная от преодоления отдельно стоящего препятствия высотой больше радиуса колеса робота и заканчивая подъёмом по лестнице.

В рамках данного проекта для системы управления многоприводным UGV был разработан адаптивный интерфейс для смартфона под управлением Android ОС.

### Современные исследования в области мобильных интерфейсов управления

В наше время смартфоны обладают широким спектром встроенных датчиков и сенсоров. Акселерометр, гироскоп, GPS и другие датчики предоставляют возможности для реализации различных функций интерфейсов управления. Высокая производительность и многопоточность мобильных процессоров обеспечивают быстрое действие программ. Большое количество оперативной и физической памяти позволяет обрабатывать большое количество входящей информации. А растущая с каждым годом ёмкость аккумуляторных батарей увеличивает автономность работы устройства. Немалую роль в работе интерфейса управления играют высокое разрешение и размер дисплеев современных смартфонов.

Существует несколько основных подходов к реализации мобильных интерфейсов управления.

Самым популярным является применение стрелок направления [9]. Кнопки в виде стрелок, направленных вверх и вниз, отвечают за так называемые дроссельные команды (движение вперёд и назад), а иконки влево и вправо, в свою очередь, отвечают за рулевое управление объектом. Данный подход является наиболее простым в освоении для пользователей в силу своей интуитивной понятности и логичности. Но он также обладает и рядом недостатков. К примеру, при движении робота по сложной траектории осуществлять повороты и быстро маневрировать будет проблематично из-за необходимости частой смены нажимаемой кнопки. Иконки других функций помимо движения могут отображаться стрелками или другими условными иконками. В первом случае наличие нескольких похожих по смыслу функциональных клавиш может сбить пользователя с толку, а во втором требует дополнительного дизайна. Кроме этого, данный подход проявляет свою несовершенство в ситуациях, требующих одновременного использования большого количества функционала.

Другим вариантом реализации интерфейсов управления является использование визуального джойстика, что увеличивает количество возможных углов поворота колёс и тем самым увеличивает манёвренность объекта. Также такой подход не влияет на интуитивность управления, т.к. он используется в качестве регуляторов освещения, мощности или скорости вращения электродвигателей, для управления различными устройствами, машинами и механизмами вплоть до космических аппаратов [10]. Для управления направлением движения робота в данном подходе достаточно одного джойстика, что задействует только одну руку пользователя. Это оставляет больше свободы для одновременного манипулирования несколькими функциями, в отличие от предыдущего варианта.

Ещё одним из решений проблемы маневрирования является применение аналога рулевого колеса. В данном случае пользователь может управлять направлением поворота путём вращения иконки руле-



вого колеса против или по часовой стрелке. На практике данный подход имеет слишком избыточный набор возможных углов поворота, из-за чего вращение иконки до крайнего значения занимает много времени.

Использование таких элементов управления, как вертикальный и горизонтальный слайдеры, также является одним из подходов к разработке интерфейса управления. Изначально слайдеры находятся в среднем положении. Отклонение вертикального элемента служит для выполнения дроссельных команд, а горизонтального, в свою очередь, – для поворота. При отпускании бегунка значение слайдера возвращается к изначальному. Такой подход используется редко по причине его неинтуитивности.

Управление с помощью встроенного в смартфон акселерометра является одним из самых технологичных подходов [11]. В этом случае программа интерфейса управления фиксирует поворот смартфона в горизонтальной и вертикальной плоскости и даёт команду роботу на изменение направления или скорости соответственно. Наличие датчика гироскопа в устройстве позволяет использовать его для управления другими операциями манипулирования, к примеру поднятием той или иной части робота. Такой подход часто применяется в мобильных играх от первого или третьего лица (Angry Birds Go, Asphalt), но, как правило, в настройках всегда присутствует возможность переключиться на более классический интерфейс управления. Не в пользу данного подхода говорят слабая точность датчиков, необходимость их калибровки и неудобства управления таким интерфейсом в движении.

Использование голосового управления роботами, используемое в статье [12], также является одним из подходов к реализации интерфейса управления. С одной стороны, такой подход является наиболее удобным в ситуациях, когда у оператора заняты руки. Но с другой – требует сложного механизма распознавания и фильтрации. Кроме этого, при высоком уровне внешнего шума сильно ухудшается качество распознавания команд.

Авторы статьи [13] провели эксперимент, в котором пользователям предлагалось, управляя роботом, пройти трассу, используя 4 различные комбинации элементов управления. Комбинируя различные элементы управления, авторы провели 4 группы тестов с 20 пользователями. На основе среднего времени прохождения трассы, количества ошибочных действий и отзывов испытуемых, авторами был сделан вывод, что использование стрелок для рулевого управления и дроссельных команд является наиболее удобным и простым для пользователя, чем другие комбинации.

Большинство упомянутых подходов управления берут своё начало в видеоиграх от первого или третьего лица. При наличии установленной на роботе видекамеры и трансляции на экран смартфона пользователь управляет роботом по тому же принципу. В данном проекте видеосигнал не использует-

ся, поэтому для управления роботом в интерфейсе изображены его вид в профиль. Такой вариант отображения объекта управления позволяет реализовать гибридный подход к управлению: набор иконок-стрелок образует собой окружность наподобие джойстика, позволяющую управлять каждым элементом робота по отдельности. В зависимости от контекста и команд пользователя происходит частичное или полное скрытие функционала, что разгружает визуальное оформление интерфейса и акцентирует внимание пользователя на текущей задаче.

#### Постановка задачи

В данном проекте объектом управления является прототип шестиколёсного робота на мобильной робототехнической платформе МРП-100 (рис. 1) изготавливаемого в научно-техническом центре «РОКАД» [14].



Рис. 1. Шестиколёсный робот на мобильной робототехнической платформе МРП-100

UGV представляет собой двухсекционную платформу с колесно-шагающим движителем, предназначенную для создания на ее базе мобильных роботов и мобильных робототехнических комплексов для выполнения следующих задач:

- Визуальная, радиоэлектронная, аудио-, радиационная, химическая разведка местности, промышленных и жилых помещений, объектов транспорта при любой освещенности. Электронное картографирование результатов разведки. Передача данных разведки.
- Дистанционное исследование радиологической обстановки местности.
- Очистка и дезактивация территорий.
- Помощь в проведении антитеррористических операций: постановка радиоэлектронных помех, дымовых и специальных завес, доставка и применение спецсредств нелетального действия, скрытное проникновение на захваченные и охраняемые объекты, ведение отвлекающего огня, выявление огневых точек противника.
- Охрана объектов: патрулирование территории или периметра объекта, пресечение попыток проникновения на объект, нейтрализация нарушителей.
- Выполнение сложных технологических операций.
- Работа во взрыво- и пожароопасных средах [14].

Каждая ось платформы представляет собой отдельный блок с набором приводов. Центральный блок является связующим звеном, к которому с помощью трубок крепятся идентичные направляющий и замыкающий блоки. Эти блоки оснащены колёсными приводами, а также могут отдаляться от центрального блока на длину соединяющей трубки. Центральный блок имеет по приводу на каждое колесо оси и приводы, позволяющие вращать прикреплённые к ним соединяющие трубки. Так, с учётом всего набора приводов и креплений данный полноприводный робот может опускать, поднимать и вращать направляющие блоки (оси), а также увеличивать свою длину.

В рамках исследования была поставлена задача разработать адаптивный интерфейс на базе смартфона, с помощью которого пользователь мог бы решить следующую задачу. Используя приложения на мобильном телефоне, оператор посылает роботу команду движения вперёд. Сканируя пространство перед собой, робот двигается до тех пор, пока не определит впереди себя преграду или же не будет остановлен пользователем. При обнаружении преграды UGV остановится перед препятствием и подаст звуковой сигнал. Данное событие также будет отображено на пользовательском интерфейсе управления условным обозначением. После этого пользователь сможет либо вручную, самостоятельно управляя всеми действиями робота, преодолеть препятствие, либо просто дать роботу команду «преодолеть препятствие». В последнем случае робот в автоматическом режиме будет пытаться подобрать и выполнить набор команд для совершения данного действия. При возникновении проблем или по команде пользователя робот остановится и подаст звуковой сигнал. В таком случае пользователю следует в ручном режиме сообщить последовательность команд для выполнения сценария работы. При успешном преодолении препятствия UGV продолжает своё движение прямо, без остановки.

Данный сценарий работы имитирует управление роботом при преодолении поребриков, бордюров, камней и других подобных препятствий. В качестве моделей препятствий выступают предметы, высота которых больше половины диаметра колеса робота, т.к. на препятствия меньшей высоты подобный робот должен забираться без использования подъёмных шасси.

#### **Сценарий управления роботом группой пользователей**

Очень часто для управления сложными и многокомпонентными устройствами, такими как робот-сапёр или луноход, используют несколько пользователей [15]. В данном проекте также рассматривается подобный сценарий работы. Функциональные возможности робота можно условно разделить на 2 группы операций:

- Передвижение (дрессельные команды и команды поворота колёс).
- Манипуляции (команды подъёма и опускания блоков).

В результате этого можно разграничить функционал управления роботом на 3 группы пользователей: водитель (имеет доступ только к первой группе операций); манипулятор (использует только вторую группу); а также эксперт (при невозможности преодоления препятствия в автоматическом режиме, робот через интерфейс сигнализирует именно этой группе. В таком случае пользователь переключает управление в ручной режим и помогает роботу выполнить задачу, комбинируя группы операций). Группы управления распределяются между пользователями по следующему принципу: при подключении к роботу первого оператора он автоматически получает доступ ко всем возможным операциям, тем самым выполняя все обозначенные роли. При подключении второго оператора первый пользователь получает возможность выбрать одну из двух групп управления. Второй автоматически получает права другой группы. К примеру, ранее подключившийся пользователь выбирает роль водителя, а второй – роль манипулятора. По аналогии при подключении третьего пользователя первые два по очереди получают возможность выбрать, в какой из трёх ролей выступать. Играющий роль эксперта ожидает возникновения необходимости ручного преодоления препятствия. В данном случае на основе последовательности команд робот создаст шаблон поведения. В дальнейшем при определении препятствия со схожими габаритами, следуя шаблону, робот будет пытаться преодолеть его в автоматическом режиме. В случае если робот попадает в такую ситуацию, находясь под управлением лишь двумя операторами, водитель получает доступ к операциям манипуляции и выступает в роли эксперта.

#### **Архитектура системы управления роботом**

Для взаимодействия между различными элементами системы используется платформа Smart-M3, реализующая концепцию интеллектуальных пространств (ИП) [16]. Основными составляющими платформы являются база знаний, информация в которой хранится в виде RDF-графа, и SIB (Semantic Information Broker) брокер. Последний представляет собой интерфейс взаимодействия различных устройств с базой знаний. В контексте ИП-устройства, взаимодействующие с платформой, называются информационными агентами, КР (Knowledge Processor). Агенты, подключённые к брокеру SIB, получают возможность вставлять, извлекать, редактировать или удалять информацию в базе знаний Smart-M3. Безопасность и целостность данных обеспечиваются специализированным прикладным протоколом передачи данных – SSAP (Smart Space Access Protocol), являющимся XML-ориентированным. Кроме перечисленных выше функций, КР также могут использовать механизм подписок, благодаря которому они будут получать уведомления обо всех изменениях интересующей их информации.

При её обновлении брокер SIB отправляет всем подписчикам RDF-тройки со старыми и новыми значениями. Использование платформы Smart-M3 в данном проекте позволяет решить проблему взаимо-

действия устройств, различных по своей программной и аппаратной архитектуре.

На рис. 2 изображена общая архитектура системы управления роботом. Всю систему можно условно разделить на физические компоненты и управляющие ими информационные компоненты. К

первой группе относятся смартфон(ы), используемые для управления одним или более UGV, и сами роботы. Каждому физическому компоненту в системе соответствует как минимум один информационный – агент КР, через который осуществляет взаимодействие с ИП и другими компонентами системы.

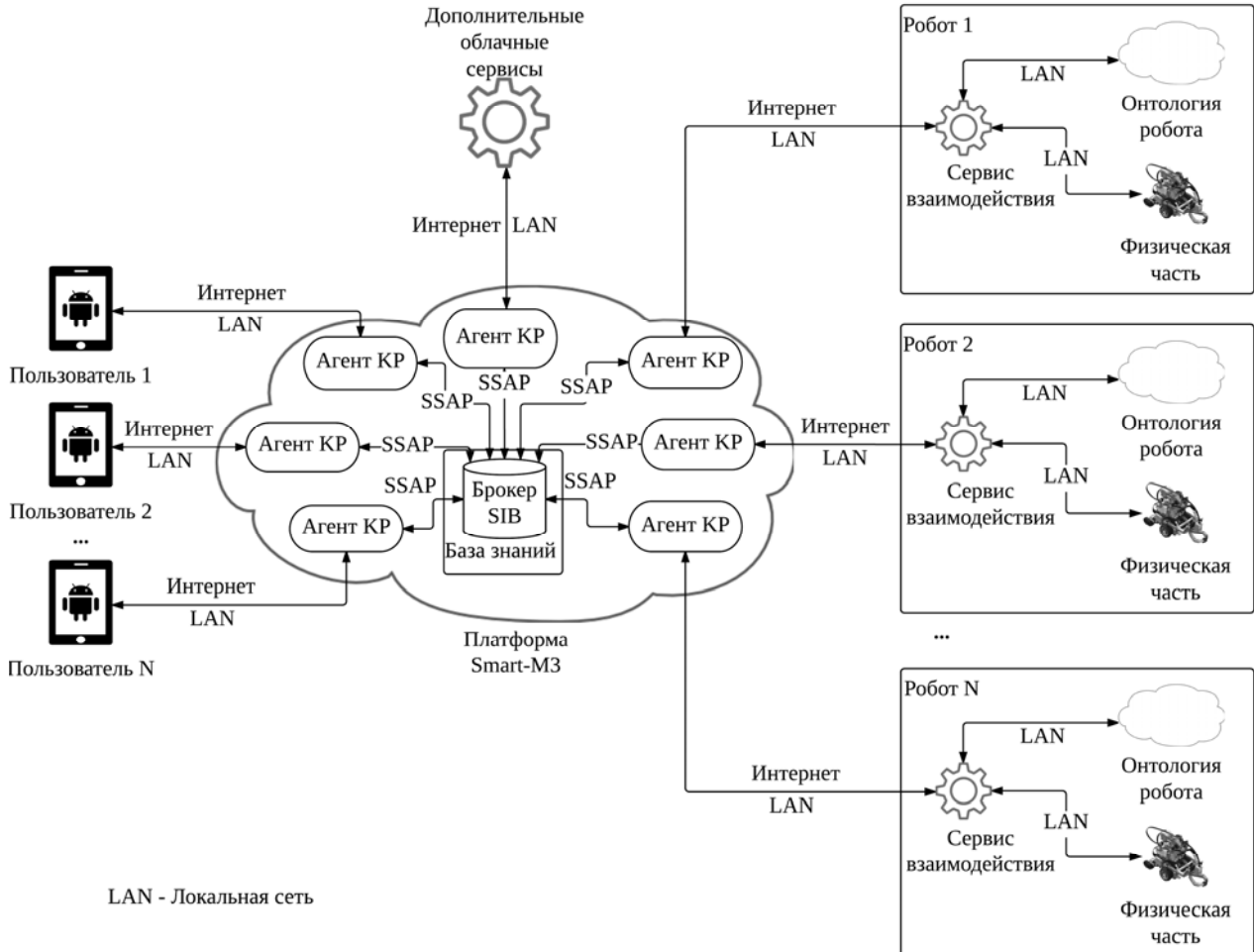


Рис. 2. Общая архитектура системы управления роботом

Кроме этого, к информационным компонентам относится сама платформа Smart-M3 и сервисы взаимодействия, получающие данные от ИП и передающие их напрямую роботам в рамках беспроводной локальной сети. Процесс управления происходит следующим образом: пользователь или группа пользователей с помощью интерфейса мобильного приложения через Интернет или локальную сеть подключается к ИП. Все дальнейшие пользовательские команды передаются в виде RDF-троек и сохраняются в базе знаний. Агенты КР-роботов, в свою очередь, с помощью механизма подписок передают команды сервису взаимодействия определенного робота или целой группе. Независимость агентов КР от системной архитектуры устройства предоставляет большой выбор путей дальнейшего развития системы и увеличения количества взаимодействующих устройств.

В качестве дополнительных сервисов могут выступать, к примеру, стационарная видеочамера, оп-

ределяющая размеры и габариты препятствий вокруг робота, или дополнительный модуль UGV – квадрокоптер или другое беспилотное летательное устройство с камерой.

#### Адаптивный интерфейс

Описанные выше подходы к реализации интерфейсов управления чаще всего используются при разработке приложений для конкретного робота с фиксированным набором компонентов и модулей, что влечёт за собой массу трудностей при добавлении или же отключении различных модулей. К примеру, при подключении дополнительного подъёмного механизма к блоку робота придётся не только изменять схему работы последнего, но и реализовывать функционал управления новым объектом, что также влечёт за собой обновление или даже переустановку всего приложения интерфейса управления. Создание интерфейса управления для различных модификаций многоосевых роботов было одной из основных задач данного проекта. В зависимости от

поставленной задачи роботы могут обладать различными компонентами и возможностями. При первом подключении к ИП интерфейс подписывается на информацию о роботе и его наборе компонентов. Затем, при изменении этих данных, пользователю динамически отображаются возможные варианты управления. Так, ось с отсутствующим приводом интуитивно отображается без стрелок направления движения (вперёд, назад), а неподнимающийся блок без стрелки – вверх. Также интерфейс адаптируется под потребности пользователя. Отсутствие нагромождения стрелок, иллюстрирующих все возможности данной конфигурации робота, не путают пользователя и обеспечивают лаконичность отображаемого интерфейса. Если человек не хочет управлять всеми приводами по отдельности и приводить робота в движение по частям, интерфейс предоставляет ему возможность сдвинуть робота с места, потянув головной блок в нужном направлении. При этом команда двигаться передаётся автоматически всем имеющимся осевым приводам.

Обладая ультразвуковым датчиком, робот, встретив препятствие и остановившись, звуком уведомляет об этом пользователя. Кроме звукового сопровождения, пользователь может видеть возникшее препятствие условным изображением на интерфейсе. Тем самым управляющая программа и, в свою очередь, робот оповещают человека о необходимости взять ситуацию под свой контроль и самому принимать решение. Такая адаптация к контексту, ситуации, в которой находится UGV, позволяет избежать возможных поломок оборудования или нанесения урона окружающим предметам. Тем самым можно сказать, что разработанный интерфейс способен изменяться, адаптироваться в зависимости от возможностей робота, задач человека, контекста (текущей ситуации, в которой находится робот) (рис. 3).



Рис. 3. Структура адаптивного интерфейса

### Архитектура мобильного приложения

В качестве платформы для реализации интерфейса управления была выбрана ОС Android как самая популярная и открытая мобильная платформа современности. Для разработки мобильного приложения, реализующего интерфейс управления, использовалась среда Android Studio, предоставляющая удобный функционал работы с кодом, эмулятор

для тестирования проектов, а также встроенный набор тем для дизайна приложения. Основой графического интерфейса всех Android-приложений является Activity. Класс Activity представляет визуальную активность приложения и определяет действия, которые может производить пользователь.

Данный проект реализует два класса, наследующих класс AppCompatActivity, – это IPInsert и Control. На рис. 4 изображены основные классы приложения, их основные методы и связи между ними. IPInsert реализует экран ввода IP-адреса Smart-M3 сервера. Методы класса IPAddressValidator производят валидацию введённых данных на соответствие маске IPv4. При корректности полученного IP-адреса приложение проверяет наличие интернет-соединения на устройстве и запускает процесс подключения к ИП. Компонент ListOfLastUse отображает набор последних использованных адресов. Этот компонент реализован с использованием встроенного в ОС метода хранения данных – preferences. Благодаря этому последние IP-адреса, к которым удалось успешно подключиться, будут отображаться не только после перезапуска приложения, но и после его обновления. Класс SmartM3 реализует все возможные методы обмена данными с ИП, тем самым предоставляя всем классам приложения удобный интерфейс работы с ним. Кроме этого, в данном классе производится обработка всех ошибок, возникающих при работе с Smart-M3 сервером, и производится периодическая проверка работоспособности соединения. По причине того, что политики безопасности ОС Android не позволяют производить передачу данных и другие операции по сети в главном потоке приложения, данный класс работает в отдельном потоке.

После успешного подключения в серверу ИП пользователь переходит к основному экрану приложения, реализованному в классе Control. При первом подключении, на основе полученных из ИП данных метод paintBlock отрисовывает на экране Image классы. Эти сущности хранят в себе векторные изображения в формате базового элемента-контейнера ImageView, а также координаты его крайних точек. На каждый такой элемент установлен clickListener, реализующий свой набор операций. Иными словами, каждый элемент экрана является интерактивным. На основе заложенных шаблонов модулей робота формируется массив блоков текущего робота. Каждый блок имеет уникальное имя-индекс и набор функций.

Элементы управления функциями реализуются классом ImageAgrow, обладающим методами скрытия или отображения компонента. Тем самым элементы управления отображаются в зависимости от того, нажал ли пользователь на конкретный блок или нет. Подписавшись на информацию о конфигурации робота, в дальнейшем интерфейс в реальном времени будет отображать функциональные изменения UGV. Как упоминалось выше, ОС не позволяет вызывать главный поток из процесса, работающего с сетью, поэтому вся информация о подписках или

возникающих ошибках передаётся с помощью системных сообщений, обрабатываемых экземпляром системного класса Handler. На этом же экране отображаются кнопка остановки движения робота и кнопка записи команд при преодолении препятствий в ручном режиме.

Для оповещения пользователя о возможных неполадках в работе или неверном вводе информации Activity классами используется класс ProgressDialog, реализующий методы отображения toast-оповещений и загрузочных диалогов.

#### Апробация интерфейса управления

Тестирование мобильного приложения с адаптивным интерфейсом проводилось в следующих

условиях. Во всех предыдущих работах, связанных с Smart-M3 платформой, сервер разворачивался на персональном компьютере, подключённом к Wi-Fi роутеру. Благодаря установке Smart-M3-сервера непосредственно на ОС Wi-Fi-роутера и тонкой настройке его характеристик в данном проекте удалось избавиться от одного клиента в сети и тем самым увеличить скорость передачи данных между клиентами. В качестве тестового варианта робота на базе Lego EV3 была сконструирована модель шестиколёсного робота МРП-100 (рис. 5), обладающего меньшим количеством функций, но способного решать приближённые к реальности задачи, описанные ниже.

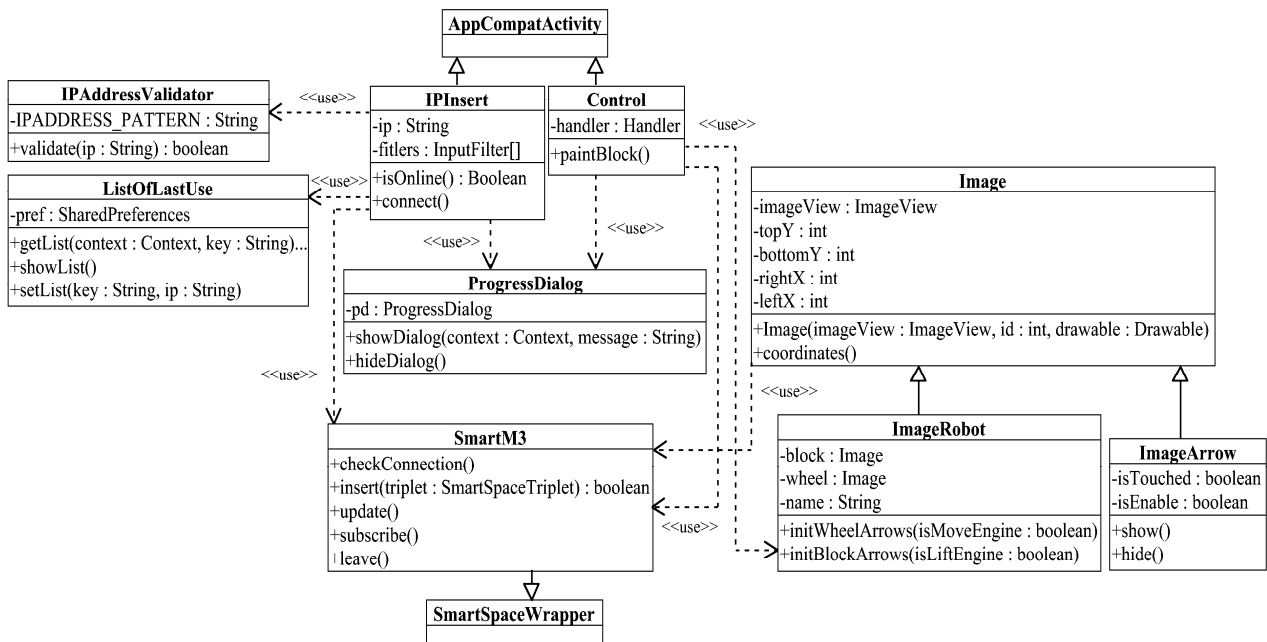


Рис. 4. Диаграмма классов приложения



Рис. 5. Опытный образец робота МРП-100, сконструированный на основе набора Mindstorms Lego EV3

На центральный блок Lego-робота установлена дополнительная пара колёс меньшего диаметра без привода для устойчивости конструкции, что связано с тем, что пластмассовые детали сильно уступают металлическим в крепости и массе. Помимо этого, ограниченное количество портов для подключения

моторов в управляющем блоке не позволило реализовать механизм подъёма задней оси и функции увеличения длины робота. С другой стороны, наличие ультразвукового датчика позволяет четко определять препятствия и тем самым точнее рассчитывать начало выполнения того или иного манёвра. Приложение

тестировалось на устройствах Samsung, Asus и ZTE. Диагональ экрана смартфонов варьировалась от 4,3 до 5,5 дюйма. Благодаря использованию векторных иконок интерфейс приложения отрисовывался корректно и чётко в независимости от длины диагонали и разрешения дисплея мобильного устройства. На рис. 6 изображены два снимка основного экрана приложения. Для пользователя представленный экран является интерфейсом управления роботом, и именно здесь располагаются все элементы подачи команд. На верхней части изображения представлен момент, когда пользователь нажал на иконку ведущего (правого) блока.

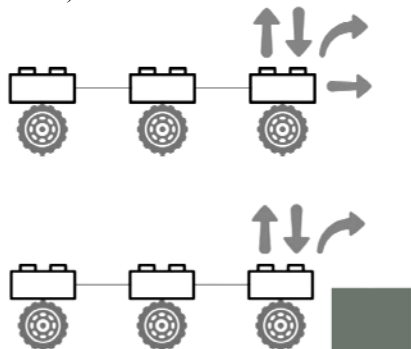


Рис. 6. Вид экрана управления приложения

Набор элементов управления остальными блоками демонстрирует ситуацию, когда робот остановился перед препятствием и ждёт команды от пользователя, который в свою очередь также нажал на иконку ведущего блока. Приведённые примеры отображают состояние интерфейса управления мобильным роботом при аналогичных действиях пользователя, но с различным ситуационным контекстом. Оба снимка подтверждают способность интерфейса адаптироваться в зависимости от возможностей робота, задач пользователя, контекстной ситуации.

#### Заключение

В ходе данной работы было рассмотрено применение концепции интеллектуальных пространств для разработки адаптивного интерфейса управления шестиколёсным мобильным роботом и описана архитектура системы управления роботом. Более детально в рамках текущего проекта описывается мобильное приложение, созданное для апробации адаптивного интерфейса.

В статье были рассмотрены современные исследования в области интерфейсов управления. Тестирование работоспособности и удобства использования интерфейса происходило на специально сконструированном прототипе многофункционального робота, также описанном в данной статье. За счёт расширения функционала робота-прототипа, а также увеличения количества сервисов системы управления, в качестве дальнейшей работы планируется реализация новых возможностей интерфейса управления. На текущий момент прорабатывается вариант добавления внешней веб-камеры, которая, анализируя изображения с использованием каскада Хаара, будет более точно сообщать габариты препятствий

перед роботом. Кроме этого, анализируется вариант адаптации интерфейса управления для сценария взаимодействия группы пользователей с группой роботов, также описанного в данной работе.

Представленные результаты исследований являются частью проектов № 16-29-04349 и 16-07-00462, финансируемых Российским фондом фундаментальных исследований, программой президиума РАН I.31П «Актуальные проблемы робототехники», а также бюджетной темой № 0073-2014-0005.

