

ISSN 1818-0442

Доклады ТУСУРа. №4(30), 2013

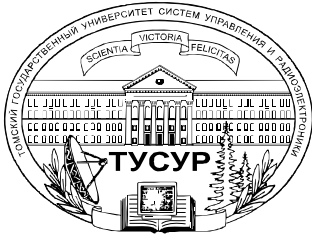
# ДОКЛАДЫ

Томского государственного университета  
систем управления и радиоэлектроники

4(30) • 2013



9 181818 044208 02007



Министерство образования и науки Российской Федерации

**ДОКЛАДЫ  
ТОМСКОГО ГОСУДАРСТВЕННОГО УНИВЕРСИТЕТА  
СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ И РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ**

**4(30) • декабрь 2013**

Периодический научный журнал

Выходит 4 раза в год

Основан в 1997 г.

**ISSN 1818-0442**

**Гл. редактор:**  
Ю.А. Шурыгин

**Зам. гл. редактора:**  
А.В. Кобзев  
А.А. Шелупанов

**Редакционный совет:**  
Л.А. Боков  
А.Г. Буймов  
Ю.П. Ехлаков  
А.М. Корилов  
Е.М. Окс  
И.Н. Пустынский  
В.Н. Татарин  
С.М. Шандаров  
Г.С. Шарыгин

**Ответственный секретарь:**  
В.Н. Масленников

**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. (3822) 51-21-21

Оригинал-макет выпуска подготовлен  
и отпечатан тираж  
в ООО «Издательство В-Спектр»  
Техн. редактор В.М. Бочкарева  
Корректор В.Г. Лихачева

Подписано в печать 20.12.2013.  
Формат 60×84 1/8.  
Усл. печ. л. 18,7  
Тираж 500. Заказ 94.

**Содержание**

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

<b>Захаров Ф.Н., Крутиков М.В., Акулиничев Ю.П.</b> Оценка величины множителя ослабления радиоволны при наличии приподнятого тропосферного слоя .....	5
<b>Аникин А.С., Мухомор К.Е.</b> Алгоритм устранения аномально больших ошибок в фазовом пеленгаторе с одноканальным коммутируемым приемником при работе по сканирующему источнику радиоизлучения .....	13
<b>Аникин А.С., Денисов В.П., Колядин Н.А.</b> Анализ эффективности совместного применения методов устранения аномальных ошибок в фазовых пеленгаторах, работающих по сканирующему источнику на приземных трассах .....	19
<b>Конаков А.С., Шаврин В.В., Ноздреватых Д.О., Савин А.А., Тисленко В.И.</b> Алгоритм адаптивного двухшагового расширенного фильтра Калмана в задаче совместной оценки навигационного вектора и смещения нулей датчика МЭМС в слабосвязанной комплексированной навигационной системе .....	23
<b>Лошилов А.Г.</b> Разработка принципов нелинейной сверхширокополосной радиолокации .....	31
<b>Добуш И.М., Самуилов А.А., Калентьев А.А., Горяинов А.Е., Черкашин М.В., Торхов Н.А., Бабак Л.И.</b> Разработка GaAs-рНЕМТ-монокристаллического малошумящего усилителя диапазона 3–20 ГГц с использованием программ «визуального» проектирования .....	39
<b>Калентьев А.В., Добуш И.М., Бабак Л.И., Гарайс Д.С., Горяинов А.Е.</b> Автоматизированное проектирование монокристаллического малошумящего усилителя для приемника ГНСС на основе генетического алгоритма .....	45
<b>Калимулин И.Ф.</b> Оценка электромагнитной наводки со входа на выход посадочного места ПАВ-фильтра .....	54
<b>Аширбакиев Р.И., Калимулин И.Ф., Кузнецова-Таджибаева О.М.</b> Аппроксимация поверхности переходного отверстия печатной платы ортогональными прямоугольниками для вычисления емкости .....	58
<b>Ерофеев Е.В., Казимиров А.И., Иштуткин С.В., Кагадей В.А.</b> Омический контакт к $n^+$ -GaAs с торцевым диффузионным барьером .....	62
<b>Давыдов В.Н., Олейник В.Л.</b> Применение принципов кристаллофизики к решению задач оптоэлектроники .....	67
<b>Давыдов В.Н., Олейник В.Л.</b> Пиро- и пьезоэффекты в светодиодной MQW-гетероструктуре .....	71
<b>Казаков А.В., Климов А.С., Смаилов А.С., Медовник А.В., Юшков Ю.Г., Бакеев И.Ю.</b> Модификация поверхности полимерных материалов импульсным электронным пучком .....	75
<b>Золотухин Д.Б., Климов А.С., Зенин А.А.</b> Параметры плазмы, создаваемой электронным пучком в форвакууме .....	79
<b>Суханов Д.Я., Ерзакова Н.Н.</b> Восстановление изображений скрытых объектов по широкополосным локационным измерениям звукового поля .....	83
<b>Красненко Н.П., Кудрявцев А.Н., Раков А.С., Раков Д.С., Шендрик Д.А.</b> Мощные акустические антенные решетки .....	86

<b>Калинин Р.Г., Кобзев А.В., Семенов В.Д., Федотов В.А.</b> Выбор корректирующего звена резонансного преобразователя на основе экспериментальной АЧХ по управляющему воздействию .....	91
<b>Апасов В.И., Михальченко С.Г., Коцубинский В.П.</b> Математическое моделирование комбинированного преобразователя напряжения со стабилизацией выходного напряжения .....	96
<b>Гавриш П.Е., Михальченко С.Г., Михальченко Г.Я.</b> Математические модели скоростных подсистем электроприводов силового гироскопического прибора .....	103
<b>Тановицкий Ю.Н., Халиляев Т.Ф., Кобзев Г.А., Савин Д.А.</b> Импульсный стабилизатор напряжения понижающего типа с регулированием по обоим фронтам и адаптивной обратной связью .....	109
<b>Романенко А.С., Кобзев А.В., Семенов В.Д.</b> Энергобаланс в автономной системе электроснабжения с регулятором мощности на основе матричного преобразователя тока солнечной батареи .....	115
<b>Кобзев А.В., Семенов В.Д., Пахмурин Д.О., Хуторной А.Ю.</b> Методика расчета температуры в произвольной точке зоны нагрева при реализации метода локальной гипертермии .....	120

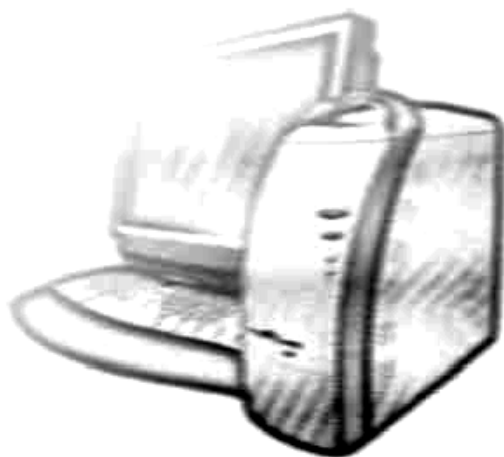
## УПРАВЛЕНИЕ, ВЫЧИСЛИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА И ИНФОРМАТИКА

<b>Катаев М.Ю., Кориков А.М., Мкртчян В.С.</b> Технологические аспекты проектирования виртуальной интегрированной образовательной среды .....	125
<b>Евсютин О.О., Негачева Е.В.</b> Стеганографическое встраивание информации в цифровые изображения, сжатые с помощью блочных клеточных автоматов .....	130
<b>Сабанов А.Г.</b> Методика идентификации рисков процессов аутентификации .....	136
<b>Кулбаев С.С., Немеров А.А., Крупский А.С.</b> Оценка эффективности сервиса сжатия цифровых изображений на высокопроизводительной вычислительной системе .....	142
<b>Марков Н.Г., Капилевич О.Л.</b> Методика мониторинга процесса внедрения MES в нефтегазодобывающей компании .....	147
<b>Лучкова С.В., Перемитина Т.О.</b> Повышение наглядности отображения результатов факторного анализа .....	153
<b>Сорокин В.Н., Тананькин А.А.</b> Распознавание пола диктора с помощью метода Парзена .....	159
<b>Верходанова В.О.</b> Разработка средств автоматического определения речевых сбоев в спонтанной русской речи .....	163
<b>Замятин Н.В., Иванов Е.О.</b> Задача энергоэффективного управления группой вододобывающих насосов и ее решение нейросетью Хопфилда .....	168
<b>Зыков Д.Д., Матвеев В.В., Нечаев К.А., Карабан В.М.</b> Повышение качества продукции посредством использования причинно-следственной диаграммы в комплексе с информационной системой управления полупроводниковым производством .....	173
<b>Давыдова Е.М.</b> Модель образовательного процесса .....	177
<b>Марков Н.Г., Сонькин Д.М., Газизов Т.Т., Лещик Ю.В., Фадеев А.С., Шемяков А.О.</b> Комбинированный алгоритм прогнозирования дорожной обстановки на основе методов нечеткого поиска в региональной навигационно-информационной системе мониторинга и управления транспортом .....	182

## СООБЩЕНИЯ

<b>Есаулов В.Н.</b> Ситуация в кадрах оборонно-промышленного комплекса: 1990-е, 2000-е годы и настоящее время .....	191
<b>Тей Д.О., Татьянkin В.М., Карминская Т.Д., Русанов М.А.</b> Модель регионального рынка труда в задаче управления региональным заказом на подготовку квалифицированных специалистов .....	199
<b>Карминская Т.Д., Татьянkin В.М., Тей Д.О., Русанов М.А.</b> Использование кластерного анализа и нейронных сетей в задаче управления региональным рынком труда .....	205
<b>Обрусник В.П., Горлова Т.В.</b> Проблемы надежного пуска шахтных конвейеров .....	210

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



УДК 537.877

Ф.Н. Захаров, М.В. Крутиков, Ю.П. Акулиничев

## Оценка величины множителя ослабления радиоволны при наличии приподнятого тропосферного слоя

Предложен алгоритм расчета дистанционной зависимости множителя ослабления при наличии в тропосфере приподнятого слоя с повышенным значением вертикального градиента показателя преломления. С помощью численного моделирования уточнено выражение для коэффициента отражения радиоволны от такого слоя. Проведено сравнение результатов расчёта множителя ослабления на морской трассе, полученных с использованием предложенного метода и метода численного решения параболического уравнения, а также оценена точность расчётов.

**Ключевые слова:** распространение радиоволн, множитель ослабления, слой атмосферы повышенной рефракцией, коэффициент отражения.

Слоистое строение тропосферы оказывает значительное влияние на величину принятого сигнала. Помимо волноводов испарения и приповерхностных волноводов заметное значение имеют приподнятые слои с повышенной рефракцией. Такие слои, называемые также инверсными, образуются на высотах до нескольких километров и в некоторых случаях образуют волноводную структуру. Они могут выполнять как роль направляющего канала распространения радиоволны волноводного типа со сравнительно малым затуханием внутри, так и роль отражательных и экранирующих поверхностей, что зависит от взаимного расположения источника радиоизлучения (ИРИ) и приемного устройства (ПрУ) относительно слоя.

Приподнятые волноводы способны обеспечить распространение радиоволн с частотами выше 100 МГц на расстояния, намного превосходящие пределы радиогоризонта, и являются весьма вероятной, но и наименее изученной причиной аномально высоких уровней сигналов за горизонтом [1, 2].

Общая характеристика приподнятых волноводов дается в рекомендации [3], в которой определяются их основные параметры: вероятность существования  $E_p$  (%), интенсивность  $E_s$  (М-единицы), высота нижней границы волновода  $E_b$  (м), высота максимума  $M$ -кривой в волноводе  $E_m$  (м) и толщина волновода  $E_t$  (м), где  $M$  – модифицированный индекс преломления  $M(h) = N(h) + 0,157h$ , М-ед.,  $N(h)$  – высотный профиль индекса преломления. Средние параметры слоёв повышенной рефракции для Тихого океана можно найти в [4], а для отдельных морских районов – в [5–8], кроме того, в настоящее время подготавливается радиоклиматический тропосферный атлас Атлантического океана [9]. На рис. 1 представлена трёхлинейная аппроксимация вертикального  $M$ -профиля тропосферы при наличии приподнятого волновода [3].

Анализ литературы показал, что, несмотря на несколько предпринимавшихся попыток (например, [1, 10–14] и др.), на данный момент отсутствует простая и достаточно надежная методика расчёта уровня сигнала при наличии отражений от приподнятого слоя повышенной рефракции. Исключение составляет работа [15], в которой приведена методика оценки дистанционной зависимости множителя ослабления, но и там нет сравнения получаемых результатов с тем, что дает эксперимент или другие численные методы расчета. Кроме того, в этой работе не учитывается волна, распространяющаяся вдоль поверхности Земли, а из параметров инверсионных слоёв используются только их интенсивность и высота над поверхностью Земли и никак не учитывается толщина слоя.

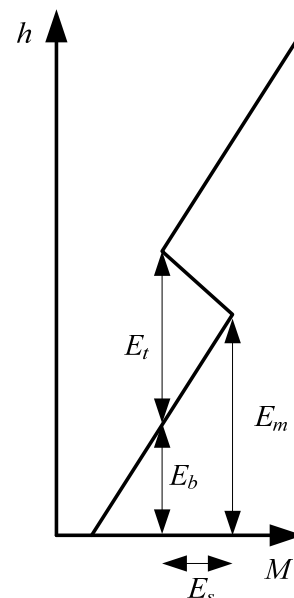


Рис. 1. Высотный профиль модифицированного индекса преломления

Таким образом, целью работы является уточнение существующей методики расчёта множителя ослабления при наличии в тропосфере приподнятого инверсного слоя путем сравнения с результатами, получаемыми при численном решении волнового параболического уравнения. Для численного решения применяется метод смешанного дискретного преобразования Фурье в комбинации с методом разделения переменных [16–19]. Считается, что такой метод является эталонным и позволяет максимально точно смоделировать распространение радиоволн, соответствующее реальным условиям [20].

**Описание метода.** В рекомендации [3] приподнятый волновод представлен в виде слоистого образования, значительного по геометрическим размерам. Коэффициент отражения радиоволны от такого слоя можно вычислить по формуле [1, 11, 15]

$$R = \frac{\Delta\varepsilon}{4\sin^2\psi}, \quad (1)$$

где  $\Delta\varepsilon = 2E_s \cdot 10^{-6}$  – перепад диэлектрической проницаемости в слое повышенной рефракции;  $\psi$  – угол скольжения радиоволны при падении на нижнюю поверхность слоя. Формула (1) справедлива в случае, когда отражающий слой находится в зоне прямой видимости передающей и приёмной антенн, а ширина диаграммы направленности антенны больше  $1^\circ$  [15].

Угол  $\psi$  можно легко вычислить исходя из геометрии задачи (рис. 2) в предположении, что точка отражения от слоя находится на середине трассы распространения радиоволн (РРВ). Данный угол зависит от расстояния между ИРИ и ПрУ, а также от высоты слоя над Землёй, и определяется по формуле

$$\psi(D) = \operatorname{arctg} \left[ \frac{E_m + a_3 \left( 1 - \cos \left( \frac{D}{2a_3} \right) \right)}{a_3 \sin \left( \frac{D}{2a_3} \right)} \right], \quad (2)$$

где  $D$  – расстояние вдоль Земли между ИРИ и ПрУ;  $a_3$  – эквивалентный радиус Земли. Эквивалентный радиус Земли введён для учёта рефракции радиоволны в тропосфере.

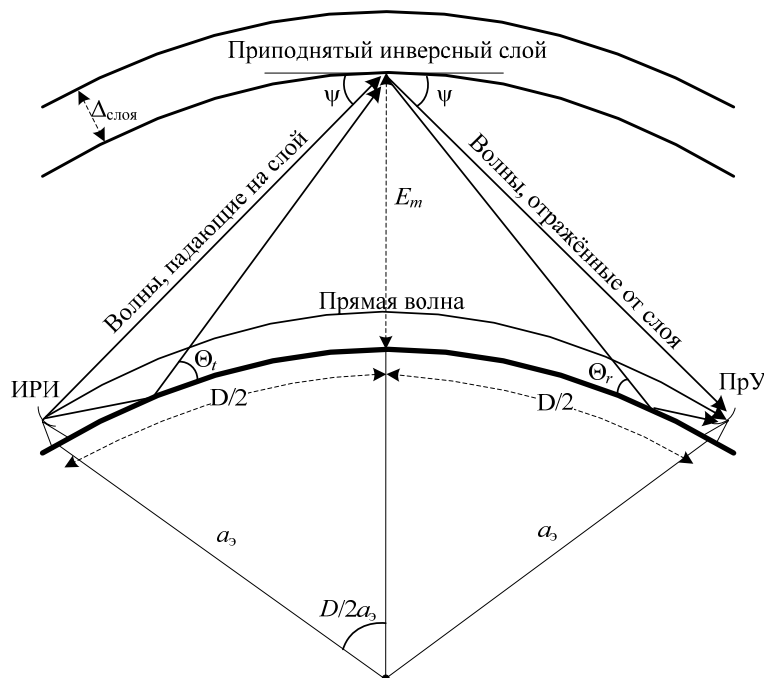


Рис. 2. Геометрия трассы

В качестве промежуточного этапа необходимо оценить ослабление сигнала на участках ИРИ-слой и слой-ПрУ. При этом предполагается, что слои, для которых точка отражения лежит вне прямой видимости корреспондирующих пунктов, не влияют на уровень сигнала за горизонтом, поскольку волна, отраженная от этих слоев, испытывает двойное дифракционное ослабление земной поверхностью [11].

Ясно, что необходимо учесть положение и форму диаграмм направленности антенн ИРИ и ПрУ, а также их лепесткование за счет отражения от подстилающей поверхности [21]. Используется гауссовская аппроксимация главного лепестка диаграммы направленности

$$F_{\text{ДНА}}(\theta_0 - \theta) = \exp\left\{-0,8\left(\frac{\theta - \theta_0}{\theta_{0,5}}\right)^2\right\}. \quad (3)$$

где  $\theta_{0,5}$  – ширина диаграммы направленности антенны в вертикальной плоскости по уровню половинной мощности;  $\theta = \psi - \frac{D}{2a_3}$  – текущее значение угла места точки отражения.

На каждом из упомянутых участков эффект лепесткования диаграммы направленности соответствующей антенны за счет отражений от моря описывается известной интерференционной формулой для множителя ослабления

$$V_{t,r} = \sqrt{1 + \eta_{t,r}^2 \cdot r_{t,r}^2 \cdot |\rho_{t,r}|^2 + 2\eta_{t,r} \cdot r_{t,r} \cdot |\rho_{t,r}| \cdot \cos(\Delta\varphi + \beta_{t,r})}, \quad (4)$$

где  $\eta_{t,r} = \left[1 + \frac{D^2 h'_{t,r} E'_m}{2a_3 (h_{t,r} + E'_m)^3}\right]^{-1/2}$  – коэффициент расходимости, учитывающий уменьшение модуля

коэффициента отражения от сферической поверхности Земли [21];  $h'_t = h_t (1 - \xi_t^2)$ ,  $h'_r = h_r (1 - \xi_r^2)$  и  $E'_m = 1,2E_m (1 - \xi_{t,r}^2)$  – приведенные высоты антенны ИРИ, антенны ПрУ и отражающего слоя

соответственно [11];  $\xi_{t,r} = \frac{D}{\sqrt{8a_3}(\sqrt{h_{t,r}} + \sqrt{E_m})}$ ;  $h_t$ ,  $h_r$  и  $E_m$  – фактические высоты антенны ИРИ,

антенны ПрУ и приподнятого слоя повышенной рефракции соответственно;

$$\rho_{t,r} = \begin{cases} \frac{\sin\Theta_{t,r} - \sqrt{\varepsilon - \cos^2\Theta_{t,r}}}{\sin\Theta_{t,r} + \sqrt{\varepsilon - \cos^2\Theta_{t,r}}} & \text{– ГП,} \\ \frac{\varepsilon \sin\Theta_{t,r} - \sqrt{\varepsilon - \cos^2\Theta_{t,r}}}{\varepsilon \sin\Theta_{t,r} + \sqrt{\varepsilon - \cos^2\Theta_{t,r}}} & \text{– ВП,} \end{cases} \quad \text{– коэффициенты отражения от морской поверхности для}$$

горизонтальной (ГП) и вертикальной (ВП) поляризаций радиоволны [14];  $\beta = \arg(\rho_{t,r})$  – фаза коэффициента отражения от поверхности моря;  $\varepsilon = 65 + i60\sigma\lambda$  – комплексная диэлектрическая проницаемость морской воды с учётом её проводимости  $\sigma$  [22];  $\lambda$  – длина радиоволны;

$\Theta_t = \arctg\left(2\frac{h'_t + E'_m}{D}\right)$ ,  $\Theta_r = \arctg\left(2\frac{h'_r + E'_m}{D}\right)$  – угол скольжения луча в точке отражения от морской

поверхности для участков ИРИ-слой и слой-ПрУ соответственно [11];  $r_{t,r} = \exp\left\{-0,002\left(\frac{U^2}{\lambda} \sin\Theta_{t,r}\right)^2\right\}$  –

дополнительный коэффициент ослабления при отражении от морской поверхности за счет ее ветрового волнения [12];  $U$  – скорость ветра на высоте 10 м;  $\Delta\varphi_{t,r} = k\Delta D_{t,r}$  – разность фаз между

прямым и отраженным от моря сигналами ИРИ;  $k = 2\pi/\lambda$  – волновое число;  $\Delta D_{t,r} = \frac{4h'_{t,r} E'_m}{D}$  – разность хода прямого и отраженного от моря сигналов на участках ИРИ-слой (индекс  $t$ ) и слой-ПрУ (индекс  $r$ ).

Уровень прямого сигнала, распространяющегося вдоль поверхности Земли, можно легко рассчитать по методике, предложенной В.А. Фоком [23]. В точке приёма сигналы складываются некогерентно, т.е. суммируются мощности сигналов.

Расчёты множителя ослабления по приведённой методике, основанной на коэффициенте отражения (1), и сравнение результатов с тем, что получено численным методом, показали, что при тол-

щине слоя меньше 100 м расчёт по отражательным формулам завышает значение уровня сигнала на несколько децибел, а при увеличении толщины слоя до 400 м завышает на 25–35 дБ. После проведения серии расчётов множителя ослабления для разных отражающих слоев было установлено, что с увеличением толщины слоя и уменьшением длины радиоволны коэффициент отражения от слоя должен уменьшаться. В результате подбора способов введения дополнительных множителей коэффициент отражения  $R$  приобрел такой вид:

$$R = \frac{\Delta\varepsilon}{4\sin^2\psi} \cdot \frac{\mu\lambda}{\sqrt{\Delta_{\text{слоя}}}}, \quad (5)$$

где  $\mu = 5 \text{ м}^{-1/2}$ . Толщину слоя повышенной рефракции  $\Delta_{\text{слоя}}$  можно вычислить через параметры приподнятого волновода очевидным способом, приведенным в рекомендации [3]:

$$\Delta_{\text{слоя}} = E_t + E_b - E_m. \quad (6)$$

**Этапы расчёта множителя ослабления на заданной дальности от ИРИ.** Последовательность действий при расчёте множителя ослабления можно описать следующим образом.

1. Расчёт максимальной дальности, на которой возможен приём отражённого сигнала:

$$D_{\text{max}} = \sqrt{8a_3 E_m}. \quad (7)$$

Если текущая дальность  $D$  больше максимальной  $D_{\text{max}}$ , то считаем, что отражённый от слоя сигнал отсутствует, и данный алгоритм не применяется. В этом случае используется методика расчёта в зоне дальнего тропосферного распространения (ДТР) [10].

2. Расчёт по методике В.А. Фока [23] множителя ослабления  $V_f$  на текущей дальности для волны, распространяющейся вдоль поверхности Земли.

3. Расчёт множителя ослабления на двух участках с использованием формул (4).

4. Расчёт коэффициента отражения от слоя повышенной рефракции  $R$  по формуле (5).

5. Расчёт множителя ослабления сигнала, отражённого от слоя, с учётом ДН передающей антенны:

$$V_0 = V_t \cdot R \cdot V_r \cdot F_{\text{ДНА}}. \quad (8)$$

6. Расчёт общего множителя ослабления (некогерентное сложение сигналов)

$$V[\text{дБ}] = 10 \cdot \log(V_0^2 + V_f^2). \quad (9)$$

Приведённый алгоритм позволяет рассчитать множитель ослабления на одной фиксированной дальности от ИРИ. Для того чтобы построить дистанционную зависимость множителя ослабления, необходимо выполнить расчёты по пунктам 2–6 для всех дальностей из интересующей области с шагом, например, 10 км.

**Сравнение результатов расчёта множителя ослабления.** На рис. 3–5 представлены результаты расчёта множителя ослабления с использованием приведенной методики и численного решения параболического уравнения. На графиках «а» изображены мгновенные значения множителя ослабления, а на графиках «б» – сглаженные значения. Сглаживание проводилось методом скользящего среднего с окном шириной 80 км. В реальных экспериментах невозможно снять мгновенный профиль множителя ослабления. При движении ПрУ вдоль трассы происходит усреднение принимаемого сигнала как по дальности, так и по времени. Таким образом, для сопоставления реальных профилей с расчётными нужно проводить усреднение последних.

Все графики на рис. 3–5 получены при следующих исходных данных: высота приёмной и передающей антенн 15 м, ширина ДН передающей антенны 2 град, поляризация сигнала горизонтальная, эквивалентный радиус Земли 8500 км. Для численного решения параболического уравнения область расчёта ограничена высотой 5 км, максимальный угол в спектре плоских волн равен 8°. Для учёта комплексной диэлектрической проницаемости подстилающей поверхности используется смешанное преобразование Фурье [16, 24]. Для устранения ложных отражений от искусственной верхней границы области расчёта используется искусственный поглощающий слой [25], занимающий 25% ширины области расчёта. Поглощающий слой представляет собой дополнительный множитель, ослабляющий уровень поля на границе области расчёта. Амплитуда множителя изменяется от 1 до 0 по кубическому закону [26].

На дистанционных зависимостях множителя ослабления, полученных по отражательным формулам, наблюдаются глубокие минимумы, которые являются следствием интерференции волн, отражённых от Земли в окрестности точек излучения и приёма (см. рис. 2). При численном решении параболического уравнения такого не наблюдается. Это объясняется тем, что в отражательных фор-



мулах предполагается зеркальное отражение луча от нижней границы инверсного слоя в одной точке, в то время как в реальных условиях, а также при численном решении параболического уравнения отражение происходит от всей толщи слоя. Таким образом, на приёмную антенну приходит не три луча, как изображено на рис. 2, а много больше, следствием чего является размытие минимумов на графике дистанционной зависимости множителя ослабления и изменение периода интерференционных максимумов, что подтверждается данными, приводимыми в [1].

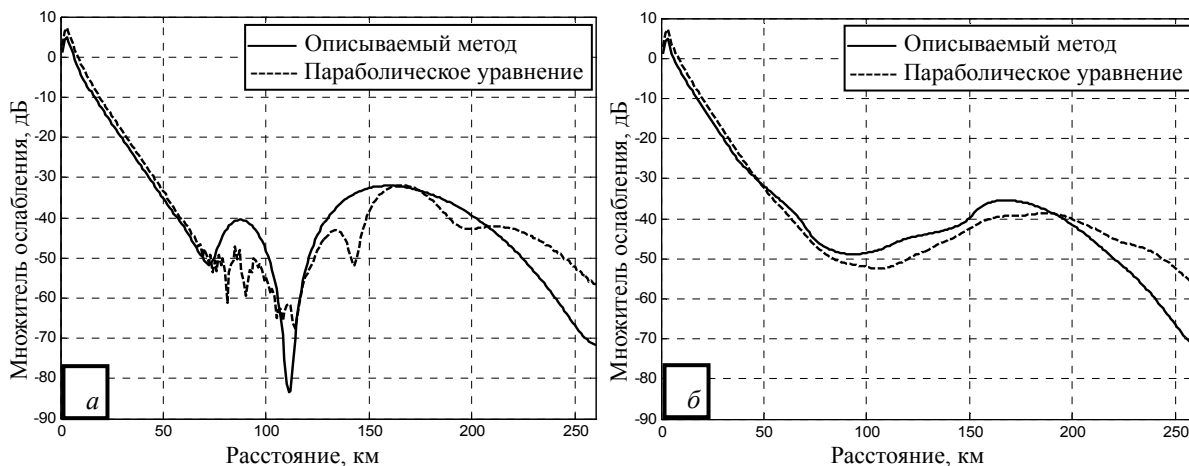


Рис. 3. Дистанционная зависимость множителя ослабления. Частота сигнала 800 МГц, высота нижней границы слоя повышенной рефракции 800 м, толщина слоя 100 м, интенсивность слоя  $-20$  М-ед.

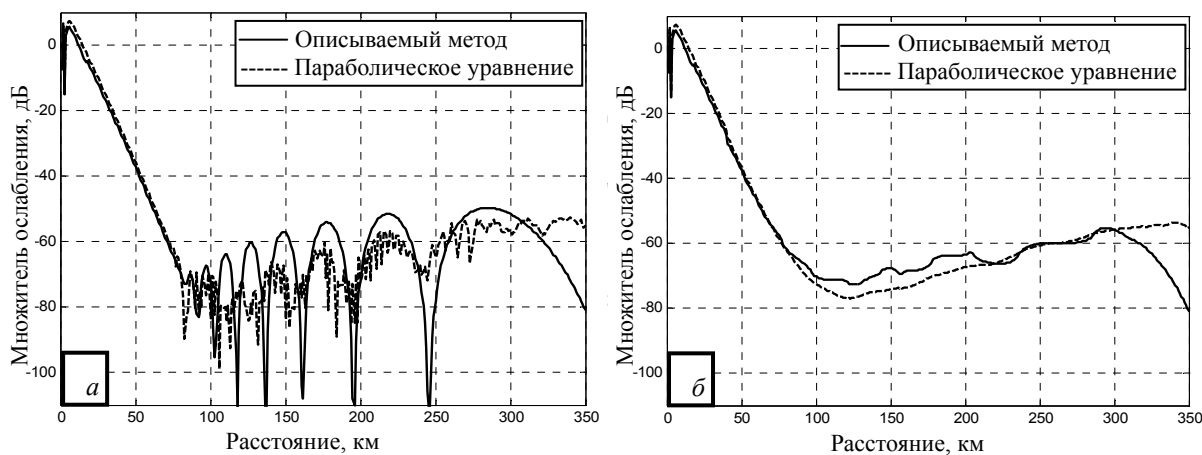


Рис. 4. Дистанционная зависимость множителя ослабления. Частота сигнала 2 ГГц, высота нижней границы слоя повышенной рефракции 1500 м, толщина слоя 400 м, интенсивность слоя  $-20$  М-ед.