#### Литература

1. Линдсей В. Рынок беспилотных систем растёт и меняется // Мир компьютерной автоматизации. – 2009. – № 1. – С. 44–49.
2. Мещеряков Р.В. Активная карданная передача как элемент киберфизической системы / Р.В. Мещеряков, О.Ю. Осипов, Ю.М. Осипов // Изв. вузов. Приборостроение. – 2016. – Т. 59, № 11. – С. 934–938.
3. Scarsella A. Worldwide Smartphone Forecast Update, 2015–2019: December 2015 / A. Scarsella, W. Stofega. – IDC, 2015 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.idc.com/getdoc.jsp?containerId=US40734415>, свободный (дата обращения: 07.02.2017).
4. Borgia E. The Internet of Things vision: Key features, applications and open issues // Computer Communications. – 2014. – Vol. 54. – PP. 1–31.
5. Бородин А.В. Интернет вещей – следующий этап цифровой революции // Наука и образование. – 2014. – № 2(5). – С. 178–182.
6. The Great Equalizer 3: How Fast is Your Smartphone/Tablet in PC GPU Terms [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.anandtech.com/show/6877/the-great-equalizer-part-3>, свободный (дата обращения: 07.02.2017).
7. Верлань А.Ф. Об организации адаптивного пользовательского интерфейса в автоматизированных системах / А.Ф. Верлань, М.Ф. Сопель, Ю.О. Фуртат // Изв. Южного фед. ун-та. Технические науки. – 2014. – №1(150). – С. 100–110.
8. Комагоров В.П. Система адаптивного управления разработкой «интеллектуального» месторождения / В.П. Комагоров, О.Б. Фофанов, Э.М. Мехтиев, А.О. Савельев, А.А. Алексеев // Доклады ТУСУРа. – 2014. – № 4(34). – С. 171–175.
9. Luo Y. Smartphone-Controlled Robot Snake for Urban Search and Rescue / Y. Luo, J. Liu, Y. Gao, Z. Lu // Lecture Notes in Computer Science. – 2014. – Vol. 8917. – PP. 352–363.
10. Seo Y. Remote Data Acquisition and Touch-Based Control of a Mobile Robot Using a Smart Phone / Y. Seo, H. Jung, C. Lee, T. Yang // Communication and Networking. – 2012. – Vol. 265. – PP. 219–226.
11. Chen G. Robot Remote Control Using Bluetooth and a Smartphone Augmented System / G. Chen, S.A. King, M. Scherger // Informatics in Control, Automation and Robotics. – 2012. – Vol. 133. – PP. 453–460.
12. Егунов В.А. Система управления мобильными роботами с помощью речевых команд / В.А. Егунов, О.А. Авед // Изв. Волгогр. гос. техн. ун-та. – 2014. – №6(133). – С. 137–138.
13. Kenny C.W. Interactive methods of Tele-operating a single unmanned ground vehicle on a small screen interface / C.W. Kenny, C.H. Foo, Y.S. Lee // Proceedings of the 6th international conference on Human-robot interaction. – 2011. – PP. 121–122.

14. Научно-технический центр «РОКАД» [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://rocad.ru/>, свободный (дата обращения: 07.02.2017).

15. Басов О.О. Концептуальная и формальная модели синтеза киберфизических систем и интеллектуальных пространств / О.О. Басов, Б.В. Соколов, Р.М. Юсупов, А.Л. Ронжин // Изв. вузов. Приборостроение. – 2016. – № 11(59). – С. 897–905.

16. Кашевник А.М. Разработка интеллектуальных систем на базе платформы Smart-M3: учеб. пособие для студентов математических и технических специальностей вузов / А.М. Кашевник, Д.Ж. Корзун, С.И. Баландин. – Петрозаводск: Изд-во ПетрГУ, 2013. – 51 с.

---

**Миронов Михаил Дмитриевич**

Программист Санкт-Петербургского института информатики и автоматизации РАН (СПИИРАН); студент каф. информационных систем Санкт-Петербургского национального исследовательского университета информационных технологий, механики и оптики (Университет ИТМО)  
Тел.: +7 (812) 328-80-71  
Эл. почта: mironoff.togo@gmail.com

**Кашевник Алексей Михайлович**

Канд. техн. наук, с.н.с. СПИИРАН, доцент каф. информационных систем Университета ИТМО  
Тел.: +7 (812) 328-80-71  
Эл. почта: alexey@iias.spb.su

Mironov M.D., Kashevnik A.M.

**Adaptive remote control interface based on Smartphone application for six-wheeled mobile robot**

The article describes a process of developing adaptive control interface for remote control of six-wheeled mobile robot based on the concept of smart spaces. Design approaches of the control interfaces for unmanned ground vehicles are overviewed. The architecture of the robot control system and Android application have been presented. User interface of the mobile application is adapting to the robot's capabilities, user needs and context of the task. An example of six-wheeled mobile robot control process with delegating responsibilities among the group members has been described in paper.

**Keywords:** unmanned ground vehicle, remote control interface, smart space, Android application.

# **ЭЛЕКТРОТЕХНИКА**





УДК 621.314

Е.В. Загородских, В.Н. Школьный, Ю.А. Шиняков, А.В. Осипов, М.П. Сухоруков

## Модуль заряда аккумуляторных батарей для космического применения

Рассмотрен вариант реализации модуля зарядных устройств для космического применения на основе понижающего преобразователя с пассивной снабберной цепью. Выполнен анализ работы цепи, проведено моделирование процессов, протекающих в преобразователе, получены осциллограммы процессов коммутации и его КПД. По результатам исследования сделан вывод о преимуществах и недостатках применения данной снабберной цепи.

**Ключевые слова:** космический аппарат, система электропитания, понижающий преобразователь, мягкая коммутация, снабберная цепь, электромагнитная совместимость.

**doi:** 10.21293/1818-0442-2017-20-1-121-125

Модуль зарядных устройств является одним из основных элементов системы электропитания (СЭП) космического аппарата (КА), т.к. обеспечивает заряд аккумуляторных батарей (АБ), обеспечивающих энергией аппаратуру КА во время его нахождения в тени.

Однотактные схемы без гальванического разделения входа и выхода получили наиболее широкое распространение при построении СЭП КА, так как они требуют минимального количества элементов, отличаются сравнительно простым управлением и обеспечивают достаточно высокий КПД. В частности, для заряда АБ применяется непосредственный преобразователь напряжения понижающего типа (НПН).

В связи с необходимостью увеличения КПД СЭП широкое распространение получают схемы, обеспечивающие безопасную траекторию переключения (БТП) полупроводниковых элементов. Для однотактных схем можно выделить по крайней мере три варианта реализации БТП:

– цепи с активной составляющей ( $RC$ ,  $RCD$ ), являющиеся наиболее простым способом смягчения коммутации, основным недостатком которых является рассеяние мощности на резисторе, что приводит к снижению КПД;

– активные снабберы (с дополнительным ключом), обладающие наибольшим КПД, но имеющие сложности реализации из-за коммутации дополнительного ключа в строго определенный момент времени [1];

– пассивные снабберы, сочетающие простоту управления с достаточно высоким КПД, анализ таких цепей проведен в [2–6].

По результатам анализа ряда источников [1–7] была выбрана схема, представленная на рис. 1. Это сравнительно простая схема обеспечения мягкого переключения, не перегружена чрезмерным количеством элементов и в соответствии с [7] способна значительно повысить КПД при использовании в качестве силового ключа IGBT-модуля.

Целью настоящей работы является исследование процессов, протекающих в схеме, приведенной

на рис. 1, при использовании в качестве силового ключа MOSFET-транзистора. Все процессы в преобразователе рассматриваются как на основе моделирования, так и при практической реализации. Также рассматривается влияние от введения данной цепи на уровень кондуктивных помех. По результатам исследований приводится заключение, отражающее целесообразность применения снабберных цепей данного типа.

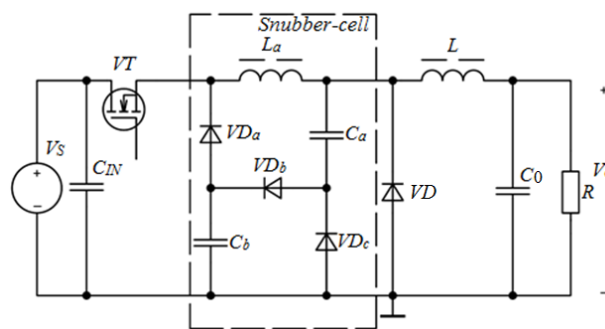


Рис. 1. Схема НПН с пассивной снабберной цепью

### Коммутационные процессы в НПН с пассивной снабберной цепью

При работе НПН с пассивной снабберной цепью можно выделить по 5 интервалов на отпирание и запираание транзистора. Все процессы рассматриваются на основе моделирования НПН в среде *LTSpice*.

Интервал открытия транзистора  $t_0 - t_1$  (рис. 2) определяется законом коммутации. В случае если все элементы схемы идеальные, ток через дополнительный дроссель  $L_a$  нарастает плавно, обеспечивая мягкое включение транзистора. За этот период ток дросселя  $L_a$  нарастает до уровня тока основного дросселя  $L$ .

В действительности из рис. 2 видно, что включение транзистора сопровождается значительными потерями мощности. Это вызвано тем, что при работе преобразователя на малых мощностях (до 1 кВт) диоды снабберной цепи  $VD_a$ ,  $VD_b$ ,  $VD_c$  имеют параметры, сопоставимые с силовым диодом  $VD$ . То есть при отпирании транзистора  $VT$  происходит кратко-

временное короткое замыкание, как и в случае жесткой коммутации, хотя и менее длительное.

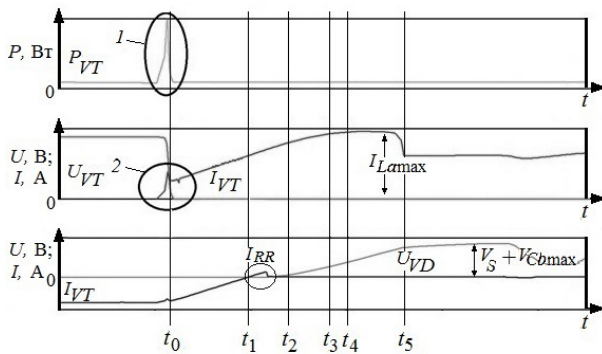


Рис. 2. Результаты моделирования НПН на интервале  $t_0 - t_5$ ,  $P_{VT}$ : 1 – потери мощности при отпириании транзистора; 2 – разряд емкости сток-исток;  $U_{VT}$  – напряжение сток-исток;  $I_{VT}$  – ток стока;  $I_{VD}$  – ток диода  $VD$ ;  $U_{VD}$  – напряжение на диоде  $VD$ ;  $I_{RR}$  – ток обратного восстановления  $VD$ ;  $V_S$  – напряжение источника питания;  $V_{Cbmax}$  – максимальное напряжение на конденсаторе  $C_b$

В течение времени  $t_{1-2}$  происходит запираение основного диода обратным напряжением, при этом резонансный процесс между дополнительным дросселем и конденсаторами  $C_a$  и  $C_b$  не начнется до полного разряда барьерной емкости основного диода, наличие которой вызывает обратный ток восстановления  $I_{RR}$ . Ток основного дросселя  $L$  при этом протекает через транзистор  $VT$ .

В момент времени  $t_2$  начинается резонансный процесс между дросселем  $L_a$  и конденсаторами  $C_a$  и  $C_b$  по контуру  $C_{IN}-VT-L_a-C_a-VD_b-C_b$ .

Весь этот резонансный процесс протекает до момента времени  $t_4$ , когда конденсатор  $C_b$  зарядится до напряжения питания  $V_S$ . В момент времени  $t_3$  ток дополнительного дросселя  $L_a$  достигнет своего максимального значения.

Резонансный процесс, протекающий в период времени  $t_{2-4}$ , заканчивается зарядом конденсатора  $C_b$  до значения  $V_S$ , но не полным сбросом энергии с дополнительного дросселя  $L_a$ . Поэтому в момент времени  $t_4$  дроссель  $L_a$  продолжает сбрасывать энергию по другому контуру  $L_a-C_a-VD_b-VD_a$ . Продолжается заряд конденсатора  $C_a$ . По окончании этого процесса ток дополнительного дросселя спадёт до значения тока основного дросселя, а напряжение на конденсаторе  $C_a$  будет иметь своё максимальное значение.

Момент времени  $t_5$  определяется окончанием переходного процесса. Следует отметить, что при использовании снабберной цепи на основном диоде  $VD$  образуется перенапряжение, сопровождающееся затухающим колебательным процессом. Величина этого перенапряжения может превышать удвоенное напряжение питания и определяется соотношением выбранных емкостей снабберной цепи.

На интервале  $t_{5-6}$  принцип работы ничем не отличается от схемы НПН в режиме с жёсткой коммутацией, т.е. потери определяются сопротивлением канала транзистора и прямым падением напряжения

на основном диоде. Этот режим работы будет сохраняться до момента выключения транзистора  $t_6$ .

Процесс запираения транзистора  $VT$  представлен на диаграммах рис. 3. В момент времени  $t_6$  начинается плавный разряд конденсатора  $C_b$ , время разряда которого и определяет потери на выключение транзистора, которое происходит в нуле напряжения.

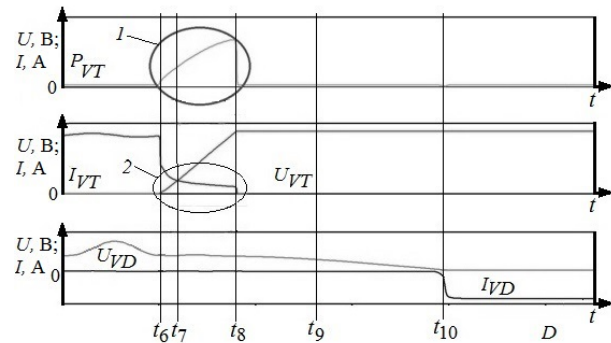


Рис. 3. Результаты моделирования НПН на интервале  $t_6 - t_{10}$ ;  $P_{VT}$ : 1 – потери мощности при запираении транзистора; 2 – процесс выключения  $VT$ ;

$U_{VT}$  – напряжение сток-исток;  $I_{VT}$  – ток стока;  $I_{VD}$  – ток диода  $VD$ ;  $U_{VD}$  – напряжение на диоде  $VD$

Теоретически этот интервал работы должен закончиться в момент времени  $t_7$ , когда конденсатор  $C_b$  разрядится до максимального значения напряжения конденсатора  $C_a$ . Однако, как показано на рис. 3, он затягивается из-за неидеальности элементов, т.е. небольшой ток в транзисторе продолжает протекать еще некоторое время до момента, пока полностью не разрядится конденсатор  $C_b$ .

В момент времени  $t_7$ , когда величина напряжений на конденсаторах  $C_a$  и  $C_b$  уравнивается, разряжаться через нагрузку начинают сразу оба конденсатора.

В момент времени  $t_8$  конденсатор  $C_b$  полностью разрядится и ток дополнительного дросселя начнет протекать через все диоды снаббера  $VD_a-VD_b-VD_c$ , тем самым сбрасывая накопленную энергию в нагрузку.

В момент времени  $t_9$  ток через дополнительный дроссель  $L_a$  прекращается и этот интервал работы заканчивается.

После сброса энергии с дополнительного дросселя последний реактивный элемент снаббера, на котором осталась энергия, – это конденсатор  $C_a$ . После полного разряда конденсатора  $C_a$  в момент времени  $t_{10}$  наступит второй основной режим работы НПН ПТ, когда ток основного дросселя протекает через основной диод. Снабберная цепь в этом режиме не активна. В дальнейшем цикл работы повторяется на каждом периоде.

Теоретически коммутация полупроводниковых элементов должна происходить при нуле напряжения, тогда основные потери определяются статическими характеристиками элементов, тем не менее, неидеальность характеристик полупроводниковых элементов приводит к возникновению значительных динамических потерь. Время проводящего состоя-

ния диодов определяется параметрами реактивных элементов цепи, соответственно статические потери в диодах  $VD_a$ - $VD_b$ - $VD_c$  определяются этим временем. Данный интервал достаточно мал по отношению к периоду работы силового ключа и основного диода, поэтому статическими потерями данной цепи можно пренебречь.

**Экспериментальные результаты**

В соответствии с выполненным моделированием был разработан макет НПП с пассивной снабберной цепью. Полученные результаты подтверждают выполненный теоретический анализ. На рис. 4 приведены осциллограммы коммутационных процессов в преобразователе.

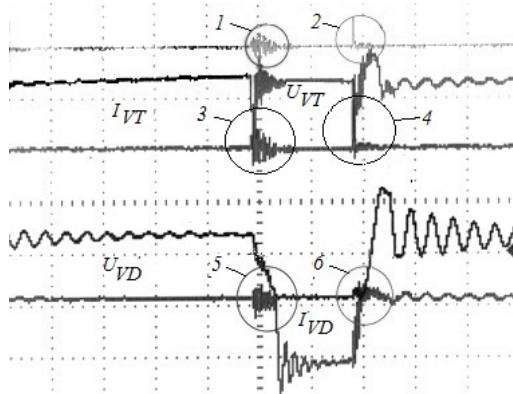


Рис. 4. Диаграммы коммутационных процессов НПП с пассивной снабберной цепью:

1 – потери при выключении  $VT$ ; 2 – потери при включении  $VT$ ; 3 – процесс запитания  $VT$ ; 4 – процесс отпирания  $VT$ ; 5 – процесс отпирания  $VD$ ; 6 – процесс запитания  $VD$ ;  $I_{VT}$  – ток стока;  $I_{VD}$  – ток диода  $VD$ ;  $U_{VD}$  – напряжение на диоде  $VD$ ;  $U_{VT}$  – напряжение сток-исток

Диаграммы на рис. 4 показывают качественное соответствие заявленным ранее физическим процессам, протекающим в преобразователе, тем не менее для более тщательного анализа процессы отпирания и запитания транзистора  $VT$  рассматривались более детально. На рис. 5 приведены осциллограммы при отпирании транзистора.

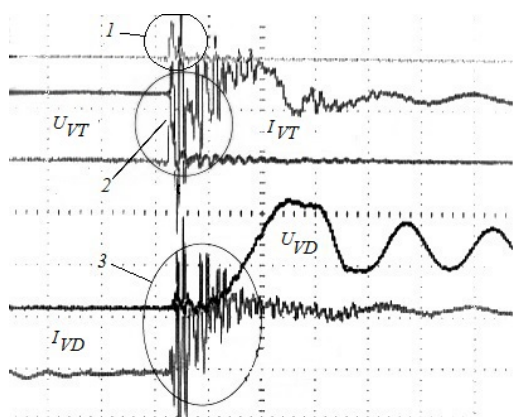


Рис. 5. Диаграммы работы НПП при отпирании транзистора  $VT$ : 1 – потери при включении  $VT$ ; 2 – процесс отпирания  $VT$ ; 3 – процесс запитания  $VD$ ;  $I_{VT}$  – ток стока;  $I_{VD}$  – ток диода  $VD$ ;  $U_{VD}$  – напряжение на диоде  $VD$ ;  $U_{VT}$  – напряжение сток-исток

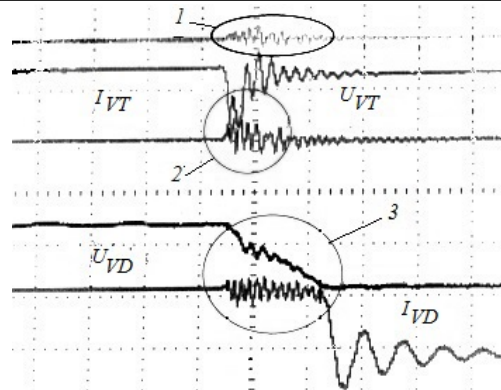


Рис. 6. Диаграммы работы НПП при запирании транзистора  $VT$ : 1 – потери при выключении  $VT$ ; 2 – процесс запитания  $VT$ ; 3 – процесс разряда емкости  $C_a$ ;  $I_{VT}$  – ток стока;  $I_{VD}$  – ток диода  $VD$ ;  $U_{VD}$  – напряжение на диоде  $VD$ ;  $U_{VT}$  – напряжение сток-исток

Здесь видно, что отпирание транзистора сопровождается достаточно большими потерями мощности, что на практике привело к значительному разогреву диодов снабберной цепи и, следовательно, к уменьшению КПД. Запирание диода, как и было заявлено, происходит практически без потерь. Напряжение, прикладываемое к диоду  $VD$ , близко к удвоенному значению напряжения питания, это приводит к тому, что при выборе диода необходимо задаваться вдвое большей величиной максимального обратного напряжения.

На рис. 6 приведены осциллограммы запитания силового транзистора. Этот процесс происходит без динамических потерь как для транзистора, так и для диода, поэтому не представляет интереса для рассмотрения, т.е. для данного интервала снабберная цепь полностью выполняет заявленную функцию.

Как видно из осциллограмм, все процессы сопровождаются высокочастотными колебаниями, которые вызваны наличием индуктивностей выводов элементов и соединительных проводников, а также паразитными емкостями элементов, что в свою очередь привело к образованию множества паразитных контуров.

Для анализа влияния снабберной цепи на КПД было проведено сравнение НПП в режиме жесткой и мягкой коммутации. Результаты приведены на рис. 7.

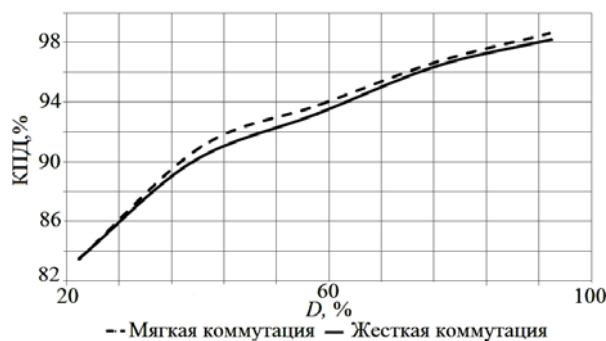


Рис. 6. Результаты сравнения КПД в режиме мягкой и жесткой коммутации

При выполнении измерений мощность для каждого из двух режимов работы была одинаковой, все эксперименты проводились при использовании одинаковой элементной базы:

Транзистор  $VT$ : IRFP260N;  
 Диод  $VD$ : MBR20200CT;  
 Магнитопровод дросселя  $L$ : феррит N87.

Из рис. 7 видно, что снабберная цепь не позволила увеличить КПД, т.к. потери с силовых элементов перераспределились на элементы снабберной цепи. И хотя динамические потери в схеме с мягкой коммутацией немного ниже, дополнительные статические потери на элементах снабберной цепи оказались примерно равны потерям, возникающим в режиме жесткой коммутации.

#### Кондуктивные помехи

Смягчение коммутационных процессов в импульсных преобразователях позволяет оказать влияние на уровень генерируемых высокочастотных помех. Были выполнены измерения уровня кондуктивных помех для случаев жесткой и мягкой коммутации НПН. Эксперименты проводились при использовании измерительного комплекса, состоящего из эквивалента сети NNB111 и анализатора спектра фирмы Agilent. Измерения проводились в режиме RMS. Результаты измерений приведены на рис. 8.

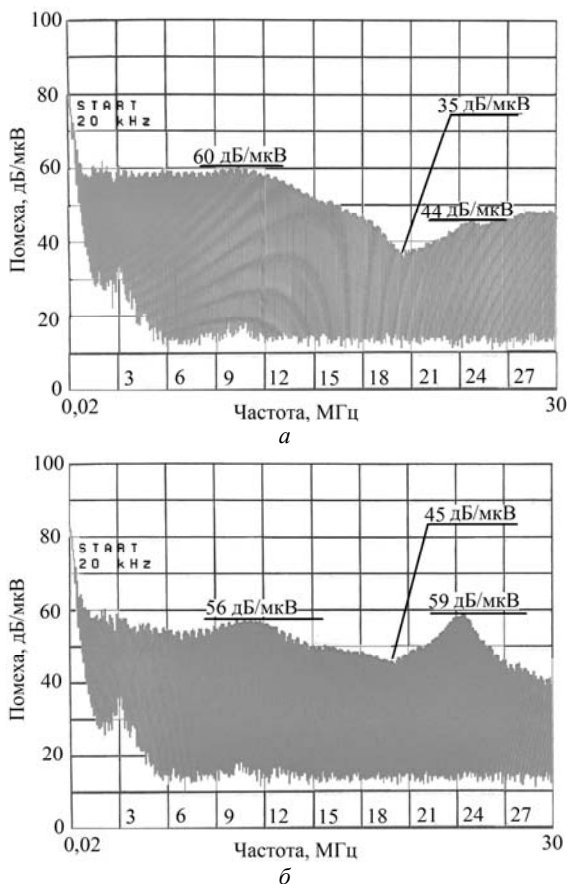


Рис. 7. Спектр кондуктивных помех НПН:  
 а – мягкая коммутация; б – жесткая коммутация

Как видно из рис. 8, значительно снизился уровень помех в диапазоне частот 18–27 МГц. В част-

ности, на частоте порядка 20 МГц уровень помех снизился примерно на 10 дБ/мкВ, а на частоте 24 МГц – на 15 дБ/мкВ. Помехи в указанном диапазоне частот определяются величиной и длительностью сквозного тока, а также структурой преобразователя. Наличие всплеска напряжения помех на частоте 24 МГц говорит о том, что в режиме жесткой коммутации имел место сквозной ток длительностью порядка 40–45 нс, что соответствует характеристикам выбранного MOSFET.

Наличие перенапряжений и дополнительных высокочастотных колебаний в режиме мягкой коммутации привело к тому, что в диапазоне частот от 20 кГц до 12 МГц уровень помех незначительно возрос. Следует напомнить, что измерения выполнялись в режиме RMS, а значит, диаграммы отображают усредненное значение помех, при использовании режима QP (квазипик), который также является стандартизованным, уровень помех был бы выше.

В результате анализа приведенных диаграмм можно сделать вывод, что выбранная снабберная цепь значительно улучшает электромагнитную обстановку.

#### Заключение

Применение снабберных цепей, позволяющих осуществить коммутацию MOSFET транзистора в режиме ZCS, не целесообразно с позиции повышения КПД преобразователя, т.к. не позволяет полностью исключить динамические потери. Это связано с тем, что MOSFET содержит в своей структуре паразитную емкость сток-исток, которая к моменту отпирания транзистора заряжена до напряжения питания, при его отпирании эта емкость будет разряжаться на сопротивление канала транзистора. К сожалению, в рассматриваемой структуре (см. рис. 1) в моменты включения транзистора создается контур протекания тока короткого замыкания через снабберные диоды.

К преимуществам данной цепи можно отнести снижение уровня высокочастотных электромагнитных помех за счет уменьшения времени восстановления снабберных диодов по отношению к силовому диоду, а также смягчения коммутации при включении силового транзистора.

Работа выполнена в рамках реализации Постановления Правительства РФ от 09.04.2010 г. № 218, и договора между АО «ИСС» и Минобрнауки РФ от 01.12.2015 г. № 02.G25.31.0182.

#### Литература

1. Запольский С.А. Анализ способов реализации мягкого переключения транзисторных ключей повышающего преобразователя для энергосистемы космического аппарата / С.А. Запольский, Е.В. Загородских, В.Н. Школьный и др. // Доклады ТУСУРа. – 2016. – Т. 19, № 7. – С. 90–93.
2. Hua G. Novel zero-voltage-transition PWM converters / G. Hua, C.S. Ley, Y. Jiang, F.C.Y. Lee // IEEE Trans. Power Electronics (United States). – 1994. – Vol. 9. – PP. 213–219.
3. Hua G. Novel zero-voltage-transition PWM converters / G. Hua, C.S. Ley, Y. Jiang, F.C.Y. Lee // IEEE Trans.

Power Electronics (United States). – 1994. – Vol. 9. – PP. 601–606.

4. Improved zero-current-transition converters for high-power applications / H. Mao, F.C.Y. Lee, X. Zhou, H. Dai, M. Cosan, D. Boroyevich // IEEE Trans. on Industry Applications (United States). – 1997. – Vol. 33. – PP. 1220–1232.

5. Bodur H. A passive lossless snubber cell design for an ohmic loaded PWM IGBT chopper fed by a diode bridge from AC mains / H. Bodur, M.H. Sarul, A.F. Bakan // Proc. Int. Conf. Electrical and Electronic Eng., ELECO'99 (Turkey: Bursa). – 1999. – PP. 440–444.

6. Bodur H. An improved ZCT-PWM DC-DC converter for high-power and frequency applications / H. Bodur, A.F. Bakan // IEEE Transaction on Industrial Electron (United States). – 2004. – Vol. 51, No. 1. – PP. 89–95.

7. Bodur H. A detailed analytical analysis of a passive resonant snubber cell perfectly constructed for a pulse width modulated d.c.-d.c. buck converter / H. Bodur, A.F. Bakan, M. Baysal // Electrical Engineering. – 2003. – Vol. 85, No. 1. – PP. 45–52.