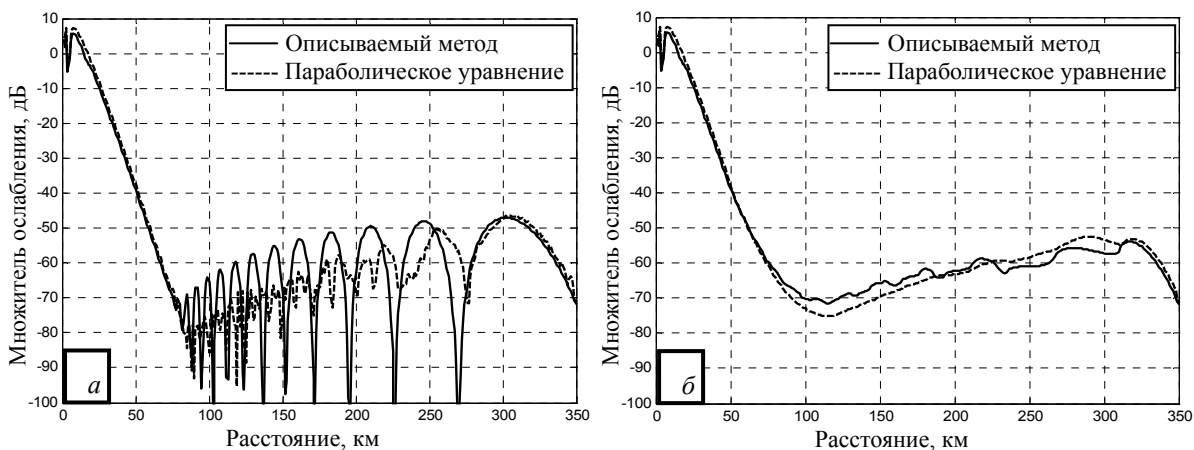


Рис. 5. Дистанционная зависимость множителя ослабления. Частота сигнала 3 ГГц, высота нижней границы слоя повышенной рефракции 1500 м, толщина слоя 100 м, интенсивность слоя  $-20$  М-ед.

Для сравнения результатов расчёта дистанционной зависимости множителя ослабления описываемым методом с численным решением были проведены расчёты при разных комбинациях параметров инверсного слоя: высота слоя принимала значения 600, 800, 1200 и 1500 метров, толщина слоя – 100, 200, 300 и 400 м, а интенсивность слоя – –6, –10, –15 и –20 М-ед. В итоге были получены 192 дистанционные зависимости множителя ослабления для частот 800 МГц, 3 ГГц, 10 ГГц (по 64 зависимости на каждую частоту). Для каждого случая был рассчитан средний квадрат отклонения результатов относительно численного решения, после чего было проведено усреднение результатов по толщине слоя повышенной рефракции и его интенсивности и вычислено СКО. Полученные данные представлены в таблице.

**СКО расчёта множителя ослабления описываемым методом относительно численного метода, дБ**

Частота, МГц	Высота слоя, м	Участок трассы, км				
		75–150	150–200	200–250	250–300	300–350
800	600	2,4	10,6	–	–	–
	800	2,5	3,6	11,6	–	–
	1200	3,0	3,6	3,8	11,5	–
	1500	3,8	3,5	4,7	4,7	11,4
3000	600	3,8	5,2	–	–	–
	800	2,6	5,4	4,4	–	–
	1200	2,7	3,1	4,9	4,3	–
	1500	3,0	3,2	4,0	4,6	4,1
10000	600	4,4	14,4	–	–	–
	800	3,4	5,9	10,4	–	–
	1200	5,5	4,6	6,1	14,0	–
	1500	8,3	6,2	5,5	7,1	12,3

Анализ полученных данных показывает, что предложенный метод расчёта множителя ослабления при наличии приподнятого слоя повышенной рефракции даёт результаты, близкие к результатам, полученным при помощи численного метода решения параболического уравнения. Среднее расхождение на частотах 800 МГц и 3 ГГц составляет 3–4 дБ. С увеличением частоты до 10 ГГц среднее расхождение увеличивается до 5–6 дБ.

При переходе из зоны дифракции в зону, где начинает наблюдаться отражённый от инверсного слоя сигнал (участок трассы на расстоянии 100 км от ИРИ), описываемый метод завышает средний уровень сигнала на 2,5–3,5 дБ. Завышение сигнала объясняется тем, что прямая и отражённая от слоя волны складываются некогерентно без учёта фаз.

Отметим, что на участке трассы  $(0,9 \dots 1,0)D_{\max}$  СКО расчёта существенно выше, чем на остальных участках, и в отдельных случаях может превышать 14 дБ. Это объясняется тем, что в данной области наблюдается переход в зону ДТР, при этом рассмотренный метод занижает среднее значение множителя отражения на 10–14 дБ. Уменьшение уровня сигнала объясняется тем, что в зоне ДТР уровень поля определяют волны, рассеянные более высокими тропосферными неоднородностями, а описываемый метод не учитывает их.

**Заключение.** В заключении необходимо отметить, что приведённые точностные характеристики справедливы в случае, когда ширина диаграммы направленности антенны ИРИ не превышает  $6^\circ$ . Для более широких диаграмм сравнение не проводилось. Кроме того, во всех теоретических выкладках предполагалось, что высоты антенн ИРИ и ПрУ примерно одинаковые.

Преимуществом рассмотренного метода является малое время расчёта дистанционной зависимости множителя ослабления по сравнению с численными методами при сопоставимой точности результатов. Например, на расчёт по отражательным формулам тратится около 2–5 с, а численное решение параболического уравнения требует от 10 с до 60 мин (время расчёта сильно зависит от частоты сигнала и длины трассы). Расчёт проводился в программе MATLAB на персональном ЭВМ с процессором Intel(R) Core(TM) i5 CPU 2,67 ГГц и оперативной памятью 16 Гб. Таким образом, для оперативного прогнозирования уровня сигнала при наличии приподнятых инверсных слоёв предложенный метод является наиболее предпочтительным по соотношению точности и времени расчёта.

*Литература*

1. Михайлов Н.Ф. Радиометеорологические исследования над морем / Н.Ф. Михайлов, А.В. Рыжков, Г.Г. Щукин. – Л.: Гидрометиздат, 1990. – 208 с.
2. Кижнер Л.И. Волноводные условия распространения УКВ над Тихим океаном в зимний период // Доклады ТУСУР. – 2006. – № 6 (14). – С. 42–46.
3. Recommendation ITU-R P.453-9. The radio refractive index: its formula and refractivity data [Электронный ресурс]. – Режим доступа: [http://www.itu.int/dms\\_pubrec/itu-r/rec/p/R-REC-P.453-6-199705-S!!PDF-E.pdf](http://www.itu.int/dms_pubrec/itu-r/rec/p/R-REC-P.453-6-199705-S!!PDF-E.pdf), свободный (дата обращения: 14.02.2013).
4. Радиоклиматический тропосферный атлас Тихого океана / Под ред. Г.С. Шарыгина. – Томск: Том. гос. ун-т систем управления и радиоэлектроники, 2000. – 171 с.
5. Stahllhut K.D. Refractivity in the Arctic regions. – Monterey, California: Naval postgraduate school, 2006. – 53 p.
6. Ferrari J.F. Refractive conditions of Amazon environment and its effects on ground and airborne radar and ESM Systems. – Monterey, California: Naval postgraduate school, 2003. – 89 p.
7. Raptis K. Climatological factors affecting electromagnetic surface ducting in the Aegean sea region. – Monterey, California: Naval postgraduate school, 2012. – 191 p.
8. Turk S. Atmospheric effects on communication and electronic warfare systems within Turkey and surrounding areas. – Monterey, California: Naval postgraduate school, 2010. – 91 p.
9. Кижнер Л.И. Параметры вертикального профиля индекса преломления тропосферы над северной частью Атлантического океана / Л.И. Кижнер, Н.А. Мальцева // Вестн. Том. гос. ун-та. – 2012. – № 365. – С. 175–180.
10. Давыденко Ю.И. Дальняя тропосферная связь. – М.: Воениздат, 1968. – 213 с.
11. Калинин А.И. Распространение радиоволн на трассах наземных и космических радиолиний. – М.: Связь, 1979. – 296 с.
12. Кукушкин А.В. Загоризонтное распространение ультракоротких радиоволн над морем / А.В. Кукушкин, В.Д. Фрейлихер, И.М. Фукс // Изв. вузов. Радиофизика. – 1987. – Т. 30, № 7. – С. 811–840.
13. Распространение радиоволн: учебник / О.И. Яковлев, В.П. Якубов, В.П. Урядов, А.Г. Павельев. – М.: ЛЕНАНД, 2009. – 496 с.
14. Арсеньян Т.И. Распространение электромагнитных волн в тропосфере: учебное пособие. – Томск: Том. гос. ун-т. систем упр. и радиоэлектроники, 2006. – 170 с.
15. Исследование распространения радиоволн УКВ-диапазона в районах Мирового океана / В.Л. Костина, И.М. Мыщенко, А.Н. Робенко, С.И. Хоменко // Электромагнитные волны и электронные системы. – 2009. – Т. 14, №10. – С. 41–53.
16. Levy M. Parabolic equation methods for electromagnetic wave propagation. – London: The Institution of Electrical Engineers, 2000. – 336 p.
17. Акулиничев Ю.П. Программа расчета характеристик поля УКВ по измеренному высотному профилю показателя преломления / Ю.П. Акулиничев, М.Е. Ровкин, М.П. Козлов // Труды XX Всерос. науч. конф. «Распространение радиоволн». – Н. Новгород: Талам, 2002. – С. 493–494.
18. Совместное измерение вертикальных профилей индекса рефракции и множителя ослабления сигнала 3-см диапазона над водной поверхностью / М.Е. Ровкин, Ю.П. Акулиничев, В.А. Хлусов, В.Н. Ковалев, В.А. Бутько, Л.В. Павлова, И.Н. Ваулин, Д.В. Пурик // Доклады ТУСУР. – 2005. – № 4 (12). – С. 61–67.
19. Акулиничев Ю.П. Оценка эффективности прогнозирования зон радиовидимости по имеющимся экспериментальным данным / Ю.П. Акулиничев, И.Н. Ваулин, М.Е. Ровкин // Изв. вузов. Физика. – 2007. – Т. 50, № 5. – С. 87–92.
20. Sevgi L. Groundwave propagation modeling: problem-matched analytical formulations and direct numerical techniques / L. Sevgi, F. Akleman, L.B. Felsen // IEEE ant. and propag. mag. – 2002. – Vol. 44, №1. – P. 55–75.
21. Голев К.В. Расчет дальности действия радиолокационных станций. – М.: Сов. радио, 1962. – 204 с.
22. Красюк Н.П. Корабельная радиолокация и метеорология / Н.П. Красюк, В.И. Розенберг. – Л.: Судостроение, 1970. – 325 с.
23. Фок В.А. Проблемы дифракции и распространения электромагнитных волн. – М.: Сов. радио, 1970. – 520 с.

24. Dockery G.D. An improved impedance-boundary algorithm for fourier split-step solutions of the parabolic wave equation / G.D. Dockery, J.R. Kuttler // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 1996. – Vol. 44, № 12. – P. 1592–1599.

25. Акулиничев Ю.П. Влияние поглощающего слоя на численное решение параболического уравнения / Ю.П. Акулиничев, П.В. Абрамов, И.Н. Ваулин // Доклады ТУСУР. – 2007. – № 2 (16). – С. 139–145.

26. Захаров Ф.Н. Оптимизация формы поглощающего слоя при численном решении параболического уравнения / Ф.Н. Захаров, В.С. Беликов, А.А. Васильев // Матер. докл. Всерос. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых. – Томск: В-Спектр, 2011. – Ч. 1. – С. 57–59.

---

**Захаров Фёдор Николаевич**

Аспирант каф. радиотехнических систем ТУСУРа

Тел.: 8-923-417-01-55

Эл. почта: fzakharov89@gmail.com

**Крутиков Михаил Владимирович**

Зав. лаб. распространения радиоволн НИИ РТС ТУСУРа

Тел.: (382-2) 41-39-69

Эл. почта: gwplab@sibmail.com

**Акулиничев Юрий Павлович**

Д-р техн. наук, профессор каф. радиотехнических систем ТУСУРа

Тел.: (382-2) 41-36-70

Эл. почта: ayp@rts.rk.tusur.ru

Zakharov F.N., Krutikov M.V., Akulinichev Yu.P.

**Estimation of propagation factor in the presence of an elevated atmospheric layer**

A simple algorithm for calculating the propagation factor in the presence of radiowave reflection from an elevated atmospheric layer is offered. The results of propagation factor calculation over a series of the sea radio paths using the proposed method are compared with the data obtained from numerical solution of the parabolic equation and the calculation accuracy of former method is estimated.

**Keywords:** radiowave propagation, propagation factor, atmosphere layer with superrefraction, reflection index.

---

УДК 621.396.663

А.С. Аникин, К.Е. Мухомор

## Алгоритм устранения anomalно больших ошибок в фазовом пеленгаторе с одноканальным коммутируемым приемником при работе по сканирующему источнику радиоизлучения

Проведено исследование эффективности алгоритма устранения anomalно больших ошибок пеленга при работе пеленгатора с одноканальным коммутируемым приемником по сканирующему направленному излучателю.

**Ключевые слова:** фазовый пеленгатор, коммутируемый одноканальный приемник, метод устранения неоднозначности.

В статье представлены результаты экспериментального исследования алгоритма, повышающего точность пеленгования фазовыми пеленгаторами с одноканальным коммутируемым приемником (ФП ОКП), работающим по сканирующему источнику импульсных сигналов, путем исключения из обработки импульсов, содержащих anomalно большие ошибки.

В рамках работы [3] при оценке точности пеленгования рассматриваемым типом пеленгаторов было установлено, что большой вклад в ухудшение точностных характеристик (если оценивать точность как СКО оценки пеленга) вносят anomalно большие ошибки измерения разности фаз (пеленга). Пример таких ошибок представлен на рис. 1, где показан результат расчета разности фаз при приеме сигнала вертикальной поляризации на трассе протяженностью 16 км (далее трасса №1).

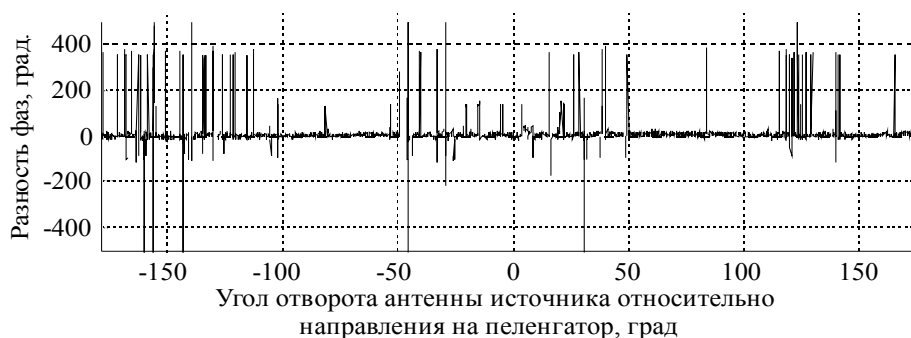


Рис. 1. Разность фаз

Из рис. 1 видно, что в разности фаз присутствуют изменения разности фаз на десятки или сотни градусов в течение одного-трех импульсов (броски). Более подробно механизм возникновения подобных «бросков» представлен в [1].

Результаты работы рассматриваемого пеленгатора получены путем полунатурного моделирования, т.е. исходными данными для программ, моделирующих работу ФП ОКП, являлись данные, полученные во время проведения эксперимента на реальных трассах в 2008 г. [2].

Исследования проводились на двух трассах различного характера:

- Трасса №1 – трасса протяженностью 16 км, которую можно считать открытой.
- Трасса №2 – закрытая трасса протяженностью 29 км.

Источником излучения служила радиолокационная станция (РЛС) трехсантиметрового диапазона, работающая в режиме кругового сканирования по азимуту. Длительность излучаемых импульсов – 0,3 мкс.

Приемно-регистрирующий комплекс имел 8 антенн и отдельных приемных каналов, по 4 канала для приема сигнала вертикальной и горизонтальной поляризации. Таким образом, в данном пеленгаторе были сформированы две фазометрические базы, малая база 18 см и большая база 90 см, как показано на рис. 2, на ортогональных поляризациях приема.

Зарегистрированные данные представляют собой запись квадратурных составляющих сигнала относительно общего опорного гетеродина в каждом из приемных каналов. Квадратурные составляющие оцифровываются восьмиразрядными АЦП с тактом 11 нс и записываются в память ЭВМ [6]. Малый такт оцифровки данных позволяет работать в различных сечениях внутри импульса. Пример огибающей зарегистрированного импульса представлен на рис. 3.

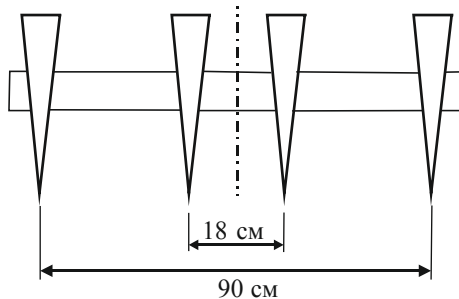


Рис. 2. Расположение антенных элементов

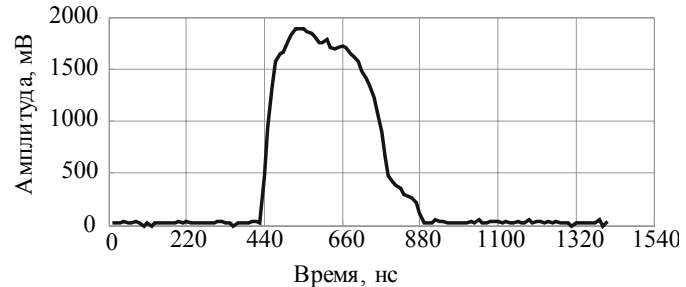


Рис. 3. Огибающая зарегистрированного импульсного сигнала

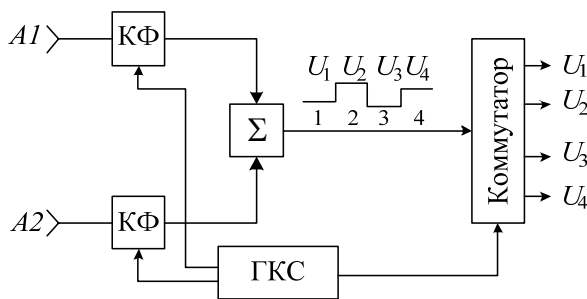


Рис. 4. Структурная схема одноканального фазового пеленгатора

Укрупненная структурная схема однобазового пеленгатора с одноканальным приемником, принятого для анализа, приведена на рис. 4, где КФ – коммутируемые фазовращатели; ГКС – генератор коммутирующих сигналов;  $\Sigma$  – сумматор.

Фазовращатели вносят фазовые сдвиги, равные  $0, 90^\circ$  или  $180^\circ$ , в моменты времени  $t_i = T_k(i-1), i=1..4$ , задаваемые генератором коммутирующих сигналов. Приводя вносимые фазовые сдвиги  $\varphi_i$  к одному каналу, запишем:

$$\varphi = \frac{\pi}{2}(i-1), \quad i=1, 2, 3, 4. \quad (1)$$

Амплитуду суммарного сигнала на  $i$ -м такте переключения можно найти по теореме косинусов

$$U_i = U_0 \cdot \left| \cos \frac{\varphi - (i-1) \cdot \frac{\pi}{2}}{2} \right|, \quad i=1..4, \quad (2)$$

где  $\varphi$  – искомая разность фаз сигналов на антеннах;  $U_0$  – амплитуда входного сигнала.

Таким образом, последовательно во времени с тактом  $T_k$  формируется четыре СВЧ-сигнала с амплитудами:

$$\begin{cases} U_1 = U_0 \cdot \left| \cos \frac{\varphi}{2} \right|; U_2 = U_0 \cdot \left| \cos \left( \frac{\varphi}{2} - 45^\circ \right) \right|; \\ U_3 = U_0 \cdot \left| \cos \left( \frac{\varphi}{2} - 90^\circ \right) \right|; U_4 = U_0 \cdot \left| \cos \left( \frac{\varphi}{2} - 135^\circ \right) \right|. \end{cases} \quad (3)$$

Пара уравнений из совокупности (3) позволяет вычислить разность фаз  $\varphi$ . Например, используя  $U_1$  и  $U_3$ , получаем

$$\varphi = 2 \arctan \frac{U_3}{U_1} = 2 \arctan \frac{\left| \cos \left( \frac{\varphi}{2} - 90^\circ \right) \right|}{\left| \cos \left( \frac{\varphi}{2} \right) \right|}. \quad (4)$$

Подробное описание рассматриваемого фазового пеленгатора можно найти в [5].

При моделировании период коммутации составлял 11 нс, точка сечения (время первого отсчета  $U$ ) – через 70 нс от начала импульса.

Для малой базы пеленгатора сектор однозначности равен 10 град на частоте 9 ГГц, для большой базы пеленгатора – 2 град. Для устранения неоднозначности необходимо определить целое число периодов разности фаз –  $k$  на большой базе [4]:

$$k = \left[ \varphi_{\text{МБ}} \cdot \frac{l_{\text{ББ}}}{l_{\text{МБ}}} - \varphi_{\text{ББ}} \right], \tag{5}$$

где  $[\cdot]$  – оператор округления до ближайшего целого;  $\varphi_{\text{МБ}}$  – разность фаз на малой базе;  $N_{\text{искл}}/N_{\text{общ}}$ ;  $l_{\text{МБ}}$  – малая база;  $\varphi_{\text{ББ}}$  – разность фаз на большой базе;  $l_{\text{ББ}}$  – большая база.

Алгоритм разрешения неоднозначности (5) состоит в следующем: выбирается целое число периодов разности фаз на большой базе  $k^*$ , при котором пеленги на большой и на малой базах различаются не более чем на половину сектора однозначности по большой базе, равного  $\lambda/l_2$ . Такое число  $k^*$  при использовании алгоритма (5) всегда найдется, хотя оно может соответствовать anomalно большим ошибкам пеленгования.

Пример применения алгоритма (5) в рассматриваемом пеленгаторе представлен на рис. 5.

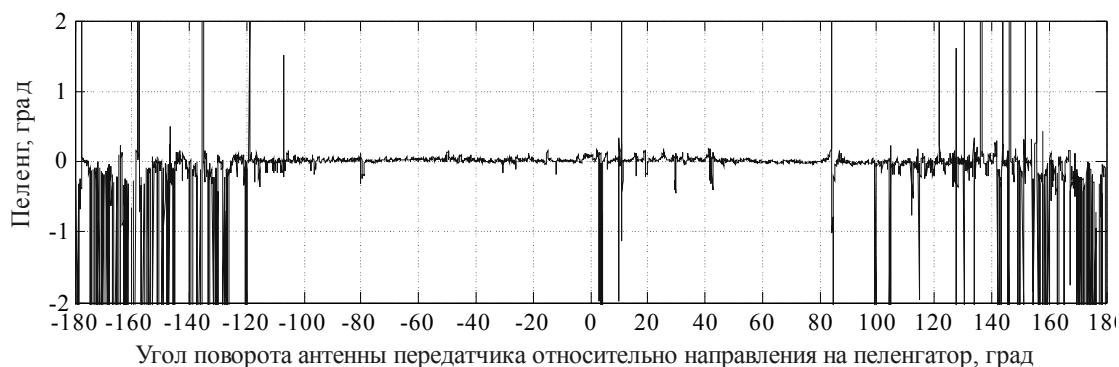


Рис. 5. Пеленг, полученный ФП ОКП после устранения неоднозначности измерений

Можно исключать из обработки самые грубые измерения, положив, что угловая разница между отсчетами разностей фаз по точной и грубой базам не должна превосходить некоторый порог  $\Delta$ , меньше  $\lambda/2l_2$  [3]. Алгоритм устранения неоднозначности при этом определяется выражением (6) и состоит в следующем: выбирается целое число периодов разности фаз на большой базе  $k^*$ , при котором выполняется неравенство

$$\left| \varphi_1 \frac{l_2}{l_1} - (\varphi_2 + 2\pi k^*) \right| \frac{1}{2\pi} < \Delta. \tag{6}$$

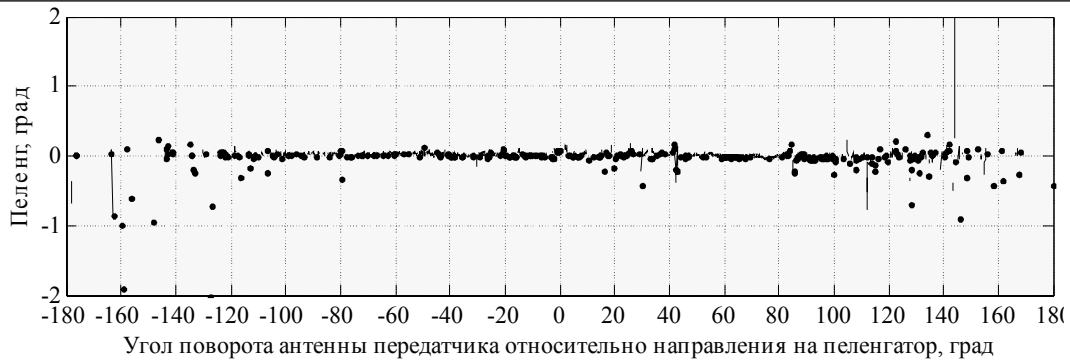
Измерения, для которых соотношение (6) не выполняется, отбрасываются.

Отметим, что при построении пеленгатора по схеме с коммутируемым одноканальным приемником в отличие от его традиционного построения на результат измерения влияют не только искажения фазового фронта радиоволны, но и амплитудные флуктуации сигнала, проявляющиеся в течение длительности импульса. Таким образом, отдельное рассмотрение пеленгатора такого типа в реальных условиях распространения радиоволн представляет интерес.

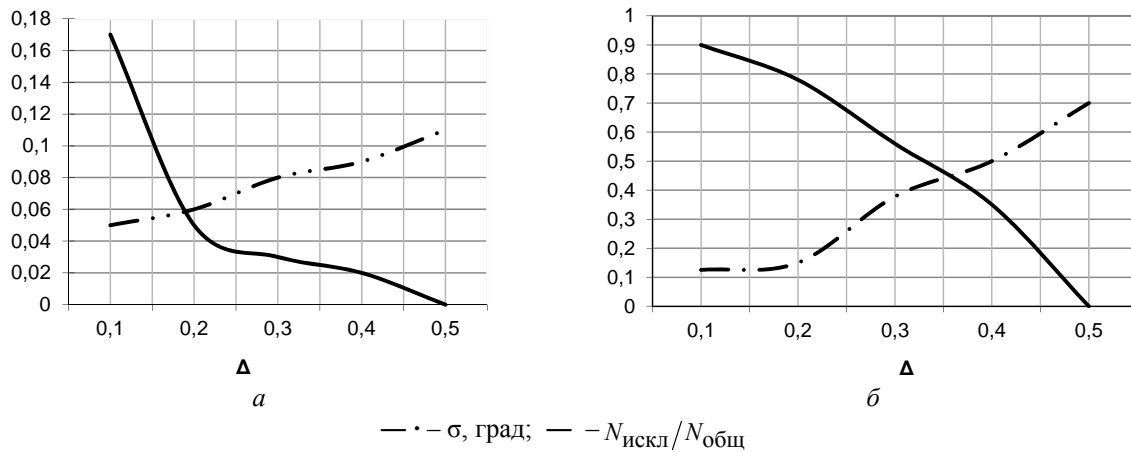
Примеры использования алгоритма (6) для различных значений порога представлены на рис. 6 и 7.



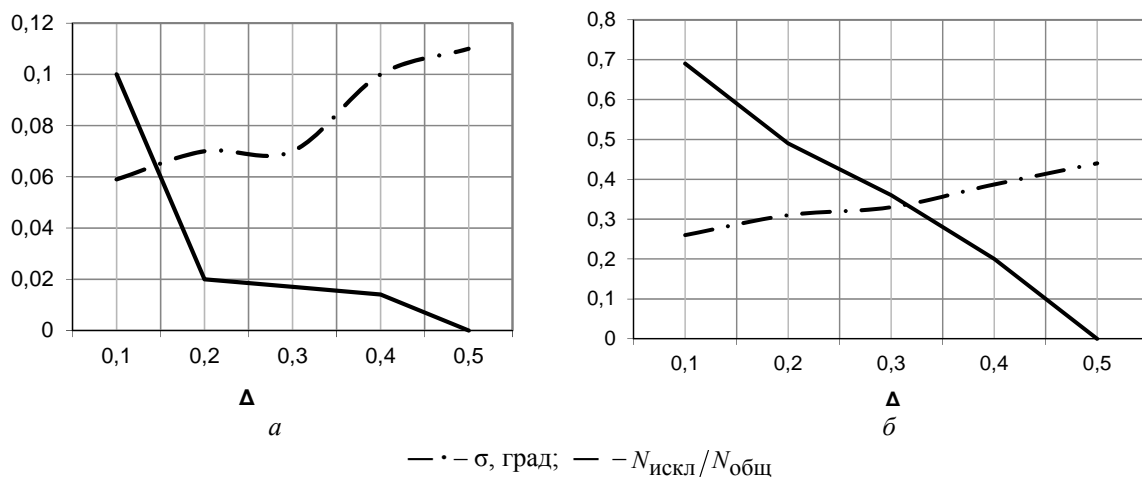
Рис. 6. Пеленг, полученный ФП ОКП при  $\Delta = 0,3$

Рис. 7. Пеленг, полученный ФП ОКП при  $\Delta = 0,1$ 

На рис. 8 представлены зависимости СКО оценки пеленга и количества исключаемых из обработки отсчетов (как отношение количества исключенных импульсов к общему количеству зарегистрированных импульсов  $N_{\text{искл}}/N_{\text{общ}}$ ) в зависимости от значения порога  $\Delta$ , для трасс №1 и №2 соответственно.

Рис. 8. Зависимость СКО и  $N_{\text{искл}}/N_{\text{общ}}$  от порогового значения  $\Delta$  при приеме сигнала вертикальной поляризации:  $a$  – для трассы №1 протяженностью 16 км;  $b$  – для трассы №2 протяженностью 29 км

Зависимость СКО оценки пеленга и  $N_{\text{искл}}/N_{\text{общ}}$  при приеме кроссполяризованного сигнала для исследуемых трасс представлены на рис. 9.