---

#### **Загородских Евгений Вячеславович**

М.н.с. НИИ космических технологий (НИИ КТ),  
аспирант каф. промышленной электроники ТУСУРа  
Тел.: +7 (382-2) 90-01-83  
Эл. почта: eugenesic@yandex.ru

#### **Школьный Вадим Николаевич**

Гл. конструктор проектирования и испытаний РЭА  
АО «Информационные спутниковые системы»  
им. акад. М.Ф. Решетнева», Железногорск  
Тел.: +7 (391-9) 72-09-4  
Эл. почта: shkolnyu@iss-reshetnev.ru

#### **Шиняков Юрий Александрович**

Д-р техн. наук, директор НИИ КТ ТУСУРа  
Тел.: +7 (382-2) 90-01-83  
Эл. почта: shua@main.tusur.ru

#### **Осипов Александр Владимирович**

Канд. техн. наук, с.н.с. НИИ КТ ТУСУРа  
Тел.: +7 (382-2) 90-01-83  
Эл. почта: ossan@mail.ru

#### **Сухоруков Максим Петрович**

Зав. лаб. теплового и механического анализа и синтеза  
НИИ КТ ТУСУРа  
Тел.: +7 (382-2) 90-01-06  
Эл. почта: max\_sukhorukov@mail.ru

Zagorodskikh E.V., Shkolnyi V.N., Shiniykov Yu.A.,  
Osipov A.V., Sukhorukov M.P.

#### **Module to charge storage batteries for space application**

The paper outlines the way to realize charge devices module for space application on the basis of buck-converter with the passive snubber cell. Work analysis of the snubber, simulation of processes in the converter were made as well as switching oscillograms and coefficient efficiency of the converter on the basis of the scale model were taken. Based on the research results, the conclusion about advantages and disadvantages given snubber was made.

**Keywords:** spacecraft, power system, buck-converter, soft-switching, snubber, electromagnetic compatibility.

УДК 621.317.7:621.3.083

**М.В. Южанин, В.И. Туев, А.В. Денисенко, М.М. Гаммершмидт**

## **Усовершенствованное решение по техническому обслуживанию аккумуляторных батарей, входящих в состав силовых систем гарантированного электропитания**

Описано усовершенствованное техническое решение, предназначенное для проведения технического обслуживания групп аккумуляторных батарей, входящих в состав систем гарантированного электропитания и позволяющее контролировать напряжение аккумуляторов, их ёмкость и внутреннее сопротивление

**Ключевые слова:** аккумулятор, ёмкость, внутреннее сопротивление, аппаратно-программный комплекс, синхронное детектирование.

**doi:** 10.21293/1818-0442-2017-20-1-126-130

Для эффективной эксплуатации и управления технологическими процессами промышленных объектов, территориально распределённых на территории Российской Федерации, например таких, как магистральные нефтепроводы, необходима надёжная и качественная технологическая связь. Технологические сети связи представляют собой сложные многоуровневые системы, эффективность и качество эксплуатации которых зависят от надёжности функционирования всех составляющих элементов системы.

Под надёжностью сети связи понимают её свойство сохранять способность выполнять требуемые функции в условиях воздействия внутренних дестабилизирующих факторов, т.е. сохранять во времени и в установленных пределах значения всех параметров сети [1].

Одним из основных элементов системы технологической связи является система электроснабжения. Именно она является важнейшим звеном при рассмотрении вопросов надёжности и определяет временные рамки бесперебойной работы оборудования связи во время аварийных отключений.

Правила устройства электроустановок относят оборудование связи по степени надёжности электроснабжения к электроприемникам особой группы первой категории [2]. Перерывы в электроснабжении оборудования связи не допускаются.

Для обеспечения бесперебойного электроснабжения оборудования связи применяются системы гарантированного электропитания (СГЭП), в состав которых входят герметичные свинцово-кислотные аккумуляторные батареи.

Ёмкость аккумуляторных батарей выбирается в соответствии с требованиями руководящих документов к времени автономной работы оборудования связи при полном отключении внешнего и резервного электроснабжения.

При эксплуатации в любом аккумуляторе происходят процессы деградации, т.е. ухудшения его электрических параметров – ёмкости. Производители аккумуляторных батарей информируют о том, что расчетный срок эксплуатации герметичных свинцово-кислотных аккумуляторов составляет 12–15 лет, при этом ухудшение его основной характеристики –

ёмкости – не должно превысить 20% от исходного значения [3].

Целью технического обслуживания аккумуляторных батарей является поддержание заявленной ёмкости и выявление аккумуляторов, в которых процесс деградации происходит ускоренно, для их своевременной замены.

Мероприятия по техническому обслуживанию аккумуляторов, включают в себя следующее:

- контроль значения напряжения подзаряда группы аккумуляторов и значения температуры в шкафу (в помещении), где они установлены. Эти значения физических величин должны находиться в определённой зависимости;

- контроль индивидуальных значений напряжения аккумуляторов, собранных в последовательную группу;

- контроль значения остаточной ёмкости группы аккумуляторов путем фиксирования времени полного разряда на определённое значение электрической нагрузки.

Поддержание определённой зависимости значений напряжения подзаряда группы аккумуляторов к соответствующим значениям температуры в шкафу (в помещении), которая определена эксплуатационной документацией производителя аккумуляторов, обеспечивает долговечность использования этих батарей. Отклонение параметров от установленных значений ведет к ускоренной деградации аккумулятора, т.е. существенному сокращению её ёмкости.

Контроль напряжений на аккумуляторах, работающих в группах с последовательной схемой включения, выполняется один раз в квартал и позволяет своевременно выявить наиболее быстро деградирующий аккумулятор, заменить или провести по нему восстановительные мероприятия.

Для определения реальной электрической ёмкости группы аккумуляторов, расчёта фактического значения времени резервирования питания оборудования связи, а также для выявления быстро деградирующих аккумуляторов – один раз в два года осуществляется проверка остаточной ёмкости. Данная операция проводится путем разряда полностью за-

ряженной группы последовательно собранных аккумуляторов постоянным стабилизированным током и отсчётом времени разряда до допустимо минимального напряжения, установленного нормативной документацией. По результатам испытаний рассчитывается величина остаточной ёмкости группы аккумуляторов, которая является определяющим параметром при расчёте времени резервирования электропитания оборудования связи, а также показателем выполнения эксплуатационных требований аккумуляторных батарей.

Перечисленные выше мероприятия по техническому обслуживанию аккумуляторных батарей обязательны для выполнения в ходе эксплуатации аккумуляторов в составе СГЭП. Но некоторые из них обладают недостатками. В частности, при определении остаточной электрической ёмкости группы аккумуляторов либо единичного аккумулятора требуются значительные трудозатраты, а также затраты времени. Это обусловлено требованием подбора величины электрической нагрузки, на которую будет происходить разряд аккумулятора или группы аккумуляторов, равный одной десятой величине номинальной ёмкости разряжаемой батареи. Время, затрачиваемое на полный разряд, должно составлять порядка десяти часов при 100% ёмкости аккумулятора. Соответственно, для выполнения цикла разряд–заряд одного аккумулятора или группы аккумуляторов должно затрачиваться порядка двадцати часов. Кроме того, отметим, что выполнение указанной операции один раз в два года несёт в себе риски, связанные с «поздним» выявлением быстро деградирующих аккумуляторов, которые обусловлены несоблюдением, например, температурных требований содержания аккумуляторов или иной неправильно организованной эксплуатацией. Соответственно корректирующие действия по выявлению и устранению причины быстрой деградации будут предприняты с запозданием, что может повлечь за собой раннюю внеплановую замену аккумуляторов.

Известен иной способ определения состояния аккумулятора, свободный от названных выше недостатков. Этот способ рекомендован стандартами [4, 5]. Суть его сводится к измерению ещё одного важного параметра аккумулятора – внутреннего сопротивления. Этот параметр является не менее важным показателем состояния аккумулятора, чем его ёмкость, поскольку он несёт в себе много информации. По измеренному значению внутреннего сопротивления можно точно оценить степень деградации аккумулятора. Величина полного внутреннего сопротивления аккумулятора представляет собой сумму активной и реактивной составляющих, в частности, величины омического сопротивления аккумулятора, активного сопротивления электрохимической реакции и ёмкости двойного электрического слоя на границе раздела электрода с электролитом аккумулятора. Регулярное, например ежеквартальное, измерение внутреннего сопротивления обеспечивает возможность оценивать состояние аккумулятора и вы-

полнять прогнозирование срока выработки ресурса аккумулятора для планирования его замены.

При соблюдении условий эксплуатации аккумуляторов, которые устанавливает производитель [3], за один год значение сопротивления аккумулятора не должно возрастать более чем на единицы процентов. Если скорость увеличения сопротивления элементов превышает прогнозируемую, то анализируются условия эксплуатации аккумулятора, такие как нагрузка, напряжение подзаряда, соблюдение температурного режима и др.

В итоге, обобщив опыт эксплуатации аккумуляторных батарей, для снижения операционных расходов и повышения качества технического обслуживания было принято решение о необходимости создания технического решения для автоматизации процесса техобслуживания аккумуляторов в составе СГЭП. Такое решение должно включать в себя все перечисленные выше мероприятия по техническому обслуживанию аккумуляторов, в том числе и измерению внутреннего сопротивления аккумулятора.

#### **Предлагаемое решение**

В ходе решения обозначенной задачи был спроектирован и реализован аппаратно-программный комплекс (АПК) тестирования аккумуляторных батарей. Это техническое решение было защищено патентом на полезную модель № 130088 от 10.07.2013 г. [6].

В указанном техническом решении решён вопрос подключения АПК в состав СГЭП. Он монтируется в разрыв цепи «группа аккумуляторов» – «общая шина питания», что влечёт минимальные изменения конструкции СГЭП, не влияющие на работу системы электропитания оборудования в целом.

Аппаратно-программный комплекс состоит из двух основных блоков:

- блока коммутации;
- блока измерительного устройства.

Блок коммутации подробно отображён на общей функциональной схеме СГЭП с интегрированным комплексным устройством проведения технического обслуживания аккумуляторов. Схема приведена на рис. 1.

Задачи, которые выполняет блок коммутации, заключаются в выводе из работы СГЭП группы аккумуляторов, для которой будут выполняться операции по техническому обслуживанию и коммутации каждого аккумулятора группы к соответствующему каналному модулю блока измерительного устройства. Схема блока измерительного устройства АПК приведена на рис. 2.

Блок измерительного устройства АПК представляет собой систему с входящими в её состав четырьмя каналными модулями и модулем управления. Каждый каналный модуль может работать с одним аккумулятором и выполнять функции технического обслуживания (измерение ёмкости, напряжения, внутреннего сопротивления). Модуль управления измерительного устройства координирует работу модулей управления с блоком коммутации,



кроме того выполняет функции сбора данных измерений и обмена ими, а также командами управления, с автоматизированным рабочим местом оператора через интерфейс Ethernet.

Последовательность действий, которые может выполнять АПК, работающий в составе СГЭП, может быть различной. Мероприятия по техническому обслуживанию одной группы аккумуляторных батарей могут выполняться в следующем порядке:

- 1) измерение температуры и напряжения аккумуляторов в группе;
- 2) измерение внутреннего сопротивления каждого аккумулятора;
- 3) измерение емкости каждого аккумулятора в группе.

Каждое из указанных мероприятий может также выполняться АПК и по отдельности.

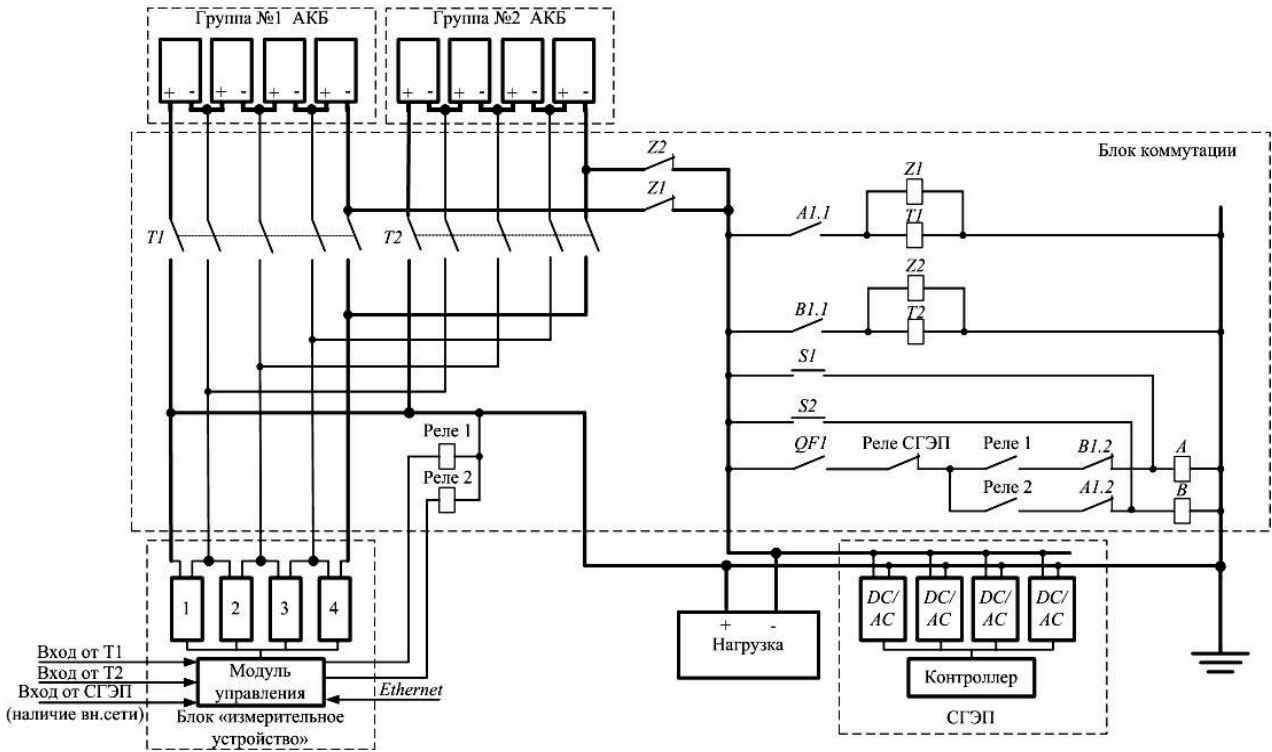


Рис. 1. Функциональная схема СГЭП с интегрированным комплексным устройством проведения технического обслуживания аккумуляторов

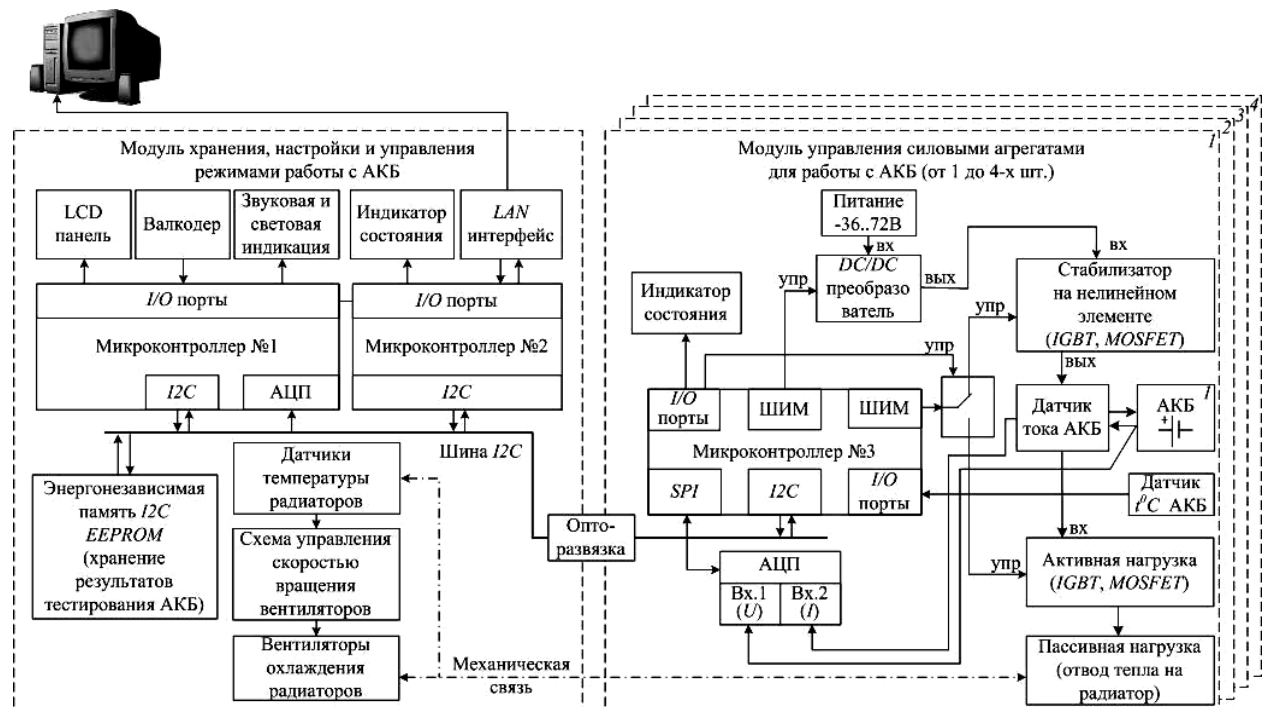


Рис. 2. Функциональная схема блока измерительного устройства АПК

Кратко опишем работу АПК. Оператор отправляет команду управления по сети Ethernet в модуль управления АПК для вывода из работы СГЭП интересующей группы аккумуляторов. АПК подключает каждый аккумулятор группы к соответствующему каналному модулю блока измерительного устройства следующим образом: модуль управления АПК подаёт напряжение на соответствующие цепи управления, и блок коммутации отключает группу аккумуляторов от общей шины питания СГЭП, силовые реле блока коммутации выполняют включение каждого аккумулятора группы на соответствующий каналный модуль измерительного устройства.

Далее каналные модули выполняют алгоритм измерения параметров аккумуляторов – измерения внутреннего сопротивления и остаточной емкости аккумуляторов, а в последующем выполняют заряд и выравнивание напряжения.

Способ измерения внутреннего сопротивления аккумулятора подробно описан в [7, 8]. Указанный способ строится на использовании метода амперметра-вольтметра с косвенным определением тока, основанного на применении синхронного детектирования. Преимуществом такого решения является определение всех составляющих комплексного значения внутреннего сопротивления аккумулятора.

Измерение остаточной емкости выполняется на основе требований, предъявляемых производителями аккумуляторов [3], и ГОСТа [4, 5]. Разряд каждого аккумулятора в группе выполняется независимо друг от друга в соответствующем каналном модуле на постоянную величину стабилизированного тока, в процессе разряда отслеживается текущее значение напряжения аккумулятора. При достижении конечного значения напряжения разряда аккумулятора каналный модуль прекращает разряд, фиксирует время окончания разряда. Измеренные значения времени, тока разряда и конечного значения напряжения аккумулятора передаются каналным модулем в модуль управления, где осуществляется расчёт остаточной емкости. Расчёт остаточной емкости выполняется с учётом температуры, при которой выполнялся разряд, что дает возможность прогнозировать величину емкости при различных значениях температуры.

После выполнения измерений и выравнивающего заряда аккумуляторов, каждый каналный модуль сообщает модулю управления (по внутренней шине) о готовности вернуть свой аккумулятор в работу СГЭП. Блок управления, дождавшись сообщения о готовности от всех 4 каналных модулей, подает сигналы на управляющие цепи блока коммутации, что влечёт за этим серию переключений остальных реле. В результате группа аккумуляторов коммутируется на общую шину питания СГЭП.

#### **Заключение**

Использование реализованного и внедрённого в эксплуатацию описанного технического решения позволяет:

- Выполнять измерения всех параметров (полное внутреннее сопротивление и ёмкость) каждого аккумулятора в последовательно собранной группе.

- Измерять значение внутреннего сопротивления каждого аккумулятора в собранной группе ежеквартально, что даёт возможность более оперативно оценивать текущее состояние аккумулятора и прогнозировать выработку ресурса аккумулятора в зависимости от условий эксплуатации (температура), под воздействием которых находится аккумулятор.

- Измерять емкость каждого аккумулятора из группы с учётом влияния температуры, что даст полную картину состояния группы. В этом состоит отличие от случая измерения емкости всей группы аккумуляторов, поскольку емкость группы определяется значением емкости худшего аккумулятора в группе.

- Выполнять выравнивающий заряд аккумуляторов в группе. После разряда аккумуляторов требуется зарядить каждый аккумулятор до минимального значения тока подзаряда и определённой величины напряжения, причём разница в значениях напряжений аккумуляторов, которые будут поставлены в группу, не должна превышать 0,2 В.

- Выполнять монтаж АПК в состав любой СГЭП, поскольку требует минимальных изменений конструкции. АПК монтируется в разрыв цепи «группа аккумуляторов» – «общая шина питания» СГЭП.

#### *Литература*

1. ГОСТ Р 53111–2008. Устойчивость функционирования сети связи общего пользования. Требования и методы проверки. – М.: Госстандарт России, 2009. – 19 с.
2. Правила устройства электроустановок. – 7-е изд. – М.: Изд-во НЦ ЭНАС, 2004.
3. Эксплуатационная документация. Стационарные свинцово-кислотные герметизированные необслуживаемые аккумуляторы. Технология dryfit: Sonnenschein A400/FT, A500, A600 OPzV, A700 (ODiV), PowerCycle. Технология AGM: Marathon (L/XL, M/M-FT), Sprinter (P/XP, XP-FT, S), Powerfit (S300) [Электронный ресурс]. – Режим доступа: [http://www.aku-vertrieb.ru/upload/iblock/76f/instr\\_dryfit\\_AGM\\_may-2016.pdf](http://www.aku-vertrieb.ru/upload/iblock/76f/instr_dryfit_AGM_may-2016.pdf), свободный (дата обращения: 16.11.2016).
4. ГОСТ Р МЭК 61436–2004. Аккумуляторы и аккумуляторные батареи, содержащие щелочной и другие нещелочные электролиты. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: [http://www.2a3a.ru/wp-content/uploads/2010/11/gost\\_61436-20041.pdf](http://www.2a3a.ru/wp-content/uploads/2010/11/gost_61436-20041.pdf), свободный (дата обращения: 16.11.2016).
5. ГОСТ Р МЭК 60896-2–99. Свинцово-кислотные стационарные батареи. Общие требования и методы испытаний. – Ч. 2: Закрытые типы. – М.: Госстандарт России, 1999. – 19 с.
6. Пат. 130088 РФ, МПК G 01 R 31/36. Система гарантированного электропитания с аппаратно-программным комплексом для тестирования, тренировки и заряда аккумуляторных батарей / А.В. Денисенко, М.В. Южанин, А.В. Барсуков (РФ); заявитель и патентообладатель ОАО «АК «Транснефть», ОАО «Связьтранснефть». – № 2 013 102 109 / 28; заявл. 01.03.13; опубл. 10.07.13. Бюл. № 19. – 3 с.

7. Пат. 2449302 РФ, МПК G 01 R 31/36, G 01 R 27/02. Способ определения внутреннего сопротивления химических источников тока / И.В. Антонишен, А.О. Мисюнас, В.И. Туев, М.В. Южанин (РФ); заявитель и патентообладатель ТУСУР. – № 2 010 145 973 / 28; заявл. 10.11.10; опубл. 27.04.12. Бюл. № 12. – 10 с.

8. Южанин М.В. Способ измерения внутреннего сопротивления химических источников / И.В. Антонишен, В.И. Туев, М.В. Южанин // Доклады Том. гос. ун-та систем упр. и радиотехники. – 2010. – № 2 (22), ч. 2. – С. 183–186.

---

**Южанин Максим Владимирович**

Аспирант, инженер каф. радиоэлектронных технологий и экологического мониторинга ТУСУРа;  
инженер 1-й кат. службы развития сети  
Сибирского производственно-технического управления связи (Сибирское ПТУС), Томск,  
филиала АО «Связьтранснефть», Москва  
Тел.: +7-906-958-46-42  
Эл. почта: myuzhanin@gmail.com

**Туев Василий Иванович**

Зав. каф. радиоэлектронных технологий  
и экологического мониторинга ТУСУРа  
Тел. +7 (382-2) 70-15-06  
Эл. почта: vasilii.i.tuev@tusur.ru

**Денисенко Александр Владимирович**

Инженер электросвязи II кат. узла связи  
Сибирского ПТУС  
Тел.: 8-906-951-71-22  
Эл. почта: denisenco@sibmail.com

**Гаммершмидт Михаил Михайлович**

Инженер-энергетик II кат. службы главного энергетика  
Сибирского ПТУС  
Тел.: 8-906-947-53-34  
Эл. почта: gammikhail@yandex.ru

Yuzhanin M.V., Tuev V.I., Denisenco A.V.,  
Gammershmidt M.M.

**Hardware-software complex to test batteries**

In the article are described the technical solution for maintenance of batteries groups that used in the uninterruptible power supply systems and allows to monitor the battery voltage, its capacity and internal resistance.

**Keywords:** Battery capacity, internal resistance, hardware-software complex, synchronous detection.

УДК 621.314.58

А.А. Правикова, В.М. Рулевский, Д.Ю. Ляпунов, В.Г. Букреев

## Математическая модель системы электропитания телеуправляемого подводного аппарата с передачей энергии по кабель-тросу на переменном токе

Рассматривается математическая модель системы электропитания (СЭП) телеуправляемого подводного аппарата с передачей энергии по кабель-тросу на переменном токе. Для разработки математической модели СЭП используется метод пространства состояний, позволяющий записать дифференциальные уравнения в форме Коши. Приведена сравнительная оценка результатов моделирования разомкнутой системы с экспериментальными данными, отмечается адекватность модели и возможность ее применения для дальнейших исследований.

**Ключевые слова:** телеуправляемый подводный аппарат, система электропитания, коммутационная функция, математическая модель, пространство состояний.

**doi:** 10.21293/1818-0442-2017-20-1-131-135

Телеуправляемые подводные аппараты (ТПА) широко используются для исследования глубин Мирового океана, а также проведения широкого круга научно-исследовательских и практических задач. Согласно [1] по своему назначению ТПА подразделяются на поисковые, обследовательские, рабочие, исследовательские и многоцелевые (двойного применения). Эффективность выполнения задач ТПА во многом определяется системой электропитания (СЭП). Энергообеспечение ТПА осуществляется по кабель-тросу от судна-носителя. Согласно обзору вариантов построения СЭП ТПА [2] передача энергии по кабель-тросу на переменном токе повышенной частоты обеспечивает увеличение удельной мощности СЭП ТПА и повышение ее надежности.

Целью данной работы является разработка математической модели СЭП ТПА с передачей энергии по кабель-тросу на переменном токе в пространстве состояний и подтверждение адекватности разработанной модели.

### Математическая модель системы

Программы для исследования систем силовой электроники делятся на две группы в зависимости от математической модели. Первая группа – это программы с описанием моделей в виде дифференциальных уравнений (MathCad, Matlab и др.), вторая – программы с моделями в виде схем замещения (PSpice, Simulink и др.), далее – имитационные модели. Разработка и исследование имитационной модели СЭП ТПА в программе Matlab/Simulink приведены в [3].

СЭП ТПА состоит из бортовой части, расположенной на судне-носителе, и подводной, расположенной на борту подводного аппарата, энергоснабжение между ними осуществляется посредством кабель-троса. Принципиальная электрическая схема СЭП ТПА с передачей энергии по кабель-тросу на переменном токе приведена на рис. 1, где  $U_S$  – напряжение источника питания;  $L_S, R_S, C_S$  – индуктивность, сопротивление и емкость входной цепи;  $i_L(t)$  – ток дросселя;  $U_{CS}(t)$  – напряжение входной емкости;

$i_{in}(t)$  – входной ток инвертора;  $L_a, R_a, C_a$  – индуктивность, сопротивление и емкость фильтра;  $i_a(t), i_b(t), i_c(t)$  – выходные токи инвертора;  $U_{CA}(t), U_{CB}(t), U_{CC}(t)$  – фазные напряжения на емкости фильтра;  $U_{CAc}(t), U_{CBa}(t), U_{CCb}(t)$  – линейные напряжения на выходе фильтра;  $i_{ac}(t), i_{ba}(t), i_{cb}(t)$  – фазные токи на выходе фильтра автономного инвертора напряжения (АИН);  $i_{a1}(t), i_{b1}(t), i_{c1}(t)$  – линейные токи на выходе фильтра АИН;  $TV1$  – повышающий трансформатор;  $L_k, R_k, C_k$  – индуктивность, сопротивление и емкость кабель-троса соответственно;  $i_{ak}(t), i_{bk}(t), i_{ck}(t)$  – линейные токи кабель-троса;  $U_{CKA}(t), U_{CKB}(t), U_{CKC}(t)$  – напряжения на емкости кабель-троса;  $TV2$  – понижающий трансформатор;  $i_{ak1}(t), i_{bk1}(t), i_{ck1}(t)$  – линейные токи в первичной обмотке трансформатора  $TV2$ ;  $i_{a2}(t), i_{b2}(t), i_{c2}(t)$  – линейные входные токи выпрямителя;  $U_{a2}(t), U_{b2}(t), U_{c2}(t)$  – фазные входные напряжения выпрямителя;  $L_d, C_d$  – индуктивность и емкость фильтра выпрямителя;  $i_d(t)$  – ток индуктивности фильтра выпрямителя;  $U_d(t)$  – выпрямленное напряжение;  $i_n(t), U_{Cd}(t)$  – ток и напряжение нагрузки;  $R_n$  – сопротивление нагрузки.