Рис. 9. Зависимость СКО и количества исключаемых из обработки импульсов от порогового значения  $\Delta$  при излучении сигнала вертикальной поляризации и приеме сигнала горизонтальной поляризации:  $a$  – для трассы №1 протяженностью 16 км;  $b$  – для трассы №2 протяженностью 29 км



В таблице представлены результаты расчета пеленга, полученные ФП ОКП при использовании обычного алгоритма устранения (5) и измененного (6) на исследуемых трассах. Результаты, представленные в таблице, получены при обработке данных, зарегистрированных в согласованных по поляризации приема антеннах.

На трассе №2 данные обрабатывались в секторе углового положения антенны источника излучения  $\pm 20^\circ$  относительно направления на пеленгатор, в других угловых секторах провести обработку не позволила чувствительность приемных устройств.

#### Значения СКО и количество «отбракованных» отсчетов при различных значениях порога $\Delta$

		Оцениваемый параметр, ед.	Трасса	
			№1, 16 км	№2, 29 км
Алгоритм (5)	$\Delta=0,5$	СКО оценки пеленга, град	0,11	0,7
	$\Delta=0,4$	СКО оценки пеленга, град	0,09	0,5
Алгоритм (6)	$\Delta=0,4$	Процент «выпавших» отсчетов пеленга	2	35
		СКО оценки пеленга, град	0,08	0,38
	$\Delta=0,3$	Процент «выпавших» отсчетов пеленга	3	56
		СКО оценки пеленга, град	0,06	0,15
	$\Delta=0,2$	Процент «выпавших» отсчетов пеленга	5	78
		СКО оценки пеленга, град	0,05	0,13
$\Delta=0,1$	Процент «выпавших» отсчетов пеленга	17	90	

Из рис. 8 и 9, а также данных таблицы видно, что уменьшение  $\Delta$  от 0,2 до 0,1 не дает ощутимого улучшения точности, но резко увеличивает количество исключаемых из обработки отсчетов.

**Выводы.** Использование модернизированного алгоритма устранения неоднозначности в фазовом пеленгаторе с одноканальным коммутируемым приемником позволило ощутимо уменьшить среднеквадратическую ошибку пеленгования. Эффективность применения предлагаемого алгоритма на наземных трассах зависит от ряда факторов: характера трассы распространения, отношения сигнал/шум, ориентации антенной системы источника излучения.

Так, на трассе №1 протяженностью 16 км было достигнуто двукратное уменьшение СКО оценки пеленга при исключении из обработки 20% отсчетов. Для трассы № 2 (29 км) было достигнуто пятикратное улучшение точности пеленгования при исключении 80–90% отсчетов.

К достоинствам алгоритма можно отнести и тот факт, что его применение не ведет к существенному изменению или усложнению аппаратуры в сравнении с традиционным построением.

Работа выполнена в рамках проекта РФФИ № 12-08-31315 мол\_а.

#### Литература

1. Анализ зависимости разности фаз на антеннах фазового радиопеленгатора от ориентации направленной антенны источника радиоизлучения в условиях пересечённой местности / А.С. Аникин, В.П. Денисов, Н.А. Колядин, М.В. Крутиков // Доклады Том. гос. ун-та систем управления и радиоэлектроники. – 2013. – № 2 (28). – С. 5–14.
2. Экспериментальные исследования антенной системы фазового пеленгатора на наземных трассах / В.П. Денисов, Н.А. Колядин, М.В. Крутиков, М.П. Скородумов // Доклады Том. гос. ун-та систем управления и радиоэлектроники. – 2009. – № 1(19). – Ч. 1. – С. 7–15.
3. Устранение anomalно больших ошибок в двухбазовых фазовых пеленгаторах, работающих по сканирующему источнику излучения / В.П. Денисов, Н.А. Колядин, К.Е. Мухомор, М.П. Скородумов // Радиотехника. – 2013. – № 2. – С. 10–17.
4. Денисов В.П. Фазовые радиопеленгаторы / В.П. Денисов, Д.В. Дубинин. – Томск: Том. гос. ун-т систем управления и радиоэлектроники, 2002. – 251 с.
5. Влияние трассы распространения радиоволн на точность пеленгования фазовым пеленгатором с одноканальным коммутируемым приемником / О.П. Ванеев, В.П. Денисов, К.Е. Мухомор, В.В. Травин // Вопросы радиоэлектроники (Москва). – 2009. – № 2. – С. 37–46.
6. Ровкин М.Е. Измерительный комплекс для исследования пространственно-временного искажения радиосигналов трехсантиметрового диапазона на наземных трассах / М.В. Крутиков, А.А. Мещеряков, М.В. Осипов и др. // Известия вузов России. Радиоэлектроника. – 2006. – № 6. – С. 7–11.

**Аникин Алексей Сергеевич**

Аспирант каф. радиотехнических систем (РТС) ТУСУРа

Мл. науч. сотрудник НИИ РТС ТУСУРа

Тел.: 8-906-957-95-83

Эл. почта: rbk@sibmail.com

**Мухомор Кирилл Евгеньевич**

Науч. сотрудник НИИ РТС ТУСУРа

Тел.: (382-2) 41-38-89

Эл. почта: joyzef@ngs.ru

Anikin A.S., Mukhomor K.E.

**The eliminating abnormally large errors algorithm in the phase, working on the scan radiation source**

A study of the influence of the eliminating abnormally large bearing measurement error algorithm based on the algorithm of the disambiguation phase measurements on the accuracy of direction finder with single-channel switched receiver.

**Keywords:** phase direction finder, single-channel switched receiver, the method of disambiguation.

---

УДК 621.396.663

А.С. Аникин, В.П. Денисов, Н.А. Колядин

## Анализ эффективности совместного применения методов устранения аномальных ошибок в фазовых пеленгаторах, работающих по сканирующему источнику на приземных трассах

Рассмотрено совместное использование методов устранения аномальных ошибок, наблюдаемых в работе двухбазового фазового пеленгатора при приёме сигналов от сканирующего источника радиоизлучения, основанных на разрешении неоднозначности фазовых измерений и учёте внутриимпульсных искажений. Эффективность совместного применения методов в задаче повышения точности двухбазового фазового пеленгатора показана экспериментально.

**Ключевые слова:** фазовый пеленгатор, разрешение неоднозначности, аномальные ошибки, внутриимпульсная обработка.

В двухбазовых фазовых пеленгаторах погрешности принято делить на два класса – малые, связанные с неточностью фазовых измерений, и аномальные, вызванные неправильным устранением неоднозначности [1–4]. Указанная классификация установлена при вычислении пеленга как среднего по совокупности измерений, содержащих с малой вероятностью значения с аномальной погрешностью. Устранение аномальных ошибок в этом случае может быть выполнено известными в метрологии статистическими критериями отбраковки грубых измерений [4, 5]. В моноимпульсных системах измерение пеленга выполняется по одному принятому импульсу, что делает непригодными критерии отбраковки измерений, основанные на статистических характеристиках всей выборки измерений.

В данной статье применительно к двухбазовым фазовым пеленгаторам рассматриваются методы устранения аномальных ошибок, основанные на приводящих к ним физических явлениях, при приёме сигналов от ИРИ со сканирующей антенной. Физические явления, приводящие к аномальным ошибкам пеленгования, рассмотрены в работе [6], а методы их устранения основаны на разрешении неоднозначности фазовых измерений [7] либо на учёте внутриимпульсных искажений [8]. Эти методы позволяют повысить точность пеленгования фазового пеленгатора, определяемую как среднеквадратическое отклонение (СКО) пеленгов, измеренных по разности фаз между сигналами приёмных антенн большой базы за время, соответствующее одному обороту антенны ИРИ.

Целью данной работы является экспериментальная оценка увеличения точности пеленгования ИРИ со сканирующей антенной на наземных трассах в результате совместного применения методов устранения аномальных ошибок, основанных на разрешении неоднозначности фазовых измерений и учёте внутриимпульсных искажений сигналов.

Экспериментальные данные получены в декабре на двух сухопутных трассах дифракционного типа протяжённостью 16 и 19 км при приёме сигналов от ИРИ со сканирующей антенной в сантиметровом диапазоне частот. В качестве источника радиоизлучения использовалась РЛС РПК-1 с зеркально-параболической антенной, имеющей ширину диаграммы направленности около 2 град по уровню 3 дБ, излучающая на частоте 9600 МГц ( $\lambda = 3$  см) простой радиопульс длительностью 300 нс вертикальной поляризации. Антенная система и аппаратура приёмного пункта приведены в работах [8–10]. Пространственный разнос антенн большой и малой баз составляют  $30\lambda$  и  $6\lambda$ , соответственно. Антенная система состоит из антенных элементов, ориентированных на прием сигналов вертикальной и горизонтальной поляризации. Экспериментальные материалы представляют собой зависимости разности фаз между сигналами, принятыми пространственно-разнесёнными антеннами, от углового положения антенны ИРИ. В первом случае препятствием на трассе является кромка леса, частично перекрывающая первую зону Френеля, во втором – лесополоса, полностью перекрывающая трассу распространения.

Из результатов работы [8] следует, что устранение аномальных ошибок при разрешении неоднозначности фазовых измерений в несколько раз увеличивает точность фазового пеленгатора по отношению к точности пеленгования без устранения аномальных ошибок [8]. Неоднократные наблюдения экспериментальных данных показали, что данный метод устраняет не все пеленги с ано-

мальными ошибками, так как существуют такие импульсы, которые удовлетворяют условиям метода, но при этом содержат аномальные ошибки.

Второй метод устранения отсчетов пеленгов с аномальными ошибками основан на исключении аномальных ошибок, которые имеют место при интерференции сигналов, приводящей к искажению формы импульса. Заключается метод в выявлении импульсов со значительными внутриимпульсными флуктуациями разности фаз [9].

Согласно приведенной в [9] зависимости точности пеленгования от порогового значения СКО внутриимпульсной разности фаз существует значение, при котором наблюдаются наименьшие флуктуации пеленга. Наличие минимума в приведённой зависимости обусловлено тем, что при малом значении порогового СКО внутриимпульсной разности фаз количество импульсов, по которым рассчитывается пеленг, резко сокращается. Соответственно уменьшается объём выборки, по которому рассчитывается СКО пеленга, что приводит к его увеличению. Пороговое значение СКО носит частный характер и зависит от частоты сигнала, базы пеленгатора и характера трассы. Приведённая в [9] зависимость может быть использована в данной работе как оценочная. Результатом применения данного алгоритма, как и в предыдущем случае, является повышение точности пеленгования в несколько раз [9].

Разумным является совместное применение указанных выше методов с целью повышения точности пеленгования. Совместное применение алгоритмов заключается в последовательной обработке данных: сначала методом, основанным на разрешении неоднозначности, затем методом, основанным на измерении внутриимпульсных флуктуаций разности фаз. Результаты совместного применения рассматриваемых методов для устранения аномальных ошибок иллюстрируются экспериментальными зависимостями разности фаз между сигналами, принятыми пространственно-разнесёнными антеннами, и отсчетов пеленга от углового положения антенны ИРИ, полученных до и после использования приведённых выше методов.

На рис. 1 представлены указанные зависимости до и после использования алгоритмов устранения аномальных ошибок на трассе протяженностью 16 км. При вычислении пеленга до использования алгоритмов устранения аномальных ошибок использовались амплитудная селекция по уровню сигнала и устранение неоднозначности методом уточнения. Амплитудная селекция заключается в устранении из обработки импульсов, в которых отношение сигнал/шум менее 3 дБ.

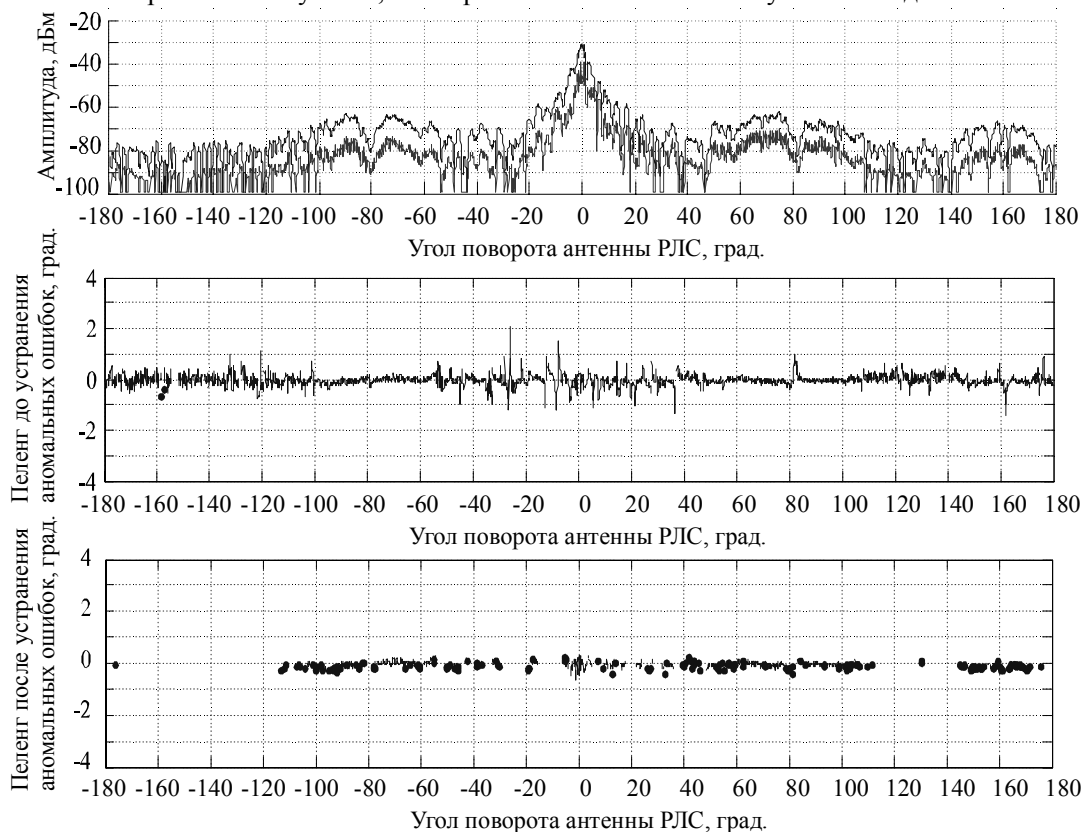


Рис. 1. Зависимости амплитуды в приемных каналах и пеленга до и после использования алгоритмов устранения аномальных ошибок. Трасса протяженностью 16 км, поляризация сигнала вертикальная, согласованный прием, 2008 г.

На рис. 2 представлены аналогичные зависимости, полученные на трассе протяженностью 19 км.

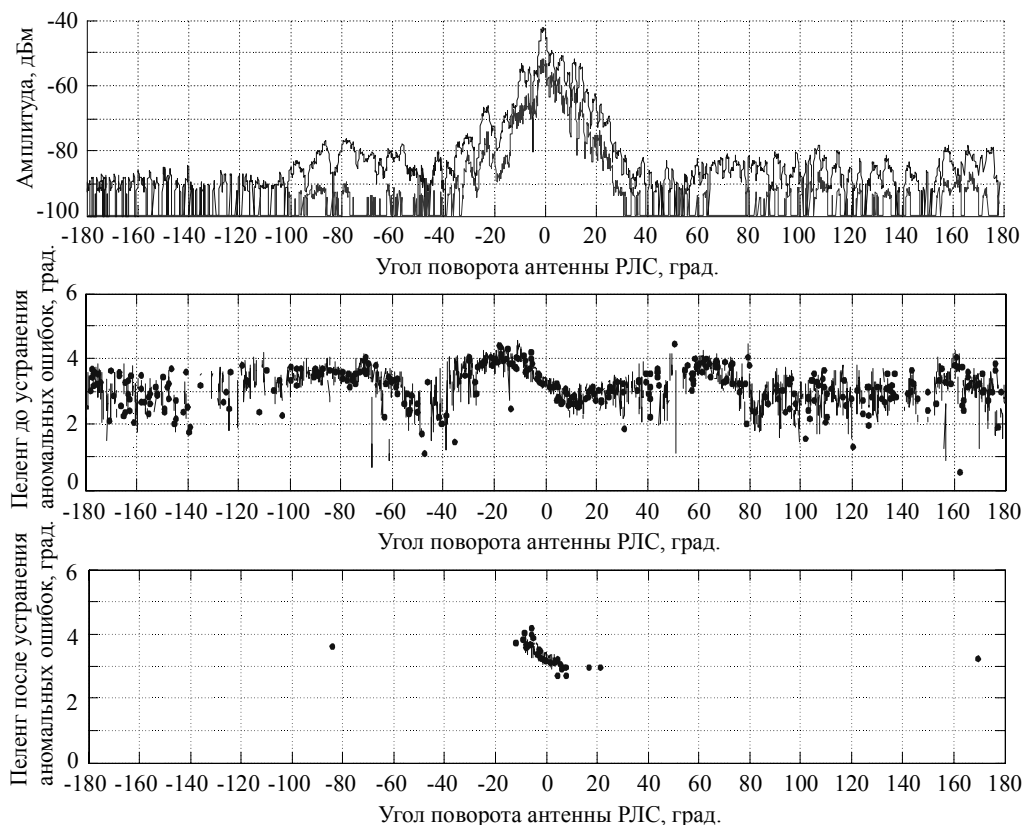


Рис. 2. Зависимости амплитуды в приёмных каналах и пеленга до и после использования алгоритмов устранения аномальных ошибок. Трасса протяженностью 19 км, поляризация сигнала вертикальная, согласованный приём, 2008 г.

Повышение точности в результате применения алгоритмов оценивается как отношение СКО пеленга до и после применения алгоритмов устранения аномальных ошибок. СКО пеленга до и после применения алгоритмов а также их отношение представлены в таблице. Также в таблице представлено количество отбракованных импульсов в процентном соотношении.

**СКО пеленга до и после применения алгоритмов устранения аномальных ошибок**

СКО пеленга, % отбракованных импульсов	Трасса 16 км		Трасса 19 км	
	Согласованный прием	Кроссовый прием	Согласованный прием	Кроссовый прием
До применения алгоритмов	0,26 / 6,3	0,27 / 6,0	0,59 / 50,3	0,57 / 47,8
После применения алгоритмов	0,06 / 68,2	0,07 / 91,6	0,28 / 97,6	0,28 / 97,5
Отношение СКО	4,3	3,8	2,1	2

Из таблицы видно, что применение алгоритмов устранения аномальных ошибок приводит к увеличению точности пеленгования, характеризуемой снижением СКО пеленга. На трассе протяженностью 16 км, где в боковых лепестках отношение сигнал/шум достаточно велико, из обработки исключается более 50% импульсов, при этом точность пеленгования возрастает более чем в 4 раза на основной поляризации и почти в 4 раза на кроссовой поляризации. На трассе протяженностью 28 км точность пеленгования увеличивается в два раза как на основной, так и на кроссовой поляризации. При этом достоверных импульсов остается чуть более 2%.

Таким образом, на основе представленных материалов можно сделать следующие выводы:

1. Совместное применение методов устранения аномальных ошибок, основанных на разрешении неоднозначности фазовых измерений и учёте внутриимпульсных искажений, приводит к увеличению точности пеленгования до 4 раз на полуоткрытых сухопутных трассах и до 2 раз на сухопутных трассах закрытого типа.

2. С увеличением протяжённости сухопутных трасс улучшение точности за счёт совместного применения алгоритмов менее эффективно из-за уменьшения амплитуды прямого сигнала по сравнению с суммарной амплитудой отражённых сигналов. В этом случае, пригодными для измерения являются пеленги, соответствующие области главного лепестка антенны РЛС.

3. Методы простоты в реализации, что позволяет применять их при обработке сигналов в режиме реального времени.

Работа выполнена в рамках проекта РФФИ № 12-08-31315 мол\_а.

#### *Литература*

1. Башаринов А.Е. Об оптимальных параметрах многошкальных измерительных систем / А.Е. Башаринов, В.В. Акиндинов // Радиотехника и электроника. – 1963. – Т. 8, № 1. – С. 3–8.
2. Собцов Н.В. Об условиях применения двухшкальных измерительных систем // Радиотехника и электроника. – 1973. – Т. 16, № 3. – С. 636 – 638.
3. Тененбаум М.М. К вопросу о точности двухшкальных измерительных систем / М.М. Тененбаум, А.С. Созиев // Радиотехника и электроника. – 1968. – № 9. – С. 1591–1596.
4. Денисов В.П. Фазовые радиопеленгаторы / В.П. Денисов, Д.В. Дубинин. – Томск: Том. гос. ун-т систем управления и радиоэлектроники, 2002. – 521 с.
5. Сергеев А.Г. Метрология: учеб. пособие для вузов / А.Г. Сергеев, В.В. Крохин. – М.: Логос, 2001. – 408 с.
6. Дубров А.М. Многомерные статистические методы. – М.: Финансы и статистика, 2000. – 352 с.
7. Аникин А.С. Анализ зависимости разности фаз на антеннах фазового радиопеленгатора от ориентации направленной антенны источника радиоизлучения в условиях пересечённой местности / А.С. Аникин, В.П. Денисов, М.В. Крутиков, Н.А. Колядин // Доклады Том. гос. ун-та систем управления и радиоэлектроники. – 2013. – № 2 (28). – С. 5–14.
8. Денисов В.П. Исследование антенной системы фазового пеленгатора на наземных трассах / В.П. Денисов, Н.А. Колядин // Доклады Том. гос. ун-та систем управления и радиоэлектроники. – 2009. – № 1(19), ч. 1. – С. 7–14.
9. Колядин Н.А. Исследование возможности исключения аномальных ошибок в фазовых пеленгаторах, работающих по сканирующему источнику / Н.А. Колядин, В.П. Денисов // Матер. докл. Всерос. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых учёных «Научная сессия ТУСУР–2011». Томск, 12–15 мая, 2009 г. – Томск: В-Спектр, 2009. – Ч. 1. – С. 26–29.
10. Ровкин М.Е. Измерительный комплекс для исследования пространственно-временных искажений радиосигналов трёхсантиметрового диапазона на наземных трассах / М.Е. Ровкин, М.В. Крутиков, А.А. Мещеряков и др. // Изв. вузов России. Сер. Радиоэлектроника. – 2006. – № 6. – С. 7–11.

---

#### **Аникин Алексей Сергеевич**

Ассистент каф. радиотехнических систем (РТС) ТУСУРа

Тел.: 8-906-957-95-83

Эл. почта: rbk@sibmail.com

#### **Денисов Вадим Прокопьевич**

Д-р техн. наук, профессор каф. РТС ТУСУРа

Тел.: 8-913-100-95-80

Эл. почта: dvp15@sibmail.com

#### **Колядин Николай Александрович**

Науч. сотрудник НИИ РТС ТУСУРа

Тел.: 8(3822) 41-38-89

Эл. почта: kolyadin.nik@bk.ru

Anikin A.S., Denisov V.P., Kolyadin N.A.

#### **Analysis of joint methods of anormal error elimination in a phase direction finder, receiving signals from the scanning radio-emitter source on ground propagation paths**

In the paper we considered the joint application of methods of anormal error elimination based on phase estimations of disambiguation in a two-base phase direction finder and taking into account intrapulse distortions in scanning emitter signals. The experiments showed the utility of joint methods of anormal error elimination in the task of quality improvement of accuracy of a two-base phase direction finder.

**Keywords:** phase finder, ambiguity resolution, abnormal bearing error, intrapulse processing.

УДК 629.7.052.82(075.8)

А.С. Конаков, В.В. Шаврин, Д.О. Ноздреватых, А.А. Савин, В.И. Тисленко

## Алгоритм адаптивного двухшагового расширенного фильтра Калмана в задаче совместной оценки навигационного вектора и смещения нуля датчика МЭМС в слабосвязанной комплексированной навигационной системе

Рассмотрены алгоритмы совместного оценивания навигационного вектора потребителя и неизвестного смещения нуля акселерометра и гироскопа в слабосвязанной комплексированной навигационной системе, представляющей собой объединение двух навигационных систем: спутниковой и бесплатформенной инерциальной, основанных на двухшаговом фильтре Калмана и адаптивном двухшаговом расширенном фильтре Калмана. Приведены результаты математического моделирования, представлены статистические характеристики оценок навигационного вектора и смещений нуля акселерометра и гироскопа, полученные при использовании данных алгоритмов.

**Ключевые слова:** двухшаговый расширенный фильтр Калмана, адаптивная фильтрация, интегрированные инерциальные и спутниковые навигационные системы, микроэлектромеханические системы, смещение нуля акселерометра и гироскопа.

Интегрирование бесплатформенных инерциальных навигационных систем (БИНС), в которых используются микроэлектромеханические системы (МЭМС), и спутниковых навигационных систем (СНС) позволяет повысить точность определения навигационного вектора (НВ), который включает в себя координаты, скорость, угловую ориентацию. При этом в течение определенного интервала времени возможно определение НВ с погрешностью не выше заданной. Совместная (интегрированная) обработка информации с использованием конечных показаний двух систем лежит в основе построения слабосвязанной спутниковой комплексированной навигационной системы (СКНС). Погрешности оценок навигационного вектора в таких системах не достигают минимально возможного значения, а при работе на длительном интервале времени среднеквадратическое отклонение данных оценок начинает увеличиваться, что в теории фильтрации динамических систем носит название расходимости оценок.

Основными источниками погрешностей в СКНС являются не включаемые в модель остаточные погрешности определения координат и скорости в СНС, неизвестные смещения нуля и масштабные коэффициенты гироскопов и акселерометров (модели сигналов гироскопов и акселерометров можно найти в [1–4].)

В настоящее время для устранения погрешностей определения НВ, связанных с вектором масштабных коэффициентов и вектором смещений нуля, используют различные процедуры калибровки. Оценки параметров МЭМС, полученные в ходе калибровки, используются в качестве начальных в дальнейшей процедуре фильтрации. На данный момент существует несколько процедур калибровки, подробно описанных в [5]: шестипозиционный метод, модифицированный шестипозиционный метод, многопозиционный и модифицированный многопозиционный методы. Наибольшее распространение получил модифицированный многопозиционный метод, реализация которого предполагает наличие наклонно-поворотного стола (НПС), который позволяет с высокой точностью определить смещения нуля и масштабные коэффициенты как для акселерометров, так и для гироскопов. Недостаток лабораторных калибровок заключается в необходимости использования сложного оборудования, невозможности проведения калибровки в полевых условиях непосредственно перед началом решения навигационной задачи, что является очень важным фактором, так как параметры датчиков в значительной степени различаются от включения к включению датчика [5].

**Постановка и решение задачи.** В работе рассмотрен метод минимизации погрешностей фильтрации НВ, основанный на совместном оценивании НВ и неизвестных смещений нуля сигналов МЭМС, в предположении, что масштабные коэффициенты и неортогональности осей МЭМС точно известны и скомпенсированы. Для совместного оценивания может быть использован двухша-

говый фильтр Калмана (*TKF – Two Stage Kalman Filter*) [2]. Методы теории байесовской фильтрации предполагают задание модели нелинейной дискретной динамической системы в терминах уравнений для вектора состояния  $\mathbf{x}_k$  в пространстве состояний [3]. В общем виде уравнения для СКНС, описывающие эволюцию состояния, определены заданием системы разностных стохастических уравнений в виде

$$\mathbf{x}_k = \mathbf{f}_{k-1}(\mathbf{x}_{k-1}, \mathbf{b}_{k-1}, \mathbf{n}_{k-1}^{\mathbf{x}}, \mathbf{n}_{k-1}^{\mathbf{b}}), \quad (1)$$

где  $\mathbf{b}_k$  – вектор неизвестных смещений нуля;  $\mathbf{n}_k^{\mathbf{x}}$  – шум состояний,  $\mathbf{n}_k^{\mathbf{b}}$  – шум вектора неизвестных смещений нуля;  $\mathbf{f}_k(\bullet)$  – известная нелинейная функция, допускающая разложение в ряд Тейлора, а уравнения наблюдений, связывающие переменные состояния с наблюдаемыми сигналами:

$$\mathbf{z}_k = \mathbf{h}_k(\mathbf{x}_k, \mathbf{b}_k, \mathbf{n}_k^{\mathbf{z}}), \quad (2)$$

где  $\mathbf{z}_k$  – вектор наблюдений;  $\mathbf{n}_k^{\mathbf{z}}$  – шум наблюдений;  $\mathbf{h}_k(\bullet)$  – нелинейная функция, связывающая наблюдения, векторы смещения и состояния и допускающая разложение в ряд Тейлора. Начальные условия для системы (1) являются случайными с заданными корреляционными свойствами для  $\mathbf{x}_0$ .

Случайные процессы  $\mathbf{n}_k^{\mathbf{x}}$ ,  $\mathbf{n}_k^{\mathbf{b}}$ ,  $\mathbf{n}_k^{\mathbf{z}}$  взаимно некоррелированные, с нулевыми средними значениями и гауссовой плотностью распределения вероятностей (ПРВ). Начальные условия:  $\hat{\mathbf{x}}_0 = E[\mathbf{x}_0]$  – начальная оценка вектора состояния;  $\hat{\mathbf{b}}_0 = E[\mathbf{b}_0]$  – начальная оценка вектора смещения нуля;  $\mathbf{P}_0^{\mathbf{b}} = E[\mathbf{b}_0 \mathbf{b}_0^T]$  – ковариационная матрица смещений нуля в начальный момент времени;  $\mathbf{P}_0^{\mathbf{x}} = E[\mathbf{x}_0 \mathbf{x}_0^T]$  – ковариационная матрица вектора состояния в начальный момент времени;  $\mathbf{R} = E[\mathbf{n}_k^{\mathbf{z}} \mathbf{n}_k^{\mathbf{z}T}]$  – ковариационная матрица шума наблюдений;  $\mathbf{Q}^{\mathbf{x}} = E[\mathbf{n}_k^{\mathbf{x}} \mathbf{n}_k^{\mathbf{x}T}]$  – ковариационная матрица шума состояний;  $\mathbf{Q}^{\mathbf{b}} = E[\mathbf{n}_k^{\mathbf{b}} \mathbf{n}_k^{\mathbf{b}T}]$  – ковариационная матрица шума в модели вектора неизвестных смещений.

Алгоритм *TKF* позволяет оценить как вектор состояния, так и вектор смещения нуля. Однако *TKF* является оптимальным алгоритмом, обеспечивающим минимальную среднеквадратическую ошибку (СКО) оценок состояния лишь для линейных динамических систем. Задача оценивания НВ и смещений нуля МЭМС в СКНС является существенно нелинейной [8]. Для фильтрации нелинейных динамических систем используются различные алгоритмы, позволяющие аппроксимировать апостериорное распределение состояния гауссовской плотностью вероятностей. Наиболее прост и лаконичен подход расширенного фильтра Калмана (*Extended Kalman Filter – EKF*), в котором для прогноза и коррекции оценок используется разложение нелинейных функций в ряды Тейлора при ограничении линейными членами [6]. Для двухшаговых алгоритмов фильтра Калмана [7] применяется такой же подход. Данный алгоритм носит название расширенного двухшагового фильтра Калмана (*Two Stage Extended Kalman Filter – TEKF*) [5].