Для математического описания системы в пространстве состояний необходимо проведение процедуры составления дифференциальных уравнений.

Основным функциональным элементом СЭП с передачей энергии на переменном токе повышенной частоты по кабель-тросу является АИН. АИН представляет собой нелинейную импульсную систему, аналитическое описание которой возможно с использованием коммутационных функций. Способом управления, который был выбран для данной системы, является «симплексная» ШИМ. Данный способ представляет собой ШИМ с предмодуляцией третьей гармоникой, в котором при коэффициенте модуляции меньше единицы сигнал предмодуляции вычисляется так, чтобы ключи одной из фаз дважды за период выходной частоты находились в пассивном состоянии.

Расчет сигнала предмодуляции  $nn(t)$  задающего напряжения описан в [4].

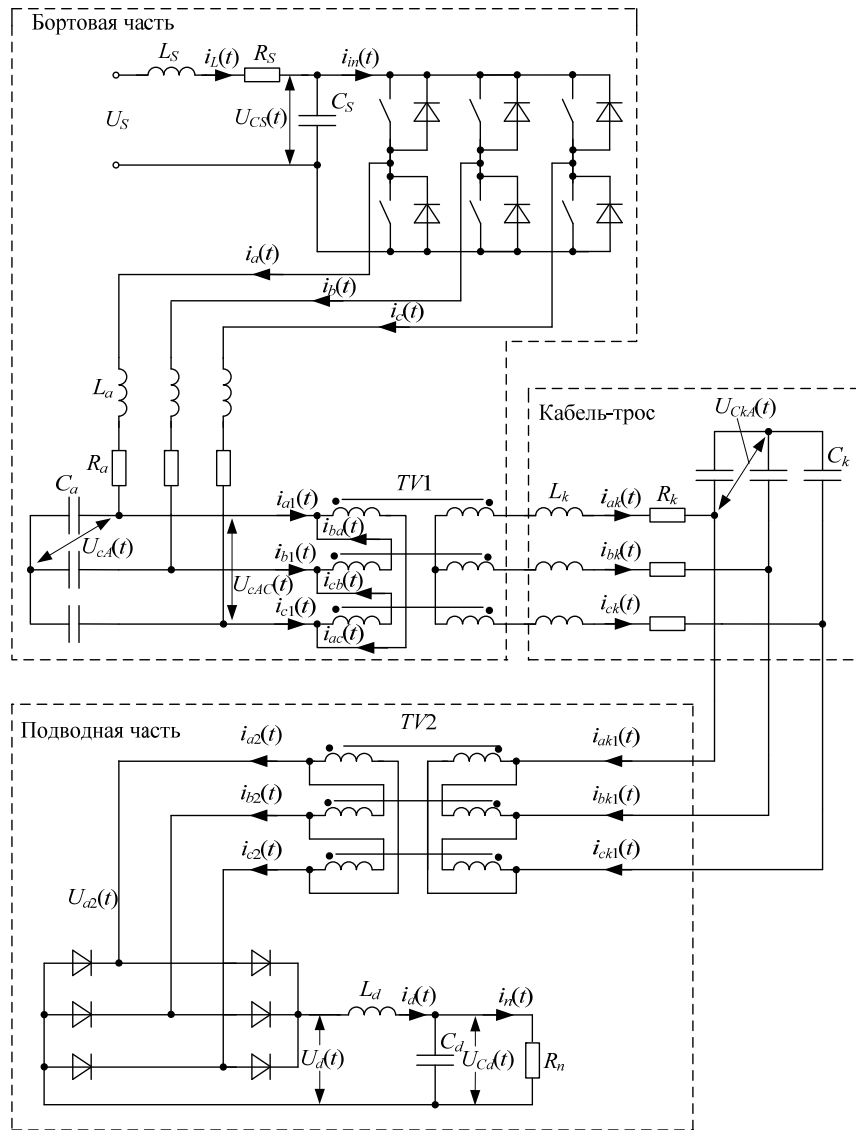


Рис. 1. Принципиальная электрическая схема силовой части системы электропитания телеуправляемого подводного аппарата с передачей энергии по кабель-тросу на переменном токе

Задающее напряжение фазы формируется по следующему закону:

$$U_a(t) = \frac{K_m}{\cos(\pi/6)} U_{\text{эта}}(t) + nn(t), \quad (1)$$

где  $K_m$  – коэффициент модуляции;  $U_{\text{эта}}(t) = \sin(\omega t)$  – эталонное напряжение фазы;  $nn(t)$  – сигнал предмодуляции.

Законы формирования импульсов управления АИН описываются уравнениями коммутационно-разрывных функций.

Коммутационная функция фазы определяется соотношением

$$K_{fa}(\xi_a) = \begin{cases} 1 & \text{при } \xi_a(t) \geq 0 \\ -1 & \text{при } \xi_a(t) < 0 \end{cases} \quad (2)$$

где  $\xi_a(t)$  – разностная функция фазы.

Разностная функция каждой фазы определяется как разница задающего напряжения фазы и пилообразного напряжения:

$$\xi_a(t) = U_a(t) - U_p(t), \quad (3)$$

где  $U_p(t)$  – функция пилообразного напряжения [5].

$$U_p(t) = 2 \cdot \left( -\frac{1}{2} + \frac{t}{t_{\text{шим}}} - \left\lfloor \frac{t}{t_{\text{шим}}} \right\rfloor \right), \quad (4)$$

где  $t_{\text{шим}}$  – период широтно-импульсной модуляции;

$\left\lfloor \frac{t}{t_{\text{шим}}} \right\rfloor$  – операция округления вещественного числа до ближайшего целого в меньшую сторону.

Коммутационные функции верхних ключей АИН определяются по формулам:

$$K_1(\xi_a) = \begin{cases} 1 & \text{при } \xi_a \geq 0, \\ 0 & \text{при } \xi_a < 0, \end{cases} \quad (5)$$

$$K_3(\xi_b) = \begin{cases} 1 & \text{при } \xi_b \geq 0, \\ 0 & \text{при } \xi_b < 0, \end{cases} \quad (6)$$

$$K_5(\xi_c) = \begin{cases} 1 & \text{при } \xi_c \geq 0, \\ 0 & \text{при } \xi_c < 0. \end{cases} \quad (7)$$

Общая коммутационная функция напряжения нулевой последовательности [6] определяется по формуле

$$K_f(t) = \frac{1}{3} \cdot (K_1(\xi_a) + K_3(\xi_b) + K_5(\xi_c)) - \frac{1}{2}. \quad (8)$$

Напряжение нулевой последовательности определяется как

$$U_O(t) = U_{CS}(t) \cdot K_f(t). \quad (9)$$

Дифференциальные уравнения входного фильтра АИН имеют вид

$$\dot{i}_L(t) = -\frac{1}{L_S} U_{CS}(t) - \frac{R_S}{L_S} i_L(t) + \frac{1}{L_S} U_S(t), \quad (10)$$

$$\dot{U}_{CS}(t) = \frac{1}{C_S} (i_L(t) - i_{in}(t)), \quad (11)$$

где входной ток АИН определяется по формуле

$$i_{in}(t) = i_a(t) \cdot K_1(\xi_a) + i_b(t) \cdot K_3(\xi_b) + i_c(t) \cdot K_5(\xi_c). \quad (12)$$

Дифференциальные уравнения АИН получены по законам Кирхгофа и закону Ома для участка цепи (см. рис. 1):

$$\dot{i}_a(t) = \frac{1}{L_a} U_{A0} + \frac{1}{L_a} \cdot U_O(t) - \frac{R_a}{L_a} i_a(t) - \frac{1}{L_a} U_{cA}(t), \quad (13)$$

$$U_{A0} = \frac{1}{2} \cdot K_{fa}(\xi_a) \cdot U_{CS}(t), \quad (14)$$

$$U_{cA}(t) = \frac{1}{C_a} \cdot (i_a(t) - i_{a1}(t)). \quad (15)$$

Линейное напряжение фильтра АИН

$$U_{cAC}(t) = U_{cA}(t) - U_{cC}(t). \quad (16)$$

Для математического описания второй части системы (см. рис. 1), а именно кабель-троса и подводной части СЭП, предлагается перейти к электрической схеме, представленной на рис. 2. Соединения

обмоток трансформаторов  $TV1$ ,  $TV2$  преобразуются к соединениям звезда-звезда. Трансформаторы при математическом описании представляют собой идеальные трансформаторы с коэффициентами преобразования  $K_{p1}$  и  $K_{p2}$  [7].

Перейдем к эквивалентной схеме без идеальных трансформаторов (рис. 3), при этом сохраняя неизменным входное сопротивление схемы. Для этого все сопротивления цепи, которые находились за трансформаторами, следует умножить на квадраты коэффициентов преобразования.

Дифференциальные уравнения для эквивалентной расчетной схемы можно записать как

$$\frac{di'_{ac}(t)}{dt} = \frac{U_{cAC}(t) - R_k \cdot K_{p1}^2 \cdot i'_{ac}(t) - U'_{cKA}(t)}{L_k \cdot K_{p1}^2}, \quad (17)$$

$$\frac{dU'_{cKA}(t)}{dt} = \frac{K_{p1}^2}{C_k} (i'_{ac}(t) - i'_{a2}(t)). \quad (18)$$

Трехфазный мостовой выпрямитель представлен функцией, где выпрямленное напряжение  $U_d$  на интервалах, равных одной шестой части периода, определяется разностью фазных напряжений обмоток трансформатора  $TV2$  [8]:

Интервал 1:

$$U'_{cKA}(t) > U'_{cKB}(t) \ \& \ U'_{cKA}(t) \geq U'_{cKC}(t) \ \& \ U'_{cKB}(t) \leq U'_{cKC}(t), \\ U'_d(t) = U'_{cKA}(t) - U'_{cKB}(t).$$

Интервал 2:

$$U'_{cKA}(t) \geq U'_{cKB}(t) \ \& \ U'_{cKA}(t) > U'_{cKC}(t) \ \& \ U'_{cKC}(t) \leq U'_{cKB}(t) \\ U'_d(t) = U'_{cKA}(t) - U'_{cKC}(t).$$

Интервал 3:

$$U'_{cKB}(t) \geq U'_{cKA}(t) \ \& \ U'_{cKB}(t) > U'_{cKC}(t) \ \& \ U'_{cKC}(t) \leq U'_{cKA}(t), \\ U'_d(t) = U'_{cKB}(t) - U'_{cKC}(t).$$

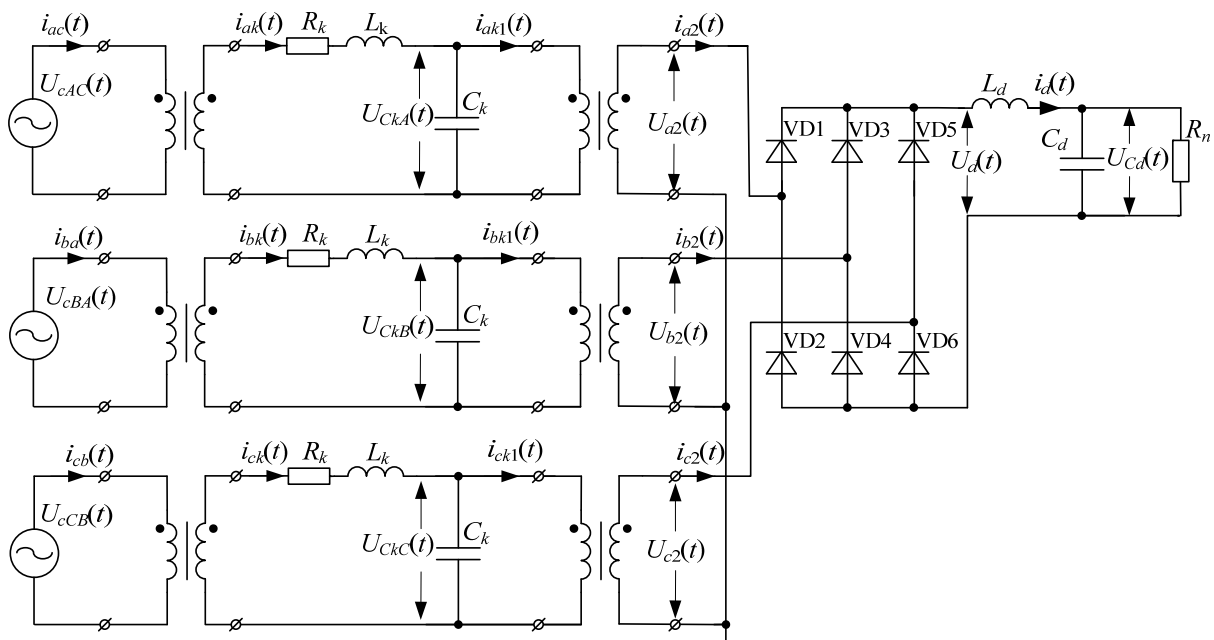


Рис. 2. Принципиальная электрическая схема кабель-троса и подводной части системы электропитания

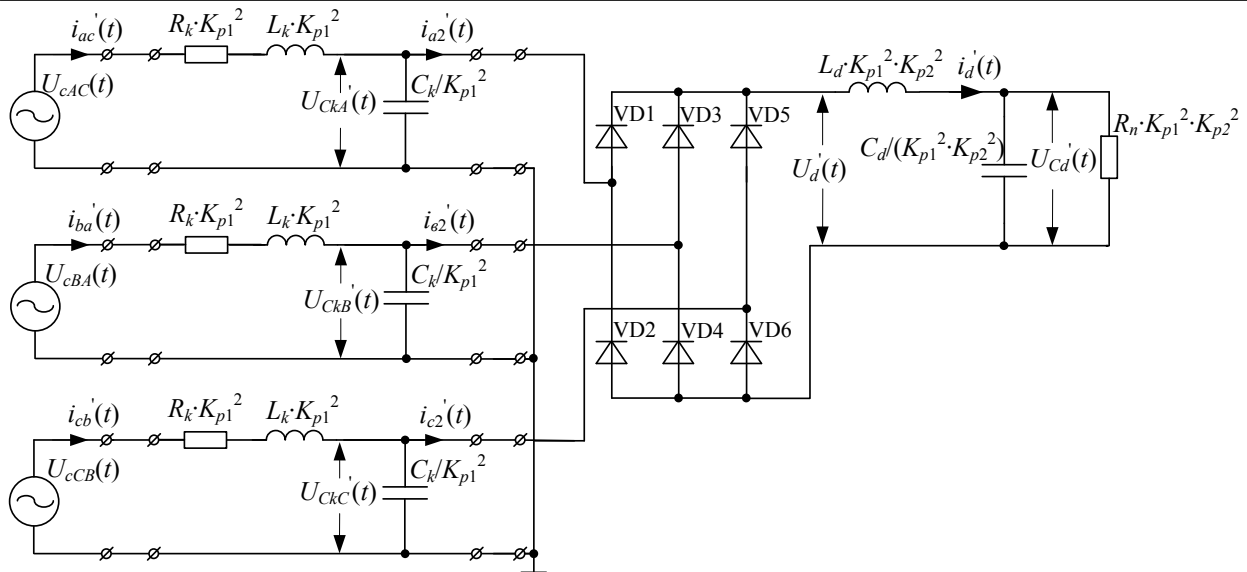


Рис. 3. Эквивалентная расчетная схема кабель-троса и подводной части системы электропитания

Интервал 4:

$$U'_{CkB}(t) \geq U'_{CkC}(t) \ \& \ U'_{CkB}(t) > U'_{CkA}(t) \ \& \ U'_{CkA}(t) \leq U'_{CkC}(t),$$

$$U'_d(t) = U'_{CkB}(t) - U'_{CkA}(t).$$

Интервал 5:

$$U'_{CkC}(t) \geq U'_{CkB}(t) \ \& \ U'_{CkC}(t) > U'_{CkA}(t) \ \& \ U'_{CkB}(t) \leq U'_{CkA}(t),$$

$$U'_d(t) = U'_{CkC}(t) - U'_{CkB}(t).$$

Интервал 6:

$$U'_{CkC}(t) \geq U'_{CkA}(t) \ \& \ U'_{CkC}(t) > U'_{CkB}(t) \ \& \ U'_{CkA}(t) \leq U'_{CkB}(t),$$

$$U'_d(t) = U'_{CkC}(t) - U'_{CkA}(t).$$

На каждом из шести интервалов ток проводят два диода разных фаз моста – один катодной и один анодной группы. Коммутационные функции фаз моста определены на каждом интервале и приведены в таблице.

Коммутационные функции фаз моста

| Интервал | $K_{fRa}(t)$ | $K_{fRb}(t)$ | $K_{fRc}(t)$ |
|----------|--------------|--------------|--------------|
| 1        | 1            | -1           | 0            |
| 2        | 1            | 0            | -1           |
| 3        | 0            | 1            | -1           |
| 4        | -1           | 1            | 0            |
| 5        | 0            | -1           | 1            |
| 6        | -1           | 0            | 1            |

Входной ток фазы выпрямителя определен по формуле

$$i'_{a2}(t) = K_{fRa}(t) \cdot i'_d(t). \quad (19)$$

Дифференциальные уравнения выходной цепи выпрямителя определяются как

$$\frac{di'_d(t)}{dt} = \frac{U'_d(t) - U'_{Cd}(t)}{L_d \cdot K_{p1}^2 \cdot K_{p2}^2}, \quad (20)$$

$$\frac{dU'_{Cd}(t)}{dt} = \frac{K_{p1}^2 \cdot K_{p2}^2}{C_d} (i'_d(t) - \frac{U'_{Cd}(t)}{R_n \cdot K_{p1}^2 \cdot K_{p2}^2}). \quad (21)$$

Токи и напряжения исходной трехфазной схемы определяются по формулам:

$$i_{ac}(t) = i'_{ac}(t), \quad (22)$$

$$i_{ak}(t) = K_{p1} \cdot i'_{ac}(t), \quad (23)$$

$$i_{ak1}(t) = K_{p1} \cdot i'_{a2}(t), \quad (24)$$

$$i_{a2}(t) = K_{p2} \cdot i_{ak1}(t), \quad (25)$$

$$U_{a2}(t) = \frac{U'_{CkA}(t)}{K_{p1} \cdot K_{p2}}, \quad (27)$$

$$i_{a1}(t) = i_{ac}(t) - i_{ba}(t), \quad (28)$$

$$U_{Cd}(t) = \frac{U'_{Cd}(t)}{K_{p1} \cdot K_{p2}}, \quad (29)$$

$$i_n(t) = \frac{U_{Cd}(t)}{R_n}. \quad (30)$$

### Результаты моделирования

Система дифференциальных уравнений (1)–(30) была решена в среде Matlab с использованием метода Эйлера. Зависимость выходного  $U_{Cd}(t)$  напряжения системы электропитания ТПА представлена на рис. 4, а.

При моделировании процессов в СЭП принимались допущения: ключи АИН идеальны, переключения происходят мгновенно, диоды идеальны, процессы коммутации в выпрямителе не оказывают влияния на форму выходного напряжения и тока, пассивные элементы идеальны, трансформаторы представляются пропорциональным звеном.

При проведении вычислительных экспериментов принимались следующие параметры системы:  $f_{\text{шим}} = 48$  кГц – частота коммутаций АИН;  $f = 1$  кГц – частота выходного напряжения АИН;  $U_S = 510$  В;  $R_S = 0,5$  Ом;  $L_S = 1,46$  мГн;  $C_S = 5$  мФ;  $R_a = 0,5$  Ом;  $L_a = 0,4$  мГн;  $C_a = 6$  мкФ;  $R_k = 14,7$  Ом;  $L_k = 1,042$  мГн;  $C_k = 0,833$  мкФ;  $K_{p1} = 0,36$ ;  $K_{p2} = 4,49$ ;  $L_d = 10$  мГн;  $C_d = 1680$  мкФ;  $R_n = 5$  Ом.

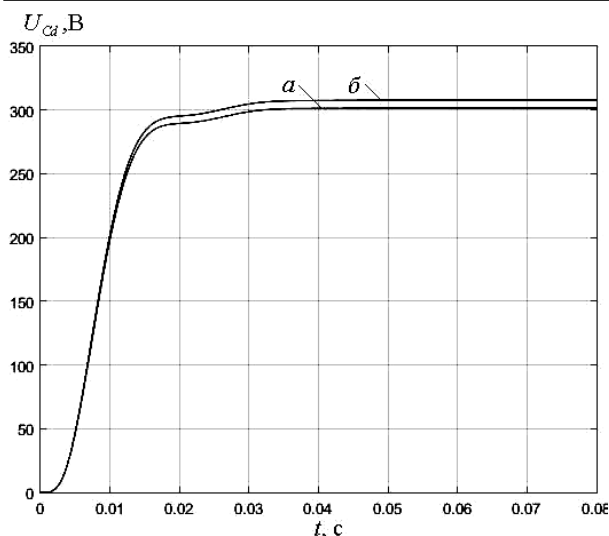


Рис. 4. Выходное напряжение системы электропитания: а – математическая модель, б – имитационная модель

Для сравнения характеристик выходного напряжения (см. рис. 4, а, б) математической модели системы электропитания использовались результаты имитационного моделирования в среде Matlab / Simulink, представленные в публикации [3].

#### Выводы

Результаты, полученные при математическом моделировании разомкнутой СЭП, позволяют сделать заключение об устойчивости протекающих процессов, в том числе напряжения на нагрузке. Количественные оценки длительности переходного процесса и точности стабилизации соответствуют расчетным и экспериментальным данным. Разработанная математическая модель в пространстве состояний может быть использована для задач синтеза регуляторов системы электропитания ТПА.

#### Литература

1. ГОСТ Р 56960–2016. Аппараты необитаемые подводные. Классификация / Федеральное агентство по техническому регулированию и метрологии. – М.: Стандартинформ, 2016. – 4 с.
2. Рулевский В.М. Системы электропитания подводных аппаратов / Ю.Н. Дементьев, О.В. Бубнов // Изв. Том. политехн. ун-та. – 2004. – Т. 307, № 5. – С. 120–123.
3. Рулевский В.М. Математическое моделирование системы электропитания телеуправляемого необитаемого подводного аппарата с передачей энергии по кабель-тросу на переменном токе в пакете Matlab/Simulink [Электронный ресурс] / В.М. Рулевский, Д.Ю. Ляпунов // Современные проблемы науки и образования. – 2015. – №2. – Режим доступа: <http://science-education.ru/ru/article/view?id=20930>, свободный (дата обращения: 19.12.2016).
4. Чаплыгин Е.Е. Спектральное моделирование преобразователей с широтно-импульсной модуляцией: учеб. пособие. – М.: Изд-во МЭИ, 2009. – 56 с.
5. Кобзев А.В. Нелинейная динамика полупроводниковых преобразователей / А.В. Кобзев, Г.Я. Михальченко,

А.И. Андриянов, С.Г. Михальченко. – Томск: Том. гос. ун-т систем управления и радиоэлектроники, 2007. – 224 с.

6. Зиновьев Г.С. Основы силовой электроники: учеб. пособие для бакалавров. – 5-е изд., испр. и доп. – М.: Юрайт, 2015. – 667 с.

7. Зевеке Г.В. Основы теории цепей: учеб. для вузов / Г.В. Зевеке, П.А. Ионкин, А.В. Нетушил, С.В. Страхов. – 4-е изд., перераб. – М.: Энергия, 1975. – 752 с.

8. Мелешин В.И. Транзисторная преобразовательная техника. – М.: Техносфера, 2006. – 632 с.

#### Правикова Александра Александровна

Аспирант каф. компьютерных систем в управлении и проектировании ТУСУРа,  
м.н.с. НИИ автоматики и электромеханики  
(НИИ АЭМ) ТУСУРа  
Тел.: +7-913-886-76-16  
Эл. почта: bezruchenko@niiuem.tomsk.ru

#### Рулевский Виктор Михайлович

Канд. техн. наук, директор НИИ АЭМ ТУСУРа  
Тел.: +7 (382-2) 56-00-59  
Эл. почта: rulevsky@niiuem.tomsk.ru

#### Ляпунов Данил Юрьевич

Канд. техн. наук, доцент каф. электропривода и электрооборудования  
Национального исследовательского  
Томского политехнического университета (НИ ТПУ)  
Тел.: +7 (382-2) 56-00-59  
Эл. почта: lyapdy@gmail.com

#### Букреев Виктор Григорьевич

Д-р техн. наук, профессор каф. электропривода и электрооборудования НИ ТПУ  
Тел.: +7 (382-2) 56-00-59  
Эл. почта: bukreev@tpu.ru

Pravikova A.A., Rulevskiy V.M.,  
Lyapunov D.Y., Bukreev V.G.

#### Mathematical model of electric power supply system for remotely operated unmanned underwater vehicle with AC electric power transmission line

A mathematical model of an electric power supply system for a remotely operated unmanned underwater vehicle with an AC electric power transmission line is considered. The state-space method is used to design the mathematical model of the power system. The state-space method allows writing differential equations in the Cauchy form. The comparative result of evaluating the mathematical model and the simulation model of the open loop system is shown. The adequacy of the developed model and its applicability for the future research is proved.

**Keywords:** electric power supply system, remotely operated unmanned underwater vehicle, switching function, mathematical model.



УДК 621.314.57: 629.423.32

М.Ю. Пустоветов

## Устройство питания вспомогательных цепей электровоза постоянного тока: схема силовой части, методы формирования выходного напряжения

Приведен краткий анализ схем полупроводниковых преобразователей, используемых для питания вспомогательных цепей электровозов постоянного тока. Предложена схема силовой части устройства питания вспомогательных цепей электровоза постоянного тока, отличная от получивших распространение. Методами математического моделирования на ЭВМ проведено исследование характеристик устройства в статическом режиме. Устройство содержит емкостный делитель постоянного напряжения, автономный инвертор напряжения, трехфазный трансформатор со специфической схемой соединения обмоток Ш/У. Проведено сравнительное рассмотрение энергетических характеристик устройства при разных методах формирования регулируемого напряжения на выходе инвертора с использованием широтно-импульсной модуляции. Учитывались использование напряжения контактной сети, КПД, гармонический состав токов и напряжений, значения суммарных коэффициентов гармонических составляющих, коэффициент мощности. Ожидается снижение стоимости комплекта силовых ключей преобразователя до 1,5–2,0 раза по сравнению с известными техническими решениями.

**Ключевые слова:** автономный инвертор напряжения, трехфазный трансформатор, электровоз постоянного тока, питание вспомогательных цепей, широтно-импульсная модуляция, гармонический состав.

**doi:** 10.21293/1818-0442-2017-20-1-136-140

В настоящее время на борту магистральных электровозов весьма распространены потребители трёхфазного и однофазного переменного напряжения. Одной из задач, решаемых при разработке устройств для питания собственных нужд электровоза, является выбор способа преобразования высокого напряжения контактной сети в низкое трёхфазное переменное напряжение. Некоторые схемные решения для электровозов постоянного тока на базе двухуровневых и трехуровневых мостовых автономных инверторов напряжения (АИН), включая устройства с использованием трёхфазных трансформаторов (Т), опубликованы отечественными и зарубежными специалистами [1–3]. Они обладают рядом недостатков. Использование мостовой схемы двухуровневого АИН является вариантом с минимальным числом полупроводниковых ключей (6 штук) и наиболее высокой надёжностью, но требует при напряжении контактной сети 3 кВ использования транзисторов с рабочим напряжением 6,5 кВ, которые дороги.

Особенности формирования выходного напряжения в двухуровневом трехфазном мостовом АИН для случая, когда заземлена минусовая клемма входного источника постоянного напряжения, характерного для электрифицированного железнодорожного транспорта, рассмотрены в [4]: при открытом верхнем транзисторе фазы на выходе этой фазы АИН относительно земли возникает потенциал, равный полному постоянному напряжению на входе АИН. Использование трёхуровневого мостового АИН позволяет ограничиться более дешёвыми силовыми транзисторами с величиной рабочего напряжения 3,3 кВ. При этом удваивается их количество, усложняются схема и алгоритмы управления АИН.

Целью настоящей работы является предложить вариант устройства питания вспомогательных цепей

электровоза постоянного тока с трёхфазным Т и АИН, позволяющий использовать минимальное количество относительно низковольтных силовых транзисторов при простой схеме соединения.

### Схема силовой части устройства

Ввиду компактности и дешевизны [5] целесообразно использовать не трёхфазную группу однофазных Т, а Т с единым магнитопроводом, например трехстержневым. Предлагаемая к использованию схема АИН предполагает независимое (без электрических соединений друг с другом, по открытой схеме) подключение фаз первичной обмотки Т (рис. 1).

Устройство на рис. 1 преобразует постоянное напряжение контактной сети в трёхфазное переменное напряжение, частота и величина которого могут регулироваться. Каждая фаза первичной обмотки трёхфазного Т подключена к ячейке преобразователя, представляющей собой однофазный полумостовой АИН. Например, фаза А подключена к ячейке, включающей в себя транзисторные ключи  $VT1$  и  $VT2$ , диоды  $VD1$  и  $VD2$ , конденсаторы  $C1$  и  $C2$ . Транзисторы  $VT1$  и  $VT2$  открываются поочередно на равные промежутки времени, формируя переменное напряжение на фазе А первичной обмотки Т. Последовательно соединённые конденсаторы  $C7$ ,  $C8$  и  $C9$  представляют собой ёмкостный делитель, разделяющий входное постоянное напряжение контактной сети  $U_d$  на три равные части (по количеству фаз Т и ячеек преобразователя). Пары транзисторов в остальных двух фазах работают так же, как и в фазе А, но со сдвигом во времени на  $120^\circ$  эл. и  $240^\circ$  эл., образуя на обмотках Т трёхфазную симметричную систему питающих напряжений.

### Методы формирования выходного напряжения инвертора

Сравним варианты управления ключами АИН методами прямоугольной и синусоидальной (терми-

нология согласно [6]) широтно-импульсной модуляции (ШИМ) при условии получения максимально возможного выходного напряжения АИН. На рис. 2 показаны методы осуществления ШИМ напряжения фазы: а) – прямоугольная ШИМ (метод 1), б) – прямоугольная ШИМ при форме сигнала модулирующего напряжения «меандр с паузой» с шириной им-

пульса  $120^\circ$  эл. (метод 2), в) синусоидальная ШИМ (методы 3 и 4). В качестве метода 4 используем синусоидальную ШИМ с предмодуляцией третьей гармоникой, имеющей амплитуду 0,167 от первой гармоники и перемодуляции первой гармоники в  $\pi/2$  раз [7]. Вводимая третья гармоника синфазна с первой.

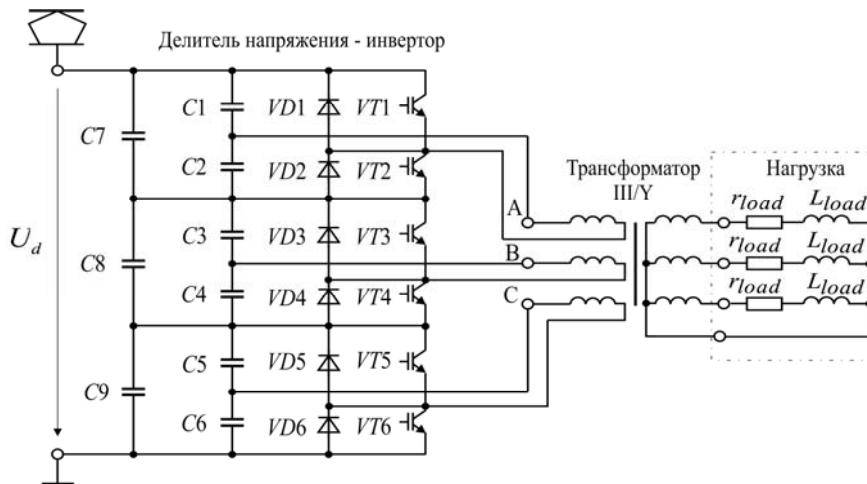


Рис. 1. Электрическая принципиальная схема устройства питания вспомогательных цепей электровоза постоянного тока

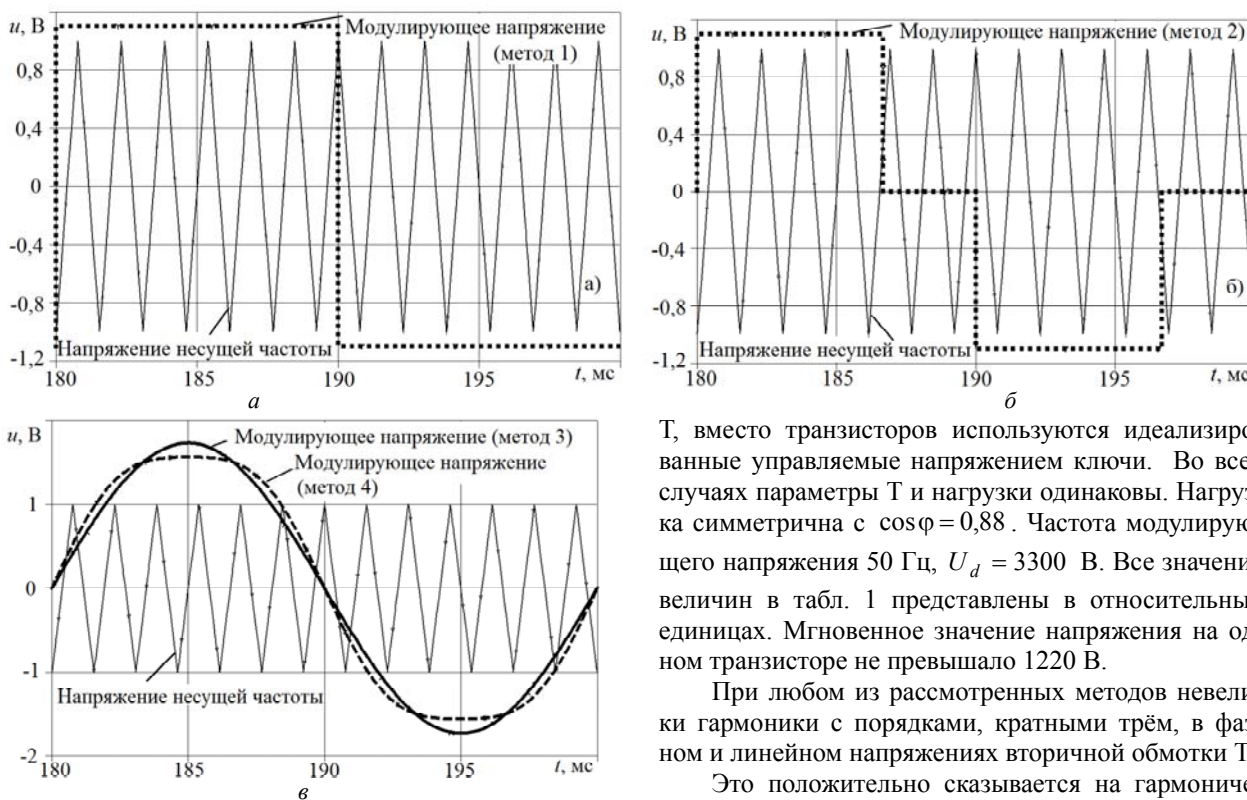


Рис. 2. Методы осуществления ШИМ напряжения фазы

При анализе режимов работы устройства питания вспомогательных цепей электровоза воспользуемся математической моделью трехфазного Т согласно [8, 9]. Результаты компьютерного моделирования средствами PSpice [10] для сравнения методов управления преобразователем сведены в табл. 1. При моделировании приняты следующие допущения: не учитывается нелинейность кривой намагничивания

Т, вместо транзисторов используются идеализированные управляемые напряжением ключи. Во всех случаях параметры Т и нагрузки одинаковы. Нагрузка симметрична с  $\cos \varphi = 0,88$ . Частота модулирующего напряжения 50 Гц,  $U_d = 3300$  В. Все значения величин в табл. 1 представлены в относительных единицах. Мгновенное значение напряжения на одном транзисторе не превышало 1220 В.

При любом из рассмотренных методов невелики гармоники с порядками, кратными трём, в фазном и линейном напряжениях вторичной обмотки Т.

Это положительно сказывается на гармоническом составе тока вторичной обмотки. Потенциал нейтральной точки нагрузки (см. рис. 1) близок к нулю.

С точки зрения гармонического состава токов и напряжений, формируемых преобразователем, предпочтительно, когда на периоде модулирующего напряжения укладывается нечётное количество периодов напряжения несущей частоты. В противном случае токи и напряжения будут содержать четные гар-

моники (по данным табл. 1, это слабо влияет на энергетические характеристики электротехнической системы). Метод 2 позволяет радикально уменьшить величину тока 3-й гармоники в первичной обмотке Т

(до 11,09% от 1-й гармоники). При методе 4: 3-я гармоника тока в первичной обмотке Т составляет 150,62% от 1-й, что ниже, чем при методе 1, где 212,76%.

Таблица 1

**Сравнительные результаты расчёта характеристик устройства для питания трёхфазных и однофазных вспомогательных цепей электровоза постоянного тока при различных методах формирования выходного напряжения АИН**

| Наименование характеристик   | Напряжение 1-й гармоники фазы первичной обмотки Т | Активная мощность на выходе Т | Коэффициент мощности на входе Т | КПД Т    | $\eta_T \cdot \cos\phi_1$ | —                         |
|--|---|-------------------------------|---------------------------------|----------|---------------------------|---------------------------|
| Условное обозначение   | $U_{1\phi 1}^*$                                   | $P_2^*$                       | $\cos\phi_1$                    | $\eta_T$ | $K_E$                     | $K_E \cdot U_{1\phi 1}^*$ |
| При частоте несущего напряжения 650 Гц<br>(13 периодов несущего напряжения ШИМ на одном периоде модулирующего) |   |                               |                                 |          |                           |                           |
| Метод 1  | 1,000 (520,9 В)                                   | 1,000 (73,2 кВт)              | 0,845                           | 0,917    | 0,775                     | 0,775                     |
| Метод 2  | 0,859   | 0,759                         | 0,829                           | 0,970    | 0,804                     | 0,691                     |
| Метод 3  | 0,946   | 0,877                         | 0,828                           | 0,962    | 0,797                     | 0,754                     |
| Метод 4  | 0,969   | 0,925                         | 0,833                           | 0,939    | 0,782                     | 0,758                     |
| При частоте несущего напряжения 600 Гц<br>(12 периодов несущего напряжения ШИМ на одном периоде модулирующего) |   |                               |                                 |          |                           |                           |
| Метод 1  | 1,000 (518,7 В)                                   | 1,000 (73 кВт)                | 0,847                           | 0,910    | 0,771                     | 0,771                     |
| Метод 2  | 0,873   | 0,761                         | 0,834                           | 0,966    | 0,806                     | 0,704                     |
| Метод 4  | 0,966   | 0,925                         | 0,825                           | 0,961    | 0,793                     | 0,766                     |

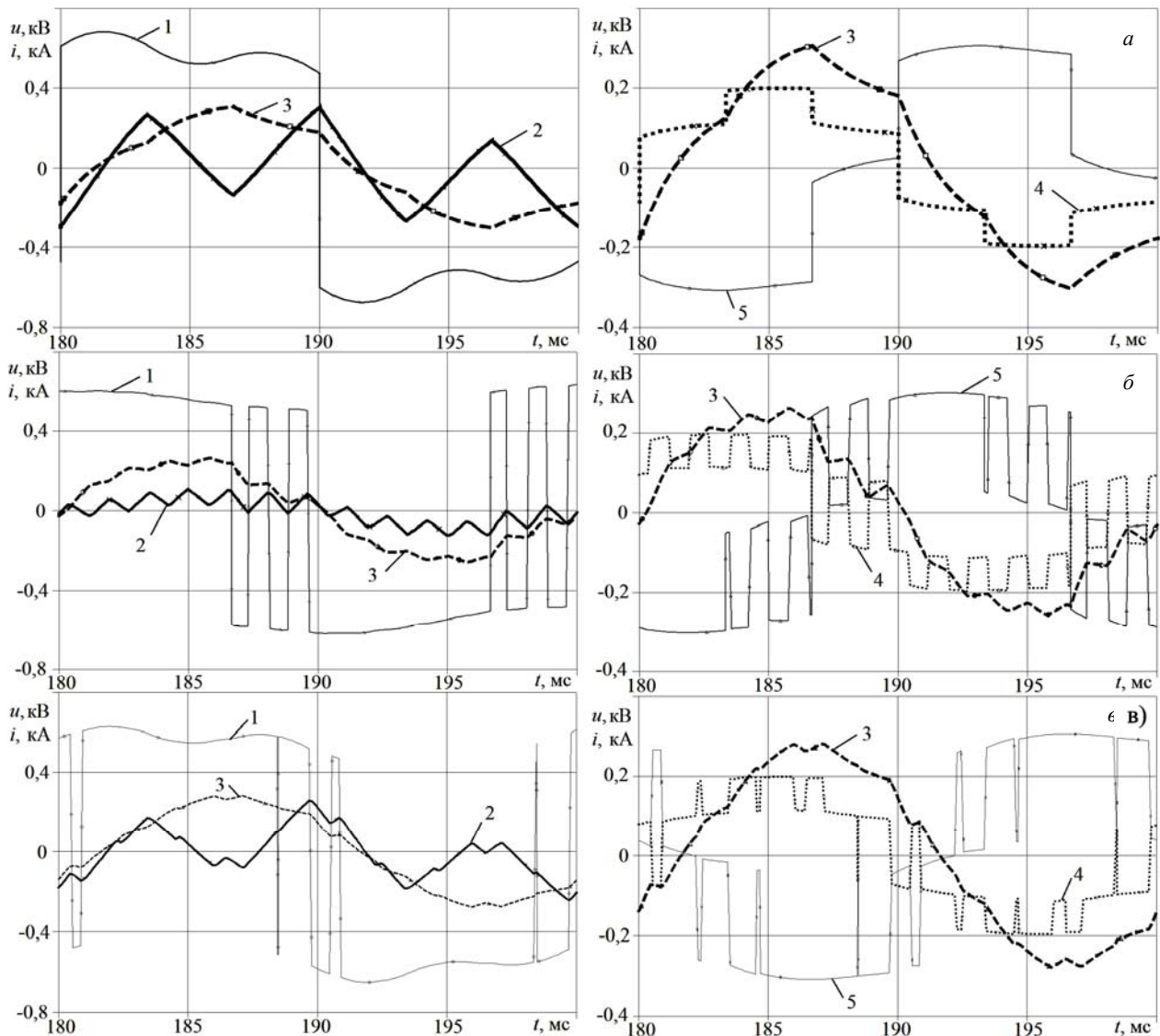


Рис. 3. Напряжения и токи Т при различных методах осуществления ШИМ напряжения фазы АИН

Расчётные кривые напряжений и токов показаны на рис. 3: а – метод 1; б – метод 2; в – метод 4. Кривые: 1 – напряжение фазы первичной обмотки Т  $U_{1\phi}$ ; 2 – ток фазы первичной обмотки Т  $I_{1\phi}$ ; 3 – ток фазы вторичной обмотки Т  $I_{2\phi}$ ; 4 – напряжение

фазы вторичной обмотки Т  $U_{2\phi}$ ; 5 – инвертированное по знаку линейное напряжение вторичной обмотки Т  $U_{2л}$ . Кривые по методу 3 близки к изображенным на рис. 3, в).

Таблица 2

**Расчетный гармонический состав напряжений и токов при разных методах осуществления ШИМ напряжения фазы АИН**

| Метод                              | 1                 |         | 2                 |         | 1                 |         | 2                 |         | 1              |         | 2       |         |
|------------------------------------|-------------------|---------|-------------------|---------|-------------------|---------|-------------------|---------|----------------|---------|---------|---------|
| Порядок гармоники $k$              | $U_{1\phi k}, \%$ |         | $I_{1\phi k}, \%$ |         | $U_{2\phi k}, \%$ |         | $I_{2\phi k}, \%$ |         | $U_{2л k}, \%$ |         |         |         |
| 1                                  | 100,000           | 100,000 | 100,000           | 100,000 | 100,000           | 100,000 | 100,000           | 100,000 | 100,000        | 100,000 | 100,000 | 100,000 |
| 3                                  | 39,766            | 6,274   | 212,764           | 11,090  | 0,448             | 5,072   | 0,190             | 2,804   | 0,560          | 7,510   |         |         |
| 5                                  | 18,508            | 23,791  | 5,371             | 5,818   | 16,742            | 21,978  | 6,585             | 8,643   | 16,823         | 15,231  |         |         |
| 7                                  | 13,485            | 11,592  | 2,801             | 2,070   | 11,906            | 10,292  | 3,499             | 3,080   | 11,805         | 12,455  |         |         |
| 9                                  | 10,629            | 15,081  | 18,998            | 3,509   | 0,346             | 12,994  | 0,026             | 2,860   | 0,405          | 14,424  |         |         |
| 11                                 | 8,451             | 36,486  | 1,157             | 5,733   | 7,573             | 31,862  | 1,414             | 5,892   | 7,659          | 23,834  |         |         |
| 13                                 | 7,224             | 42,491  | 0,836             | 47,743  | 6,279             | 5,492   | 1,026             | 0,931   | 6,178          | 7,264   |         |         |
| 15                                 | 6,283             | 31,145  | 6,740             | 3,420   | 0,340             | 27,038  | 0,011             | 3,675   | 0,394          | 24,257  |         |         |
| 17                                 | 5,481             | 12,431  | 0,495             | 1,449   | 4,930             | 10,901  | 0,596             | 1,224   | 5,017          | 15,037  |         |         |
| 19                                 | 4,939             | 4,095   | 0,400             | 0,562   | 4,250             | 3,575   | 0,481             | 0,423   | 4,148          | 4,977   |         |         |
| 21                                 | 4,475             | 8,719   | 3,428             | 1,433   | 0,338             | 7,046   | 0,007             | 0,703   | 0,391          | 5,319   |         |         |
| 23                                 | 4,060             | 5,023   | 0,277             | 0,750   | 3,670             | 4,623   | 0,326             | 0,441   | 3,756          | 7,155   |         |         |
| 25                                 | 3,757             | 3,489   | 0,235             | 0,282   | 3,202             | 2,927   | 0,276             | 0,307   | 3,099          | 3,785   |         |         |
| 27                                 | 3,481             | 5,917   | 2,067             | 0,739   | 0,337             | 4,784   | 0,007             | 0,381   | 0,390          | 3,647   |         |         |
| 29                                 | 3,229             | 3,528   | 0,184             | 0,554   | 2,932             | 2,949   | 0,205             | 0,229   | 3,018          | 4,249   |         |         |
| 31                                 | 3,034             | 1,036   | 0,157             | 0,194   | 2,562             | 1,253   | 0,181             | 0,086   | 2,457          | 2,058   |         |         |
| 33                                 | 2,852             | 3,495   | 1,389             | 0,216   | 0,338             | 2,864   | 0,005             | 0,189   | 0,390          | 1,771   |         |         |
| 35                                 | 2,683             | 4,140   | 0,127             | 0,251   | 2,448             | 3,417   | 0,141             | 0,158   | 2,532          | 1,875   |         |         |
| 37                                 | 2,548             | 8,223   | 0,115             | 0,305   | 2,131             | 6,990   | 0,127             | 0,288   | 2,024          | 5,848   |         |         |
| 39                                 | 2,418             | 11,888  | 0,996             | 4,037   | 0,338             | 2,014   | 0,004             | 0,123   | 0,390          | 0,924   |         |         |
| Действующее значение 1-й гармоники | $U_{1\phi 1}, В$  |         | $I_{1\phi 1}, А$  |         | $U_{2\phi 1}, В$  |         | $I_{2\phi 1}, А$  |         | $U_{2л 1}, В$  |         |         |         |
|                                    | 520,864           | 447,176 | 66,013            | 52,615  | 134,816           | 115,820 | 201,675           | 173,191 | 234,969        | 208,547 |         |         |
| THD, %                             | 39,839            | 13,442  | 212,766           | 11,802  | 0,561             | 5,457   | 0,190             | 2,807   | 0,682          | 7,566   |         |         |

| Метод                              | 3                 |         | 4                 |         | 3                 |         | 4                 |         | 3              |         | 4       |         |
|------------------------------------|-------------------|---------|-------------------|---------|-------------------|---------|-------------------|---------|----------------|---------|---------|---------|
| Порядок гармоники $k$              | $U_{1\phi k}, \%$ |         | $I_{1\phi k}, \%$ |         | $U_{2\phi k}, \%$ |         | $I_{2\phi k}, \%$ |         | $U_{2л k}, \%$ |         |         |         |
| 1                                  | 100,000           | 100,000 | 100,000           | 100,000 | 100,000           | 100,000 | 100,000           | 100,000 | 100,000        | 100,000 | 100,000 | 100,000 |
| 3                                  | 27,982            | 21,530  | 150,616           | 108,047 | 0,608             | 1,371   | 0,444             | 0,582   | 0,643          | 1,392   |         |         |
| 5                                  | 6,256             | 1,754   | 2,883             | 2,553   | 5,941             | 1,559   | 2,281             | 0,584   | 7,296          | 1,572   |         |         |
| 7                                  | 5,819             | 3,859   | 14,402            | 10,252  | 1,213             | 2,441   | 0,315             | 0,675   | 1,202          | 1,674   |         |         |
| 9                                  | 10,957            | 12,113  | 2,999             | 2,496   | 9,802             | 11,127  | 2,206             | 2,634   | 9,855          | 10,852  |         |         |
| 11                                 | 15,727            | 20,930  | 3,420             | 1,851   | 13,847            | 19,178  | 2,602             | 3,732   | 13,773         | 19,923  |         |         |
| 13                                 | 18,032            | 24,814  | 22,664            | 29,989  | 0,402             | 0,592   | 0,061             | 0,076   | 0,332          | 1,496   |         |         |
| 15                                 | 16,740            | 20,995  | 1,433             | 2,602   | 15,225            | 18,137  | 2,106             | 2,522   | 13,491         | 18,785  |         |         |
| 17                                 | 13,739            | 12,892  | 4,330             | 1,876   | 10,832            | 11,457  | 1,258             | 1,418   | 11,046         | 11,034  |         |         |
| 19                                 | 11,138            | 8,431   | 6,770             | 3,465   | 6,481             | 5,415   | 0,691             | 0,581   | 6,263          | 5,516   |         |         |
| 21                                 | 9,884             | 11,086  | 1,412             | 0,663   | 8,368             | 10,008  | 0,830             | 1,013   | 4,920          | 10,253  |         |         |
| 23                                 | 7,986             | 10,490  | 5,123             | 6,166   | 1,400             | 1,613   | 0,168             | 0,133   | 1,732          | 1,547   |         |         |
| 25                                 | 4,274             | 4,662   | 0,743             | 0,896   | 4,105             | 3,195   | 0,336             | 0,265   | 2,906          | 3,802   |         |         |
| 27                                 | 2,509             | 3,591   | 1,155             | 0,532   | 0,870             | 3,070   | 0,065             | 0,262   | 1,036          | 4,077   |         |         |
| 29                                 | 5,937             | 9,751   | 2,268             | 4,898   | 3,952             | 2,121   | 0,233             | 0,114   | 4,367          | 2,759   |         |         |
| 31                                 | 7,690             | 11,313  | 0,351             | 0,668   | 7,248             | 10,023  | 0,420             | 0,628   | 9,749          | 13,390  |         |         |
| 33                                 | 7,083             | 8,175   | 1,348             | 2,588   | 5,263             | 5,329   | 0,230             | 0,316   | 5,140          | 5,713   |         |         |
| 35                                 | 5,699             | 2,601   | 1,730             | 0,533   | 1,228             | 1,787   | 0,040             | 0,065   | 0,717          | 2,315   |         |         |
| 37                                 | 5,721             | 2,855   | 1,026             | 0,479   | 3,133             | 1,779   | 0,145             | 0,136   | 1,250          | 2,701   |         |         |
| 39                                 | 6,226             | 5,360   | 1,503             | 1,472   | 4,679             | 1,710   | 0,202             | 0,108   | 4,246          | 0,709   |         |         |
| Действующее значение 1-й гармоники | $U_{1\phi 1}, В$  |         | $I_{1\phi 1}, А$  |         | $U_{2\phi 1}, В$  |         | $I_{2\phi 1}, А$  |         | $U_{2л 1}, В$  |         |         |         |
|                                    | 504,700           | 492,928 | 63,204            | 63,956  | 129,690           | 126,670 | 193,041           | 189,136 | 229,134        | 219,677 |         |         |
| THD, %                             | 28,666            | 22,187  | 150,624           | 108,057 | 4,719             | 2,192   | 0,487             | 0,592   | 4,295          | 1,562   |         |         |

Гармонический состав полученных кривых напряжений и токов приведен в табл. 2, где также представлены значения суммарных коэффициентов гармонических составляющих THD, %. Частота 1-й гармоники составляет 50 Гц. Частота несущего напряжения ШИМ 650 Гц.

#### Заключение

Подводя итог, можно констатировать, что предложена схема устройства питания вспомогательных цепей электровоза постоянного тока на основе трёхфазного полумостового АИН и трёхфазного Т со схемой соединения обмоток Ш/У, обладающая следующими достоинствами: количество силовых транзисторов минимально, класс транзисторов по напряжению относительно низкий (допустимо использовать транзисторы с величиной рабочего напряжения 2,5 кВ с учетом возможности в контактной сети  $U_d = 4$  кВ), что удешевляет устройство. Стоимость комплекта полупроводниковых ключей типа HVIGBT [11] может быть снижена до 1,5–2,0 раза по сравнению с известными техническими решениями. Рекомендован лучший по совокупности энергетических характеристик, использованию входного напряжения и аспектам обеспечения электромагнитной совместимости метод управления ключами АИН – синусоидальная ШИМ. Методы формирования выходного напряжения предложенного устройства не отличаются от используемых в известных схемах, т.е. могут применяться отработанные технологии построения системы управления преобразователем.

#### Литература

1. Хоменко Б.И. Вспомогательные транзисторные преобразователи для перспективного ЭПС / Б.И. Хоменко, Г.И. Колпахчян, И.В. Пехотский // *Электровозостроение*. – 2003. – Т. 45. – С. 184–191.
2. Umezawa K. Power electronic devices for railway vehicles // *FUJI Electric Review*. – 2012. – Vol. 58, No. 4. – PP. 175–181.
3. Macan M. Output DC voltage elimination in PWM converters for railway applications / M. Macan, I. Bahun, Z. Jakopovic // 17th int. conference on electrical drives and power electronics (EDPE 2011), The High Tatras, Slovakia 28–30 September, 2011. – Stará Lesná, 2011. – PP. 49–54.
4. Пустоветов М.Ю. Теоретическое исследование потенциала нейтральной точки нагрузки и токов утечки в тяговом асинхронном электроприводе электровоза постоянного тока // *Изв. Транссиба*. – 2012. – № 4(12). – С. 116–122.
5. Вольдек А.И. Электрические машины. – 2-е изд., перераб. и доп. – Л.: Энергия, 1974. – 840 с.
6. Бурков А.Т. *Электронная техника и преобразователи*. – М.: Транспорт, 1999. – 464 с.
7. Курочка А.А. Выбор алгоритма широтно-импульсной модуляции в автономном инверторе напряжения промышленного электровоза НППМ2 / А.А. Курочка, Д.А. Кабанов, Л.Д. Лушникова // *Вестник ВЭЛНИИ*. – 2004. – № 1. – С. 156–163.
8. Пустоветов М.Ю. Универсальная математическая модель трёхфазного трансформатора с единым магнитопроводом // *Электротехника*. – 2015. – № 2. – С. 57–60.
9. Пустоветов М.Ю. Математическая модель трёхфазного трансформатора // *Изв. ТПУ. Инжиниринг геосурсов*. – 2012. – Т. 321, №4. – С. 97–100.
10. Болотовский Ю.И. OrCAD 9.x. OrCAD 10.x. Практика моделирования / Ю.И. Болотовский, Г.И. Таназлы. – М.: СОЛОН-ПРЕСС, 2008. – 208 с.
11. Воронин П.А. Силовые полупроводниковые ключи. Семейства, характеристики, применение. – М.: ИД «Додэка-XXI», 2001. – 384 с.

#### Пустоветов Михаил Юрьевич

Канд. техн. наук, доцент каф. энергетики, автоматизации и систем коммуникаций (ЭАСК)  
Донского гос. технического ун-та (ДГТУ)  
Тел.: +7-928-136-26-41  
Эл. почта: mgsn2006@rambler.ru

Pustovetov M.Yu.