Основная идея *TEKF* состоит в разбиении процесса фильтрации на два практически обособленных процесса, связанных специальными матричными коэффициентами. Первый фильтр называется фильтром, свободным от смещений (в нем происходит оценивание вектора состояния без учета того факта, что оно может изменяться), второй – фильтр смещений (в нем происходит оценивание смещений). В применяемой модификации *TEKF* принято, что смещения описываются системой линейных дифференциальных уравнений (в дискретном случае – разностных уравнений). Далее формируется оценка вектора состояния, учитывающая возможную эволюцию смещений. Как и в любой модификации фильтра Калмана, вычисления происходят в два этапа: предсказание и коррекция. Ниже приведены аналитические соотношения, используемые в *TEKF* [4].

Этап предсказания:

Фильтр, свободный от смещений:

$$\bar{\mathbf{x}}_k^- = \mathbf{f}_{k-1}(\hat{\mathbf{x}}_{k-1}^+, \bar{\mathbf{b}}_{k-1}^+, 0, 0); \quad (3)$$



$$\bar{\mathbf{P}}_k^{\mathbf{x}-} = \mathbf{F}(\hat{\mathbf{x}}_{k-1}^+, \bar{\mathbf{b}}_{k-1}^+) \bar{\mathbf{P}}_{k-1}^{\mathbf{x}+} \mathbf{F}^T(\hat{\mathbf{x}}_{k-1}^+, \bar{\mathbf{b}}_{k-1}^+) + \bar{\mathbf{Q}}_{k-1}^{\mathbf{x}}. \quad (4)$$

Фильтр смещений:

$$\bar{\mathbf{b}}_k^- = \mathbf{A}_{k-1} \bar{\mathbf{b}}_{k-1}^+; \quad (5)$$

$$\bar{\mathbf{P}}_k^{\mathbf{b}-} = \mathbf{A}_{k-1} \bar{\mathbf{P}}_{k-1}^{\mathbf{b}+} \mathbf{A}_{k-1}^T + \mathbf{Q}_{k-1}^{\mathbf{b}}. \quad (6)$$

Коррекция оценок вектора состояния с учетом смещений:

$$\hat{\mathbf{x}}_k^- = \bar{\mathbf{x}}_k^- + \mathbf{U}_k(\hat{\mathbf{x}}_{k-1}^+, \bar{\mathbf{b}}_{k-1}^+) \bar{\mathbf{b}}_k^- + \mathbf{u}_{k-1}; \quad (7)$$

$$\mathbf{P}_k^{\mathbf{x}-} = \bar{\mathbf{P}}_k^{\mathbf{x}-} + \mathbf{U}_k(\hat{\mathbf{x}}_{k-1}^+, \bar{\mathbf{b}}_{k-1}^+) \bar{\mathbf{P}}_k^{\mathbf{b}-} \mathbf{U}_k^T(\hat{\mathbf{x}}_{k-1}^+, \bar{\mathbf{b}}_{k-1}^+). \quad (8)$$

Этап коррекции:

Фильтр, свободный от смещений:

$$\bar{\mathbf{K}}_k^{\mathbf{x}} = \bar{\mathbf{P}}_k^{\mathbf{x}-} \mathbf{H}_k^T(\hat{\mathbf{x}}_k^-, \bar{\mathbf{b}}_k^-) \left[ \mathbf{H}_k(\hat{\mathbf{x}}_k^-, \bar{\mathbf{b}}_k^-) \bar{\mathbf{P}}_k^{\mathbf{x}-} \mathbf{H}_k^T(\hat{\mathbf{x}}_k^-, \bar{\mathbf{b}}_k^-) + \mathbf{R}_k \right]^{-1}, \quad (9)$$

где  $\mathbf{K}$  – коэффициент усиления.

$$\bar{\mathbf{P}}_k^{\mathbf{x}+} = \left[ \mathbf{I} - \bar{\mathbf{K}}_k^{\mathbf{x}} \mathbf{H}_k(\hat{\mathbf{x}}_k^-, \bar{\mathbf{b}}_k^-) \right] \bar{\mathbf{P}}_k^{\mathbf{x}-}, \quad (10)$$

где  $\mathbf{I}$  – единичная матрица.

$$\bar{\mathbf{x}}_k^+ = \bar{\mathbf{x}}_k^- + \bar{\mathbf{K}}_k^{\mathbf{x}} \left[ \hat{\mathbf{z}}_k - \mathbf{h}_k(\hat{\mathbf{x}}_k^-, \bar{\mathbf{b}}_k^-, 0) \right]. \quad (11)$$

Фильтр смещений:

$$\bar{\mathbf{K}}_k^{\mathbf{b}} = \bar{\mathbf{P}}_k^{\mathbf{b}-} \mathbf{N}_k^T \left[ \mathbf{H}_k(\hat{\mathbf{x}}_k^-, \bar{\mathbf{b}}_k^-) \bar{\mathbf{P}}_k^{\mathbf{x}-} \mathbf{H}_k^T(\hat{\mathbf{x}}_k^-, \bar{\mathbf{b}}_k^-) + \mathbf{R}_k + \mathbf{N}_k \bar{\mathbf{P}}_k^{\mathbf{b}-} \mathbf{N}_k^T \right]; \quad (12)$$

$$\bar{\mathbf{P}}_k^{\mathbf{b}+} = \left[ \mathbf{I} - \bar{\mathbf{K}}_k^{\mathbf{b}} \mathbf{N}_k \right] \bar{\mathbf{P}}_k^{\mathbf{b}-}; \quad (13)$$

$$\bar{\mathbf{b}}_k^+ = \bar{\mathbf{b}}_k^- + \bar{\mathbf{K}}_k^{\mathbf{b}} \left[ \hat{\mathbf{z}}_k - \mathbf{N}_k \bar{\mathbf{b}}_k^- \right]. \quad (14)$$

Коррекция оценок вектора состояния с учетом смещений:

$$\mathbf{P}_k^{\mathbf{x}+} = \bar{\mathbf{P}}_k^{\mathbf{x}+} + \mathbf{V}_k(\hat{\mathbf{x}}_k^-, \bar{\mathbf{b}}_k^-) \mathbf{P}_k^{\mathbf{b}+} \mathbf{V}_k^T(\hat{\mathbf{x}}_k^-, \bar{\mathbf{b}}_k^-); \quad (15)$$

$$\hat{\mathbf{x}}_k^+ = \bar{\mathbf{x}}_k^+ + \mathbf{V}_k(\hat{\mathbf{x}}_k^-, \bar{\mathbf{b}}_k^-) \bar{\mathbf{b}}_k^+. \quad (16)$$

Матрицы, связывающие работу двух модифицированных фильтров, и другие дополнительные величины вычисляются с использованием следующих соотношений:

$$\mathbf{N}_k = \mathbf{H}_k(\hat{\mathbf{x}}_k^-, \bar{\mathbf{b}}_k^-) \mathbf{U}_k(\hat{\mathbf{x}}_{k-1}^+, \bar{\mathbf{b}}_{k-1}^+) + \mathbf{D}_k(\hat{\mathbf{x}}_k^-, \bar{\mathbf{b}}_k^-); \quad (17)$$

$$\mathbf{U}_k(\hat{\mathbf{x}}_{k-1}^+, \bar{\mathbf{b}}_{k-1}^+) = \bar{\mathbf{U}}_k \left[ \mathbf{I} - \mathbf{Q}_{k-1}^{\mathbf{b}} \left[ \bar{\mathbf{P}}_{k-1}^{\mathbf{b}-} \right]^{-1} \right]; \quad (18)$$

$$\bar{\mathbf{U}}_k = \left[ \mathbf{F}(\hat{\mathbf{x}}_{k-1}^+, \bar{\mathbf{b}}_{k-1}^+) \mathbf{V}_{k-1}(\hat{\mathbf{x}}_{k-1}^+, \bar{\mathbf{b}}_{k-1}^+) + \mathbf{B}_{k-1}(\hat{\mathbf{x}}_{k-1}^+, \bar{\mathbf{b}}_{k-1}^+) \right] \mathbf{A}_{k-1}^{-1}; \quad (19)$$

$$\mathbf{V}_k(\hat{\mathbf{x}}_k^-, \bar{\mathbf{b}}_k^-) = \mathbf{U}_k(\hat{\mathbf{x}}_{k-1}^+, \bar{\mathbf{b}}_{k-1}^+) - \bar{\mathbf{K}}_k^{\mathbf{x}} \mathbf{N}_k; \quad (20)$$

$$\mathbf{u}_k = (\bar{\mathbf{U}}_{k+1} - \mathbf{U}_{k+1}) \mathbf{A}_k \bar{\mathbf{b}}_k^+; \quad (21)$$

$$\bar{\mathbf{Q}}_k^{\mathbf{x}} = \mathbf{Q}_k^{\mathbf{x}} + \bar{\mathbf{U}}_{k+1} \mathbf{Q}_k^{\mathbf{b}} \bar{\mathbf{U}}_{k+1}^T. \quad (22)$$

Дополнительные начальные условия, необходимые для работы ТЕКФ:

$$\bar{\mathbf{x}}_0^+ = \mathbf{x}_0 - \mathbf{V}_0 \mathbf{b}_0; \quad \bar{\mathbf{b}}_0^+ = \mathbf{b}_0; \quad \bar{\mathbf{P}}_0^{\mathbf{x}+} = \mathbf{P}_0^{\mathbf{x}} - \mathbf{V}_0 \mathbf{P}_0^{\mathbf{b}} \mathbf{V}_0^T; \quad \mathbf{V}_0 = \mathbf{P}_0^{\mathbf{x}\mathbf{b}} \left[ \mathbf{P}_0^{\mathbf{b}} \right]^{-1}. \quad (23)$$

Матрицы  $\mathbf{F}, \mathbf{B}, \mathbf{H}, \mathbf{D}$  представляют собой матрицы Якоби соответствующих нелинейных функций, вычисленных в точке разложения (в точке текущей оценки, полученной на этапе предсказания или доступной с предыдущего шага коррекции):

$$\begin{aligned} \mathbf{F}(\hat{\mathbf{x}}_{k-1}^+, \bar{\mathbf{b}}_{k-1}^+) &= \frac{\partial}{\partial \mathbf{x}} \mathbf{f}_k(\mathbf{x}_{k-1}, \mathbf{b}_{k-1}, 0, 0) \Big|_{\substack{\mathbf{x}_{k-1} = \hat{\mathbf{x}}_{k-1}^+ \\ \mathbf{b}_{k-1} = \bar{\mathbf{b}}_{k-1}^+}}; \\ \mathbf{B}(\hat{\mathbf{x}}_{k-1}^+, \bar{\mathbf{b}}_{k-1}^+) &= \frac{\partial}{\partial \mathbf{b}} \mathbf{f}_k(\mathbf{x}_{k-1}, \mathbf{b}_{k-1}, 0, 0) \Big|_{\substack{\mathbf{x}_{k-1} = \hat{\mathbf{x}}_{k-1}^+ \\ \mathbf{b}_{k-1} = \bar{\mathbf{b}}_{k-1}^+}}; \\ \mathbf{H}_k(\hat{\mathbf{x}}_k^-, \bar{\mathbf{b}}_k^-) &= \frac{\partial}{\partial \mathbf{x}} \mathbf{h}_k(\mathbf{x}_k, \mathbf{b}_k, \mathbf{n}_k^z) \Big|_{\substack{\mathbf{x}_k = \hat{\mathbf{x}}_k^- \\ \mathbf{b}_k = \bar{\mathbf{b}}_k^-}}; \\ \mathbf{D}_k(\hat{\mathbf{x}}_k^-, \bar{\mathbf{b}}_k^-) &= \frac{\partial}{\partial \mathbf{b}} \mathbf{h}_k(\mathbf{x}_k, \mathbf{b}_k, \mathbf{n}_k^z) \Big|_{\substack{\mathbf{x}_k = \hat{\mathbf{x}}_k^- \\ \mathbf{b}_k = \bar{\mathbf{b}}_k^-}}. \end{aligned}$$

Для использования алгоритма *ТЕКФ* в СКНС необходимо сформулировать задачу определения НВП в терминах марковской теории фильтрации. В СКНС происходит фильтрация не самого НВП, а поправок, которыми необходимо корректировать процесс решения навигационной задачи в БИНС [4]. В данном случае вектор состояния состоит из поправок к координатам ( $\delta \mathbf{r}$ ), скоростям ( $\delta \mathbf{v}$ ), кватерниону ( $\delta \mathbf{q}$ ), отвечающему за ошибку поворота связанного базиса, в котором измеряются ускорения ( $\mathbf{a}$ ) и угловые скорости ( $\boldsymbol{\omega}$ ), и навигационного базиса, в котором необходимо получить НВП,  $\delta \mathbf{x}^T = [\delta \mathbf{r} \quad \delta \mathbf{v} \quad \delta \mathbf{q}]$  и имеет размерность 10. Уравнения состояния, определяющие динамику развития погрешностей во времени, имеют следующий вид [5]:

$$\begin{bmatrix} \delta \mathbf{r}_k \\ \delta \mathbf{v}_k \\ \delta \mathbf{q}_k \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \delta \mathbf{r}_{k-1} + \delta \mathbf{v}_{k-1} \tau \\ [\mathbf{I} - 2\boldsymbol{\Omega}_3 - \boldsymbol{\Omega} - \boldsymbol{\Omega}_{\mathbf{b}\omega}] \delta \mathbf{v}_{k-1} + [\mathbf{I}_{3 \times 3} - \mathbf{C}(\delta \mathbf{q}_{k-1})] \mathbf{a}_{k-1} \tau + \mathbf{b}_a \tau \\ \delta \mathbf{q}_{k-1} + \mathbf{G}(\delta \mathbf{q}_{k-1}) [\mathbf{I}_{3 \times 3} - \mathbf{C}(\delta \mathbf{q}_{k-1})] (\boldsymbol{\omega} + \mathbf{b}_\omega) \tau \end{bmatrix} + \tau \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{3 \times 3} \\ \nabla_k^a \\ \mathbf{G}(\delta \mathbf{q}_{k-1}) \nabla_k^\omega \end{bmatrix}, \quad (24)$$

где  $\tau$  – интервал поступления данных;  $\boldsymbol{\Omega}_3$  – кососимметрическая матрица угловой скорости вращения Земли, вычисленная в связанном базисе;  $\boldsymbol{\Omega}$  – кососимметрическая матрица угловой скорости вращения связанной системы координат относительно навигационной системы координат;  $\boldsymbol{\Omega}_{\mathbf{b}\omega}$  – кососимметрическая матрица смещений нуля гироскопа  $\mathbf{b}_\omega$ ;  $\mathbf{b}_a$  – смещения нуля акселерометра;  $\mathbf{G}(\mathbf{q}_{k-1})$ ,  $\mathbf{C}(\mathbf{q}_{k-1})$  – матрицы, составленные из элементов кватерниона по специальным правилам, описанным в [4];  $\nabla_k^a$  – шум акселерометра;  $\nabla_k^\omega$  – шум гироскопа.

Векторы  $\mathbf{b}_a$ ,  $\mathbf{b}_\omega$  образуют вектор смещений  $\mathbf{b}$ . В данной работе принято, что смещения нуля остаются постоянными во времени, что справедливо для большинства современных МЭМС на интервале времени порядка нескольких минут. Целесообразность оценивания данных параметров в том, что они могут значительно отличаться от включения к включению [8].

В СКНС в качестве наблюдений используется разность между показаниями координат ( $\mathbf{r}_{\text{БИНС}} - \mathbf{r}_{\text{СНС}}$ ) и скоростей ( $\mathbf{v}_{\text{БИНС}} - \mathbf{v}_{\text{СНС}}$ ), определенными в двух системах. С учетом этого уравнения наблюдений имеют следующий вид:

$$\begin{bmatrix} \Delta \mathbf{r} \\ \Delta \mathbf{v} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{r}_{\text{БИНС}} - \mathbf{r}_{\text{СНС}} \\ \mathbf{v}_{\text{БИНС}} - \mathbf{v}_{\text{СНС}} \end{bmatrix} = \mathbf{H}_{\text{нав}} \delta \mathbf{x}, \quad (25)$$

где матрица  $\mathbf{H}_{\text{нав}}$  определена следующим образом:

$$\mathbf{H}_{\text{нав}} = \begin{bmatrix} \mathbf{E}_{3 \times 3} & \mathbf{0}_{3 \times 3} & \mathbf{0}_{4 \times 3} & \mathbf{0}_{3 \times 3} & \mathbf{0}_{3 \times 3} & \mathbf{0}_{3 \times 3} & \mathbf{0}_{3 \times 3} \\ \mathbf{0}_{3 \times 3} & \mathbf{E}_{3 \times 3} & \mathbf{0}_{4 \times 3} & \mathbf{0}_{3 \times 3} & \mathbf{0}_{3 \times 3} & \mathbf{0}_{3 \times 3} & \mathbf{0}_{3 \times 3} \end{bmatrix}.$$

Уравнения (24), (25) представляют собой конкретную реализацию уравнений (1), (2) в СКНС. Отметим особенность сформулированной задачи совместной фильтрации НВП и неизвестного смещения в СКНС. Она состоит в том, что наблюдения (25) напрямую не зависят от вектора смещений  $\mathbf{b}$ . Это может быть причиной больших величин среднеквадратической погрешности оценки вектора смещений и приводить к неустойчивости процесса фильтрации.

Проведенное моделирование, результаты которого представлены ниже, показывает, что *ТЕКФ* не обладает приемлемой точностью, оценки параметров МЭМС обладают дисперсией, сравнимой с

абсолютной величиной данных параметров. Нами было выдвинуто предположение, которое объясняет полученные результаты следующим образом. Низкая точность обусловлена значительными изменениями параметров МЭМС как между двумя включениями, так и в процессе решения навигационной задачи. Для устранения вышеперечисленных факторов было решено применить адаптивный алгоритм фильтрации (адаптивный двухшаговый расширенный фильтр Калмана (*ATEKF – Adaptive Two Stage Extended Kalman Filter*) [2]).

При выводе соотношений, определяющих оптимальный дискретный фильтр в линейной задаче, Р. Калман использовал принцип ортогонального проецирования, согласно которому новая информация о векторе состояния (обновляющий процесс), содержащаяся в полученном наблюдении ортогональна всем полученным наблюдениям вплоть до данного момента времени. Из этого предположения при условии, что фильтр является оптимальным, следует, что обновляющий процесс представляет собой некоррелированный случайный процесс.

Таким образом, в случае квазиоптимального фильтра возникает погрешность вычисления ковариационной матрицы обновляющего процесса

$$\mathbf{C}_k = E \left[ \left( \mathbf{z}_k - \mathbf{h}_k \left[ \hat{\mathbf{x}}_k^-, \hat{\mathbf{b}}_k^-, 0 \right] \right) \left( \mathbf{z}_k - \mathbf{h}_k \left[ \hat{\mathbf{x}}_k^-, \hat{\mathbf{b}}_k^-, 0 \right] \right)^T \right].$$

В линейных задачах динамической фильтрации расчетное значение ковариационной матрицы обновляющего процесса определяется соотношением [3]

$$\bar{\mathbf{C}}_k = \mathbf{H}_k \mathbf{P}_k^- \mathbf{H}_k^T + \mathbf{R}_k. \quad (26)$$

Эмпирическая оценка для (3) на  $k$ -м шаге может формироваться в скользящем окне по  $M$  выборочным значениям обновляющего процесса в виде

$$\hat{\mathbf{C}}_k = \frac{1}{M-1} \sum_{i=k-M+1}^k \left( \mathbf{z}_i - \mathbf{h}_i \left[ \mathbf{x}_i^-, \mathbf{b}_i^-, 0 \right] \right) \left( \mathbf{z}_i - \mathbf{h}_i \left[ \mathbf{x}_i^-, \mathbf{b}_i^-, 0 \right] \right)^T. \quad (27)$$

В адаптивном двухступенчатом алгоритме *ATEKF (Adaptive Two Stage Extended Kalman Filter)*, рассмотренном в [2], матрица  $\hat{\mathbf{C}}_k$  формируется с учетом расчетного соотношения в виде

$$\hat{\mathbf{C}}_k = \alpha_k \bar{\mathbf{C}}_k = \lambda_k \mathbf{H}_k \mathbf{P}_k^- \mathbf{H}_k^T + \mathbf{R}_k,$$

где  $\alpha$  – скалярный коэффициент, называемый фактором забывания;  $\lambda$  – скалярный коэффициент, связывающий ковариационную матрицу вектора состояния, вычисленную в фильтре на этапе предсказания и определенную эмпирически ( $\hat{\mathbf{P}}_k^- = \lambda_k \bar{\mathbf{P}}_k^-$ ).

Поскольку матрица  $\mathbf{R}_k$  изменяется с течением времени по известному закону, то все различие между ковариационными матрицами обусловлено расхождением между ковариационной матрицей вектора состояний, вычисленной в фильтре и реально существующей. Следовательно, вполне оправдано предположение, что  $\lambda_k = \alpha_k$ . Фактор забывания определяется в виде [2]

$$\alpha_k = \max \left\{ 1, \frac{\text{trace}[\hat{\mathbf{C}}_k]}{\text{trace}[\bar{\mathbf{C}}_k]} \right\}, \quad (28)$$

где  $\text{trace}[\bullet]$  – оператор вычисления следа матрицы.

При использовании *ATEKF* соотношения (4), (6), (21), (22) из [6] в соответствии с [2] изменяются и имеют вид

$$\bar{\mathbf{P}}_k^{\mathbf{x}-} = \alpha_k^{\mathbf{x}} \left[ \mathbf{F} \left( \hat{\mathbf{x}}_{k-1}^+, \bar{\mathbf{b}}_{k-1}^+ \right) \bar{\mathbf{P}}_{k-1}^{\mathbf{x}+} \mathbf{F}^T \left( \hat{\mathbf{x}}_{k-1}^+, \bar{\mathbf{b}}_{k-1}^+ \right) + \bar{\mathbf{Q}}_{k-1}^{\mathbf{x}} \right]; \quad (29)$$

$$\bar{\mathbf{P}}_k^{\mathbf{b}-} = \alpha_k^{\mathbf{b}} \left[ \mathbf{A}_{k-1} \bar{\mathbf{P}}_{k-1}^{\mathbf{b}+} \mathbf{A}_{k-1}^T + \mathbf{Q}_{k-1}^{\mathbf{b}} \right]; \quad (30)$$

$$\mathbf{u}_k = \bar{\mathbf{U}}_{k+1} \mathbf{Q}_k^{\mathbf{b}} \left[ \bar{\mathbf{P}}_{k+1}^{\mathbf{b}-} \right]^{-1} \mathbf{A}_k \bar{\mathbf{b}}_k^+; \quad (31)$$

$$\bar{\mathbf{Q}}_k^{\mathbf{x}} = \mathbf{Q}_k^{\mathbf{x}} + \mathbf{U}_{k+1} \mathbf{Q}_k^{\mathbf{b}} \mathbf{U}_{k+1}^T. \quad (32)$$

Факторы забывания для фильтра свободного от смещения и фильтра смещений вычисляются с использованием соотношения (5). ковариационные матрицы определяются соотношениями

$$\hat{C}_k = \frac{1}{M-1} \sum_{i=k-M+1}^k (\hat{z}_i - \mathbf{N}_i \bar{\mathbf{b}}_i^-) (\hat{z}_i - \mathbf{N}_i \bar{\mathbf{b}}_i^-)^T;$$

$$\bar{C}_k = \mathbf{H}_k \bar{\mathbf{P}}_k^{\mathbf{x}} \mathbf{H}_k^T + \mathbf{N}_k \bar{\mathbf{P}}_k^{\mathbf{b}} \mathbf{N}_k^T + \mathbf{R}_k$$

для фильтра смещений и

$$\hat{C}_k = \frac{1}{M-1} \sum_{i=k-M+1}^k (\hat{z}_i - \mathbf{h}_i(\hat{\mathbf{x}}_i^-, \bar{\mathbf{b}}_i^-, 0)) (\hat{z}_i - \mathbf{h}_i(\hat{\mathbf{x}}_i^-, \bar{\mathbf{b}}_i^-, 0))^T;$$

$$\bar{C}_k = \mathbf{H}_k \bar{\mathbf{P}}_k^{\mathbf{x}} \mathbf{H}_k^T + \mathbf{R}_k$$

для фильтра, свободного от смещений.

**Математическое моделирование.** Было проведено моделирование работы предложенного алгоритма. Параметры моделирования приведены в табл. 1 и соответствуют реальным устройствам. В качестве МЭМС использован датчик Analog Devices ADIS 16354, параметры которого получены при лабораторной калибровке [5].

Параметры приемника СНС соответствуют приемнику среднего ценового диапазона. СКО определения координат по каждой из осей составляет 3 м, СКО оценки скорости – 0,03 м/с.

Таблица 1

Параметры моделирования		
Параметр/ Датчик	Акселерометр	Гироскоп
Масштабный коэффициент	1,2%	0,3%
Смещение	-0,025 м/с <sup>2</sup>	0,068 град/с
Неортогональность осей	-0,014 град	-0,01 град
СКО шума (1 σ)	0,046 м/с <sup>2</sup>	0,016 град/с

из 150 реализаций. Усреднением были найдены СКО-оценок координат, скорости, смещения нуля акселерометра, смещения нуля гироскопа.

В результате проведенного моделирования установлена следующая особенность используемого алгоритма. При определенной ковариационной матрице начальных условий значение фактора забывания в фильтре смещения начинает монотонно возрастать со временем, что приводит к расхождению

Таблица 2

Результаты моделирования	
СКО оценок координат, м	1,97
СКО оценок скорости, м/с	0,0061
СКО оценок смещения нуля гироскопа, град/с	0,0102
СКО оценок смещения нуля акселерометра, м/с <sup>2</sup>	0,028

Исследована зависимость СКО-оценки НВ от ширины окна  $M$  в (4), используемого для определения ковариационной матрицы. Результаты представлены в табл. 3.

Таблица 3

Зависимость СКО оценок параметров от ширины скользящего окна при вычислении ковариационной матрицы обновляющей последовательности						
Ширина окна, отсчеты	10	25	50	75	100	150
СКО координат, м	0,6721	0,5972	0,4939	0,2544	0,2453	0,2441
СКО скорости, м/с	0,0014	0,0014	0,0012	0,0011	0,0011	0,0011
СКО смещения нуля акселерометра, м/с <sup>2</sup>	0,0058	0,0079	0,0048	0,0032	0,0038	0,0036
СКО смещения нуля гироскопа, град/с	0,0139	0,0185	0,0128	0,0127	0,0105	0,0103

При использовании окна длительностью более 75 отсчетов уменьшение СКО оценок местоположения несущественно, однако вычислительная нагрузка значительно увеличивается. Вследствие этого целесообразно использовать окно длительностью 75 отсчетов.

Результаты моделирования алгоритма АТЕКФ с выбранной шириной окна представлены в табл. 4. Для получения более точных оценок использован ансамбль из 300 реализаций.

Сравнение данных табл. 4 с соответствующими величинами табл. 2 показывает уменьшение СКО оценок координат и скорости в адаптивном алгоритме до 6–7 раз.

На рис. 1 приведена одна реализация ошибки оценивания координаты по оси  $Ox$ , определенная с использованием алгоритма *TEKF* (а), и одна реализация, определенная с использованием алгоритма *ATEKF* (б). Из рис. 1 следует, что адаптивный алгоритм способен обеспечить меньшую погрешность определения НВ.

Таблица 4

Результаты моделирования	
СКО-координат, м	0,25
СКО-скорости, м/с	0,0011
СКО смещения нуля акселерометра, м/с <sup>2</sup>	0,0035
СКО смещения нуля гироскопа, град/с	0,013

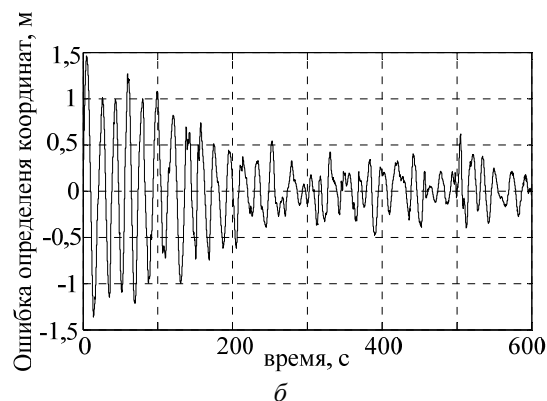
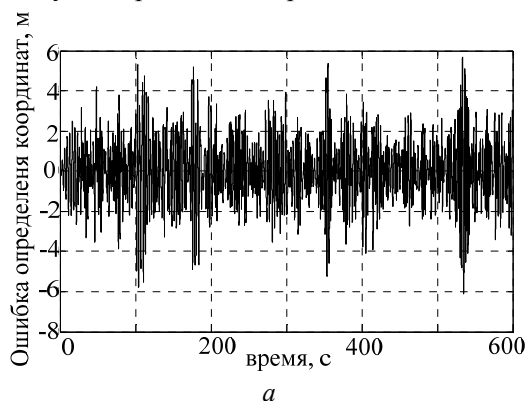


Рис. 1. Ошибка оценивания координаты по оси  $Ox$  с помощью алгоритма *TEKF* (а) и *ATEKF* (б)

На рис. 2 приведены: а – одна реализация оценки смещения нуля акселерометра; б – одна реализация смещения нуля гироскопа для оси  $Ox$ . Истинное значение смещения нуля акселерометра составляет  $0,1 \text{ м/с}^2$ , гироскопа –  $0,005 \text{ град/с}$ .