#### Power supply device for onboard auxiliary circuit of DC electric locomotive: scheme of the power part and methods to form the output voltage

An article provides a brief analysis of the circuits of semiconductor converters used to power the auxiliary circuits of DC electric locomotive and proposes the scheme of power part of the device that is different from the widely spread ones. The author investigates characteristics of the device in static mode. The device comprises a capacitive divider of input DC voltage of the three-phase half-bridge autonomous voltage source inverter and three-phase transformer with a specific winding connection scheme Ш/У. A comparative consideration of the energy characteristics of the device at different methods of pulse width modulation is carried out. The use of catenary voltage, the efficiency, the harmonic composition of currents and voltages, the values of the total harmonic distortion and power factor were taken into account. Cost reduction for the set of power switches of the inverter up to 1.5–2.0 times in comparison with the known technical solutions is achieved.

**Keywords:** autonomous voltage source inverter, three-phase transformer, DC electric locomotive, supply of auxiliary circuits, pulse width modulation, harmonic composition.

УДК 621.315.62

Г.В. Смирнов

## Оптимизация конструкции проходных секционированных изоляторов

Представлена методика расчета оптимального количества секций в проходном изоляторе, позволяющая получить максимальные значения электрической прочности изоляторов при их заданных габаритах.

**Ключевые слова:** электротехнические изделия, изолятор, секция, вакуум, градиентное кольцо, напряжение, диэлектрик.

**doi:** 10.21293/1818-0442-2017-20-1-141-145

Изолятором называют электротехническое устройство, предназначенное для электрической изоляции и механического крепления электроустановок или их отдельных частей, находящихся под разными электрическими потенциалами.

Проходные изоляторы (вводы) используются в местах, где токоведущие части проходят через стены или перекрытия зданий, через ограждения электроустановок или вводятся внутрь металлических корпусов оборудования. Наиболее часто проходные изоляторы используются там, где напряжение нужно передать из одной среды в другую. Например, проходные изоляторы используют, если нужно передать напряжение из воздушной среды в масляную среду в высоковольтных трансформаторах. Большое распространение проходные изоляторы получили в ускорительной технике, где необходимо передать напряжение от высоковольтного источника, находящегося в воздухе, в масле или в сжатом газе, в вакуум, где происходит получение и ускорение пучка заряженных частиц.

Основными характеристиками изоляторов являются разрядные напряжения, геометрические параметры, а также номинальное напряжение электроустановки, для которой предназначен изолятор.

Габариты изолятора в основном лимитируются наиболее слабой, с точки зрения электрической прочности, стороной изолятора. В частности, когда высокое напряжение от источника передается из масла или сжатого газа в вакуум, габариты изолятора определяются вакуумной стороной изолятора, так как напряжение пробоя по поверхности диэлектрика в вакууме значительно ниже, чем по поверхности диэлектриков в упомянутых выше средах [1, 2].

Проведенные исследования показали, что пробивная напряженность поверхности диэлектрика в вакууме возрастает с уменьшением толщины испытуемого на электрическую прочность образца.

Указанное положение находит свое отражение в конструкциях высоковольтных проходных изоляторов, применяемых в высоковольтных трансформаторах, ускорительной технике и т.д.

С целью повышения электрической прочности изоляторов их делят на множество секций проводящими градиентными кольцами. При этом применяют цилиндрическую или дисковую форму элементов секций [3–5]. Высоту секций в этих конструкциях

изоляторов определяют, как правило, исходя из большого объема экспериментальных исследований, что связано со значительным расходом времени и материалов, идущих на изготовление испытуемых образцов изоляторных секций. Кроме того, полученный при исследованиях результат не гарантирует создания конструкции секционированного изолятора с оптимальными габаритами.

Наиболее распространенным способом выбора высоты диэлектрического кольца в секционированном изоляторе является методика, основанная на зависимости поверхностного пробивного напряжения изоляционного материала от толщины испытуемого образца [6]. Этот способ заключается в том, что набор образцов из одинакового изоляционного материала разной толщины подвергают испытанию на электрическую прочность поверхности в какой-либо среде (вакуум, сжатый газ, трансформаторное масло), строят зависимость пробивного напряжения от толщины образца, и определяют на этой зависимости точку изменения наклона кривой, а толщину изоляционного кольца секционированного изолятора выбирают такой, чтобы она не превышала толщины образца при которой снятая зависимость меняет свой наклон.

Однако такая технология весьма условна и не позволяет выбрать для проходного изолятора конкретную толщину диэлектрического кольца в секции, которая обеспечила бы получение максимальных пробивных градиентов при заданной высоте изолятора.

Оптимальная толщина диэлектрика в секционированных изоляторах заданной высоты зависит от толщины градиентных прокладок, материала диэлектрика и конструктивных особенностей изолятора. Поэтому для каждой конкретной конструкции проходного изолятора должна быть определена конкретная оптимальная толщина секционного кольца, а следовательно, и количество колец в конструкции.

### Попытка определения оптимального числа секций секционированного изолятора [7]

Определение числа секций в рассматриваемой работе заключается в том, что в макетном приспособлении, состоящем из набора секций в виде чередующихся электроизоляционных и электропроводящих кольцевых элементов с числом таких секций не менее четырех, замеряют распределение напряжения

вдоль поверхности приспособления между соседними электропроводящими элементами при величинах испытательного напряжения, исключающих появления разрядов. По полученному графику находят тангенс угла наклона зависимости коэффициента неравномерности распределения напряжения по длине приспособления от произвольно выбранного числа его секций, а оптимальное число секций изолятора – из соотношения

$$N = \frac{(H+b)(q-\alpha)}{b(1-c)}, \quad (1)$$

где  $N$  – оптимальное число секций изолятора;  $H$  – высота макетного приспособления;  $b$  – толщина электропроводящего элемента;  $c$  – тангенс угла наклона зависимости коэффициента неравномерности распределения напряжения по длине приспособления от произвольно выбранного числа его секций;  $q$  – показатель степенной зависимости пробивной напряженности при пробое электроизоляционного элемента от его высоты.

Однако определение оптимального количества секций в изоляторе, как это будет показано ниже, не достигает той цели, которую декларирует название работы.

Еще одна попытка определения оптимального количества секций в изоляторе изложена в работе [8]. Этот прием заключается в том, что известным способом определяют среднюю пробивную напряженность  $E_i$  изоляционного слоя высотой  $H$  и среднюю пробивную напряженность  $E_n$  набора из  $n$  произвольных, но равных по толщине изоляционных слоев, разделенных градиентными прокладками толщиной  $b$ , причем высота набора должна равняться  $H$ , после чего определяют оптимальное количество секций по формуле

$$N = \frac{H \ln E_n / E_i}{b[\ln n + \ln E_n / E_i]}. \quad (2)$$

Следует отметить, что выбор толщины градиентного кольца диктуется условиями эксплуатации всего изолятора, технологией его сборки. В частности, при определении  $b$  учитывают электрическую прочность среды, окружающей изолятор, требования к механической прочности кольца.

Недостатком такого способа является низкая точность определения оптимального числа секций в изоляторе, что не позволяет при заданной высоте изолятора  $H$  и заданной толщине градиентной прокладки  $b$  получить максимально возможное пробивное напряжение для указанных габаритов изолятора. Кроме того, способ достаточно сложен и требует для своего воплощения, особенно для изоляторов с большими габаритами, изготовления испытательного стенда со сверхвысоким источником напряжения, что не всегда возможно воплотить в жизнь.

#### Обоснование методики определения оптимального количества секций в изоляторе

Задача, решаемая в рамках настоящей работы, заключалась в том, чтобы упростить способ и повысить точность определения оптимального количества секций в изоляторе, позволяющую получить мак-

симальное значение пробивного напряжения для заданных габаритов изолятора.

Пробивное напряжение поверхности диэлектрика в любой среде, в частности, в вакууме достаточно точно можно описать в виде степенной функции, имеющей вид

$$U = kd^\alpha, \quad (3)$$

где  $U$  – пробивное напряжение по поверхности диэлектрика, кВ;  $k$  и  $\alpha$  – коэффициенты.

Выражение (3) для секционированного изолятора, имеющего  $n$  секций, можно переписать в виде:

$$U = U_1 \times n = kd^\alpha \times n = kkn^{1-\alpha}(H-bn)^\alpha, \quad (4)$$

где  $U_1$  – пробивное напряжение по поверхности диэлектрика одной секции толщиной  $d = \frac{H-bn}{n}$ , мм;

$n$  – число секций в изоляторе;  $H$  – высота изолятора, мм;  $b$  – толщина градиентного кольца, мм.

Для определения оптимального числа секций в секционированном изоляторе найдем максимум значения  $U$ . Для этого продифференцируем выражение (4) и приравняем значение производной к 0:

$$\frac{\partial U}{\partial n} = k(1-\alpha)n^{-\alpha} \times (H-bn)^\alpha - \alpha kn^{1-\alpha} b \times (H-bn)^{\alpha-1} = 0. \quad (5)$$

Преобразовав (5), получим

$$\frac{\partial U}{\partial n} = (1-\alpha) - \alpha nb \times (H-bn)^{-1} = 1-\alpha - \frac{\alpha bn}{H-bn} = 0. \quad (6)$$

Из уравнения (6) после преобразования получим:

$$H - \alpha H = bn. \quad (7)$$

Из выражения (7) следует

$$N = n_{\text{опт}} = \frac{H(1-\alpha)}{b}, \quad (8)$$

где  $N$  – оптимальное количество секций в изоляторе.

Коэффициенты  $k$  и  $\alpha$  в выражении (3) для каждого конкретного случая можно рассчитать методом наименьших квадратов, используя экспериментальные значения, полученные при снятии зависимости пробивного напряжения  $U$  от толщины диэлектрика  $d$ .

Рассмотрим определение указанных коэффициентов на примере полиэтиленовых колец, помещенных в вакуум. Экспериментальные значения пробивных напряжений  $U$  полиэтиленовых колец от их толщины  $d$  приведены в табл. 1 и отображены на рис. 1 кружками.

Таблица 1  
Экспериментальные значения пробивных напряжений  $U$  полиэтиленовых колец от их толщины  $d$

| №        | 1  | 2  | 3  | 4  | 5  | 6  | 7  | 8  |
|----------|----|----|----|----|----|----|----|----|
| $d$ , мм | 2  | 4  | 8  | 10 | 16 | 20 | 25 | 30 |
| $U$ , кВ | 10 | 13 | 19 | 21 | 24 | 27 | 29 | 30 |

Для упрощения нахождения коэффициентов  $k$  и  $\alpha$  в формуле (3) линеаризуем уравнение. Для этого прологарифмируем указанное выражение и получим

$$\ln U = \ln k + \alpha \ln d. \quad (9)$$

Введем обозначения  $y = \ln U$ ,  $b_0 = \ln k$ ,  $x = \ln d$ .

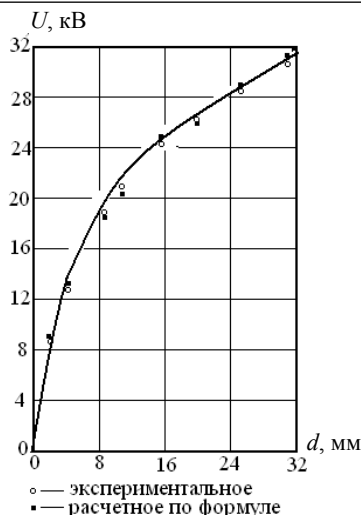


Рис. 1. Зависимость пробивного напряжения поверхности полиэтиленовых колец в вакууме от длины образца

С учетом введенных обозначений уравнение (9) можно записать в виде

$$y = b_0 + \alpha x. \quad (10)$$

Коэффициенты  $b_0$  и  $\alpha$  в уравнении (10) с использованием метода наименьших квадратов могут быть определены по выражениям (11) и (12), взятым из работы [10]:

$$b_0 = \ln k = \frac{\sum_{i=1}^N y_i \sum_{i=1}^N x_i^2 - \sum_{i=1}^N y_i x_i \sum_{i=1}^N x_i}{N \sum_{i=1}^N x_i^2 - (\sum_{i=1}^N x_i)^2}, \quad (11)$$

$$\alpha = \frac{N \sum_{i=1}^N y_i x_i - \sum_{i=1}^N y_i \sum_{i=1}^N x_i}{N \sum_{i=1}^N x_i^2 - (\sum_{i=1}^N x_i)^2}. \quad (12)$$

Для расчета численных значений коэффициентов  $b_0$  и  $\alpha$  используем табл. 1.

Подставив численные значения в формулы (11) и (12), получим

$$b_0 = \ln k = \frac{\sum_{i=1}^N y_i \sum_{i=1}^N x_i^2 - \sum_{i=1}^N y_i x_i \sum_{i=1}^N x_i}{N \sum_{i=1}^N x_i^2 - (\sum_{i=1}^N x_i)^2} = \frac{24,098 \times 50,618 - 59,378 \times 18,85}{49,621} = 2,0257.$$

Проведя потенцирование, получим:  $k = 7,648$ .

$$A = \frac{N \sum_{i=1}^N y_i x_i - \sum_{i=1}^N y_i \sum_{i=1}^N x_i}{N \sum_{i=1}^N x_i^2 - (\sum_{i=1}^N x_i)^2} = \frac{8 \times 59,378 - 24,098 \times 18,85}{8 \times 50,618 - 355,323} = 0,4187.$$

Окончательный вид уравнения (3) после подстановки в него численных значений  $k = 7,648$  и  $\alpha = 0,4187$ :

$$U = kd^\alpha = 7,648 d^{0,4187}. \quad (13)$$

На рис. 1 черными квадратиками обозначены расчетные значения пробивного напряжения поверхности полиэтиленовых колец, определяемого по выражению (13). Как следует из рис. 1, расчетные значения пробивного напряжения от толщины диэлектрика по формуле (13) практически полностью совпадают с экспериментальными значениями, т.е. формула (13) адекватно описывает эксперимент.

### Экспериментальная проверка методики и сравнение с аналогами

Задавшись высотой изолятора  $H = 300$  мм и толщиной градиентного кольца  $b = 3$  мм, по формуле (4) был проведен расчет пробивных напряжений секционированных изоляторов при различной толщине  $d$  диэлектрических колец в секции. Результаты расчета приведены в табл. 2.

Таблица 2

### Пробивное напряжение в зависимости от числа секций в изоляторе высотой $H = 300$ мм

| $n$      | 1   | 10  | 20  | 30  | 40  | 50  | 60  | 70   | 80   | 90   | 100 |
|----------|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|------|------|------|-----|
| $U$ , кВ | 83  | 304 | 433 | 518 | 574 | 606 | 613 | 595  | 447  | 433  | 0   |
| $d$ , мм | 297 | 27  | 12  | 7   | 4,5 | 3   | 2   | 1,29 | 0,75 | 0,33 | 0   |

Как следует из табл. 2, для одной секции высотой  $H = 300$  мм, в которой было одно градиентное кольцо толщиной  $b = 3$  мм и одно кольцо из полиэтилена толщиной  $d = 293$  мм, расчетное пробивное напряжение составило 83 кВ. По мере увеличения числа секций, которому сопутствовало снижение толщины диэлектрика  $d$  в каждой секции, происходило повышение пробивного напряжения изолятора. Максимального значения пробивное напряжение достигало при числе секций 60. При дальнейшем увеличении числа секций происходило снижение пробивного напряжения. Это снижение было обусловлено тем, что при дроблении в изоляторе начиналось преобладание металлической составляющей, из-за возрастания в нем количества градиентных колец. Расчет оптимального количества секций  $N$  в секционированном изоляторе высотой  $H = 300$  мм и толщиной градиентного кольца  $b = 3$  мм по формуле (8)

$$N = n_{\text{опт}} = \frac{H(1-\alpha)}{b} = \frac{300(1-0,4187)}{3} \cong 58. \quad (14)$$

Толщина одной секции  $d$  при оптимальном количестве секций в изоляторе будет равна

$$d = \frac{H - bn_{\text{опт}}}{n_{\text{опт}}} = \frac{300 - 3 \times 58}{58} = 2,17 \text{ мм.}$$

Расчетное пробивное напряжение такого секционированного изолятора определим по формуле (4)

$$U_d = k d^\alpha \times n = k \left( \frac{H - bn}{n} \right)^\alpha \times n = 7,648 \times 2,17^{0,4187} \times 58 = 613,6 \text{ кВ.}$$

Рассчитанное предельное значение напряжения  $U_d = 613,6$  кВ указывает на то, что данный изолятор может быть использован в установках, рабочее напряжение которых не превышает напряжение  $U_d$ .

В соответствии с проведенными расчетами был выполнен секционированный изолятор из полиэтиленовых плоских колец, внутренний диаметр кото-



рых составлял 200 мм, а внешний – 300 мм, разделенных градиентными кольцами такого же размера, выполненными из нержавеющей стали. Изолятор был испытан на электрическую прочность на вакуумной установке [10], приведенной на рис. 2.

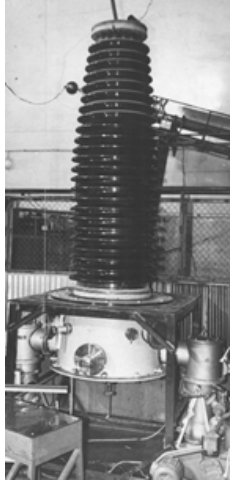


Рис. 2. Испытательная вакуумная высоковольтная установка

Проверка предлагаемой методики определения оптимального количества секций в проходном изоляторе и сравнение её с аналогами осуществлялись следующим образом. Первоначально рассчитывалось оптимальное количество секций в изоляторе по предлагаемой методике [формула (4)] и по методикам, предлагаемым аналогами, и рассчитывалась величина пробивного напряжения всей конструкции изолятора по формуле (4). После этого делались макеты изолятора, габариты и секции в которых были выполнены в соответствии с проведенными расчетами. После изготовления макетов они испытывались на пробивное напряжение на высоковольтной пробивной установке, приведенной на рис. 2.

Установка включала в себя вакуумную камеру и проходной изолятор. Вакуумная камера представляла собой цилиндр, выполненный из нержавеющей стали. Высота цилиндра равнялась 750 мм, а его диаметр – 1200 мм. Проходной изолятор марки ПТ-220 представлял собой геометрическую фигуру, в нижней части имеющей форму цилиндра, а в верхней части – усеченный конус. Высота изолятора была равна 2870 мм. Внутренние диаметры верхнего и нижнего оснований были равны соответственно 400 и 600 мм. Верхняя часть изолятора заглушалась крышкой, имеющей связь с токоведущей трубой. Источник напряжения представлял собой генератор импульсных напряжений (ГИН), выполненный по схеме Аркадьева–Маркса. ГИН был рассчитан на напряжение 3 миллиона вольт.

При испытании на указанной установке изготовленного макета изолятора, выполненного в соответствии с формулой (4), пробой произошел при напряжении  $U = 615$  кВ, что свидетельствовало об адекватности созданной нами методики расчета оптимального количества секций в изоляторе.

Для сравнения результатов, полученных выше с использованием предлагаемой нами методики, с результатами аналогов был произведен расчет оптимального количества секций в изоляторе по этим аналогам. Используя методику-аналог, предложенную в [8], определяли оптимальное число секций по выражению (2)

$$N = \frac{H \ln E_n / E_i}{b [\ln n + \ln E_n / E_i]} = \frac{300 \times \ln 1,116 / 0,278}{3 \times [\ln 12 + \ln 1,116 / 0,278]} \cong 36.$$

Толщина  $d_{\text{спрот}}$  одной секции изолятора, выполненного в соответствии с аналогом, равна

$$d_a = \frac{H - bN}{N} = \frac{300 - 3 \times 36}{36} = 5,3 \text{ мм.}$$

Величина пробивного напряжения секционированного изолятора, выполненного по аналогу [8], равна

$$U_a = k \left( \frac{H - bN}{N} \right)^\alpha \times N = 7,648 \times 5,3^{0,4187} \times 36 = 553,5 \text{ кВ.}$$

Как следует из приведенных цифр, предлагаемая в данной статье методика по сравнению методикой, изложенной в работе [8], позволяет повысить пробивное напряжение приведенного в примере изолятора высотой  $H = 300$  мм и толщиной градиентной прокладки  $b = 3$  мм на 11,7%.

В работе [7] авторы в примере конкретного выполнения утверждают, что при высоте изолятора  $H = 385$  мм и толщине прокладок из электропроводящего материала  $b = 5$  мм, оптимальное количество секций равно  $N = 10$ . Пробивное напряжение такого изолятора можно определить по формуле (4).

$$\begin{aligned} U_{\text{пр}} &= k \left( \frac{H - bN}{N} \right)^\alpha \times N = \\ &= 7,648 \times \left( \frac{385 - 5 \times 10}{10} \right)^{0,4187} \times 10 = 332,7 \text{ кВ.} \end{aligned}$$

В соответствии с предлагаемой нами методикой по формуле (8) оптимальное число секций в изоляторе высотой  $H = 385$  мм и толщине прокладок из электропроводящего материала  $b = 5$  мм будет равно

$$N = n_{\text{опт}} = \frac{H(1 - \alpha)}{b} = \frac{385(1 - 0,4187)}{5} \cong 48.$$

Пробивное напряжение такого изолятора в соответствии с формулой (4) будет равно

$$\begin{aligned} U_{\text{прот}} &= k \left( \frac{H - bN}{N} \right)^\alpha \times N = \\ &= 7,648 \times \left( \frac{385 - 5 \times 48}{48} \right)^{0,4187} \times 48 = 583,1 \text{ кВ.} \end{aligned}$$

Таким образом, изолятор, оптимальное количество секций в котором рассчитано по нашей методике, имеет в 1,75 раза более высокую пробивную прочность, чем изолятор, оптимальное количество в котором определено по методике, предлагаемой в работе [7].

### Заключение

Таким образом, предлагаемая методика определения оптимального числа секций в изоляторе по сравнению с аналогами имеет более высокую точность определения оптимального числа секций в изоляторе, что позволяет при заданной высоте изолятора  $H$  и заданной толщине градиентной прокладки  $b$  получить максимально возможное пробивное напряжение для указанных габаритов изолятора. Кроме того, предлагаемая методика по сравнению с аналогами достаточно проста и не требует для своего воплощения, особенно для изоляторов с большими габаритами, изготовления испытательного стенда со сверхвысоким источником напряжения, что не всегда возможно воплотить в жизнь.

В частности, в рассмотренных нами примерах для реализации заявляемого способа достаточно того, чтобы экспериментальная высоковольтная установка позволяла получать напряжение, не превышающее 30–35 кВ. Тогда как для реализации способов аналогов необходимо, чтобы экспериментальная установка имела возможность экспериментировать при напряжениях 450–500 кВ, что более чем на порядок выше напряжения, необходимого для реализации заявляемого способа.

Предлагаемая методика позволяет, не меняя габаритов изолятора, путем реализации в нём оптимального количества секций повысить его электрическую прочность не менее чем в полтора раза. Кроме того, при заданном рабочем напряжении изолятора выбором оптимального количества его секций можно добиться сокращения габаритов и уменьшения его стоимости.

### Литература

1. Сливков И.Н. Электроизоляция и разряд в вакууме. – М.: Атомиздат, 1972. – 304 с.
2. Раховский В.Н. Физические основы электрического тока в вакууме. – М.: Наука, 1970. – 350 с.
3. А.с. 987684 СССР, МКИ Н 01 В 17/32. Секционированный электрический изолятор / Г.В. Смирнов (СССР), А.Л. Филатов (СССР). – №3236022/24-07; заяв. 09.01.81; опубл. 07.01.83. Бюл. № 1. – 6 с.
4. Пат. 2 556 879 РФ, МПК Н 01В 17/26. Способ изготовления проходного вакуумного изолятора высокого напряжения / Г.В. Смирнов (РФ). – № 2014108628/07; заявл. 05.03.14; опубл. 20.07.15. Бюл. № 20. – 12 с.
5. Пат. 2 557 064 РФ, МПК Н 01В 17/26. Способ изготовления проходного вакуумного изолятора высокого

напряжения / Г.В. Смирнов (РФ). – № 2014108623/07; заявл. 05.03.14; опубл. 20.07.15. Бюл. № 20. – 14 с.

6. А.с. 771735 СССР, МКИ Н 01 В 17/32. Проходной секционированный изолятор / Г.В. Смирнов (СССР). – № 2653014/07; заяв. 31.07.78; опубл. 15.10.80. Бюл. № 38. – 4 с.

7. Пат. 2 557 064 РФ, МПК Н 01В 17/26. Способ изготовления проходного вакуумного изолятора высокого напряжения / Г.В. Смирнов (РФ). – №2014108623/07; заявл. 05.03.14; опубл. 20.07.15. Бюл. № 20. – 14 с.

8. А.с. 1 552 235 СССР, МКИ Н 01 В 17/32. Способ определения оптимального числа секций секционированного изолятора / С.Б. Евлампиев (СССР), Г.С. Коршунов (СССР), Ю.Ф. Свиридов (СССР). – № 3721024/24-63; заяв. 05.04.84; опубл. 23.03.90. Бюл. № 11. – 6 с.

9. А.с. 758266 СССР, МКИ Н 01 В 17/32. Способ определения оптимального числа секций секционированного изолятора / Г.В. Смирнов (СССР), Г.М. Кассиров (СССР), Ю.В. Планкин (СССР). – № 2655953/24-07; заяв. 07.08.78; опубл. 23.08.80. Бюл. № 31. – 6 с.

10. Смирнов Г.В. Моделирование и оптимизация технологических процессов РЭС: учеб. пособие для магистрантов 27.04.04 «Управление в технических системах» по профилю «Управление в светотехнических системах». – Томск, 2016. – 216 с. – <https://edu.tusur.ru/training/publications/6043>

11. Смирнов Г.В. Экспериментальное изучение вакуумного пробоя сантиметровых промежутков на импульсах микросекундной длительности: дис. ... канд. техн. наук. – Томск, 1974. – 129 с.

---

### Смирнов Геннадий Васильевич

Д-р техн. наук, профессор,  
директор НИИ электронного технологического  
оборудования и систем связи (НИИ ЭТОСС) ТУСУРа  
Тел.: +7-913-829-44-47  
Эл. почта: smirnov@main.tusur.ru

Smirnov G.V.

### Design optimization of partitioned bushing insulators

The method of calculating the optimal number of sections in the pass-through insulator, allowing to obtain the maximum value of the electric strength of the insulators in their specified dimensions, is presented.

**Keywords:** electrical product, insulator section, vacuum, gradient ring, voltage, dielectric.



## **СООБЩЕНИЯ**



УДК 629.7.05

Н.Н. Севастьянов

## Создание отечественных спутников связи «Ямал» и его бортовых ретрансляционных комплексов

Методами системного анализа рассматриваются проблемы, с которыми пришлось столкнуться при создании спутника связи нового поколения «Ямал-100», разработка которого была осуществлена в России в середине 90-х гг. прошлого столетия. Особое внимание уделено описанию технических решений, примененных при разработке бортового ретрансляционного комплекса, выполненного для этого спутника специалистами ОАО «Газком».

**Ключевые слова:** бортовой ретрансляционный комплекс, БРК, спутники связи «Ямал», «Ямал-100», ОАО «Газком».

**doi:** 10.21293/1818-0442-2017-20-1-149-153

Первые промышленные образцы спутников связи с активными бортовыми ретрансляторами (бортовыми ретрансляционными комплексами – БРК), пригодными для передачи ТВ и многоканальной телефонной и телекодовой связи, появились практически одновременно у двух стран – космических лидеров того времени – СССР и США.

В СССР это был спутник связи «Молния-1», созданный в ОКБ-1 (ныне РКК «Энергия») под руководством и по инициативе Главного конструктора космических систем С.П. Королева. Спутник «Молния-1» имел БРК одноствольной конфигурации, работающий в L-диапазоне. Для этого спутника была выбрана высокоэллиптическая орбита (ВЭО) наклонением  $61^\circ$  и периодом обращения 12 ч; спутник на такой орбите 80% времени мог находиться над территорией Советского Союза, так что для непрерывной связи достаточно было двух-трех спутников. Первый работающий спутник связи был выведен на ВЭО 23 апреля 1965 г. и подтвердил возможность обеспечения дальней космической связи и вещания ТВ по всей территории СССР.

Политика США по спутниковой связи была сформулирована в послании Президента Дж. Кеннеди НАСА в июле 1961 г., ее суть состояла в том, что США приглашают все страны объединиться для разработки и создания программы коммерческих телекоммуникационных спутников для обеспечения глобальной связи. Инициативные разработки в области космической связи были поддержаны НАСА, на их основе компанией Hughes Aircraft создан спутник Syncom 2, который в июле 1963 г. был выведен на геостационарную орбиту (ГСО). Спутник обеспечивал передачу телефона, телетайпа и факсимильной связи. В этом же году была создана международная компания COMSAT, в которую вошли 11 стран (США, Великобритания, Канада, Япония, Швейцария и др.). Годом позднее, в 1964 г. COMSAT был преобразован в телекоммуникационный спутниковый консорциум INTELSAT. Первый связной спутник, заказанный этим консорциумом компании Hughes, был запущен на геостационарную орбиту 28 июля 1965 г., это был спутник Early Bird-1

INTELSAT 1, обеспечивавший 240 телефонных каналов и 1 канал ТВ. БРК спутника имел 2-ствольную конфигурацию в С-диапазоне.