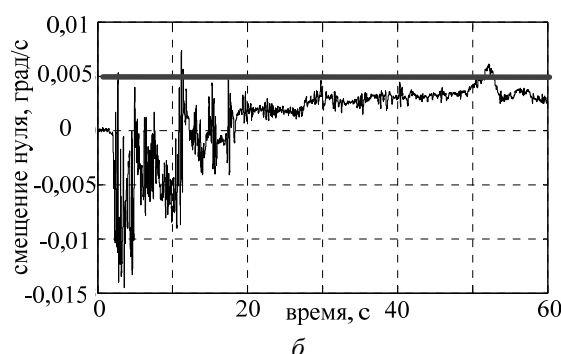
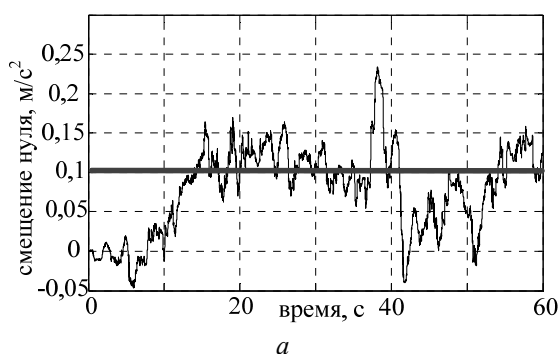


Рис. 2. Оценка смещений нуля акселерометра (а) и гироскопа (б)

**Заключение.** Для совместного оценивания НВ и смещений нуля МЭМС в СКНС предложено использование алгоритмов *TEKF*, *ATEKF*. Выполнено прямое вероятностное моделирование процесса фильтрации с использованием предложенных алгоритмов и определены вероятностные характеристики точности оценок в виде СКО оценок координат, скорости, смещений нуля гироскопа и акселерометра. Показано, что СКО оценки НВ для алгоритма *ATEKF* значительно меньше (до 6–7 раз), чем для *TEKF*. СКО погрешности также меньше чем в случае использования традиционного подхода, предполагающего расширение вектора состояния неизвестными смещениями, однако алгоритм *ATEKF* обладает наибольшей вычислительной сложностью среди всех алгоритмов. В сравнении с традиционно применяемыми в таких случаях решениями, основанными на проведении лабораторной калибровки, предложенные алгоритмы не требуют использования специального дорогостоящего массивного оборудования, а также позволяют определять неизвестные параметры МЭМС для каждой конкретной реализации процесса решения навигационной задачи.

*Литература*

1. Nayal A. Static calibration of the tactical grade inertial measurement: Thesis Master of Science. – Columbus, USA: The Ohio State University, 2010. – 118 p.
2. Kim Kwang Hoon. Adaptive Two-Stage EKF for INS-GPS Loosely Coupled System with Unknown Fault Bias / Kwang Hoon Kim, Jang Gyu Lee Chan Gook Park // Journal of Global Positioning Systems. – 2006. – Vol. 5, №1. – P. 62–69.

3. Сейдж Э.П. Теория оценивания и ее применение в связи и управлении / Э.П. Сейдж, Дж. Мелс. – М.: Связь, 1976. – 496 с.
4. Kong X. INS algorithm using quaternion model for low cost IMU // Robotics and Autonomous Systems – 2004. – Vol. 46, №1. – P. 221–246.
5. Шаврин В.В. Калибровка микроэлектромеханических датчиков ускорений и угловых скоростей в бесплатформенных инерциальных навигационных системах // В.В. Шаврин, А.С. Конаков, А.А. Савин, В.И. Тисленко // Доклады Том. гос. ун-та систем управления и радиоэлектроники. – 2012. – № 1 (25), ч. 2. – С. 265–269.
6. Julier S.J. A new method for nonlinear transformation of means and covariance's in filters and estimators / S.J. Julier, J.K. Uhlmann // IEEE Transactions on Automatic Control. – 2000. – Vol. 45. – P. 472–478.
7. Caglayan A.K. A separated bias identification and state estimation algorithm for nonlinear system / A.K. Caglayan, R.E. Lancraft // Automatica. – 1983. – Vol. 19, № 5. – P. 561–579.
8. Конаков А.С. Исследование статистических свойств оценок координат в бесплатформенной инерциальной навигационной системе с использованием кватернионного метода преобразования базисов / А.С. Конаков, В.В. Шаврин, А.А. Савин, В.И. Тисленко // Доклады Том. гос. ун-та систем управления и радиоэлектроники. – 2011. – № 2 (24), ч. 1. – С. 49–53.

---

**Конаков Алексей Сергеевич**

Аспирант каф. радиотехнических систем (РТС) ТУСУРа  
Тел.: 8-(382-2) 41-36-70  
Эл. почта: aleksey.konakov@gmail.com

**Шаврин Вячеслав Владимирович**

Аспирант каф. РТС  
Тел.: 8-(382-2) 41-36-70  
Эл. почта: svv281088@gmail.com

**Ноздреватых Дарья Олеговна**

Аспирант каф. РТС  
Тел.: 8-(382-2) 41-36-70  
Эл. почта: ohdo.tusur@yandex.ru

**Савин Александр Александрович**

Канд. техн. наук, доцент каф. РТС  
Тел.: 8-(382-2) 41-36-70  
Эл. почта: saasavin@mail.ru

**Тисленко Владимир Ильич**

Д-р техн. наук, профессор каф. РТС  
Тел.: 8-(382-2) 413-670  
Эл. почта: wolar1491@yandex.ru

Konakov A.S., Shavrin V.V., Nozdrevatyh D.O., Savin A.A., Tislenko V.I.

**Algorithm for joint estimation of the navigation vector and unknown bias in the loosely coupled integrated navigation system using adaptive two-stage extended Kalman filter**

The algorithms joint estimation navigation consumer and unknown bias accelerometer and gyroscope in a loosely coupled navigation system, which is a union of two navigation systems: strapdown inertial and satellite based adaptive two-stage extended Kalman filter. There are given the results of modeling, statistical properties of the algorithm.

**Keywords:** two-stage extended Kalman filter, adaptive filtering, integrated inertial and satellite navigation systems, micro electro mechanical systems, bias of MEMS.

УДК 621.396.96

А.Г. Лоцилов

## Разработка принципов нелинейной сверхширокополосной радиолокации

Предложен подход к дистанционному обнаружению объектов, обладающих нелинейными свойствами, основанный на использовании комбинации сверхширокополосных тестовых сигналов с малой и большой базой. Разработана модель экспериментальной установки для оценки эффективности использования предложенного подхода. В результате моделирования было установлено, что для рассмотренного частного случая предложенный подход обладает лучшей чувствительностью к продуктам нелинейного преобразования (более чем в 20 раз) при меньшей энергии тестового воздействия (в 17,5 раза) по сравнению с классическим одночастотным подходом. Результаты моделирования позволяют утверждать о перспективности применения предложенного подхода для задач нелинейной радиолокации.

**Ключевые слова:** нелинейная локация, сверхширокополосное импульсное воздействие.

**Состояние проблемы.** Первые упоминания об эффекте нелинейного рассеяния электромагнитных волн относятся к началу 40-х годов прошлого века. Было установлено, что окислившиеся соединения металлических палубных конструкций [1, 2] приводили к значительным интермодуляционным искажениям сигналов мощных коротковолновых радиостанций. Позднее данный вид искажений получил название эффекта «ржавого болта» [3]. В работах [4, 5] исследованы режимы работы вибраторов, нагруженных на нелинейные неоднородности в виде контактов двух металлов.

В конце 70-х годов прошлого века появились первые сведения о прикладных работах, основанных на использовании эффекта нелинейного рассеяния. В патенте США [6] описана установка для дистанционной диагностики состояния обшивки космического аппарата по критерию величины отклика объекта на третьей гармонике зондирующего сигнала. Аналогичный подход был использован в [7] при создании мощного нелинейного локатора METTRA для обнаружения замаскированной бронетанковой техники. В работах [8–12] приводятся материалы, обобщающие результаты ключевых отечественных коллективов в данном направлении.

Следует отметить, что основные принципы работы нелинейных радиолокаторов на протяжении последних 40 лет не претерпели значительных изменений. В настоящее время применяется два подхода к построению нелинейных радиолокаторов, отличающихся режимом работы и используемыми тестовыми сигналами: гармонический и комбинационный. Первый режим основан на излучении гармонического зондирующего сигнала и приеме второй и/или третьей гармоники отраженного сигнала. Во втором режиме тестовый сигнал – двухчастотный радиоимпульс (в публикациях по нелинейной радиолокации такой сигнал также называется многочастотным), при этом продукты нелинейного преобразования измеряются на комбинационных частотах тестового сигнала. В работах авторов [13, 14] обсуждаются вопросы нелинейного рассеяния одночастотных и многочастотных сигналов. Показано влияние различных типов сигналов на чувствительность нелинейных радиолокаторов к продуктам нелинейного преобразования сигналов.

Существующие нелинейные радиолокаторы можно также разделить по виду воздействия: непрерывный и импульсный. В [15, 16] показана связь между дальностью обнаружения цели и скважностью радиоимпульсов, предложено для увеличения дальности нелинейных радиолокаторов использовать мощные радиоимпульсы со скважностью 1000–10000. В обзорной статье [17] рассмотрены особенности излучения и приема сверхширокополосных сигналов, пространственная длительность которых значительно меньше размеров антенны и/или продольного размера облучаемой цели. В [18] предложена схема нелинейного радиолокатора с использованием фазокодоманипулированных радиоимпульсных последовательностей, чем достигается улучшение разрешающей способности по дальности и дальности действия нелинейного радиолокатора.

В таблице приведены сравнительные технические характеристики некоторых выпускаемых нелинейных радиолокаторов.

Сравнительные технические характеристики нелинейных радиолокаторов

Наименование	Частота излучаемого сигнала, МГц	Мощность, Вт	Вид воздействия	Номер гармоники
ORION HGO-4000	850–1005	0,03–3	Импульсный	2, 3
ORION NJE-4000	850–1005	0,014–1,4	Импульсный	2, 3
NR-МЮ	848	0,2–2	Импульсный	2, 3
NR-900EM	860	20–200	Импульсный	2, 3
NR-900P	900	25–150	Импульсный	2
ЛОРНЕТ-24	2400–2483	1-10	Импульсный, непрерывный	2, 3
ЛОРНЕТ	880–906	1–15	Импульсный, непрерывный	2, 3
Циклон-М2Ч		120–150	Двухчастотный, импульсный	Комбинацион- ные частоты
Циклон-М1А	680	250–300	Импульсный	2
Онега-2М	910	100	Импульсный	2
Онега-3М	910	100	Импульсный	2, 3
Родник-2К	980–1020	0,8	Непрерывный	2, 3
Катран-Люкс	800	1–15	Импульсный, непрерывный	2, 3
Super Broom 204	888,5	Не более 4	Непрерывный	2,3
RFD 23	860	25–150	Импульсный	2,3

Анализ технических характеристик и ассортимента выпускаемых радиолокаторов позволяет утверждать, что большинство выпускаемых в настоящее время нелинейных локаторов работают на основной частоте в диапазоне 850–1000 МГц. В представленных радиолокаторах преимущественно используется импульсный режим излучения со значениями пиковой мощности зондирующего сигнала от единиц до сотен ватт. Продукты нелинейного рассеяния наблюдаются на 2-й и 3-й гармониках тестового воздействия. В одном из выпускаемых нелинейных локаторов реализован режим измерения нелинейных искажений при воздействии двухчастотного зондирующего сигнала пиковой мощностью 120–150 Вт, что эквивалентно, по утверждению разработчиков [19], пиковой мощности 480–600 Вт для локатора с одночастотным режимом.

Ключевые задачи нелинейной радиолокации на ее текущей стадии развития можно свести к следующим:

- повышение чувствительности нелинейных локаторов к продуктам нелинейного рассеяния;
- увеличение дальности обнаружения цели;
- обеспечение высокого пространственного разрешения нелинейных объектов;
- классификация объектов по параметрам нелинейного отклика.

Существующие подходы, основанные на одночастотном воздействии на объект с последующим анализом продуктов нелинейного преобразования на 2-й и 3-й гармониках, подошли к границе технической реализуемости: переносные нелинейные радиолокаторы обеспечивают пиковую мощность в импульсе до 700 Вт при чувствительности приемников на гармониках сигнала до минус 120 дБм. Дальнейшее повышение тактико-технических характеристик нелинейных локаторов сопряжено с использованием новых типов тестовых воздействий, алгоритмов и аппаратуры для обработки продуктов нелинейного преобразования сигналов.

**Методы исследований.** В основе предлагаемого подхода лежит способ исследования нелинейных свойств объектов в режиме сверхширокополосного импульсного воздействия [20]. Разработаны измерительный комплекс [21] и измерительный прибор для анализа временных и частотных характеристик цепей, а также характеристик нелинейности преобразования сигналов [22], в том числе с использованием упомянутого способа. Разработаны устройства формирования и обработки сверхширокополосных сигналов пикосекундной длительности для задач нелинейной рефлектометрии [23]. Разработаны и реализованы измерительные установки для исследования характеристик нелинейности объектов при воздействии сверхширокополосными тестовыми сигналами с фронтами пикосекундной длительности [24, 25]. Показано, что применение метода нелинейной рефлектометрии при исследовании характеристик СВЧ-цепей в пикосекундном диапазоне позволяет выделить и локализовать во времени отклики объектов, осуществляющих линейное и нелинейное преобразование



сигналов. Достигнутые научно-практические результаты в данной области позволили предложить использовать данный подход для задач сверхширокополосной нелинейной радиолокации.

Сущность предлагаемого подхода состоит в воздействии на объект последовательно сверхширокополосных тестовых сигналов. Число таких сигналов – два или более. Первый из сигналов является референсным (опорным), второй и последующие – результатом фазовой (амплитудной) обработки первого по известному закону. Под характеристикой нелинейности [20] понимается набор временных зависимостей разностей отклика исследуемого объекта  $u_0(t)$  на референсное тестовое воздействие  $x_0(t)$  и свертки обратного преобразования Фурье от отношения спектров отклика объекта  $u_n(t)$  на  $n$ -е воздействие  $x_n(t)$  с функцией тестового воздействия  $x_0(t)$ :

$$\varepsilon_n(t) = u_0(t) - F^{-1} \left[ \frac{F\{u_n(t)\}}{F\{x_n(t)\}} \right] \times x_0(t). \quad (1)$$

Для оценки эффективности использования предложенного подхода в решении задач нелинейной радиолокации разработана модель экспериментальной установки в среде численного электромагнитного моделирования, представляющая собой две встречно расположенных сверхширокополосных (СШП) антенны на заданном расстоянии 1 м, в центре между которыми установлен нелинейный отражатель. Внешний вид модели приведен на рис. 1.

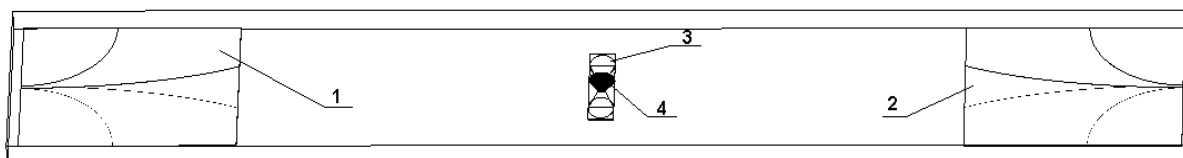


Рис. 1. Модель экспериментальной установки: приемная (1) и передающая (2) антенны, отражатель (3) и нелинейный элемент (4)

Для использования в составе экспериментальной установки была спроектирована сверхширокополосная антенна Вивальди со следующими параметрами:

- коэффициент стоячей волны напряжения в полосе 1,2–10 ГГц не более 1,5;
- уровень боковых лепестков диаграммы направленности: –6, –13,7 и –5 дБ, на частотах 1, 5 и 10 ГГц соответственно;
- ширина основного лепестка диаграммы направленности по уровню –3 дБ на частотах 1, 5 и 10 ГГц составляла: 65, 33 и 18 град.

Разработан сверхширокополосный отражатель в виде печатного диполя с вибраторами, вырождающимися в окружности. Диаметр окружностей 35 мм, подложка отражателя – стеклотекстолит FR4, расчетный коэффициент стоячей волны на входе в полосе от 1,2 до 10 ГГц не превышал 5.

Для моделирования нелинейного элемента (см. рис. 1, поз. 4) использовалась spice-модель [26] СВЧ-диода Aeroflex MGV075-08.

С использованием предложенной модели проведены предварительные исследования режимов работы классического (одночастотного) нелинейного локалатора с анализом продуктов нелинейного рассеяния на высших гармониках тестового воздействия и предложенного принципа построения сверхширокополосного нелинейного локалатора. Для этого были рассчитаны параметры матриц рассеяния экспериментальной установки в полосе частот от 1 до 10 ГГц в режиме работы отражателя на согласованную нагрузку. Затем последовательно задавались режимы возбуждения передающей антенны (см. рис. 1, поз. 1), рассчитывались напряжения на входах/выходах приемной и передающих антенн, а также на входе/выходе нелинейного отражателя.

Первый из режимов возбуждения соответствовал работе одночастотного импульсного нелинейного локалатора. Передающая антенна возбуждалась радиоимпульсом амплитудой 5 В. Длительность радиоимпульса равна 100 нс, несущая частота 1,5 ГГц, огибающая – окно Кайзера с параметром  $B = 10$ . Расчетная пиковая мощность локалатора составляла  $P_{п} = 0,5$  Вт, средняя мощность равна  $P_{ср} = 1,75$  мВт. Форма радиоимпульсного воздействия и его спектр приведены на рис. 2.

В результате численного моделирования рассчитаны временные зависимости напряжений на входах/выходах приемной и передающей антенн. На рис. 3 приведены вычисленные спектральные характеристики сигналов. Значения спектральных характеристик сигналов на входах/выходах передающей и приемной антенн нормированы к значению амплитудного спектра на основной гармонике (1,5 ГГц) на входе соответствующей антенны.

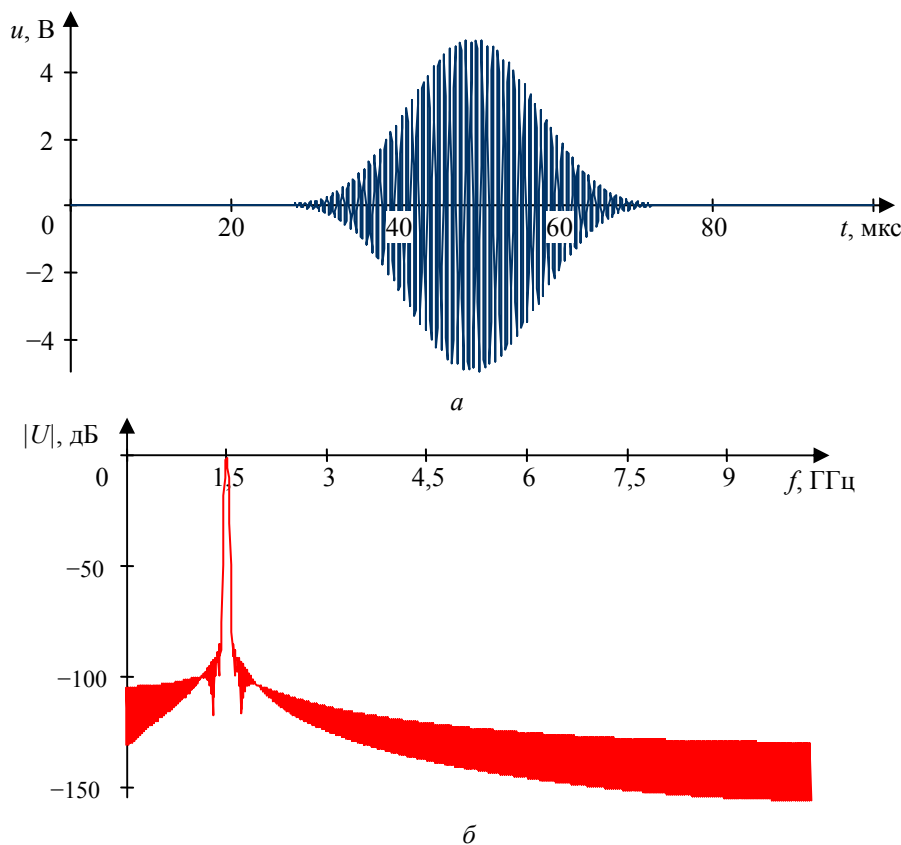


Рис. 2. Форма (а) и амплитудный спектр (б) тестового воздействия в режиме одночастотного импульсного нелинейного радиолокатора

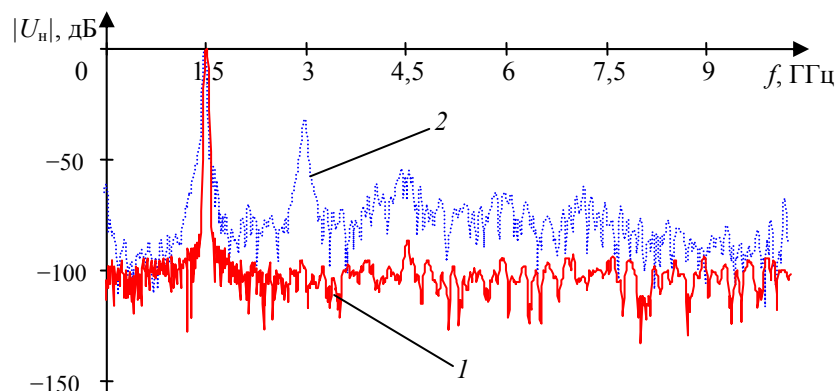


Рис. 3. Нормированные амплитудные спектры сигналов на входе приемной (2) и передающей (1) антенн

По полученным значениям были рассчитаны коэффициенты гармонических искажений сигналов на входе передающей и приемной антенн. При расчете учитывались все высшие гармоники тестового сигнала, попадающие в анализируемую полосу частот (со второй по шестую). Рассчитанные значения коэффициентов гармонических искажений составили:  $K_{Г1} = 0,007\%$  – для сигнала на входе передающей антенны;  $K_{Г2} = 3\%$  – для сигнала на входе приемной антенны.

При этом коэффициент гармонических искажений, рассчитанный для модели тестового сигнала (см. рис. 2), не превышал  $0,0001\%$ .

Для исследования работы сверхширокополосного нелинейного локатора в качестве референсного тестового сигнала использовалась первая производная от импульса Гаусса. Амплитуда сигнала равна 5 В. Длительность, измеренная по уровню 50% от амплитудного значения, равна 200 пс. Форма сигнала и его амплитудный спектр приведены на рис. 4.

Пиковая мощность сверхширокополосного импульсного воздействия, как и гармонического воздействия, составила 0,5 Вт при том, что средняя мощность в данном режиме не превышает 50 мВт.

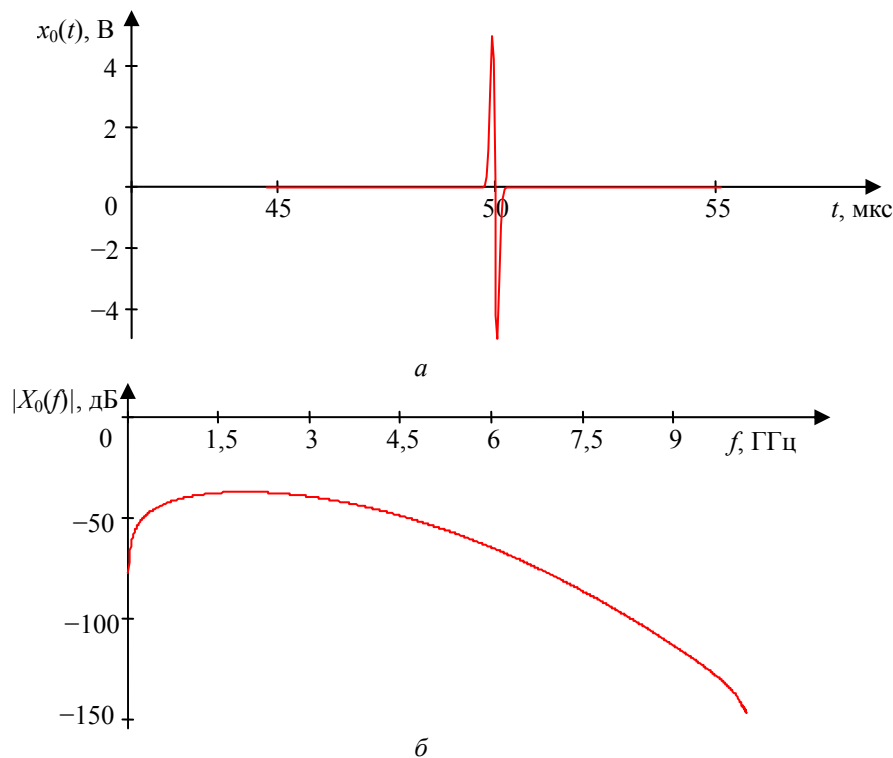


Рис. 4. Форма (а) и амплитудный спектр (б) референсного тестового воздействия в режиме работы СШП нелинейного радиолокатора

Для получения второго и третьего тестовых воздействий была задана функция фазовой обработки референсного сигнала вида

$$H(f) = e^{-i \cdot 4 \cdot d \cdot \pi^2 \cdot f^2}, \tag{2}$$

где  $f$  – частоты спектральных компонент сигнала;  $d$  – коэффициент, определяющий наклон характеристики группового времени запаздывания спектральных компонент сигнала на выходе фазового фильтра.

При некоторых допущениях можно считать коэффициент  $d$  параметром, пропорциональным расширению базы сигнала в результате фазовой обработки. Были рассчитаны формы дополнительных тестовых воздействий ( $x_1$  и  $x_2$ ) для двух значений коэффициента  $d$ :  $d_1 = 0,08 \cdot 10^{18}$  и  $d_2 = 0,4 \cdot 10^{18}$ , что соответствует увеличению базы референсного сигнала ( $x_0$ ) в 10 и 50 раз соответственно. На рис. 5 приведены формы второго (кривая 1) и третьего (кривая 2) тестовых воздействий в режиме сверхширокополосной нелинейной радиолокации.

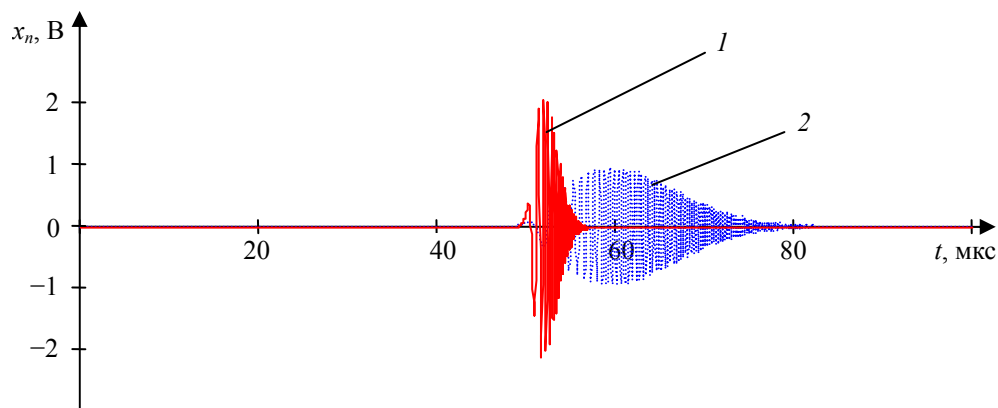


Рис. 5. Форма второго (1) и третьего (2) тестовых воздействий в режиме работы СШП нелинейного радиолокатора

В результате численного моделирования рассчитаны временные формы сигналов на входах приемной и передающей антенн в трех режимах воздействия: при воздействии референсным сигна-

лом (см. рис. 4, а), а также с использованием дополнительных воздействий (см. рис. 5), полученных в результате фазовой обработки референсного воздействия по закону (2).

На рис. 6 показаны формы сигналов на входе передающей (кривая 1) и приемной (кривая 2) антенн, полученные при воздействии референсного сигнала.

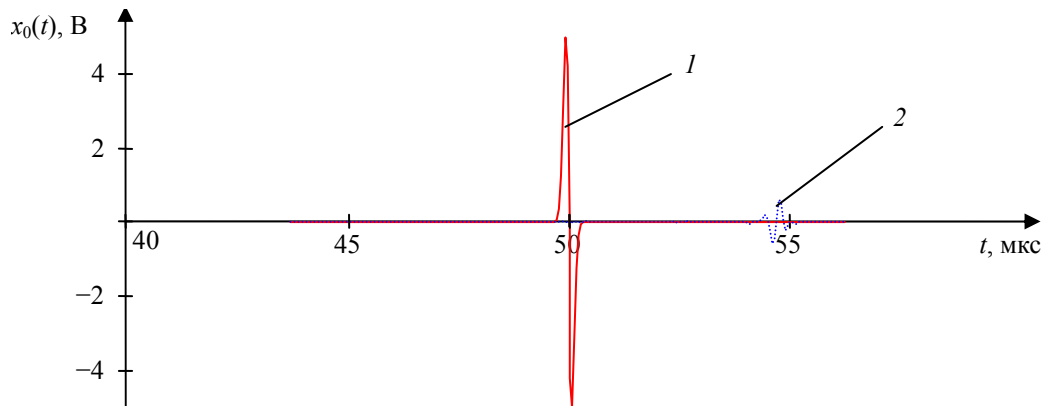


Рис. 6. Формы сигналов на входе передающей (1) и приемной (2) антенн в режиме работы СШП нелинейного радиолокатора

Задержка между импульсами соответствует времени распространения сигнала с выхода передающей на вход приемной антенны, расстояние между которыми составляет 1,6 м.

Результаты, аналогичные представленным на рис. 6, были получены для второго и третьего тестовых воздействий (см. рис. 5), после чего с использованием выражения (1), были рассчитаны характеристики нелинейности преобразования сигналов, наблюдаемых на выходе приемной антенны.

На рис. 7 показаны рассчитанные характеристики нелинейности преобразования сверхширокополосных тестовых сигналов, полученные путем совместной обработки откликов объекта на пары тестовых воздействий, первый из которых представлял собой производную от импульса Гаусса, второй – результат фазовой обработки первого по закону (2) при двух значениях наклона характеристики группового времени запаздывания.

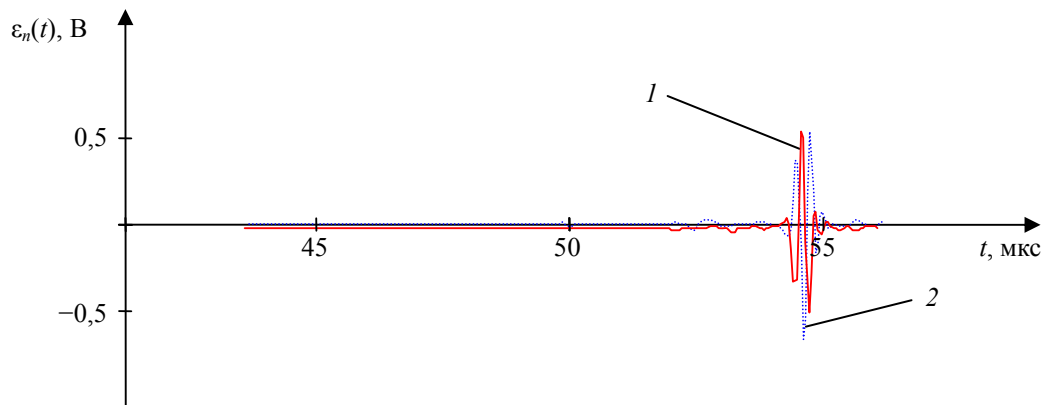


Рис. 7. Характеристики нелинейности преобразования сверхширокополосных тестовых сигналов

Количественная оценка нелинейных искажений по аналогии с коэффициентом гармоник возможна путем вычисления отношения энергии нелинейного отклика ( $\varepsilon_n(t)$ ) и отклика на референсное воздействие ( $u_0(t)$ )

$$E_n = \int_0^T \frac{\varepsilon_n(t)^2}{u_0(t)^2} dt, \quad (3)$$

где  $T$  – время наблюдения;  $u_0(t)$  – линейный отклик объекта на референсное тестовое воздействие;  $\varepsilon_n(t)$  – характеристика нелинейности объекта, рассчитанная в соответствии с (1).