Пути развития КА связи главных космических стран-лидеров того времени, СССР и США, заметно отличались. В техническом плане этому способствовали различия в массовых возможностях советского и американского спутников, отличавшихся на порядок вследствие их различных орбит (ВЭО и ГСО) и возможностей средств выведения того времени. Проектная конструкция спутника «Молния-1» и его системы управления обеспечивали постоянную ориентацию большого размера панелей солнечных батарей на Солнце и непрерывную ориентацию на рабочем участке полета остронаправленных антенн ретранслятора на Землю [1]. Спутник Early Bird I, имел фотоэлементы СБ, расположенные по внешней стороне вращающегося цилиндрического корпуса, при этом эффективность использования полной площади СБ была на уровне 30 %, что ограничивало энергетические возможности спутника.

В СССР была изначально сделана ставка на КА с БРК повышенной мощности излучения. Транспондеры БРК имели удельную мощность на ствол 40/80 Вт и антенны БРК имели высокую направленность. Последующие модификации спутника «Молния-2» (с 1971 г.), особенно «Молния-3» (с 1974 г., используемая в системе «Интервидение»), имели многоствольные транспондеры высокой мощности с усилителями на лампах бегущей волны (ЛБВ).

Мощность излучения БРК первых КА связи США была на порядок меньше вследствие существенно меньшей располагаемой массы спутника. Однако такая ситуация оказалась временной, и на длительном периоде развития техники космической связи основную роль стали играть долговременные факторы. Основным из них оказалось преимущество ГСО: геостационарный спутник связи неподвижен в земной системе координат, и это обстоятельство сильно упрощает проблему наведения земных остронаправленных антенн на этот спутник. Далее, повышение мощности бортового ретранслятора позволяет существенно и последовательно уменьшать

диаметр наземных антенн, в итоге стало возможным массовое применение малых антенн VSAT индивидуального пользователя. Важным фактором, оказавшим большое влияние на развитие техники спутниковой связи, явилась ее коммерциализация, требование экономической эффективности, предъявляемое ко всем компонентам спутника связи и к наземным ее составляющим, включая терминал конечного пользователя. Это обстоятельство привело к постоянному совершенствованию всех составляющих информационной системы.

Промышленное освоение геостационарной орбиты Советский Союз начал в 1975 г. запуском на ГСО первого геостационарного отечественного спутника «Радуга». На протяжении ряда лет было разработано несколько модификаций этого спутника: «Горизонт», «Экран», «Поток» и другие модели – все они использовались исключительно для государственных организаций связи и телевидения. В итоге к концу 90-х гг. оказалось, что отечественные спутники космической связи в техническом и эксплуатационном плане сильно уступают своим западным прототипам по следующим основным параметрам:

- длительность функционирования на орбите (ресурс спутника) была меньше в 3–5 раз;
- мощность электропитания, вырабатываемая служебной платформой КА, – меньше в 3–4 раза;
- количество транспондеров, устанавливаемых на один космический аппарат соизмеримой массы, – меньше в 6–8 раз.

По всем перечисленным выше причинам космическая связь была дорогостоящей, что исключало возможность коммерческого её использования. Появилась угроза потери Россией собственного информационного пространства, так как возникли трудности даже с трансляцией на территорию России государственного телевидения. По сути дела, в это время (середина 90-х гг.) вопрос о спутниковых телекоммуникациях стоял таким образом: или Россия сумеет выйти на мировой уровень в производстве и использовании связанных спутников, или ей придется пойти по пути стран третьего мира, заказывающих спутниковые телекоммуникационные услуги у развитых стран Запада.

Разработка отечественного спутника связи «Ямал» была инициирована компанией ОАО «Газком», созданной северными предприятиями газовой отрасли в целях обеспечения связью своих подразделений, осуществлявших производственную деятельность на удаленных территориях РФ. В предисловии научного редактора В.Н. Бранца к монографии «Бортовой ретрансляционный комплекс (БРК) спутника связи. Принципы работы, построение, параметры» сказано, что детальная проектная проработка создаваемого спутника показала, что необходимо сосредоточиться на таких принципиальных вопросах:

- использование негерметичной легкой конструкции корпуса и других деталей спутника с применением композитных материалов;

- создание бортового ретрансляционного устройства с высоким коэффициентом полезного действия, высокой энергетикой в приемлемых весах для увеличения числа транспондеров на космическом аппарате;

- использование высокоточной надежной системы управления ориентации антенн ретранслятора на Землю и точного удержания спутника в точке стояния с применением инерционных маховиков и электрореактивных двигателей;

- применение высокоэффективных солнечных батарей и аккумуляторных батарей для обеспечения энергоснабжения спутника;

- применение современного бортового вычислительного комплекса для обеспечения полностью цифрового управления спутником и его бортовыми системами;

- достижение длительного ресурса работы спутника на орбите. В качестве первого шага была поставлена задача получения ресурса в 10 лет.

Последнее требование длительного ресурса работы аппаратуры в условиях негерметичной платформы стало критическим. Оно относилось ко всем системам спутника. Оказалось, что, несмотря на длительный период производства спутников связи в стране, такой аппаратуры, к примеру, инерционных маховиков, ЦВМ, электроники, коммутационных элементов и др., просто не существует.

Перед разработчиками нового спутника встала сложнейшая задача. Стало понятно, что решение такой задачи потребует участия в разработке специалистов высшего уровня компетенции. Такое условие и определило в конечном итоге кооперацию работ, сложившуюся по разработке и созданию нового спутника связи ОАО «Газком». Основным предприятием по созданию служебной платформы было выбрано РКК «Энергия», к созданию бортового ретрансляционного комплекса (БРК) были привлечены специалисты МНИИРС (основной организации по созданию бортовых ретрансляторов). Ввиду того, что предприятие МНИИРС, как и большинство остальных предприятий, находилось в то время в глубоком кризисе, «Газкому» пришлось взять эту задачу на себя. С помощью структуры «совместного предприятия» удалось подключить к проекту таких опытных специалистов, как А.Г. Орлов, В.И. Могучев, А.И. Сигал и др. К работам были привлечены также и лидирующие западные компании, такие как SSL, NEC. В итоге была осуществлена разработка бортового ретрансляционного комплекса для первого спутника «Ямал-100» и создан коллектив разработчиков БРК для последующих изделий. По всем остальным составляющим разработки спутника также были привлечены квалифицированные специалисты [2].

Приведем краткое описание основных технических решений, позволивших группе специалистов-создателей промышленного БРК спутника «Молния-3» выполнить разработку первого БРК нового поколения для КА «Ямал-100».

Все предшествующие советские и российские БРК гражданского назначения были построены по типу БРК, использованных в первом промышленном советском КА связи «Молния-3», в основе которого лежит построение СВЧ-приемопередатчика (транспондера) по супергетеродинному принципу. При этом СВЧ-сигнал преобразуется в частоты ПЧ (промежуточной частоты 70–100 МГц), усиливается на этих частотах, далее преобразуется в выходные СВЧ частоты транспондера. Усилители мощности были построены на ЛБВ с КПД 25–30% (ЛБВ – лампы бегущей волны).

Недостатком этой схемы являются: большой объем приемного и маломощного оборудования, повышенный расход массы, энергетики, габаритов платформы и электрорадиоэлементов на один транспондер. Отсюда, прежде всего, и вытекали несопоставимые с мировыми показателями такие характеристики БРК как количество стволов, ресурс, удельные энергомассовые характеристики транспондеров.

Учитывая вышесказанное, при создании БРК «Ямал-100» была выбрана принципиально новая схема построения БРК, показанная на рис. 1.

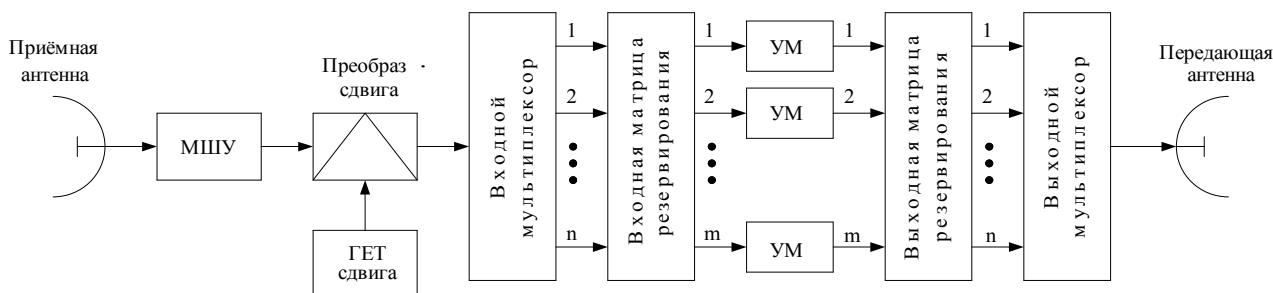


Рис. 1. Блок-схема БРК с  $n$ -ствовами (транспондерами) с одним преобразованием со скользящим резервированием УМ ( $m:n$ )

Особенностью этой схемы является использование общего (одного на несколько) широкополосного приемного устройства, содержащего малошумящий усилитель (МШУ) и один преобразователь на разностную частоту сдвига между частотами приема и передачи. Формирование частотных стволов осуществляется фильтровыми многоканальными СВЧ-мультиплексорами: входными для частотного разделения стволов, принимаемых приемным антенно-фидерным устройством АФУ, и выходными с целью их объединения для передачи через передающее АФУ. Практическая реализация БРК по указанной схеме дала колоссальный выигрыш по массе, габаритам, энергопотреблению, стабильности частоты (из-за того, что преобразователь частоты, в отличие от супергетеродинного построения, работает на более низких частотах сдвига 2–3 ГГц) и привела к улучшению функциональных передаточных характеристик БРК (неравномерности амплитудно-частотной характеристики АЧХ, линейности фазовых характеристик БРК, избирательности, фазовой стабильности гетеродинов). В этой схеме существенно (на порядок) снижено количество активных электрорадиоэлементов (ЭРИ) на транспондер, что явилось одним из факторов повышения надежности и ресурса.

Поскольку в приведенной схеме усиление сигналов в БРК осуществляется по СВЧ, то ключевым моментом ее реализации является коэффициент усиления выходного усилителя мощности, который должен составлять порядка 70–75 дБ. Одиночные ЛБВ имеют усиление порядка 40 дБ, поэтому в качестве усилителя мощности были выбраны твердотельные усилители СВЧ, с выходной мощностью в насыщении порядка 30 Вт с КПД порядка 35%, способные к тому же выдавать в линейном режиме

мощность порядка 20 Вт (что было важно для применения в наиболее распространенных в коммерческих сетях связи системах многостанционного доступа с частотным разделением каналов).

Структурно-функциональная схема БРК на КА «Ямал-100», соответствующая принципам построения, показанным на рис. 1, представлена на рис. 2. Рассмотренная схема относится к построению важнейшей радиоэлектронной подсистемы БРК – ретранслятору (РТР). Другой подсистемой БРК является АФУ. АФУ БРК «Ямал-100» (разработанное и изготовленное головным предприятием по разработке КА – РКК «Энергия») является оригинальной.

Антенны (приемная и передающая, см. рис. 3) формируют квазиконтурную диаграмму направленности (ДН), максимально согласованную с зоной обслуживания (ЗО). Конфигурация ДН осуществлялась на параболических зеркалах с помощью кластерного многолучевого облучателя (из 7 парциальных лучей) и диаграммообразующей схемы. Такой подход широко используется и в настоящее время при построении контурных антенн в зарубежных системах подвижной связи (Inmarsat, Garuda, Turaya) и фиксированной связи (системы связи Ка-диапазона).

При создании БРК «Ямал-100» был принципиально изменен порядок выбора компонентов. В качестве компонентов использовались блоки, выполненные на базе микроэлектронных технологий и ЭРИ, соответствующие космическим стандартам США и Европы и выпускаемые зарубежными фирмами, такими как NEC (Япония), Alcatel (Франция) и др. Указанные блоки при изготовлении подвергались повышенным наземным испытаниям, соответствующим орбитальным условиям эксплуатации (механическим, тепловым, электромагнитным, электростатическим, радиационным).



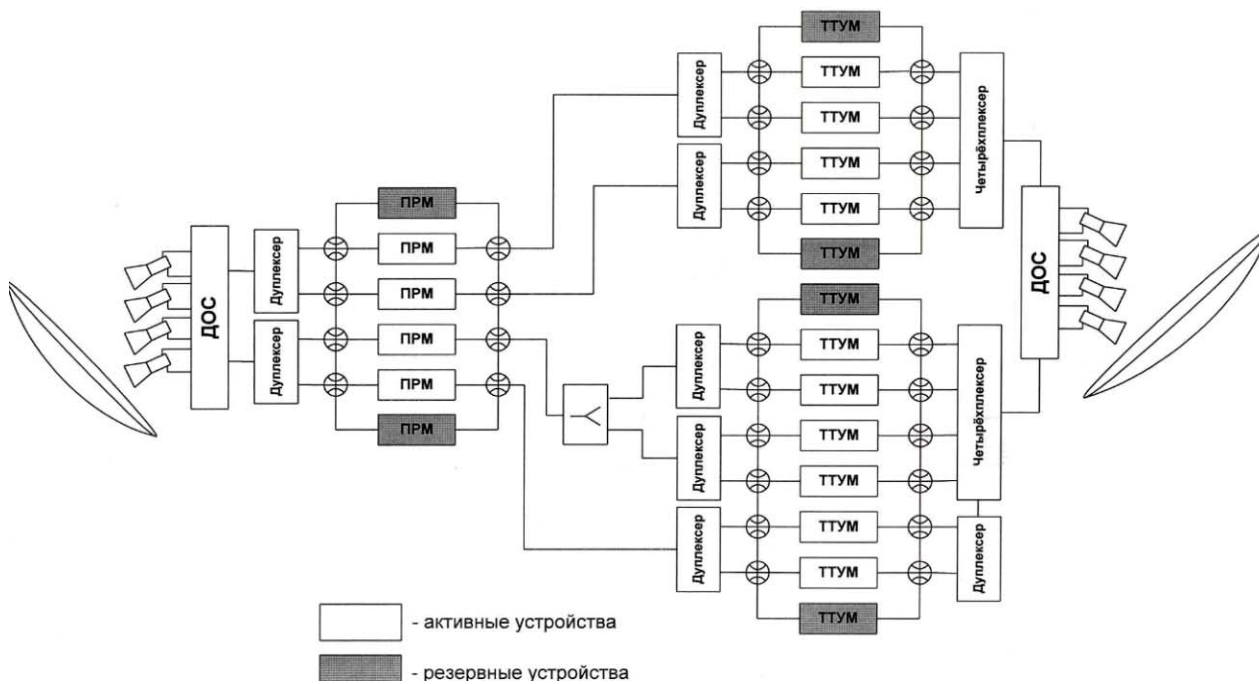


Рис. 2. Структурно-функциональная схема БРК на КА «Ямал-100»

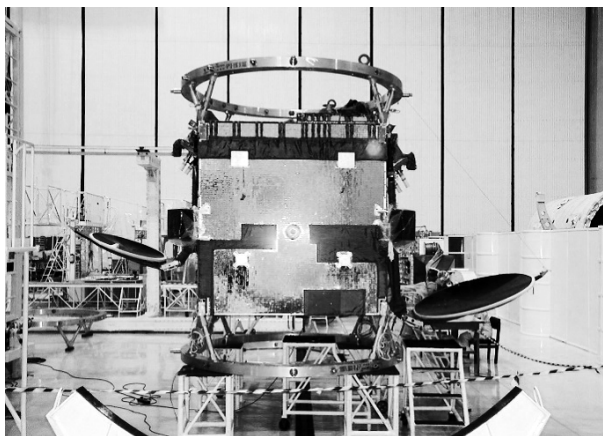


Рис. 3. Антенная система КА «Ямал-100»

Следует отметить важнейшую особенность БРК «Ямал-100»: его аппаратура впервые в отечественной практике целиком функционировала в условиях открытой (негерметичной) платформы. При этом были решены задачи по предотвращению статических и динамических разрядов в устройствах СВЧ РТР и АФУ, работающих при высоких напряжениях электромагнитного поля. При создании БРК «Ямал-100» максимальные усилия были приложены для обеспечения его надежности и ресурса.

Обеспечению требуемого ресурса (не менее 10 лет) способствовала реализация следующих мероприятий: выбранная схемотехника, специальный выбор компонентов, повышенные требования к квалификации компонентов (наличие наземной и летной квалификации), участие разработчиков БРК на всех этапах разработки документации и производства оборудования на предприятиях, в том числе зарубежных. При разработке БРК были тщательно выбраны и рассчитаны схемы резервирования. Впер-

вые в отечественной практике были разработаны эффективные и экономные методы «скользящего» резервирования усилителей мощности на базе высоконадежных импортных СВЧ-переключателей, в частности, реализовано резервирование усилителей мощности 5:1. Для отечественных БРК обычным было резервирование усилителей мощности 2:1 (на базе ферритовых переключателей).

В ходе разработки БРК «Ямал-100» был проведен ряд важных научно-технических работ по особенностям работы БРК, таких как:

- оценка влияния работы плазмы двигателей СПД на работу РТР (на его шумовые характеристики). Работа выполнялась с участием ученых коллективов РАН, кафедр МФТИ, МАИ;
- вопросы возникновения мультипакторных (по отечественной терминологии резонансных) разрядов, пассивных интермодуляционных помех (ПИМ) в трактах СВЧ с высокими напряжениями электрических полей. Физика этих процессов изложена в монографии [2];
- влияние пониженных давлений на работу электрорадиооборудования БРК.

Исходя из изложенного, можно утверждать, что создание БРК «Ямал-100» (см. рис. 2) – это прорывной этап в производстве полезных нагрузок отечественных КА, поскольку:

- 1) впервые в России был создан для коммерческого использования многоствольный (на 10 стволь) БРК с ресурсом 10 лет с функционированием вне гермоконтнера;
- 2) впервые отработана новая схемотехника, принципы использования импортной комплектации, новые подходы к обеспечению ресурса и надежности, новые принципы наземной отработки;

3) впервые полученные функциональные характеристики (частотные, фазовые, линейности, стабильности частоты, паразитных шумов и т.д.) соответствовали мировым стандартам;

4) впервые в отечественную инженерную практику введены и реализованы специальные требования к оборудованию БРК по устойчивости к разрядам в условиях пониженных давлений (газовым, мультипакторным), РИМ;

5) впервые на принципах МЛА реализованы контурные ДН антенн;

6) впервые освоена и применена в отечественной практике система мировых стандартов по про-

ектированию, производству, контролю качества полезных нагрузок КА.

6 сентября 1999 г. спутник связи «Ямал-100» был запущен на ГСО. Летные испытания и успешная эксплуатация спутника «Ямал-100» в течение 10 лет полностью подтвердили функциональные, надежностные и ресурсные характеристики БРК.

Сравнительные данные параметров отечественных БРК, иллюстрирующие новизну принятых решений, представлены в таблице. Следует учитывать при этом, что масса КА «Ямал-100» примерно в два раза меньше массы КА «Горизонт».

Развитие отечественных технологий БРК

| Параметры БРК                      | Тип КА   |          |          |
|------------------------------------|----------|----------|----------|
|                                    | Молния-3 | Горизонт | Ямал-100 |
| Год запуска                        | 1974     | 1978     | 1999     |
| Диапазон частот                    | С        | С, Ku    | С        |
| Количество стволов (транспондеров) | 3        | 7        | 10       |
| Рабочая полоса транспондера, МГц   | 40       | 34, 40   | 36       |
| Энергопотребление, Вт              | 900      | 1000     | 1300     |
| ЭИИМ (макс.), дБВт                 | 30       | 28–46    | 41       |
| Ресурс, лет                        | 3        | 3        | 10       |

Схемотехнические и структурно-функциональные решения, впервые использованные при создании «Ямал-100», были далее успешно применены при создании БРК «Ямал-200» и «Ямал-300» [2]. Разработка БРК «Ямал-100» была выполнена ОАО «Газком».

#### Литература

1. Бранец В.Н. Лекции по теории систем ориентации, управления движением и навигации: учеб. пособие / В.Н. Бранец, Н.Н. Севастьянов, Р.В. Федулов. – Томск: Изд-во Том. ун-та, 2013. – 310 с.
2. Орлов А.Г. Бортовой ретрансляционный комплекс (БРК) спутника связи. Принципы работы, построение, параметры: учеб. пособие / А.Г. Орлов, Н.Н. Севастьянов; науч. ред. В.Н. Бранец. – Томск: Изд-во Том. гос. ун-та, 2014. – 206 с.

#### Севастьянов Николай Николаевич

Канд. техн. наук, ген. конструктор  
ОАО «Газпром космические системы»  
Тел.: 8 (495) 504-29-03  
Эл. почта: info@gazprom-spacesystems.ru

Sevastiyarov N.N.

#### Creation of Domestic Communication Satellites «Yamal» and its Onboard Repeaters

Using system analysis methods, this paper handles the challenges faced during the production and development of a new generation communication satellite Yamal-100 in the mid 90's of the last century. The special focus is given to the description of technical solutions implemented when developing a satellite onboard repeater designed by JSC Gascom experts.

**Keywords:** onboard repeater, communication satellites «Yamal», «Yamal-100», JSC Gascom.

УДК 004.896:621.865

**К.В. Бескончин, Д.Б. Золотухин, А.А. Зенин, А.В. Тюньков, Ю.Г. Юшков**

## Четырехкоординатный манипулятор для установки электронно-лучевой сварки

Для установки электронно-лучевой сварки разработан прецизионный манипулятор оригинальной конструкции, имеющий три поступательные и одну вращательную степени свободы. Все перемещения по степеням свободы обеспечиваются отдельными независимыми электроприводами. Точность позиционирования деталей (0,1 мм) и скорости перемещения (30 мм/с) осуществляется комбинацией серво- и шаговых приводов в сочетании с цифровыми системами регулировки и управления. Все электроприводы выполнены на основе электродвигателей постоянного тока, при этом диапазон поступательных перемещений варьируется в пределах 250 мм, а угол поворота не ограничен. Разработанный манипулятор представляет собой оригинальное устройство прецизионного перемещения, позволяющее автоматизировать процесс электронно-лучевой сварки и повысить его качество.

**Ключевые слова:** электронный пучок, электронно-лучевая сварка, манипулятор.

**doi:** 10.21293/1818-0442-2017-20-1-154-156

Применение в промышленности электронно-лучевых технологий для сварки различных деталей и конструкций [1–3] свидетельствует о том, что в ряде случаев она обладает преимуществами перед традиционными технологиями сварки [4, 5] или лазерной сваркой [6].

Электронно-лучевая сварка (ЭЛС) применяется для уникальной операции соединения изделий из высокопрочных сталей и сплавов на основе алюминия и титана. Поскольку процесс ЭЛС происходит в вакууме, это позволяет сохранять исходную чистоту свариваемого металла и получать сварные швы очень высокого качества [7]. При помощи ЭЛС также можно получать высокое качество сварных соединений химически активных металлов и сплавов: молибдена, титана, ниобия, циркония. Как правило, во многих случаях происходит дегазация металла шва и одновременно повышение его пластических характеристик.

Кроме того, ЭЛС незаменима при соединении низкоуглеродистых, коррозионно-стойких, медных, никелевых сталей, алюминиевых сплавов. Сегодня на отечественных и зарубежных предприятиях широко применяются электронно-лучевое оборудование с источниками косвенного и прямого накала катодов [5]. В установках с внутрикамерным расположением источников появляется возможность сварки соединений горизонтальным или наклонным лучом по сложным траекториям движения.

Точная механика в сочетании с компьютерными технологиями и системами управления устраняют зависимость качества итоговых соединений от человеческого фактора [8, 9]. Автоматическое сварочное оборудование просто и надежно в эксплуатации, и его обслуживание не подразумевает существенных трудовых затрат. Запрограммировав установку, необходимо лишь контролировать наведение электронного луча в нужное место и его прохождение вдоль сварного шва.

Широкая номенклатура свариваемых электронным пучком узлов и деталей, разница их массогабаритных параметров и технических требований к

качеству сварки не позволяют реализовать единые подходы и универсальные технические решения как для электронно-лучевой установки в целом, так и для ее составляющих. Именно поэтому при выполнении комплексного проекта № 02.G25.31.0189 Минобрнауки РФ «Создание производства нового поколения электронно-лучевого оборудования на основе различных эмиссионных систем для сварки, пайки, обработки поверхностей и аддитивных технологий» возникла задача специальной разработки держателя свариваемых деталей в виде четырехкоординатного прецизионного манипулятора с повышенной точностью пространственного перемещения. Результаты данной разработки представлены в настоящей статье.

### Конструкции и принцип работы устройства

Четырехкоординатный манипулятор оригинальной конструкции специально создан для перемещения и вращения объектов внутри вакуумной камеры, которая входит в состав установки 6Е400, разработанной для сварки в вакууме электронным лучом изделий, изготовленных из стали типа 12Х18Н10Т, сплавов типа Inconel 718, SAE AMS 5596, ХН43БМТЮ, ХН78Т, 36НХТЮ, алюминия и его сплавов, титана и его сплавов и других металлов толщиной 0,6–20 мм. Технологические особенности применения этой установки обуславливают ее эксплуатацию в закрытом помещении, защищенном от излучения при температуре окружающей среды от +150 до +250 °С и относительной влажности до 80%. Свариваемое изделие устанавливается на манипуляторе, размещаемом в вакуумной камере. Манипулятор позволяет подвести изделие под электронный луч (наведение луча на стык свариваемых изделий) и перемещать изделие под лучом с заданной скоростью и по заданной траектории. Управление перемещением манипулятора осуществляется системой управления через интерфейс программы управления управляющего компьютера. Для наблюдения поверхности изделия и наведения луча на стык используется система видеонаблюдения.

Манипулятор выполнен по схеме выкатного трехкоординатного стола, с возможностью установки на него вращающегося механизма (рис. 1). Такой подход позволяет использовать все предусмотренные его конструкцией степени перемещения свариваемых деталей.

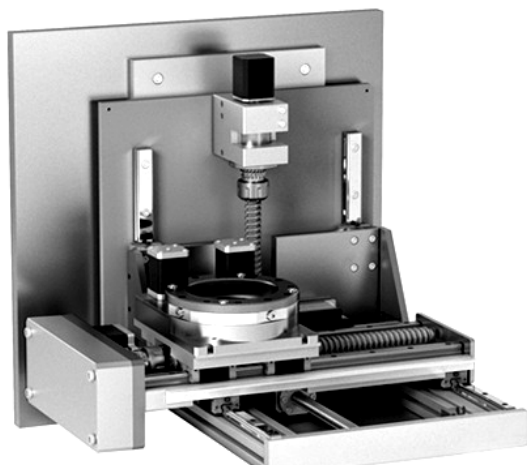


Рис. 1. Многопозиционный манипулятор

Конструктивно трехкоординатный стол выполнен на раме из станочного алюминиевого профиля сечением 60×120 мм, внутри рамы установлен привод оси  $X$ , состоящий из шариковинтовой пары (ШВП) диаметром 32 мм, шагом винта 4 мм, шагового двигателя серии 86 с энкодером разрешением 2000 импульсов на оборот. При этом на гайке ШВП создается максимальная сила до 12 кН. Разрешение энкодера позволяет обеспечить дискретность перемещения по оси вплоть до 10 мкм. Ось  $Y$  собрана на плите, установленной на каретках рельсовых направляющих оси  $X$ . Для привода оси  $Y$  используется такой же шаговый двигатель серии 86 с энкодером и ШВП диаметром 16 мм шагом 4 мм. Шариковинтовые пары, рельсовые направляющие и корпуса кареток изготовлены из магнитных марок стали. Магнитные свойства этих деталей не влияют на отклонения луча, поскольку расположены на значительном удалении от места сварки и подвергнуты предварительному размагничиванию. Корпус шагового двигателя представляет собой магнитопровод, имеющий внешнее магнитное поле рассеяния, при этом их расположение в манипуляторе не влияет на отклонение луча. В случае обнаружения отклонения луча магнитным полем двигателей на них устанавливаются экраны из электротехнической стали.

Привод вращения осуществляется шаговым двигателем серии 57. Максимальный крутящий момент на валу редуктора 126 кгс·м. Манипулятор в сборе устанавливается в вакуумной камере на рельсах для его перемещения. Основные параметры манипулятора представлены в таблице.