Пределы интегрирования могут быть изменены в случае, если имеется возможность временного разделения откликов (как линейных, так и нелинейных) от нескольких объектов.

Рассчитанные с использованием (3), коэффициенты нелинейных искажений сверхширокополосного сигналов составили  $E_1 = 74,18\%$  и  $E_2 = 96,21\%$ , что более чем в 20 раз превышает аналогичные в сущности оценки, выполненные с использованием классического подхода. При этом средняя мощность сверхширокополосного импульсного воздействия в 17,5 раза меньше, чем средняя мощность гармонического воздействия.

**Заключение.** В результате моделирования было установлено, что для рассмотренного частного случая предложенный подход обладает лучшей чувствительностью к продуктам нелинейного преобразования (более чем в 20 раз) при меньшей энергии тестового воздействия (в 17,5 раза) по сравнению с классическим одночастотным подходом. При этом увеличение базы второго тестового воздействия позволяет повысить обнаружительную способность сверхширокополосного нелинейного лоатора (более чем на 20% при увеличении базы в 5 раз для представленной модели).

Результаты моделирования позволяют утверждать о перспективности применения предложенного подхода для задач нелинейной радиолокации.

Работа выполнена при поддержке Российского фонда фундаментальных исследований (грант 12-07-31162 мол\_а).

#### *Литература*

1. Eastman A. The Generation of Spurious Signal by Nonlinearity of the Transmission Path / A. Eastman, L. Horle // Proc. IRE. – 1940. – Vol. 28. – P. 438–443.
2. Betts J. Intermodulation interference in mobile multiple-transmission communication systems operating at high frequencies (3–30 MHz) / J. Betts, D. Ebenezer // Proc. IEE. – 1973. – Vol. 120. – P. 1337–1344.
3. Mason H.P. Multiple channel VHF reception on naval ships // The Radio and Electronic Engineer. – 1973. – Vol. 43, № 5. – P. 299–311.
4. Исследование нелинейных электрических эффектов в контакте двух металлов, включенном в дипольную антенну / Г.С. Мисежников, М.М. Мухина, А.Г. Сельский, В.Б. Штейншлейгер // Вопросы радиоэлектроники. – 1978. – Вып. 1.
5. Штейншлейгер В.Б. К теории рассеяния электромагнитных волн вибратором с нелинейным контактом // Радиотехника и электроника. – 1978. – Т. 23, вып.7. – С. 1329.
6. Pat. USA № 3732567 Junction range finder / Low G.M., Morisette S., Sea P.G., Frazlmer M.J.
7. Mettra signature – radars section measurement / D.A. Danber, D. Hull // Final Report instrumentation Manual. – San-Diego, 1978. – 88 p.
8. Кузнецов А.С. Методы исследования эффекта нелинейного рассеяния электромагнитных волн / А.С. Кузнецов, Г.И. Кутин // Зарубежная электроника. – 1985. – № 4. – С. 51–53.
9. Разиньков С.Н. Математическое моделирование нелинейного рассеяния электромагнитных волн в радиолокации // Зарубежная электроника. – 1997. – № 1. – С. 87–96.
10. Горбачев А.А. Особенности зондирования электромагнитными волнами сред с нелинейными включениями // Радиотехника и электроника. – 1996. – Т. 41, № 2. – С. 152–157.
11. Вернигоров Н.С. Процесс нелинейного преобразования и рассеяния электромагнитного поля электрически нелинейными объектами // Радиотехника и электроника. – 1997. – № 10. – С. 1181–1185.
12. Петров Б.М. Эффект нелинейного рассеяния / Б.М. Петров, Д.В. Семенихина, А.И. Паньчев. – Таганрог: ТРТУ, 1997. – 202 с.
13. Ларцов С.В. О нелинейном рассеянии при использовании многочастотного и одночастотного зондирующих сигналов // Радиотехника и электроника. – 2001. – Т. 46, № 7. – С. 833–838.
14. Вернигоров Н.С. К вопросу о применении многочастотного сигнала в нелинейной радиолокации / Н.С. Вернигоров, А.Р. Борисов, В.В. Харин // Радиотехника и электроника. – 1998. – Т. 43, вып. 1. – С. 63–66.
15. Harger R. Harmonic Radar System for Near-Ground In-Foliage Nonlinear Scatterers // IEEE Trans., AES-12. – 1976. – № 2. – P. 230–245.
16. Беляев В.В. Состояние и перспективы развития нелинейной радиолокации / В.В. Беляев, А.Т. Маюнов, С.Н. Разиньков // Успехи современной радиоэлектроники. – 2002. – № 6. – С. 59–78.
17. Иммореев И.Я. Сверхширокополосные радары. Особенности и возможности // Радиотехника и электроника. – 2009. – Т. 54. – С. 5–31.
18. Пат 2382380 РФ. МПК G01S13/00. Способ нелинейной радиолокации / В.П. Лихачев, Н.А. Усов. – 2008131114/09; заявл. 28.07.2008; опубл. 20.02.2010.

19. Сайт ООО «Вихрь» [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://vikhr.ru/product>, 137, свободный (дата обращения: 22.10.2013).
20. Пат. 2263929 РФ, МПК7 G01S13/00. Способ исследования нелинейности преобразования сигналов объектом. / Э.В. Семенов (РФ). – № 2004110640; заявл. 07.04.2004; опубл. 11.10.2005; Бюл. № 31. – 1 с.
21. Лошилов А.Г. Цифровой измерительный комплекс для измерения частотных и импульсных характеристик четырехполюсников / А.Г. Лошилов, Э.В. Семенов, Н.Д. Малютин // Изв. Том. политех. ун-та. – 2006. – Т. 309, № 8. – С. 37–42.
22. Векторный импульсный измеритель характеристик цепей и проводных систем / А.А. Бомбизов, А.А. Ладур, А.Г. Лошилов и др. // Приборы. – 2007. – № 9. – С. 28–31.
23. Разработка устройств обработки сверхширокополосных импульсных сигналов для исследования нелинейных свойств объектов методом нелинейной рефлектометрии / А.Г. Лошилов, Э.В. Семенов, Н.Д. Малютин и др. // Доклады Том. гос. ун-та систем управления и радиоэлектроники. – 2010. – № 2(22), ч. 1. – С. 166–170.
24. Semyonov E. Measurements of the Nonlinearity of the Ultra Wideband Signals Transformation / E. Semyonov, A. Loschilov // Ultra Wideband Communications: Novel Trends – System, Architecture and Implementation. – Rijeka, Croatia : InTech, 2011. – P. 3–16.
25. Экспериментальная установка для исследования характеристик нелинейности объектов при воздействии импульсами пикосекундной длительности / А.Г. Лошилов, Т.Х. Бибииков, Э.В. Семёнов, Н.Д. Малютин // Тр. 22-й Междунар. Крым. конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрымиКо'2012). – Севастополь: Вебер. – 2012. – С. 815–816.
26. MGV Spice models / Aeroflex [Электронный ресурс] – Режим доступа: [http://www.aeroflex.com/ams/Metelics/pdffiles/MGV\\_spice\\_models.pdf](http://www.aeroflex.com/ams/Metelics/pdffiles/MGV_spice_models.pdf), свободный (дата обращения: 22.10.2013).

---

**Лошилов Антон Геннадьевич**

Канд. техн. наук, ст. научн. сотрудник СКБ «Смена»  
Тел.: 8 (383-2) 25-33-60  
Эл. почта: [main@skbsmena.ru](mailto:main@skbsmena.ru)

Loschilov A.G.

**Development of principles of nonlinear ultra-wideband radar**

The approach for remote detection of objects with non-linear properties is proposed. The approach investigates the combinations of nonlinear scattering of ultra-wideband test signals with small and large base. A model of an experimental setup to evaluate the efficiency of the proposed approach was designed.

The efficiency is demonstrated on a special case where the proposed approach showed better sensitivity to nonlinear transformation products (more than 20 times) at a lesser energy test exposure (17.5-fold) compared to the classical single-frequency approach. The simulation results suggest promising applications of the proposed approach to problems of nonlinear radiolocation.

**Keywords:** nonlinear radar, ultra-wideband pulse.

УДК 621.375.4

И.М. Добуш, А.А. Самуилов, А.А. Калентьев, А.Е. Горяинов,  
М.В. Черкашин, Н.А. Торхов, Л.И. Бабак

## Разработка GaAs-pHEMT-монолитного малошумящего усилителя диапазона 3–20 ГГц с использованием программ «визуального» проектирования

Описывается процедура разработки монолитного малошумящего усилителя (МШУ) диапазона частот 3–20 ГГц, выполненного по 0,15 мкм GaAs-pHEMT-технологии, с помощью комплекса программ «визуального» проектирования СВЧ-транзисторных усилителей. Проведено сравнение результатов моделирования МШУ с измерениями.

**Ключевые слова:** монолитная интегральная схема, малошумящий усилитель, pHEMT, «визуальное» проектирование, комплекс программ.

Задача разработки широкополосных малошумящих усилителей (МШУ) СВЧ-диапазона является достаточно трудоемкой. Облегчить решение этой задачи позволяет комплекс программ «визуального» проектирования транзисторных СВЧ-усилителей и пассивных цепей [1, 2]. Программы комплекса основаны на декомпозиционном методе синтеза (ДМС) – систематическом подходе к проектированию активных СВЧ-устройств [3]. ДМС предполагает, что требования к активному устройству предварительно преобразуются в требования к корректирующим и согласующим цепям (КЦ и СЦ), которые представляются в виде областей допустимых значений (ОДЗ) иммитанса или коэффициента отражения цепей на фиксированных частотах. Далее КЦ и СЦ синтезируются по указанным ОДЗ. Такой подход позволяет на единой основе решить широкий круг задач, встречающихся при проектировании линейных и нелинейных ВЧ- и СВЧ-полупроводниковых устройств. В комплексе программ реализована новая концепция интерактивного «визуального» проектирования [1, 2, 4]. При этом ведущая роль в получении решений принадлежит человеку, а компьютер выполняет необходимые вычисления и путем визуализации задачи помогает разработчику осуществить выбор решения.

Целью настоящей работы является демонстрация эффективности созданного комплекса программ на примере разработки монолитной интегральной схемы (МИС) сверхширокополосного МШУ на основе 0,15 мкм GaAs-pHEMT-технологии. Описаны основные этапы проектирования, проведено сравнение результатов измерений разработанного МШУ с параметрами прямых зарубежных аналогов.

**«Визуальное» проектирование усилителей с корректирующими двухполюсниками.** При построении широкополосных и сверхширокополосных усилительных каскадов часто используются двухполюсные КЦ и цепи обратной связи (ОС) – в общем случае корректирующие двухполюсники (КД). В усилителях ВЧ- и СВЧ-диапазона такие цепи могут применяться для следующих целей: выравнивание АЧХ и улучшение уровня согласования на входе и выходе усилительного каскада; оптимизация шумовых характеристик каскада; обеспечение устойчивости каскада; снижение добротностей входного и выходного импедансов активного элемента (АЭ); уменьшение чувствительности коэффициента усиления к отклонениям параметров активных и пассивных элементов; уменьшение влияния дестабилизирующих факторов и др.

На рис. 1, а приведена структурная схема усилительного каскада с одним КД. «Визуальная» процедура проектирования СВЧ-усилительных каскадов с КД была ранее рассмотрена в [4–6] и включает два основных этапа:

1. Определение на ряде фиксированных частот  $\omega_k$  ( $k = \overline{1, m}$ ) рабочего диапазона областей допустимых значений (ОДЗ)  $E_k$  входного иммитанса КД, исходя из совокупности требований к характеристикам усилительного каскада, включая коэффициенты усиления и шума, уровни согласования на входе и выходе, устойчивость и др.

2. Проектирование (синтез) пассивного КД таким образом, чтобы его импеданс  $Z(\omega)$  на частотах  $\omega_k$  попадал в соответствующие ОДЗ  $E_k$ , т.е.

$$Z(\omega_k) \in E_k, k = \overline{1, m}. \quad (1)$$

Задача нахождения ОДЗ иммитанса КД по комплексу требований к характеристикам усиленного каскада (рис. 1, а) решается с помощью программы АМР [1, 6]. Помимо этого, программа позволяет на выбранных частотах построить диаграммы, представляющие собой линии (контуры) равных значений характеристик усилителя на плоскости иммитанса КД [1, 6]. Построение контурных диаграмм и ОДЗ дает возможность решить целый ряд задач, включая исследование влияния КД на характеристики каскада, оценку взаимосвязи характеристик, оценку реализуемости комплекса требований к усилительному каскаду, выбор типа или ширины затвора транзистора, режима по постоянному току, а также дополнительных корректирующих элементов, которые используются в усилительном каскаде наряду с КД [1, 6].

Интерактивная «визуальная» процедура синтеза КД по ОДЗ иммитанса реализуется в программе LOCUS [2]. В этом случае допустимые области  $E_k$  и годограф импеданса КД  $Z(\omega)$  одновременно отображаются на экране монитора (рис. 1, б). Выбор структуры КД осуществляется путем сопоставления расположения ОДЗ  $E_k$  на плоскости иммитанса, построенных на нескольких фиксированных частотах  $\omega_k$ , с годографами различных цепей в библиотеке LOCUS [2]. После выбора структуры пользователь в интерактивном режиме добивается попадания точек годографа иммитанса цепи  $Z(\omega)$  на заданных частотах  $\omega_k$  в соответствующие ОДЗ  $E_k$ . Для этого он может указывать и перемещать с помощью «мыши» точку годографа (значение иммитанса цепи) на выбранной (опорной) частоте, а также изменять величины управляемых элементов цепи с помощью движков тюнера. При этом контролируются значения всех элементов цепи.

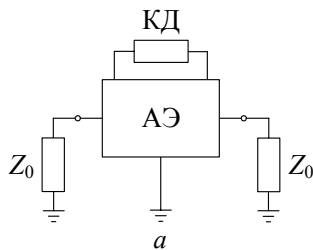
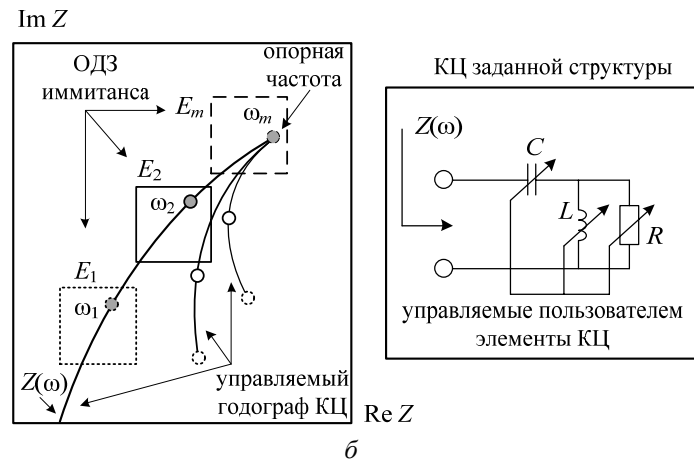


Рис. 1. Структурная схема СВЧ-усилительного каскада с одним КД – а; процесс нахождения значений элементов КЦ с заданной структурой – б



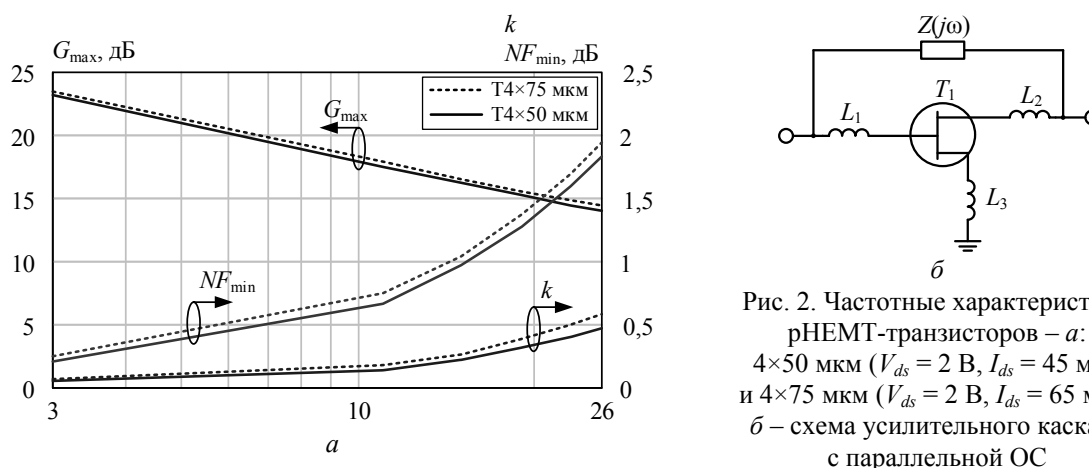
**Проектирование МИС сверхширокополосного МШУ**, выполняемого по 0,15 мкм GaAs-rHEMT-технологии. К усилителю предъявляются следующие требования: полоса частот  $\Delta f = 3\text{--}20$  ГГц; коэффициент усиления  $G = 11 \pm 1$  дБ; коэффициент шума  $NF \leq 2,5$  дБ; модули входного и выходного коэффициентов отражения  $|S_{11}| \leq 0,33$  (–9,63 дБ),  $|S_{22}| \leq 0,33$  (–9,63 дБ); усилитель должен быть безусловно устойчивым во всем диапазоне частот ( $k > 1$ ).

Перед началом проектирования были предварительно оценены основные характеристики транзисторов, изготавливаемых на основе применяемой технологии, включая усилительные и шумовые свойства, напряжение питания и ток потребления. В качестве примера на рис. 2, а приведены измеренные частотные зависимости минимального коэффициента шума  $NF_{\min}$ , максимального коэффициента усиления  $G_{\max}$  и коэффициента устойчивости  $k$  для двух типов rHEMT-транзисторов – транзистора с шириной затвора  $W_{g1} = 4 \times 50$  мкм в рабочей точке  $V_{ds1} = 2$  В,  $I_{ds1} = 45$  мА и транзистора с шириной затвора  $W_{g2} = 4 \times 75$  мкм в рабочей точке  $V_{ds2} = 2$  В,  $I_{ds2} = 65$  мА (ток стока второго транзистора увеличен в связи с его большей шириной). Заметим, что в качестве коэффициента усиления  $G_{\max}$  используется максимальный устойчивый коэффициент усиления (мера неоднаправленности)  $G_{\max} = G_{ms} = |S_{21}|/|S_{12}|$ , так как в частотном диапазоне 3–20 ГГц оба транзистора являются потенциально неустойчивыми ( $k < 1$ ). На частоте 20 ГГц транзисторы имеют минимальный коэффициент шума  $NF_{\min 1} \approx 1,35$  дБ и  $NF_{\min 2} \approx 1,45$  дБ, максимальный коэффициент усиления  $G_{\max 1} \approx 15$  дБ и  $G_{\max 2} \approx 15,5$  дБ соответственно.

Анализ усилительных возможностей rHEMT-транзисторов в заданных режимах работы показывает, что для обеспечения необходимого коэффициента усиления в усилителе достаточно использовать единственный каскад. Для реализации всего комплекса требований усилительный каскад



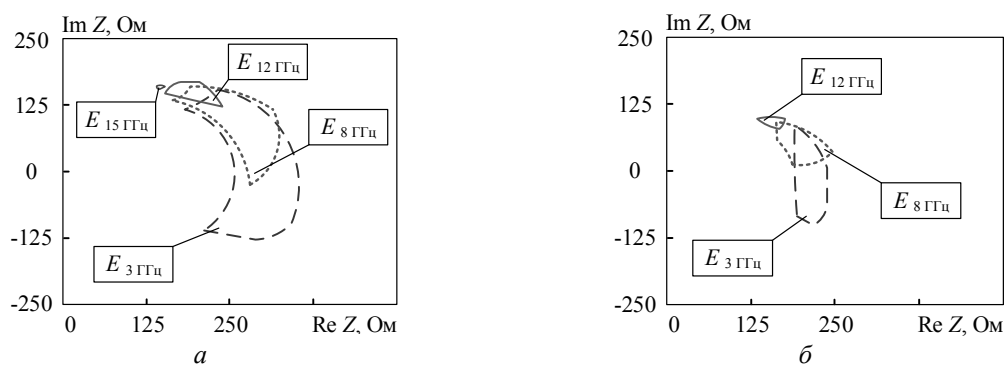
осуществляется по схеме с параллельной ОС (рис. 2, б), позволяющей получить равномерное усиление и согласование на входе и выходе в широком частотном диапазоне [6].



На первом этапе проектирования необходимо выбрать ширину затвора транзистора и оценить реализуемость предъявленных требований к усилительному каскаду. Заметим, что анализ частотных зависимостей  $NF_{min}$  и  $G_{max}$  на рис. 2, а не дает достаточных оснований для определения наилучшей ширины затвора, так как значения этих характеристик для обоих транзисторов весьма близки. В данном случае оптимальная ширина затвора должна быть определена из условия реализации всего комплекса заданных требований к усилителю в рабочей полосе частот, включая коэффициент усиления, коэффициент шума, уровни согласования на входе и выходе, устойчивость.

Решение этой задачи может быть выполнено с помощью программы АМР путем построения и анализа для усилительного каскада (см. рис. 2, б) ОДЗ на плоскости импеданса цепи ОС  $Z$ . На рис. 3 показаны ОДЗ на нескольких фиксированных частотах в полосе 3–20 ГГц для транзисторов с затворами 4×50 и 4×75 мкм при условии  $L_1 = L_2 = L_3 = 0$  нГн. ОДЗ рассчитывались исходя из следующих ограничений на характеристики каскада:  $10 \text{ дБ} \leq G \leq 12 \text{ дБ}$ ;  $NF \leq 2,5 \text{ дБ}$ ;  $|S_{11}| \leq 0,33$ ;  $|S_{22}| \leq 0,33$ ;  $k \geq 1$ .

Из рис. 3 видно, что для транзистора 4×50 мкм ОДЗ на всех частотах имеют большие размеры, чем для транзистора 4×75 мкм. Кроме того, для транзистора 4×50 мкм ОДЗ существуют вплоть до частоты 15 ГГц, а для транзистора 4×75 мкм – только до 12 ГГц. Отсюда следует, что при использовании транзистора 4×50 мкм требуемый комплекс характеристик может быть обеспечен в более широкой полосе частот.



Окончательный выбор ширины затвора транзистора должен быть произведен при оптимальных значениях дополнительных индуктивных элементов  $L_1$ – $L_3$  (см. рис. 2, б), которые используются для улучшения характеристик усилителя и упрощения цепи ОС. Индуктивности  $L_1$  и  $L_2$  вносят дополнительный фазовый сдвиг в петле ОС, что способствует выравниванию АЧХ и расширению полосы частот. Индуктивность  $L_3$  является элементом последовательной ОС, она сближает условия согласования входа транзистора по шуму и сигналу, а также позволяет повысить устойчивость каскада. В программе АМР пользователь имеет возможность в интерактивном режиме менять величину этих элементов, наблюдая за формой и расположением ОДЗ импеданса цепи ОС  $Z$ . Индуктивности выбираются таким образом, чтобы удовлетворить следующим условиям: 1) ОДЗ должны существовать во

всей полосе рабочих частот; 2) размер ОДЗ должен быть максимальным; 3) расположение ОДЗ должно отвечать цепям ОС наименьшей сложности (например, цепям с постоянной вещественной составляющей комплексного сопротивления или проводимости).

Определение наилучших значений дополнительных индуктивностей  $L_1-L_3$  было выполнено описанным способом для транзистора  $4 \times 50$  мкм ( $L_1 = 0,2$  нГн,  $L_2 = 0,35$  нГн,  $L_3 = 0,1$  нГн) и  $4 \times 75$  мкм ( $L_1 = 0,14$  нГн,  $L_2 = 0,2$  нГн,  $L_3 = 0,095$  нГн). Вид соответствующих ОДЗ при найденных величинах индуктивностей представлен на рис. 4. Как видно, в обоих случаях области расширились и теперь существуют во всем рабочем диапазоне частот 3–20 ГГц. Однако для АЭ с шириной затвора  $4 \times 50$  мкм ОДЗ на частотах 3 и 20 ГГц все равно шире. Это означает, что при использовании такого транзистора характеристики усилительного каскада будут менее чувствительны к разбросу как его параметров, так и параметров пассивных элементов. Указанный факт важен при монолитной реализации усилителя в связи с невозможностью подстройки элементов. Кроме того, при ширине затвора  $4 \times 50$  мкм расположение ОДЗ соответствует цепям ОС с постоянной вещественной составляющей импеданса  $Z$ , имеющим более простую структуру (рис. 4, а). Таким образом, в качестве АЭ выбран транзистор с шириной затвора  $4 \times 50$  мкм.

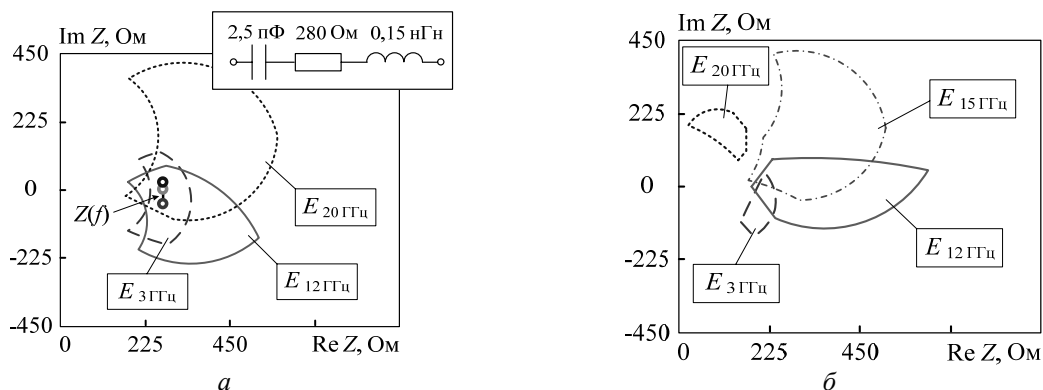


Рис. 4. ОДЗ в полосе частот 3–20 ГГц и годограф цепи ОС на плоскости  $Z$ :

а – транзистор  $4 \times 50$  мкм ( $L_1 = 0,2$  нГн,  $L_2 = 0,35$  нГн,  $L_3 = 0,1$  нГн);  
б – транзистор  $4 \times 75$  мкм ( $L_1 = 0,14$  нГн,  $L_2 = 0,2$  нГн,  $L_3 = 0,095$  нГн)

На втором этапе по найденным ОДЗ с помощью программы LOCUS была синтезирована цепь параллельной ОС в виде последовательной  $RLC$ -цепочки. На рис. 4, а показана полученная цепь, а также годограф её импеданса  $Z(f)$ . Далее в схему были добавлены разделительные конденсаторы и цепи питания, результирующая принципиальная схема МШУ приведена на рис. 5, а.

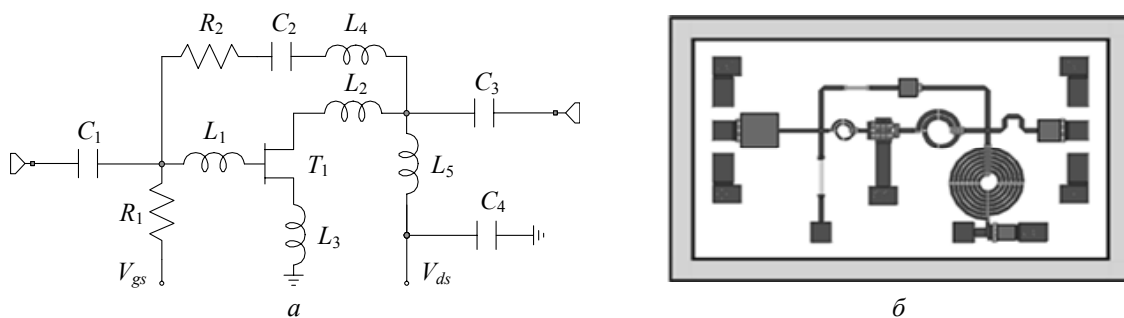


Рис. 5. Принципиальная схема МШУ – а; топология МИС ( $1,3 \times 0,7$  мм<sup>2</sup>) – б

На заключительном этапе с использованием программы Microwave Office идеальные пассивные элементы усилителя были заменены моделями монолитных элементов из библиотеки для выбранной GaAs-pHEMT-технологии, после финальной оптимизации величин элементов разработана топология (рис. 5, б) и выполнено моделирование характеристик МИС МШУ (рис. 6, а). Размеры МИС  $1,3 \times 0,7$  мм<sup>2</sup>.

После изготовления МИС в НОЦ «Нанотехнологии» ТУСУРа были проведены зондовые измерения опытных образцов усилителя. На рис. 6, а приведены экспериментальные частотные характеристики МИС МШУ, а на рис. 6, б – зависимости выходной мощности ( $P_{out}$ ) и коэффициента усиле-

ния ( $G$ ) от входной мощности ( $P_{in}$ ) на частоте 18 ГГц. Ток потребления усилителя 45 мА при напряжении питания 2 В.

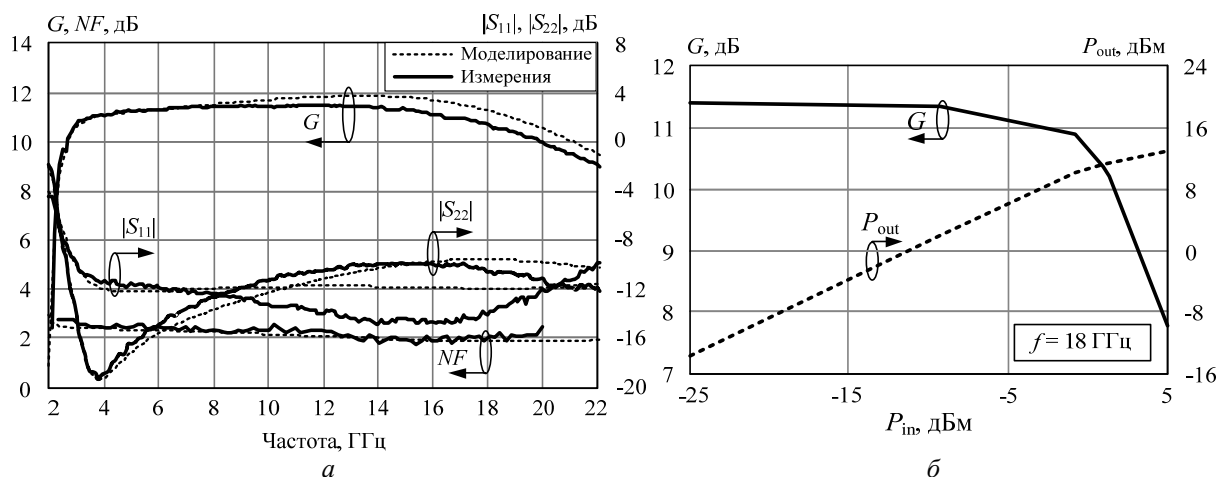


Рис. 6. Результаты моделирования и измерений МИС МШУ: *a* – частотные характеристики; *b* – зависимости выходной мощности и коэффициента усиления от входной мощности на частоте 18 ГГц (эксперимент)

В табл. 1 сведены требования к основным параметрам МШУ, а также данные моделирования и эксперимента. Как видно, результаты моделирования и эксперимента хорошо совпадают.

Таблица 1

**Параметры МИС МШУ: требования, моделирование и эксперимент**

Параметры	$\Delta f$ , ГГц	$G$ , дБ	$NF$ , дБ	$ S_{11} $ , дБ	$ S_{22} $ , дБ	$P_{out}$ 1дБ, дБм
Требования	3–20	11±1	≤ 2,5	≤ -9,63	≤ -9,63	–
Моделирование	3–20	11,4±0,6	< 2,45	< -10,2	< -9,7	–
Эксперимент	3–20	10,7±0,7	≤ 2,6	< -9,98	< -9,82	10,5

В табл. 2 приведены характеристики прямых аналогов созданного МШУ. Как видно, с использованием комплекса программ «визуального» проектирования разработан МШУ диапазона 3–20 ГГц с параметрами на уровне лучших зарубежных образцов.

Таблица 2

**Параметры прямых аналогов разработанного сверхширокополосного МШУ**

Производитель	$\Delta f$ , ГГц	$G$ , дБ	$NF$ , дБ	$ S_{11} $ , дБ	$ S_{22} $ , дБ	$P_{out}$ 1дБ, дБм	$V_{ds}/I_{ds}$ , В/мА	Размеры, мм <sup>2</sup>
<b>В настоящей работе</b>	3–20	10,7 ± 0,7	2,6	-9,98	-9,82	10,5	2/45	1,3×0,7
Filtronic (LMA183)	2–18	7,5 ± 0,5	5,5	-10	-10	10	4/50	1,62×2,38
Dixit R.	2–20	10 ± 0,5	3,5	-14	-14	–	4/50	–
Hittite (HMC-ALH102)	2–20	11 ± 1	4	-14,6	-11,8	10	2/55	3,0×1,435
TriQuint (TGA1342-SCC)	2–20	10,3 ± 0,5	5,5	-11,8	-13,5	17,5	6/60	3,4×2,0
TriQuint (TGA8310-SCC)	2–20	9,5 ± 1	5,5	-10,2	-8,65	17,5	5/60	4,1×2,4
Mimix (CMM4000-BD)	2–18	9 ± 0,5	6	-9,9	-12,8	19	5/115	1×1,89
Hittite (HMC-ALH435)	5–20	12,5 ± 1,8	2,2	-3,5	-7,3	14,5	5/30	1,48×0,9

**Заключение.** Таким образом, комплекс программ «визуального» проектирования представляет собой новый инструмент, позволяющий значительно повысить эффективность разработки и улучшить характеристики СВЧ-устройств. Программы комплекса дают возможность быстро и наглядно проектировать СВЧ-транзисторные усилители с высокими качественными показателями. Эффективность программ AMP и LOCUS продемонстрирована на примере проектирования МИС сверхширокополосного МШУ с параметрами на уровне лучших зарубежных аналогов.

Работа выполнялась в рамках ФЦП «Научные и научно-педагогические кадры инновационной России» на 2009–2013 годы по направлениям «Создание электронной компонентной базы» (14.В37.21.0345, 14.132.21.1745), «Микроэлектроника» (14.740.11.1136, 14.В37.21.0462, 14.132.21.1598).

*Литература*

1. Программы «визуального» проектирования транзисторных СВЧ-усилителей / Л.И. Бабак, М.В. Черкашин, А.Ю. Поляков и др. // Сб. трудов 15-й междунар. Крым. конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии». – 2005. – Т. 2. – С. 425–426.
2. Самуилов А.А. Программа «визуального» проектирования корректирующих и согласующих цепей LOCUS на базе среды Indesys // Доклады ТУСУР. – 2012. – № 2 (26), ч. 2. – С. 119–126.
3. Babak L.I. Decomposition synthesis approach to design of RF and microwave active circuits // IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Digest. – 2001. – Vol. 2. – P. 1167–1170.
4. Бабак Л.И. «Визуальное» проектирование корректирующих и согласующих цепей полупроводниковых СВЧ-устройств. – Ч. 1: Описание процедуры проектирования / Л.И. Бабак, М.В. Черкашин, Д.А. Зайцев // Доклады ТУСУРа. – 2006. – № 6 (14). – С. 11–23.
5. Добуш И.М. «Визуальное» проектирование СВЧ-усилителей с корректирующими двухплоскостными с учетом влияния температуры на активные и пассивные элементы / И.М. Добуш, М.В. Черкашин, Л.И. Бабак // Доклады ТУСУРа. – 2011. – № 2 (24). – С. 90–98.
6. Design of a 2–10 GHz feedback MMIC LNA using «visual» technique / M.V. Cherkashin, D. Eyllier, L.I. Babak et al. // Proc. 35th Europ. Microwave Conf. – 2005. – P. 1153–1156.

**Добуш Игорь Мирославович**

Канд. техн. наук, ст. науч. сотрудник лаб. интеллектуальных компьютерных систем (ЛИКС) ТУСУРа  
Тел.: +7 (382-2) 41-47-17  
Эл. почта: igadobush@gmail.com

**Самуилов Александр Андреевич**

Аспирант каф. компьютерных систем в управлении и проектировании (КСУП) ТУСУРа  
Тел.: +7 (382-2) 41-47-17  
Эл. почта: samuilovaa@gmail.com

**Калентьев Алексей Анатольевич**

Аспирант каф. КСУП, мл. науч. сотрудник ЛИКС ТУСУРа  
Тел.: +7 (382-2) 41-47-17  
Эл. почта: alexey.kalentyev@gmail.com

**Горяинов Александр Евгеньевич**

Аспирант каф. КСУП ТУСУРа  
Тел.: +7 (382-2) 41-47-17  
Эл. почта: goryainov.alex@gmail.com

**Черкашин Михаил Владимирович**

Канд. техн. наук, доцент каф. КСУП ТУСУРа  
Тел.: +7 (382-2) 41-47-17  
Эл. почта: mcher@kcup.tusur.ru

**Торхов Николай Анатольевич**

Канд. физ.-мат. наук, докторант ТУСУРа  
Эл. почта: trkf@mail.ru

**Бабак Леонид Иванович**

Д-р техн. наук, зам. директора НОЦ «Нанотехнологии», профессор каф. КСУП ТУСУРа  
Тел.: +7 (382-2) 41-47-17  
Эл. почта: leonid.babak@rambler.ru

Dobush I.M., Samuilov A.A., Kalentyev A.A., Goryainov A.E., Cherkashin M.V., Torkhov N.A., Babak L.I.  
**Design of 3-20 GHz GaAs pHEMT MMIC low-noise amplifier using «Visual» CAD tools**

The design flow of 3-20 GHz MMIC low-noise amplifier (LNA) with using a suite of «visual» CAD tools is described. LNA is implemented in 0.15  $\mu\text{m}$  GaAs pHEMT technology. The comparison of LNA simulation and measurement results is presented.

**Keywords:** MMIC, low noise amplifier, pHEMT, «visual» design, CAD tools.

УДК 621.375.4

А.А. Калентьев, И.М. Добуш, Л.И. Бабак, Д.В. Гарайс, А.Е. Горяинов

## Автоматизированное проектирование монолитного малошумящего усилителя для приемника ГНСС на основе генетического алгоритма

Представлена разработка монолитного малошумящего усилителя (МШУ) диапазона частот 1,2–1,8 ГГц на основе 0,15 мкм GaAs-pHEMT-технологии для приемника глобальной навигационной спутниковой системы (ГНСС). Проектирование МШУ выполнено с использованием программы синтеза согласующе-корректирующих цепей (СКЦ) gMatch, основанной на генетическом алгоритме (ГА). Приведено краткое описание подхода к структурно-параметрическому синтезу СКЦ на базе ГА. Рассмотрены возможности программы gMatch, основные этапы проектирования и характеристики усилителя.

**Ключевые слова:** ГНСС-приемник, малошумящий усилитель, pHEMT, согласующе-корректирующие цепи, синтез, генетический алгоритм.

Приемник глобальной навигационной спутниковой системы (ГНСС) предназначен для определения пространственных координат, вектора скорости, текущего времени и других параметров, полученных в результате приема и обработки радиосигналов от навигационных спутников [1]. Современные приемники ГНСС являются достаточно сложными аналого-цифровыми устройствами. Важным их элементом являются внешние малошумящие усилители (МШУ), выполняемые в виде отдельной монолитной интегральной схемы (МИС). Такие МШУ могут использоваться для уменьшения влияния шумов и компенсации потерь в кабеле, соединяющем антенну с приемником (в этом случае усилитель располагается непосредственно вблизи антенны), а также в других компонентах устройства (антенные переключатели, радиочастотные фильтры и др.). Как правило, МШУ для приемников ГНСС должны обладать достаточно высоким уровнем коэффициента усиления (20 дБ и более), малым коэффициентом шума (ниже 1,5 дБ) и высокой линейностью ( $P_{\text{out 1dB}}$  свыше 3–7 дБм). При этом предъявляются также требования к экономичности: работа при пониженном напряжении питания (1,5–3,5 В) и ток потребления не более 10 мА.

Разработка МШУ СВЧ-диапазона представляет собой сложную задачу, требующую значительных затрат времени и высокой квалификации проектировщика. При этом одной из главных проблем является проектирование согласующе-корректирующих цепей (СКЦ), которые осуществляют согласование усилителя с трактом передачи сигнала, выравнивание амплитудно-частотной характеристики (АЧХ), а также должны рассчитываться из условий минимизации коэффициента шума, обеспечения устойчивости устройства и т.д. Распространенный графический подход к расчету СКЦ МШУ на основе круговой диаграммы Вольперта–Смита [2] в случае широкополосных цепей весьма трудоемок и не позволяет учесть весь комплекс указанных требований к усилителю. В работах [2–4] представлена интерактивная методика «визуального» проектирования СКЦ для широкополосных усилителей. По сравнению с подходом на основе круговой диаграммы она гораздо более эффективна, но также требует существенных затрат времени и наличия опыта разработчика.

Настоящая работа посвящена разработке МИС МШУ диапазона частот 1,2–1,8 ГГц для приемника ГНСС на базе 0,15 мкм GaAs-pHEMT-технологии. Проектирование согласующе-корректирующих цепей (СКЦ), входящих в состав усилителя, осуществлялось с использованием программы синтеза gMatch [5, 6], основанной на генетическом алгоритме (ГА) [7]. Программа вошла в состав интеллектуальной системы автоматизированного проектирования СВЧ устройств INDESYS [8,9] В работе представлены возможности программы gMatch, описаны основные этапы проектирования, приведены характеристики разработанной МИС МШУ.

**Алгоритм синтеза СКЦ на основе ГА.** Проектирование СКЦ является одним из важнейших этапов разработки СВЧ транзисторных усилителей, во многом определяющим их результирующие параметры. Рассмотрим кратко алгоритм синтеза СКЦ на базе ГА, реализованный в программе gMatch.

Задача состоит в синтезе реактивной четырехполюсной цепи, обеспечивающей необходимую частотную характеристику передачи мощности  $G(\omega)$  от генератора в нагрузку. Требования к коэф-

фициенту передачи цепи представляются в виде ограничений, определяющих диапазон возможных значений  $G(\omega)$  в выбранных точках  $\omega_k$  ( $k = \overline{1, m}$ ) рабочей полосы частот:

$$G^-(\omega_k) \leq G(\omega_k) \leq G^+(\omega_k), \quad k = \overline{1, m}, \quad (1)$$

где  $G^-(\omega_k)$  и  $G^+(\omega_k)$  – граничные значения коэффициента передачи  $G(\omega_k)$  на частоте  $\omega_k$ .

Для получения практически приемлемых цепей при синтезе необходимо учесть ограничения на возможные типы и значения элементов в цепи, а также на структуру цепи.

Суть процедуры синтеза СКЦ на основе ГА следующая [5, 6]. СКЦ представляется в виде каскадного соединения звеньев, каждое из которых содержит один сосредоточенный элемент ( $R, L, C$ ), последовательный или параллельный  $LC$ -контур либо один распределенный элемент (линия передачи, короткозамкнутый или холостой шлейф). Для осуществления структурного синтеза информация о схеме СКЦ должна быть представлена в виде двоичного кода – хромосомы (особи). При этом двоичными числами определенной длины кодируются способы включения, типы и значения элементов в звеньях СКЦ [6].

Каждому варианту СКЦ (хромосоме) соответствует некоторое значение целевой функции (ЦФ), в терминологии ГА – функции оценки или приспособленности. ГА обычно оперируют с совокупностью особей, которую называют популяцией. В нашем случае популяция – это фактически множество цепей, различающихся структурой и элементами. В процессе работы ГА популяция особей постепенно от шага к шагу обновляется. Для обновления популяции она дополняется новыми особями, в образовании которых участвуют члены текущего поколения. Генерация новых особей осуществляется путем имитации основных механизмов генетики, наблюдаемых в природе – кроссовера (скрещивания) и мутации.

Для поиска наилучших решений в ГА используется также заимствованный у природы механизм естественного отбора – селекция. Он реализуется таким образом, что хромосомы, имеющие лучшую функцию оценки, получают большую возможность участвовать в репродукции, чем «слабые» хромосомы. При отборе особей производится декодирование хромосомного набора и вычисление оценочной функции соответствующей цепи на основе моделирования ее электрических характеристик. В результате в процессе эволюции приспособленность особей от поколения к поколению будет возрастать, а значит, будут появляться все лучшие варианты.

При синтезе СКЦ на основе ГА сравнительно несложно учесть ограничения как на величины элементов, так и на структуру синтезированных цепей. Контроль значений элементов осуществляется путем указания минимальной и максимальной границ этих значений. Для контроля структуры цепи должна быть предусмотрена возможность задания допустимых типов ветвей (последовательная, параллельная) в каждом звене и допустимых типов элементов (или контуров) в каждой ветви. Подобный модифицированный ГА позволяет синтезировать практически реализуемые цепи, удобные также с точки зрения подачи напряжения питания на активный элемент, и т.д.

Таким образом, процесс синтеза цепи на основе ГА включает следующие этапы:

- 1) Задание числа элементов цепи, ограничений на структуру и параметры элементов.
- 2) Генерация случайным образом начального поколения особей.
- 3) Изменение популяции, в процессе которого образуются новые особи с лучшими значениями оценочных функций, а старые отбрасываются («умирают»).

**Программа структурно-параметрического синтеза СКЦ и фильтров gMatch.** Рассмотренный выше подход на основе ГА был реализован в программе структурно-параметрического синтеза СКЦ и фильтров gMatch [6]. Программа gMatch предназначена для автоматического проектирования четырехполюсных СКЦ, а также фильтров на сосредоточенных и распределенных элементах при резистивных или комплексных сопротивлениях генератора и нагрузки. Программа осуществляет структурный синтез (генерацию) нескольких вариантов схем цепей по требованиям на основе генетического алгоритма.

В качестве исходных данных могут быть указаны стандартная (плоская или наклонная) или произвольная форма частотной характеристики коэффициента передачи мощности цепи. Требования к частотной характеристике задаются в виде ограничений на значения коэффициента передачи в фиксированных частотных точках. Генератор и нагрузка могут быть представлены численными значениями импедансов на фиксированных частотах, эквивалентными цепочками, а также в виде коэффициентов полинома.

Программа позволяет синтезировать СКЦ в виде лестничных цепей любого порядка (число элементов цепи ограничено только временем синтеза). Могут быть синтезированы как реактивные цепи (содержащие элементы без потерь), так и диссипативные (содержащие резисторы). При этом в цепи

допускается использование последовательных и параллельных резонансных LC-контуров, реализующих вещественные нули передачи для улучшения избирательности и других характеристик цепи.

Одним из свойств генетических алгоритмов, на которых основана программа gMatch, является то, что они работают сразу с целым множеством решений. Таким образом, результатом работы программы является множество схем, из которых проектировщик может выбрать лучшее с учетом простоты реализации цепи, собственного опыта и неформальных критериев.

Важным преимуществом по сравнению с существующими алгоритмами и программами является возможность полного контроля структуры и величин элементов цепи. С этой целью пользователь задает допустимые границы значений элементов, а также ограничения на структуру синтезируемых цепей (количество элементов, возможность использования сосредоточенных или распределенных элементов, конкретные типы элементов, специальные требования к цепи для подачи напряжений питания на транзисторы через СКЦ, развязки по постоянному току и т.д.). Благодаря этому программа gMatch позволяет синтезировать цепи, удобные для практического использования.

Информация о полученных схемах СКЦ может быть передана в популярную систему автоматизированного проектирования (САПР) СВЧ-устройств Microwave Office (MWO) фирмы AWR для дальнейшего использования, сохранена в виде файлов формата Touchstone, также есть возможность формирования файла текстового отчета, содержащего исходные данные и результаты синтеза.

Кроме того, программа gMatch может использоваться как «помощник» (Wizard) среды MWO, в этом случае обе программы интегрированы между собой [10]. В САПР MWO формируется схема СВЧ-устройства с «пустыми» подсхемами вместо СКЦ. В этой же программе рассчитываются значения импедансов генератора и нагрузки СКЦ на выбранных частотах, которые передаются в программу gMatch. После синтеза с помощью gMatch полученные цепи экспортируются в САПР MWO и включаются на местах «пустых» подсхем для моделирования полного устройства с СКЦ. Такая интеграция программных продуктов позволяет значительно ускорить, упростить и сделать более удобным процесс проектирования СВЧ-устройств [10].

Вычислительное ядро программы gMatch реализовано на языке программирования C++ для ускорения работы алгоритма синтеза. Для написания пользовательского интерфейса программы использован язык программирования C#, разработка велась в интегрированной среде Microsoft Visual Studio 2012.

**Проектирование МШУ диапазона 1,2–1,8 ГГц с помощью программы gMatch.** Монолитный усилитель выполняется на основе 0,15 мкм GaAs-pHEMT-технологии компании WIN Semiconductors (Тайвань). К его характеристикам предъявляются следующие требования: диапазон частот 1,2–1,8 ГГц; коэффициент усиления  $G \geq 25$  дБ; неравномерность коэффициента усиления в полосе рабочих частот  $\Delta G \leq \pm 0,5$  дБ; коэффициент шума  $F \leq 1,5$  дБ; коэффициенты отражения на входе  $|S_{11}| \leq -10$  дБ и выходе  $|S_{22}| \leq -10$  дБ.

Для использования в усилителе выбраны pHEMT-транзисторы с шириной затвора  $W_g = 4 \times 100$  мкм. Такой транзистор на частоте 1,8 ГГц имеет минимальный коэффициент шума  $F_{\min} \approx 0,15$  дБ и максимальный коэффициент усиления  $G_{\max} \approx 21$  дБ ( $V_{ds} = 3$  В,  $I_{ds} = 5$  мА). В рабочей полосе частот 1,2–1,8 ГГц и в широком частотном диапазоне вне этой полосы транзистор является потенциально неустойчивым прибором (коэффициент устойчивости  $k < 1$ ).

С учетом усилительных возможностей транзистора и требований к общему коэффициенту усиления усилителя число усилительных каскадов выбрано равным двум. Выбранная структурная схема двухкаскадного МШУ показана на рис. 1. Для улучшения характеристик в усилителе применены цепи обратной связи (ОС). В частности, использование в первом каскаде последовательной ОС ( $L_{s1}$ ) в цепи истока транзистора  $T_1$  позволяет сблизить условия согласования по шуму и сигналу, а также повысить устойчивость каскада [11]. Второй каскад содержит, помимо цепи последовательной ОС ( $L_{s2}$ ), также цепь параллельной ОС ( $Z_p$ ) для выравнивания коэффициента усиления и обеспечения согласования на входе и выходе транзистора  $T_2$ . В цепи стока транзистора  $T_2$  используется индуктивность  $L_{d2}$  для компенсации задержки сигнала в цепи параллельной ОС.

Выбор структуры цепи параллельной ОС ( $Z_p$ ) и величин индуктивностей  $L_{s1}$ ,  $L_{s2}$  и  $L_{d2}$  осуществлялся на основе моделирования характеристик усилительных элементов совместно с этими цепями в САПР MWO. Входная, межкаскадная и выходная СКЦ (см. рис. 1) синтезированы с использованием программы gMatch, при этом использованы возможности непосредственной интеграции gMatch с продуктом MWO. При синтезе были заданы следующие ограничения на состав и значения элементов СКЦ: во всех цепях используются реактивные сосредоточенные элементы; в связи с использованием монолитной технологии величины емкостей и индуктивностей не должны превышать 10 пФ и 15 нГн соответственно. Синтез СКЦ осуществлялся с использованием моделей иде-

альных емкостей и индуктивностей, не учитывающих потери и паразитные параметры элементов. Это допустимо в связи с не очень высокими рабочими частотами усилителя, принимая во внимание также то, что на конечной стадии будет выполнена оптимизация характеристик МИС МШУ с использованием моделей реальных монокристаллических элементов. Ограничения на коэффициент передачи СКЦ задавались в диапазоне частот 1,2–1,8 ГГц на фиксированных точках с шагом 0,1 ГГц.

Проектирование усилителя выполнялось в следующем порядке. Вначале была выбрана величина индуктивности  $L_{s1}$  в цепи истока транзистора  $T_1$  таким образом, чтобы значения импеданса источника сигнала ( $Z_S^{(1)}$ ) для получения минимального коэффициента шума первого каскада ( $Z_S^{(1)} = Z_{Sn}^{(1)}$ , где  $Z_{Sn}^{(1)}$  – оптимальный импеданс генератора, соответствующий минимуму коэффициента шума), и согласования на входе каскада ( $Z_S^{(1)} = Z_{in}^{(1)*}$ ) в рабочей полосе частот оказались близки. В этом случае при проектировании входной реактивной СКЦ на минимум коэффициента шума одновременно будет достигнуто согласование на входе усилителя.

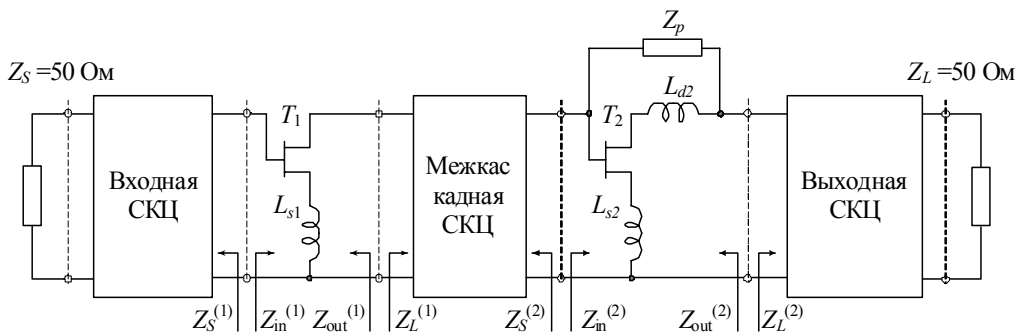


Рис. 1. Структурная схема двухкаскадного МШУ

Далее синтезируется входная СКЦ из условия обеспечения минимального коэффициента шума первого каскада. Для этого в САПР MWO сформирована схема, содержащая транзистор  $T_1$  с индуктивностью  $L_{s1}$ , в ней в виде «пустой» подсхемы («черного ящика») указано также место синтезируемой СКЦ (рис. 2, а). В диалоговой форме программы gMatch (рис. 2, б) вводится имя сформированной общей схемы в пакете MWO и выбирается опция Noise matching. В результате СКЦ в рабочей полосе частот будет согласовывать импеданс стандартного тракта 50 Ом с комплексносопряженной величиной оптимального по шуму импеданса  $Z_{Sn}^{(1)*}$  (или, что то же самое, будет трансформировать импеданс стандартного тракта в импеданс, близкий к  $Z_{Sn}^{(1)}$ ).

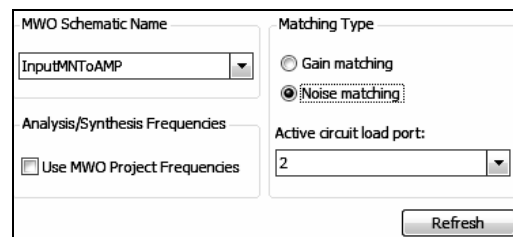
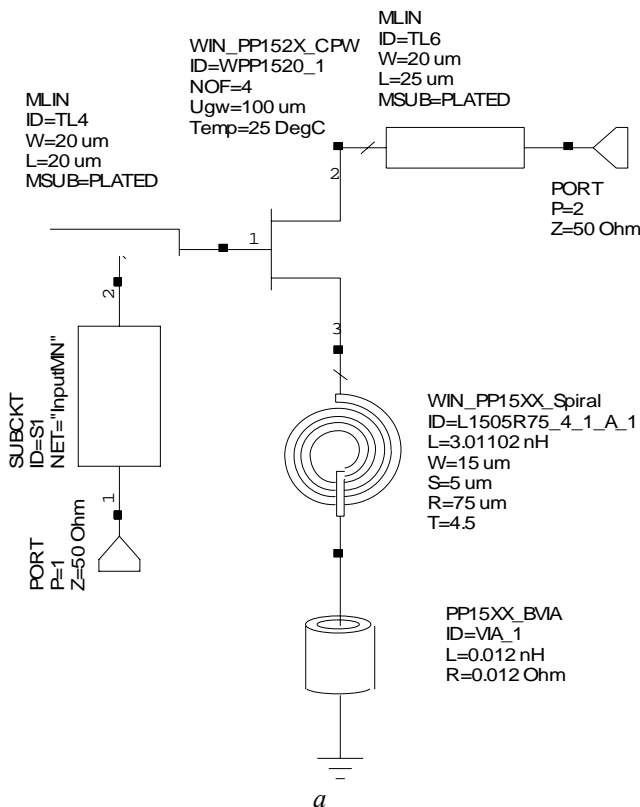


Рис. 2. Схема в САПР MWO с транзистором  $T_1$  и «пустой» подсхемой (а) и настройка синтеза входной СКЦ на минимум коэффициента шума в программе gMatch (б)



При синтезе предъявлялись следующие требования к структуре входной СКЦ: должны быть обеспечены подача напряжения смещения через СКЦ на затвор первого транзистора, а также развязка входа усилителя по постоянному току.

Необходимое число элементов СКЦ  $n$  и требования к коэффициенту передачи цепи по мощности  $G_T$  выбирались путем проб. При числе элементов  $n = 2$  и ограничениях в рабочей полосе частот  $2 \text{ дБ} < G_T < 0 \text{ дБ}$  в программе gMatch было получено одно схемное решение, время синтеза СКЦ составило 13 с (при более строгих ограничениях на  $G_T$  не удалось добиться решения задачи). Структура полученной СКЦ и частотная характеристика её коэффициента передачи показаны на рис. 3. В диапазоне частот 1,2–1,8 ГГц минимальный коэффициент передачи цепи (при нагрузке  $Z_{Sn1}^*$ ) равен  $G_{T\min} = 0,5672$  (–2,46 дБ); неравномерность коэффициента передачи  $\Delta G_T = 0,105$  (0,69 дБ); максимальный коэффициент отражения  $|S|_{\max} = 0,658$  (здесь неравномерность АЧХ вычисляется по формуле  $\Delta G_T = (G_{T\max} - G_{T\min})/2$ ). Как видно, из-за небольшого количества элементов качество согласования и соответственно точность трансформации импеданса к значению  $Z_{Sn1}$  в заданной полосе частот с помощью такой цепи не очень высокие.

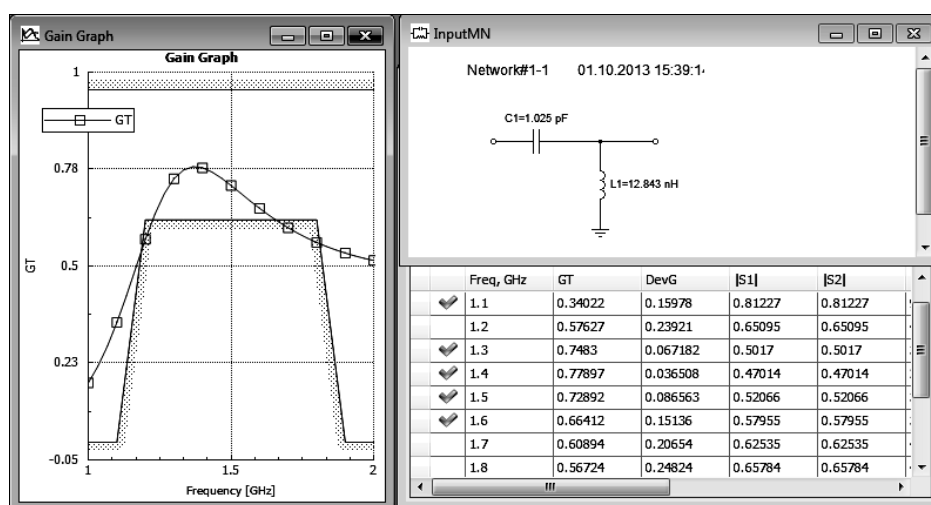


Рис. 3. Двухэлементная входная СКЦ и частотная зависимость коэффициента передачи полученной схемы в программе gMatch

При числе элементов цепи  $n = 3$  и расширении диапазона варьирования величины индуктивностей (свыше 15 нГн) с помощью программы gMatch можно получить СКЦ, удовлетворяющую более жестким ограничениям:  $-0,5 \text{ дБ} < G_T < 0 \text{ дБ}$ . Однако полученное значение индуктивности в такой цепи слишком велико для монолитного исполнения.

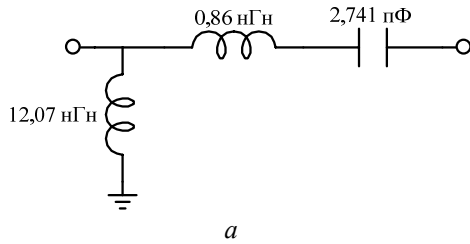
Заметим, что синтезированная цепь экспортируется в САПР MWO и непосредственно включается в ранее сформированную схему на рис. 2, а вместо «пустой» подсхемы. Таким образом, в пакете MWO можно сразу моделировать характеристики СКЦ при реальных нагрузках либо характеристики всей схемы с подключенной СКЦ.