Система управления построена на базе модулей ввода-вывода дискретных сигналов МК110-8Д.4Р и управляющего компьютера. Управление осуществляется по промышленному протоколу Modbus. В центральной части монитора располагается панель управления манипулятором (рис. 2).

#### Параметры и характеристики манипулятора

| Наименование параметра                                     | Значение      |
|--|---------------|
| Диапазон перемещения манипулятора:                         |               |
| $X$ -координата  | 250 мм        |
| $Y$ -координата  | 160 мм        |
| $Z$ -координата  | 100 мм        |
| Скорость перемещения манипулятора по координатам $X, Y, Z$ | 0–300 мм/с    |
| Точность позиционирования                                  | 10 мкм        |
| Диаметр планшайбы  | 160 мм        |
| Наклон планшайбы   | 0–90°         |
| Скорость вращения  | 0,1–30 об/мин |
| Тип привода осей   | Шаговый       |

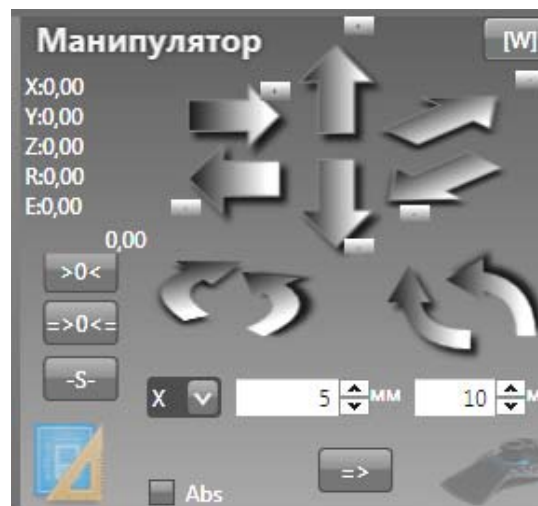


Рис. 2. Панель управления манипулятором

Здесь отображены текущие координаты. Есть возможность сброса координат, запуска движения по каждой из осей, возврата в ноль. Эти координаты можно заносить в параметры точки траектории технологического процесса.

#### Заключение

Разработанный четырехкоординатный манипулятор для электронно-лучевой сварки позволяет реализовать прецизионное перемещение свариваемых деталей сложных объемных форм в условиях автоматизированного технологического процесса электронно-лучевой сварки. Созданное устройство обеспечивает более высокое качество электронно-лучевой сварки и снижает время технологического цикла в результате сокращения времени на подготовительные операции, связанные с подводом и перемещением свариваемых образцов.

Работа выполнена в Федеральном государственном бюджетном образовательном учреждении высшего образования «Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники» (ТУСУР) – головном исполнителе НИОКТР «Создание производства нового поколения электронно-лучевого оборудования на основе различных эмиссионных систем для сварки, пайки, обработки поверхностей и аддитивных технологий», проводимой при финансовой поддержке Министерства образования и науки РФ в рамках договора № 02.G25.31.0189.

*Литература*

1. Белюк С.И. Промышленное применение электронных источников с плазменным эмиттером / С.И. Белюк, И.В. Осипов, Н.Г. Ремпе // Изв. вузов. Физика. – 2001. – Т. 44, № 9. – С. 77–84.
2. Опыт применения пушек с плазменным катодом для электронно-лучевой сварки тепловыделяющих элементов атомных станций / В.И. Васильков, А.А. Кислицкий, Н.В. Онучин и др. // Автоматическая сварка. – 2002. – Т. 591, № 6. – С. 38–40.
3. Плазменные источники электронов – перспективные устройства для электронно-лучевых технологий / В.А. Груздев, В.Г. Залесский, Д.А. Антонович, Ю.П. Голубев // Мир технологий. – 2003. – № 1. – С. 45–54.
4. Патон Б.Е. Технология электрической сварки металлов и сплавов плавлением. – М.: Машиностроение, 1974. – 769 с.
5. Лукин М.А. Научно-технический уровень сварочного производства в современной России // Вестник Псков. гос. ун-та. – 2014. – № 4. – С. 134–142.
6. Grezev A.N. Plasma formation in laser welding // Welding International. – 2005. – Vol. 19, № 10. – PP. 808–813.
7. Назаренко О.К. Электронно-лучевая сварка / О.К. Назаренко, Е.И. Истомин, В.Е. Локшин. – Киев: Наукова думка, 1987. – 256 с.
8. Бочаров А.Н. Использование видеоинформации для управления процессом ЭЛС / А.Н. Бочаров, С.В. Котельникова // Решетневские чтения. – 2009. – Т. 2, № 13. – С. 490–491.
9. Артеменко Е.С. Система слежения по стыку соединения при электронно-лучевой сварке / Е.С. Артеменко, В.Д. Лаптенко // Актуальные проблемы авиации и космонавтики. – 2013. – Т. 1, № 9. – С. 391–393.

**Бескончин Константин Валериевич**

Вед. инженер каф. физики ТУСУРа  
Тел.: (382-2) 41-33-69  
Эл. почта: beskonchin@mail.ru

**Золотухин Денис Борисович**

Канд. физ.-мат наук, н.с. каф. физики ТУСУРа  
Тел.: (382-2) 41-33-69  
Эл. почта: zolotukhinden@gmail.com

**Зенин Алексей Александрович**

Канд. техн. наук, инженер-исследователь  
каф. физики ТУСУРа  
Тел.: (382-2) 41-33-69  
Эл. почта: zenin1988@gmail.com

**Тюньков Андрей Владимирович**

Канд. техн. наук, инженер-исследователь  
каф. физики ТУСУРа  
Тел.: (382-2) 41-33-69  
Эл. почта: andrew71@sibmail.com

**Юшков Юрий Георгиевич**

Канд. техн. наук, с.н.с. каф. физики ТУСУРа  
Тел.: (382-2) 41-33-69  
Эл. почта: yushkovyu@mail.ru

Beskonchin K.V., Zolotukhin D.B.,  
Zenin A.A., Tyunkov A.V., Yushkov Yu.G.

**Four-coordinate manipulator for electron-beam welding facility**

As a part of a complex project, the manipulator ensuring three translational and one rotational degree of freedom to the parts during electron beam welding, was designed. All motions are provided by independent electric drives. The precision of parts positioning (0.1 mm) and movement speed (30 mm / s) is provided by a combination of servo- and stepper drives, combined with digital adjustment systems. The electric drives are based on DC motors. Translational displacement range is of 0–250 mm. The rotational angle is not limited.

**Keywords:** manipulator, electron beam welding, plasma electron source.

УДК 621.389

А.А. Зенин, А.С. Климов, Ю.Г. Юшков, А.В. Тюньков, В.А. Жалялетдинов

## Блок управления системой электропитания и формирования пучка для установки электронно-лучевой сварки

Приведены результаты разработки электронного блока управления системой электропитания и формирования пучка термокатодной электронной пушки установки электронно-лучевой сварки. Электронный блок выполнен на современной технологической базе с использованием цифроаналоговой преобразовательной техники и обеспечивает функции управления величиной тока термокатода, фокусировки и развертки пучка, а также управления током пучка с возможностью автоматического позиционирования на сварном шве. Управление всеми параметрами электронного пучка осуществляется с персонального компьютера в автоматическом и ручном режимах с возможностью создания и использования технологических карт электронно-лучевой сварки.

**Ключевые слова:** электронный пучок, вакуум, сварка, система формирования электронного пучка, технологический комплекс, блок электропитания и управления, автоматизация сварочного цикла.

**doi:** 10.21293/1818-0442-2017-20-1-157-160

В настоящее время технологии сварочного производства предоставляют широкие возможности для изготовления узлов с повышенными требованиями к качеству сварного шва [1]. Обеспечение стабильно высокого качества получаемого шва требует контроля заданных условий технологического процесса. Помимо непосредственного проплавления зоны стыка деталей, технологически важными остаются глубина и ширина проплава.

Особые требования задаются и для зоны термического воздействия на свариваемые металлы с целью снижения термической нагрузки и уменьшения деформации. Электронно-лучевая сварка может обеспечить высокую плотность мощности в месте сварки, контролируемую глубину сварочной ванны с минимальным воздействием на всю деталь [2, 3]. Надежное и стабильное функционирование сварочного комплекса, обеспечиваемое методами контроля технологического процесса, является ключевым условием достижения качественного сварного соединения.

Традиционно управление процессом электронно-лучевой сварки осуществляется посредством совмещения центра пятна электронного луча с осевой линией стыка. При этом основные технологические параметры, такие как ток луча, диаметр луча, ускоряющее напряжение и скорость проплава задаются во время формирования технологической карты. Данный подход не позволяет учесть особенности геометрии сварного шва, наличие внутренних пор и включений, нестабильность работы сварочной пушки и блоков управления пучком, что, в конечном счете, может привести к снижению качества сварки и возникновению дефектов. Основными дефектами при этом будут являться частичные непроплавы, неоднородности сварного шва, смещение пучка относительно оси стыка свариваемых деталей. При высоких требованиях к качеству сварки наличие таких дефектов является недопустимым.

Дальнейшее развитие систем формирования электронного пучка включает совершенствование систем управления траекторией перемещения пучка,

мониторинга стыка свариваемых деталей и сварного шва, а также контроля технологических параметров пушки и др. [4–6]. При этом весь процесс сварки должен быть автоматизирован, а для снижения влияния человеческого фактора участие оператора должно быть сведено к минимуму.

Необходимость решения проблемы повышения эффективности управления технологическим процессом электронно-лучевой сварки стимулировало постановку задачи разработки и создания специального блока управления системой электропитания и формирования электронного пучка, в наиболее полной мере, отвечающего потребностям современного промышленного производства. Результаты решения данной задачи представлены в настоящей статье.

### Подходы и технические решения

В результате решения поставленной задачи разработана структурная схема (рис. 1), на основе которой создан блок управления системой электропитания и формирования пучка. Проведенный анализ возможных технических решения обусловил состав электронного блока, включающий:

- источник тока накала (ИТН);
- источник управляющего напряжения (ИУН);
- блок управления лучом;
- блок фокусировки;
- устройство управления;
- источник питания.

При этом выбран следующий наиболее оптимальный алгоритм функционирования блока электропитания и управления системой формирования электронного пучка: управляющий сигнал с компьютера в цифровом виде поступает на контроллер, реализованный в составе 3 микроконтроллеров серии STM32F4XX. Сигналы с контроллера поступают на блок фокусировки и блок управления лучом, а также по интерфейсу RS-485 передаются на преобразователь, который конвертирует цифровой сигнал в управляющий аналоговый, поступающий далее в высоковольтный бак для управления ИУН и ИТН.

Для повышения стабильности работы ИУН и ИТН, а следовательно, и качества сварного шва не-

обходимы измерение и контроль выходных параметров. Такая обратная связь осуществляется посредством датчиков, подключенных к аналого-цифровому преобразователю (АЦП) контроллера.

Для сведения к минимуму влияния наводок, возникающих при пробоях источника высокого напряжения (ИВН), блок фокусировки и отклонения луча функционально включен в состав контроллера. Все управляющие сигналы формируются контроллером, преобразуются в аналоговый вид посредством цифроаналогового преобразователя (ЦАП) и усиливаются мощным усилителем с токовым выходом. Блок фокусировки обеспечивает необходимый ток и напряжение в фокусирующих катушках. Магнитное поле, создаваемое фокусирующими катушками, формирует электронный луч цилиндрической формы. Блок управления лучом обеспечивает необ-

ходимый ток и напряжение в отклоняющих катушках, а также служит для формирования развертки. Применение ферритового сердечника отклоняющей катушки обеспечивает высокую частоту развертки (до 10 кГц) электронного пучка по заданной траектории с минимальными искажениями, при этом максимальный угол отклонения пучка составляет  $7^\circ$ . Для удобства работы оператора в программе управления системой формирования пучка предусмотрены наиболее востребованные типы развертки – линия, растр, спираль, эллипс. Возможно использование и произвольной развертки. Для этого с системы управления верхнего уровня задается последовательность точек, между которыми поочередно должен перемещаться луч. Таких точек в фигуре может быть несколько тысяч, что позволяет реализовать развертку любой сложности.

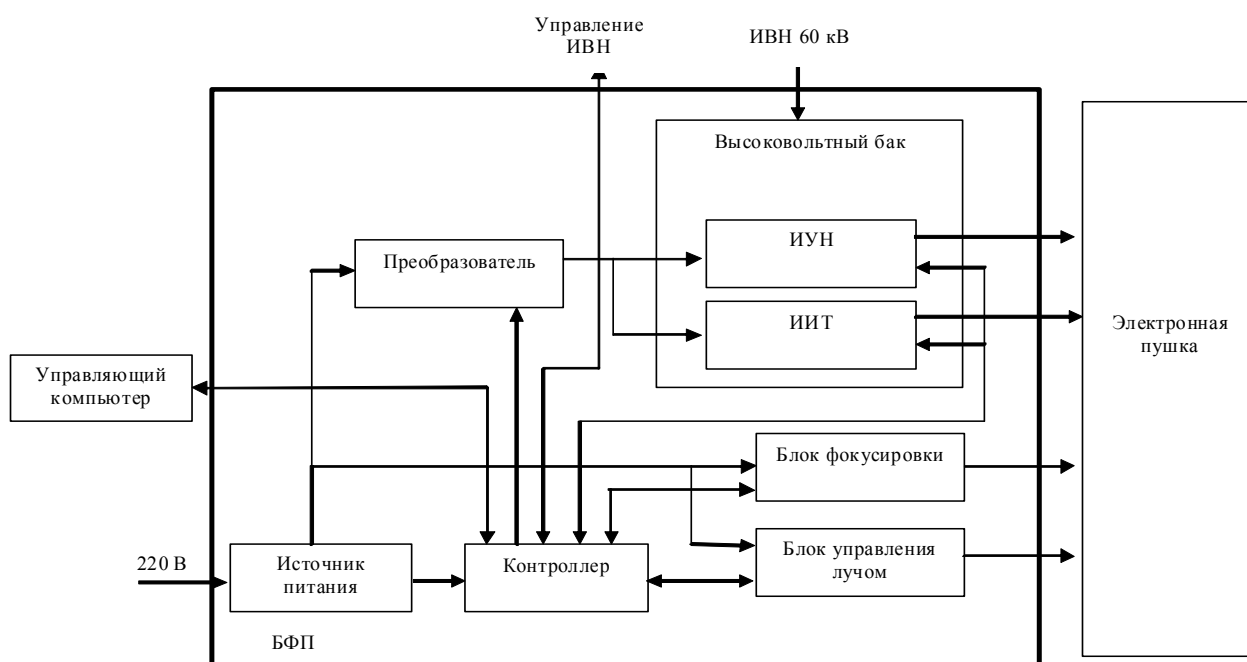


Рис. 1. Структурная схема блока формирования пучка

Как было отмечено ранее, для достижения высокого качества сварки требуется постоянный контроль совмещения оси пучка со стыком свариваемых деталей. Для этого в блоке формирования пучка предусмотрена система автоматического наведения электронного луча на сварной шов. Эта задача реализована на уровне контроллера – задаются координаты двух точек, между которыми производится сканирование электронным лучом. По интенсивности сигнала с датчика отраженных электронов определяются координаты точки, где линия сканирования пересекает стык свариваемых деталей. Эти координаты передаются системе управления верхнего уровня. На уровне управляющего компьютера задаются начальные точки сканирования с целью определения примерного расположения сварного шва. Затем задаются уточняющие линии сканирования для определения координаты сварного шва с требуемой точностью. После этого полученные коорди-

наты точек заносятся в технологическую карту для осуществления процесса сварки.

Наряду с контролем положения центра пучка относительно стыка свариваемых деталей для получения качественного сварного шва требуется стабильный ток пучка, а при использовании в качестве источника электронов пушки с термоэмиссионным катодом – соответственно стабильный ток накала катода. Решение поставленной задачи заключается в измерении тока луча во время технологического процесса и его корректировки. Пришедший с датчика тока на АЦП контроллера сигнал преобразуется в цифровой вид, после чего производится его обработка, выделение сигнала ошибки и формирование управляющего воздействия на преобразователь с помощью цифрового ПИД-регулятора с настраиваемой характеристикой. Управляющий сигнал на преобразователь передается в виде цифрового ШИМ-сигнала через опторазвязанный интерфейс.

В таблице приведены технические параметры разработанного блока формирования пучка.

**Основные технические параметры блока формирования пучка**

| Наименование параметра                            | Значение  |
|---|---|
| <b>Источник тока накала</b>                       |   |
| Диапазон изменения выходного напряжения           | 0–48 В  |
| Максимальный выходной ток                         | 10 А  |
| Дискретность изменения выходного тока             | 0,2 А   |
| <b>Источник управляющего напряжения</b>           |   |
| Диапазон изменения выходного напряжения           | 0–3000 В  |
| Максимальный выходной ток                         | 5 мА  |
| <b>Блок фокусировки</b>                           |   |
| Максимальное выходное напряжение                  | 24 В  |
| Диапазон изменения выходного тока                 | 400–1000 мА   |
| Дискретность изменения выходного тока             | 0,5 мА  |
| <b>Блок управления лучом</b>                      |   |
| Вид развертки                                     | Линия, восьмерка, окружность, эллипс, технологические карты |
| Максимальный выходной ток смещения луча, не менее | ±400 мА   |
| Максимальная амплитуда развертки, не менее        | ±400 мА   |

Спроектированный блок размещен в корпусе стандарта 19 дюймов высотой 4U и имеет ряд разъемов, в том числе для подключения электронной пушки и источника высокого напряжения.



Рис. 2. Блок электропитания и управления системой формирования пучка: 1 – кнопка включения; 2 – управление ИВН, 3 – резервный разъем (не используется); 4 – Ethernet; 5 – связь с управляющим компьютером; 6 – питание электронной пушки; 7 – управление электронным лучом; 8 – 60 кВ с ИВН; 9 – сеть 220 В; 10 – заземление

Устройство управления построено на базе модулей ввода-вывода дискретных сигналов МУ110-24.16Р, МВ110-24.ДН, МВ110-24-8АС. Питание модулей осуществляется от локальных источников пи-

тания, установленных в стойке управления. Управление дискретными выходными элементами МУ110 осуществляется с помощью контроллера и управляющего компьютера по промышленному протоколу Modbus. Управление дискретными выходными элементами осуществляется путем отправки групповой команды на включение/выключение выходных элементов.

Защита элементов электронно-лучевой установки и блока формирования пучка от пробоев реализована в высоковольтном источнике на аппаратном уровне. Ток пробоя не превышает безопасный уровень, заданный при проектировании и изготовления оборудования. Также реализована защита от повторяющихся пробоев. Если количество пробоев за единицу времени превышает заданный порог, то установка отключается.

Работа в автоматическом режиме осуществляется путем создания технологических карт. Для создания технологической карты линейного шва необходимо внести ряд точек. Точки вводят согласно графику (рис. 3).

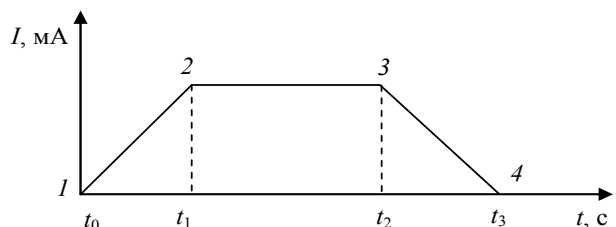


Рис. 3. График задания точек технологической карты

Точка 1 в момент времени  $t_0$  должна иметь нулевое значение тока пучка для предотвращения образования дефектов сварки на свариваемом изделии. В точке 2 ток пучка за время  $t_0 - t_1$  плавно нарастает до необходимого значения тока сварки.

За время  $t_1 - t_2$  идет процесс сварки с необходимым током пучка, этот процесс завершается в точке 3. В точке 4 ток пучка за время  $t_2 - t_3$  плавно уменьшается до нуля, что также обеспечивает предотвращение образования дефектов сварки на свариваемом изделии.

Таким образом, процесс сварки проводится как в прямом, так и в обратном направлении с необходимыми значениями тока пучка.

**Заключение**

Разработан блок электропитания и управления системой формирования электронного пучка, позволяющий полностью контролировать параметры электронно-лучевой сварки различных материалов как в ручном, так и в автоматическом режимах. В отличие от аналогов разработанный блок позволяет подстраивать положение электронного пучка на сварной шов, а также поддерживать ток пучка на заданном уровне непосредственно в процессе сварки. Реализация работы в автоматическом режиме за счет создания технологических карт позволяет обеспечить серийное производство сварных изделий и исключить влияние человеческого фактора.



Работа выполнена в Федеральном государственном бюджетном образовательном учреждении высшего образования «Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники» (ТУСУР) – головном исполнителе НИОКТР «Создание производства нового поколения электронно-лучевого оборудования на основе различных эмиссионных систем для сварки, пайки, обработки поверхностей и аддитивных технологий», проводимой при финансовой поддержке Министерства образования и науки РФ в рамках договора № 02.G25.31.0189.

#### Литература

1. Технологии и оборудование электронно-лучевой сварки – 2008: матер. первой Санкт-Петербургской междунар. науч.-техн. конф. – СПб.: ООО «Агентство ВиТ-Принт». – 2008. – 210 с.
2. Рыкалин Н.Н. Лазерная и электронно-лучевая обработка материалов: справ. / Н.Н. Рыкалин, А.А. Углов, И.В. Зуев, А.Н. Кокора. – М.: Машиностроение, 1985. – 496 с.
3. Шиллер З. Электронно-лучевая технология / З. Шиллер, У. Гайзиг, З. Панцер. – М.: Энергия, 1980. – 528 с.
4. Беленький В.Я. Контроль электронно-лучевой сварки с использованием плазменных явлений в области сварочной ванны / В.Я. Беленький, В.М. Язовских // Сварочное производство. – 1997. – № 1. – С. 7–9.
5. Ластовирия В.Н. Система оперативного контроля проплавляющих свойств электронного пучка при сварке / В.Н. Ластовирия, П.В. Полянский // Сварочное производство. – 1990. – № 8. – С. 25–26.
6. Трушников Д.Н. Изучение физических процессов при электронно-лучевой сварке по параметрам вторичного тока в плазме // Физика и химия обработки материалов. – 2014. – № 5. – С. 36–45.

---

#### Зенин Алексей Александрович

Канд. техн. наук, инженер-исследователь  
каф. физики ТУСУРа  
Тел.: (382-2) 41–33–69  
Эл. почта: zenin1988@gmail.com

#### Климов Александр Сергеевич

Канд. техн. наук, с.н.с. каф. физики ТУСУРа  
Тел.: (382-2) 41–33–69  
Эл. почта: klimov680@gmail.com

#### Юшков Юрий Георгиевич

Канд. техн. наук, с.н.с. каф. физики ТУСУРа  
Тел.: (382-2) 41–33–69  
Эл. почта: yushkovyu@mail.ru

#### Тюньков Андрей Владимирович

Канд. техн. наук, инженер-исследователь  
каф. физики ТУСУРа  
Тел.: (382-2) 41–33–69  
Эл. почта: andrew71@sibmail.com

#### Жалялетдинов Вячеслав Алиевич

Инженер-конструктор ООО «НПК ТЭТа»  
Тел.: +7-960-976-48-02  
Эл. почта: slava@tetacom.ru

Zenin A.A., Klimov A.S., Yushkov Yu.G.,  
Tyunkov A.V., Zhalyaletdinov V.A.

#### Control unit for power supply and beam forming system for electron beam welding installation

The article presents development results of control unit for power supply and beam forming system. This system is intended for thermocathode electron gun in an electron-beam welding installation. The electronic unit is implemented on a modern technological basis using digital-analogue conversion technology and provides functions to control different parameters. These parameters are: magnitude of the thermocathode current, currents in beam focusing and deflecting systems, positioning on the weld joint. Control of all the parameters of the electron beam is carried out using a personal computer in automatic and manual modes. This approach allows creating and using technological cards for electron beam welding.

**Keywords:** electron beam, vacuum, welding, forming system for electron beam, technical complex, power supply and control unit, automatic welding, cycle for welding.

**Уважаемые авторы!**  
**С 2016 года изменяется формат печати журнала,**  
**вводятся новые правила и требования к оформлению статьи.**

**Требования к подготовке рукописей статей, представляемых для публикации в журнале  
«Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники»**

1. Электронный вариант статьи должен быть представлен в виде файла, названного по-русски фамилией первого автора, на дискете или диске в формате Word 2003. Предпочтительнее представить его по электронной почте.

2. Оригинал на бумажном носителе должен полностью соответствовать электронному варианту.

3. Статья должна иметь (в порядке следования): УДК; И.О. Фамилии авторов; заглавие; аннотация (не реферат); ключевые слова; основной текст статьи; список библиографий под подзаголовком «Литература»; сведения об авторах; далее на английском языке: Фамилии авторов И.О., заглавие статьи, аннотацию, ключевые слова. Сведения об авторах включают в себя фамилию, имя, отчество, ученую степень, ученое звание, должность, место работы, телефон, электронный адрес.

4. Текст статьи должен быть размещен в две колонки без принудительных переносов через один интервал шрифтом Times New Roman 10 кегля на одной стороне листа белой писчей бумаги формата А4, без помарок и вставок. Для облегчения форматирования прилагается **шаблон статьи**, который размещен на сайте: **journal.tusur.ru**. Размер статьи со всеми атрибутами должен быть, как правило, не более пяти страниц.

5. Одни и те же символы в тексте, формулах, таблицах и рисунках должны быть единообразными по написанию. Русские и греческие символы набираются прямым шрифтом, а латинские – курсивом, кроме слов, их сокращений, имен функций, программ, фирм и химических формул.

6. Формулы должны быть набраны в формульном редакторе (Equation, MathType) программы Word. Русские буквы, греческие символы, математические знаки (+, -, ×, ∈, =, скобки, ...) и цифры всегда набираются прямым не жирным шрифтом, а переменные (и кривые), обозначенные латинскими буквами или цифрами – курсивом, кроме слов, их сокращений, имен функций, программ, фирм и химических формул (const, input;  $\sin x(t_1)$ ;  $U_{in}$ ;  $I_{вх}$ ;  $T_z$ ;  $\beta_2$ ;  $H_2O$ , Adobe Acrobat, Cisco и т.д.); векторные величины – жирным, прямо (не курсив) –  $A_1$ ,  $M(f)$ ,  $\beta$ . Шаблоны для набора формул необходимо взять из шаблона статьи.

7. Все употребляемые обозначения и сокращения должны быть пояснены.

8. Единицы измерения физических величин должны соответствовать Международной системе единиц (СИ) и написаны по-русски через пробел (х, ГГц; 20 ГГц;  $T$ , град;  $7^\circ C$ ). Десятичные числа пишутся через запятую (не точку).

9. Таблицы и рисунки должны иметь тематические заголовки (не повторяющие фразы-ссылки на

них в тексте). (Рис. 1. Название рисунка; Таблица 1. Название таблицы). Большие блоки расшифровки условных обозначений лучше приводить в тексте. Подписи и надписи – Times New Roman, 9 пт, не жирным, не курсивом, переменные – также как и в тексте. На все рисунки и таблицы должны быть ссылки в тексте (... на рис. 3, ... в табл. 2).

10. Рисунки и фотографии должны быть **черно-белыми**, четкими, контрастными, аккуратными, сгруппированными. Графики – не жирно, сетка – четко. Единицы измерения – на русском. Десятичная запятая (не точка). Рисунки могут быть выполнены в программах CorelDraw, Illustrator, Word, Visio и должны давать возможность внесения исправлений.

11. Иллюстрации, должны быть разрешением не менее 600 dpi. Масштаб изображения – 8 или 16,7 см по ширине (при условии читаемости всех надписей, выполненных шрифтом Times New Roman 9 кегля).

12. На все источники, указанные в списке литературы, должны быть ссылки по тексту (нумерация в порядке упоминания, например, [1, 2], [5–7]). Описание источников должно соответствовать ГОСТ 7.1–2003 и ГОСТ Р 7.0.5–2008 и содержать всю необходимую для идентификации источника информацию, а именно: *для неперiodических изданий* – фамилию и инициалы автора, полное название работы, место издания, название издательства, год издания, количество страниц; *для периодических изданий* – фамилию, инициалы автора, полное название работы, название журнала, год выпуска, том, номер, номера страниц (см. примеры оформления библиографий).

Бумажный вариант рукописи статьи должен быть подписан авторами и (для сторонних авторов) иметь сопроводительное письмо на бланке организации.

Плата за публикацию рукописей не взимается.

Материальные претензии авторов, связанные с распространением материалов их статей после опубликования, не принимаются.

Авторы несут полную ответственность за содержание статей и за последствия, связанные с их публикацией.

**Контактная информация**

Адрес: 634050, Томск, пр. Ленина, 40, 414-ГК.  
Эл. почта: vnmas@tusur.ru. Тел.: +7 (382-2) 51-21-21