Таким образом, для использования в качестве входной СКЦ усилителя выбрана двухэлементная цепь. Улучшение коэффициента шума и согласования на входе усилителя может быть достигнуто в дальнейшем путем оптимизации полной схемы всего усилителя.

На следующем шаге было выполнено проектирование второго усилительного каскада совместно с цепями ОС. В соответствии с распространенным схемным решением в качестве цепи параллельной ОС ( $Z_p$ ) была выбрана последовательная RC-цепочка. После подключения ее и индуктивностей  $L_{S2}$ ,  $L_{d2}$  к транзистору  $T_2$  значения элементов всех указанных цепей были найдены с помощью оптимизатора, имеющегося в САПР MWO. При этом в качестве целей оптимизации использовались равномерность АЧХ и удовлетворительное согласование на входе и выходе усилительного каскада.

Затем проведен синтез выходной СКЦ усилителя, которая должна обеспечить согласование выходного импеданса оконечного каскада  $Z_{\text{out}}^{(2)}$  с трактом передачи сигнала (50 Ом). В системе MWO формируется схема, включающая транзистор  $T_2$  с цепями ОС и «пустой» подсхемой на месте синте-

зируемой СКЦ. В диалоговой форме программы gMatch (см. рис. 2, б) указывается имя этой схемы и выбирается опция *Gain matching*. Ограничения на структуру выходной СКЦ следующие: число элементов  $n = 3$ ; должны быть обеспечены подача питания через СКЦ на сток второго транзистора, а также развязка нагрузки усилителя по постоянному току.



а

При синтезе выходной СКЦ задавалось следующее требование к коэффициенту передачи в рабочем диапазоне частот:  $-0,5 \text{ дБ} < G_T < 0 \text{ дБ}$ . На рис. 4, а–в представлены три варианта схемы СКЦ, полученные с помощью программы gMatch и отвечающие всем поставленным условиям. Время синтеза цепей составило 20 с.

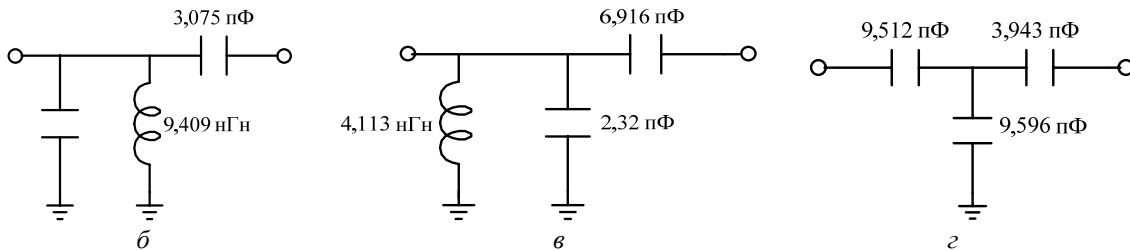


Рис. 4. Варианты выходной СКЦ, полученные с помощью программы gMatch

В качестве примера на рис. 4, з показана схема СКЦ, которая найдена программой gMatch в случае, когда не предъявлялись указанные выше требования к структуре цепи. Как видно, эта СКЦ не удовлетворяет условию подачи питания на транзистор. Таким образом, возможность задавать структурные ограничения на синтезируемые цепи действительно является важным преимуществом программы gMatch, позволяющим получать удобные на практике решения.

Окончательный выбор схемы СКЦ из полученного набора решений (см. рис. 4, а–в) выполняет пользователь, исходя из простоты реализации цепи в монолитном исполнении. В данном случае выбрана СКЦ на рис. 4, в в связи с тем, что в ней величина индуктивности минимальна. На рис. 5 показана частотная характеристика коэффициента передачи по мощности этой цепи. В рабочей полосе частот минимальный коэффициент передачи СКЦ (при импедансе генератора  $Z_{\text{out}}^{(2)}$ ) равен  $G_{T\text{min}} = 0,9132$  ( $-0,394 \text{ дБ}$ ); неравномерность коэффициента передачи  $\Delta G_T = 0,0324$  ( $0,144 \text{ дБ}$ ); максимальный коэффициент отражения  $|S|_{\text{max}} = 0,2946$ . Таким образом, цепь обеспечивает необходимый уровень согласования на выходе усилителя.

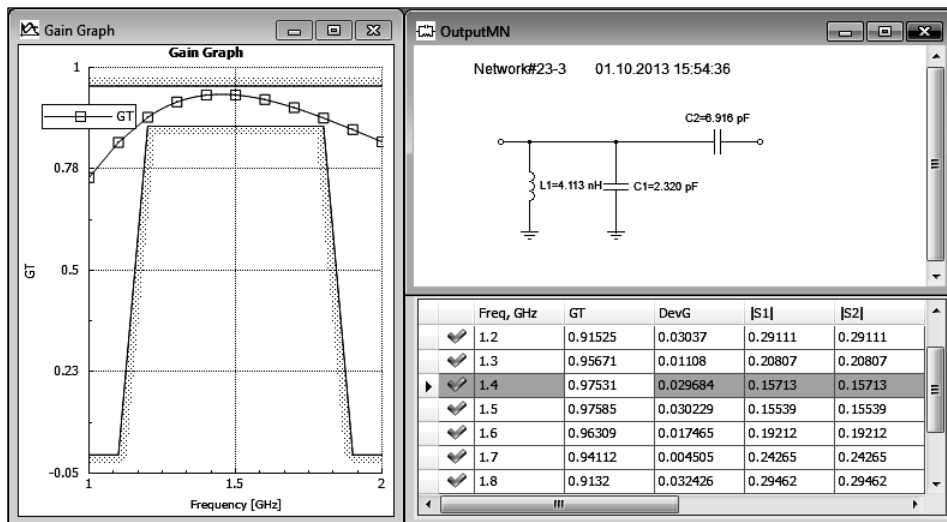


Рис. 5. Выходная СКЦ и частотная зависимость коэффициента передачи полученной схемы в программе gMatch

Последней синтезируется межкаскадная СКЦ, которая компенсирует спад с ростом частоты коэффициента усиления первого каскада и таким образом обеспечивает равномерную АЧХ всего усилителя. Предварительный расчет показал, что в диапазоне частот 1,2...1,8 ГГц коэффициент усиления транзистора  $T_1$  с индуктивностью ОС  $L_{S1}$  и синтезированной входной СКЦ (см. рис. 4) уменьшается примерно на 4 дБ (с 14,33 до 10,21 дБ). Очевидно, межкаскадная СКЦ должна иметь

обратную частотную зависимость коэффициента передачи по мощности. С этой целью зададим следующие ограничения на коэффициент передачи  $G_T$ :  $-4,1 \text{ дБ} < G_T < -3,9 \text{ дБ}$  на частоте 1,2 ГГц и  $-0,2 < G_T < 0 \text{ дБ}$  на частоте 1,8 ГГц. Значения границ коэффициента передачи  $G_T^-$  и  $G_T^+$  в промежуточных точках частотного диапазона с шагом 0,1 ГГц вычисляются программой автоматически на основе интерполяции. В качестве импеданса источника сигнала для межкаскадной СКЦ выступает выходной импеданс первого усилительного каскада  $Z_{out}^{(1)}$ , в качестве импеданса нагрузки – входной импеданс второго каскада  $Z_{in}^{(2)}$  (рис. 2).

При синтезе использовались следующие требования к структуре цепи: число элементов  $n = 5$ ; должна быть обеспечена подача напряжений смещения через СКЦ на сток первого транзистора и затвор второго транзистора, а также развязка каскадов усилителя по постоянному току.

В результате синтеза получено несколько вариантов СКЦ, но лишь один из них пригоден для использования. На рис. 6 показана схема и частотная характеристика коэффициента передачи по мощности выбранной СКЦ. Цепь удовлетворяет практически всем поставленным требованиям, за исключением небольшого подъема АЧХ в окрестности нижней граничной частоты. Время синтеза СКЦ составило 67 с.

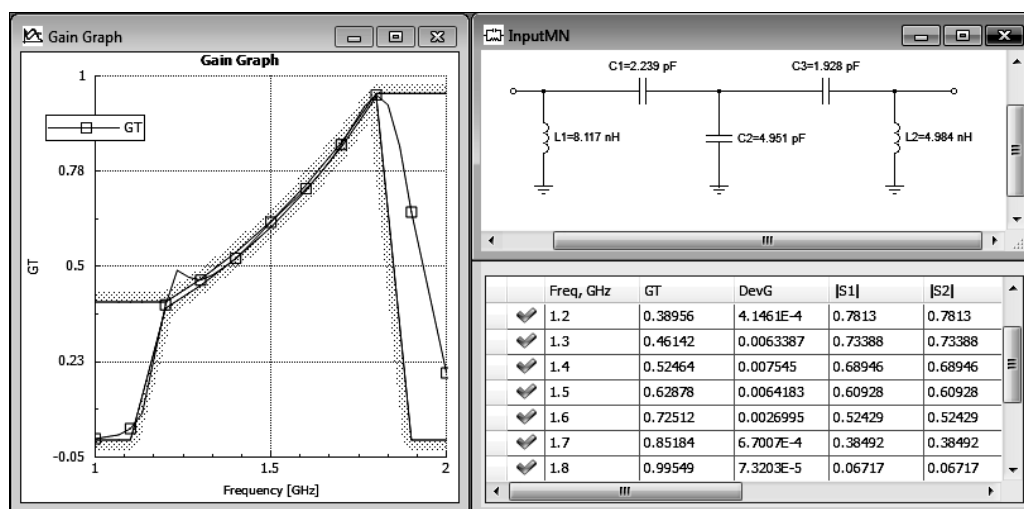


Рис. 6. Межкаскадная СКЦ и частотная зависимость коэффициента передачи полученной схемы в программе gMatch

Полученная в результате проектирования схема МШУ изображена на рис. 7.

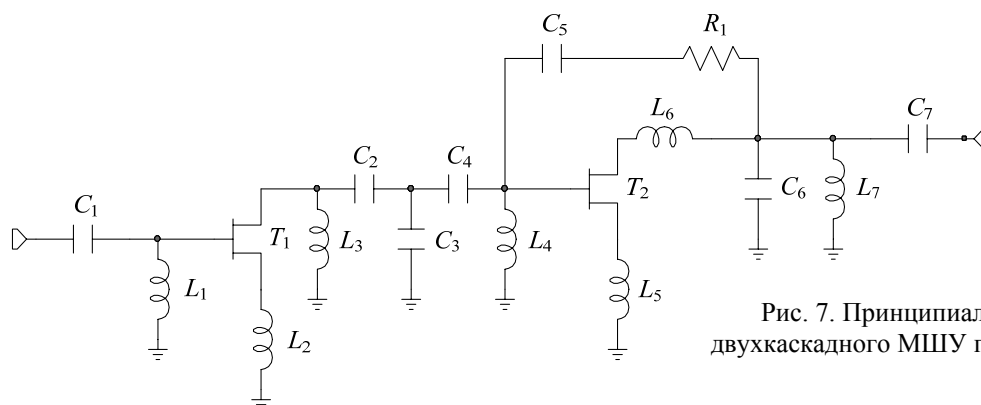
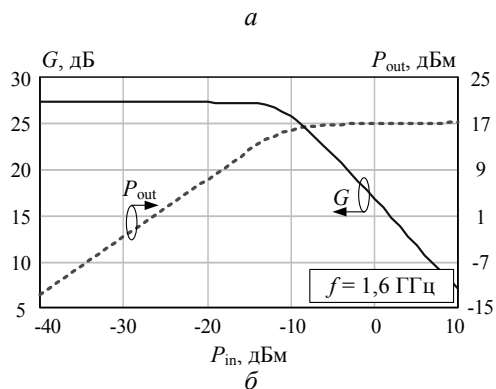
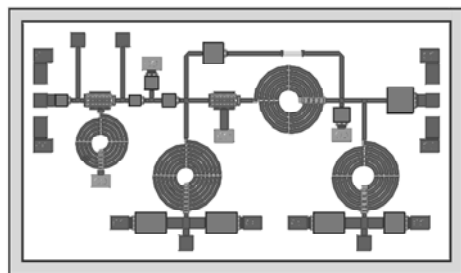


Рис. 7. Принципиальная схема двухкаскадного МШУ по СВЧ-сигналу

После этого была выполнена оптимизация величин элементов схемы МШУ на рис. 7 в САПР MWO и по ней с использованием библиотеки для 0,15 мкм GaAs-pHEMT-технологии разработана топология кристалла МИС усилителя. На заключительной стадии в пакете MWO осуществлена финальная оптимизация топологии. Так как индуктивности  $L_1$  и  $L_3$  (см. рис. 7) имеют достаточно высокие значения (свыше 10 нГн), конструктивно их предполагается выполнить в виде внешних дискретных элементов (чипов), которые соединяются с МИС МШУ. Достоинством такого решения является большая добротность внешних индуктивностей по сравнению с монолитными, что приво-

дит к уменьшению коэффициента шума и увеличению коэффициента усиления усилителя. При моделировании МШУ индуктивности  $L_1$  и  $L_3$  описывались моделями из библиотеки дискретных элементов фирмы Murata.



Общий вид разработанной топологии МИС МШУ представлен на рис. 8, а (размер кристалла  $1,1 \times 2,1 \text{ мм}^2$ ), а результаты моделирования – на рис. 8, б, в. На рис. 8, б показаны зависимости выходной мощности  $P_{\text{out}}$  и коэффициента усиления  $G$  усилителя от входной мощности  $P_{\text{in}}$  на частоте 1,6 ГГц. Частотные зависимости коэффициентов усиления  $G$ , шума  $F$ , отражения по входу  $|S_{11}|$  и выходу  $|S_{22}|$ , устойчивости  $k$  приведены на рис. 8, в.

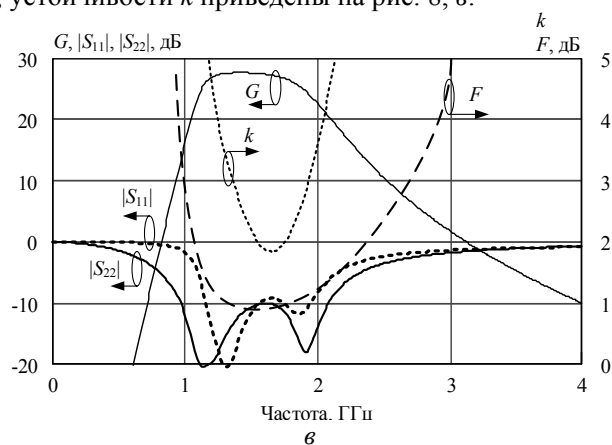


Рис. 8. Топология МИС МШУ (а) и результаты моделирования (б, в)

Таким образом, в соответствии с результатами моделирования разработанная МИС МШУ имеет следующие параметры: полоса рабочих частот 1,2–1,8 ГГц; коэффициент усиления  $G = 27 \pm 0,5 \text{ дБ}$ ; коэффициент шума  $F \leq 1,3 \text{ дБ}$ ; коэффициенты отражения по входу  $|S_{11}| \leq -9,5 \text{ дБ}$ , по выходу  $|S_{22}| \leq -10 \text{ дБ}$ ; усилитель безусловно устойчив во всем частотном диапазоне ( $k > 1$ ); выходная мощность при сжатии коэффициента усиления на 1 дБ  $P_{\text{out1dB}} = +15 \text{ дБм}$ ; напряжение питания 3 В; потребляемый ток 10 мА. После изготовления МИС МШУ будет проведено сравнение результатов моделирования с измерениями.

**Заключение.** Представлены результаты разработки МИС двухкаскадного МШУ диапазона частот 1,2–1,8 ГГц на основе 0,15 мкм GaAs-pHEMT-технологии. Усилитель удовлетворяет поставленному комплексу требований и предназначен для использования в приемниках ГНСС. Применение при проектировании МШУ программы автоматического синтеза СКЦ gMatch, интегрированной с САПР MWO, позволило значительно упростить и сократить срок разработки устройства.

Работа выполнялась в рамках ФЦП «Научные и научно-педагогические кадры инновационной России» на 2009–2013 годы по направлениям «Создание электронной компонентной базы» (14.В37.21.0345, 14.132.21.1745), «Микроэлектроника» (14.740.11.1136, 14.В37.21.0462, 14.132.21.1598).

#### Литература

1. Глобальная спутниковая радионавигационная система ГЛОНАСС / под ред. В.Н. Харисова, А.Ф. Перова, В.А. Болдина. – М.: ИПРЖР, 1998. – 400 с.
2. Бабак Л.И. «Визуальное» проектирование корректирующих и согласующих цепей полупроводниковых СВЧ-устройств. Ч. 1. Описание процедуры проектирования / Л.И. Бабак, М.В. Черкашин, Д.А. Зайцев // Доклады ТУСУР. – 2006. – № 6 (14). – С. 11–23.
3. Бабак Л.И. «Визуальное» проектирование корректирующих и согласующих цепей полупроводниковых СВЧ-устройств. Ч. 2. Программная реализация и примеры / Л.И. Бабак, М.В. Черкашин, Д.А. Зайцев // Доклады ТУСУР. – 2007. – № 1(15). – С. 10–19.
4. Самуилов А.А. «Визуальное» проектирование корректирующих и согласующих цепей для СВЧ МИС / А.А. Самуилов, Л.И. Бабак, Ф.И. Шеерман // Доклады ТУСУР. – 2012. – Т. 2 (26). – Ч. 2. – С. 127–137.
5. Бабак Л.И. Автоматизированный синтез согласующих цепей на основе генетического алгоритма / Л.И. Бабак, В.А. Вьюшков // Сб. докл. Междунар. научн.-практ. конф. «Электронные средства и системы управления». – Томск: ТУСУР, 2005. – С. 102–105.

6. Бабак Л.И. Программа синтеза согласующих цепей на основе генетического алгоритма / Л.И. Бабак, В.А. Вьюшков // 16-я Междунар. Крым. конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2006): матер. конф.: в 2 т. – Севастополь: Вебер, 2006. – Т. 1. – С. 209–210.
7. Гладков Л.А. Генетические алгоритмы / Л.А. Гладков, В.В. Курейчик, В.М. Курейчик / под ред. В.М. Курейчика. – М.: ФИЗМАТЛИТ, 2006 – 320 с.
8. Дорофеев С.Ю. Организация универсальной программной системы для синтеза радиоэлектронных устройств на основе генетического алгоритма / С.Ю. Дорофеев, Л.И. Бабак // Доклады ТУСУР. – 2007. – №2 (16) – С. 151–156.
9. Разработка интеллектуальной системы автоматизированного проектирования СВЧ-устройств INDESYS / Л.И. Бабак, С.Ю. Дорофеев, М.А. Песков, М.В. Черкашин, Ф.И. Шеерман, А.О. Абрамов, А.А. Самуилов // Доклады ТУСУР. – 2010. – № 2 (22). – Ч. 1. – С. 93–96.
10. Интеграция программы синтеза согласующих цепей в среду проектирования СВЧ устройств Microwave Office / Ф.И. Шеерман, А.С. Барышников, М.В. Нехорошев, В.А. Вьюшков, Л.И. Бабак // 16-я Междунар. Крым. конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2006): матер. конф.: в 2 т. – Севастополь: Вебер, 2006. – Т. 1. – С. 211–212.
11. Robertson I.D. RFIC and MMIC Design and Technology. – London: The Institution of Electrical Engineers, 2001. – 562 p.

---

**Калентьев Алексей Анатольевич**

Аспирант каф. компьютерных систем в управлении и проектировании (КСУП),  
мл. науч. сотрудник лаборатории интеллектуальных компьютерных систем (ЛИКС) ТУСУРа  
Тел.: 8-923-408-04-08  
Эл. почта: alexey.kalentyev@gmail.com

**Добуш Игорь Мирославович**

Канд. техн. наук, ст. науч. сотрудник ЛИКС  
Тел.: 8(382-2) 41-47-17  
Эл. почта: igadobush@gmail.com

**Бабак Леонид Иванович**

Доктор техн. наук, зам. директора НОЦ «Нанотехнологии», проф. каф. КСУП ТУСУРа  
Тел.: 8-960-969-91-52  
Эл. почта: leonid.babak@rambler.ru

**Гарайс Дмитрий Викторович**

Аспирант каф. КСУП ТУСУРа, мл. науч. сотрудник ЛИКС  
Тел.: 8-913-116-74-50  
Эл. почта: dvgarays@gmail.com

**Горяинов Александр Евгеньевич**

Аспирант каф. КСУП ТУСУРа, мл. науч. сотрудник ЛИКС  
Тел.: 8-913-841-24-29  
Эл. почта: goryainov.alex@gmail.com

Kalentyev A.A., Dobush I.M., Babak L.I., Garays D.V., Goryainov A.E.

**Computer-aided design of MMIC low noise amplifier for GNSS receiver based on genetic algorithm**

The design of 1.2-1.8 GHz 0.15  $\mu\text{m}$  GaAs pHEMT MMIC low noise amplifier for GNSS receiver is presented. LNA is designed with using a software tool gMatch that provides the synthesis of matching and compensation networks (MCNs) based on genetic algorithm (GA). An approach to the structural and parametrical GA-based MCN synthesis is briefly described. The abilities of gMatch tool, amplifier design flow, and MMIC LNA performances are considered.

**Keywords:** GNSS receiver, low noise amplifier, pHEMT, matching and compensation networks, synthesis, genetic algorithm.

УДК 621.3.088

И.Ф. Калимулин

## Оценка электромагнитной наводки со входа на выход посадочного места ПАВ-фильтра

Для корректной работы ПАВ-фильтра необходим высокий уровень развязки между сигнальными контактными площадками в посадочном месте. Его можно обеспечить без дополнительных конструктивных элементов, только за счет выбора подходящих материалов и размеров печатной платы. В работе показано, как с помощью моделирования можно оценить уровень развязки, а также показано, что при моделировании необходимо учитывать контактные площадки, соединённые с корпусом.

**Ключевые слова:** ПАВ-фильтр, посадочное место, электромагнитная наводка, печатная плата, TALGAT.

При проектировании электронных устройств недостаточно только разработать принципиальную схему, конструкция печатной платы также играет значительную роль. Влияние параметров платы надо учитывать уже на этапе проектирования принципиальной схемы [1]. Например, при согласовании СВЧ-компонентов надо выбирать параметры согласующих элементов с учетом влияния параметров трасс и материалов диэлектрика платы. Уменьшение размеров компонентов приводит к уменьшению расстояния между контактными площадками, что увеличивает паразитные связи между ними. Такая связь будет ухудшать характеристики некоторых прецизионных компонентов, поэтому, например, зарубежные производители ПАВ-фильтров в документации приводят требуемый уровень развязки между сигнальными контактами, а также рекомендации к конструкции посадочного места [2].

В технической документации [3] на полосовой ПАВ-фильтр ФП-592 1587В51 МГц указано, что топология печатной платы должна обеспечивать уровень электромагнитной наводки не хуже  $-(65-70)$  дБ. Эта фраза подразумевает, что конструкция платы должна обеспечивать коэффициент передачи между сигнальными контактными площадками не хуже  $-(65-70)$  дБ. Производитель приводит рекомендуемую схему включения и вид посадочного места (рис. 1) [3], однако не дает рекомендаций по выполнению данного условия.

Цель данной работы – представить методику возможной оценки уровня электромагнитной наводки посадочного места ПАВ-фильтра на печатной плате.

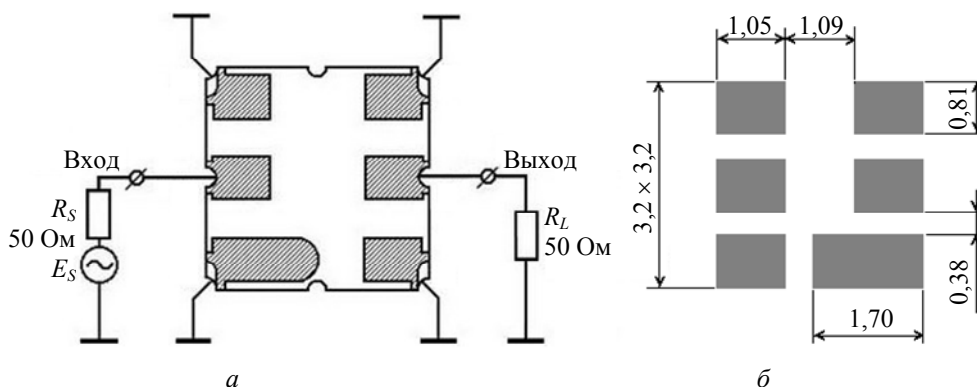


Рис. 1. Схема включения фильтра (а) и рекомендуемый вид посадочного места (б) на печатной плате

**Вычисление электромагнитной наводки для посадочного места компонента.** Оценить коэффициент передачи можно с помощью измерений, но для этого нужно изготовить измерительную оснастку в виде печатной платы с СВЧ-разъемами. Во время измерений также необходимо выполнить калибровку либо исключение неоднородностей, вносимых разъемами и соединительными трассами. Кроме этого, точность измерений снизится из-за разброса параметров при изготовлении платы. Поэтому первую оценку коэффициента передачи целесообразно выполнить с помощью моделирования.

Малая длина (~3 мм) посадочного места позволяет считать его электрически коротким при условии  $\lambda/10 < 3$  мм, откуда  $\lambda < 30$  мм, а значит, частота  $f = 10$  ГГц. Эта оценка сделана для скорости распространения света в вакууме, тогда как в реальном диэлектрическом заполнении она будет в  $\sqrt{\epsilon_r}$  раз меньше, что, например, для стеклотекстолита марки FR-4, означает ее уменьшение примерно в 2 раза. Таким образом, до частоты 5 ГГц вполне адекватно моделирование посадочного места цепью с сосредоточенными параметрами. Простейший вариант цепи состоит из емкостей, но получение их корректных значений требует 3D-анализа посадочного места, поскольку его длина и ширина сопоставимы. Значит, моделирование электромагнитной наводки можно выполнить посредством квазистатического анализа в два независимых шага, вычислив для посадочного места емкостную матрицу и уровень электромагнитной наводки через эквивалентную схему. Оба их можно выполнить в системе TALGAT [4].

При моделировании использованы следующие параметры печатной платы: полная толщина фольгированного стеклотекстолита – 500 мкм; толщина проводников – 35 мкм; соответственно, толщина диэлектрика – 430 мкм. Материал диэлектрика – FR-4. Печатная плата двухсторонняя, нижний слой – земля, верхний слой – сигнальный. Вычисление емкостной матрицы выполнено с последовательным уточнением сегментации до сходимости ее значений.

Посадочное место имеет 6 контактных площадок, но сигнальными являются 2, тогда как остальные 4 заземлены. Для оценки их влияния сначала выполнено моделирование только для сигнальных площадок, а потом – всех. На рис. 2 показана геометрическая модель посадочного места для 2 контактных площадок, а результат моделирования приведен в (1). Видно, что все диагональные элементы матрицы равны, поскольку погрешность вычислений мала, а диагональные элементы равны в силу симметричности структуры.

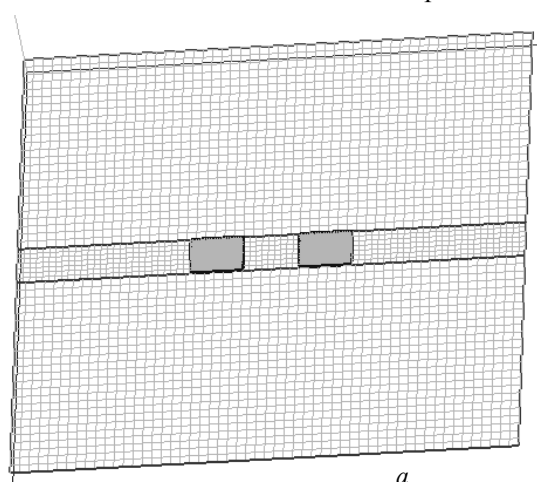
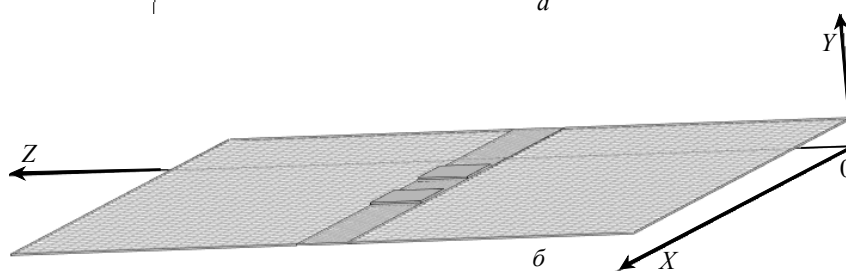


Рис. 2. 3D-модель посадочного места полосового ПАВ-фильтра:  
а – 2 контактные площадки, вид сверху;  
б – вид сбоку



$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} C_{11} & C_{12} \\ C_{21} & C_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1,56787e-13 & -1,87005e-15 \\ -1,87005e-15 & 1,56787e-13 \end{bmatrix} \Phi, \quad (1)$$

Для эквивалентной схемы тракта 50 Ом (рис. 3) взаимная емкость между контактными площадками  $C_3 = 1,87005e-15$  Ф, а собственная емкость контактных площадок  $C_1 = C_2 = C_{11} - C_3 = 1,56787e-13$  Ф. Подставив значения емкостей в схему, рассчитаем уровень электромагнитной наводки (рис. 5, а).

На рис. 4 показана геометрическая модель полного посадочного места, имеющего 6 контактных площадок, а результат моделирования приведен в табл. 1. Видна нефизическая асимметрия матрицы, вызванная погрешностью вычислений. Для ее количественной оценки рассчитана матрица ошибок (табл. 2). По ней видно, что максимальная ошибка мала, около 1%.

Учитывая (см. рис. 4), что сигнальными являются входная контактная площадка 2 и выходная контактная площадка 1, а остальные контактные площадки 3–6 являются заземленными (соединены с корпусом фильтра), из емкостной матрицы (см. табл. 1) можно вырезать строки 3–6 и столбцы 3–6 и получить емкостную матрицу для сигнальных контактных площадок (2):

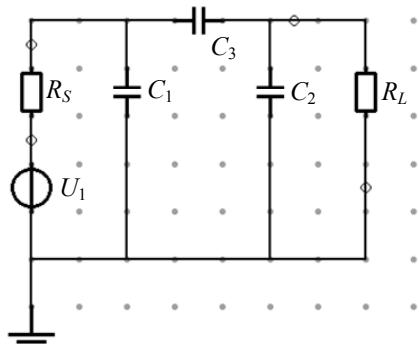


Рис. 3. Эквивалентная схема посадочного места для моделирования уровня электромагнитной наводки

$$C = \begin{bmatrix} C_{11} & C_{12} \\ C_{21} & C_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1,61326e-13 & -3,3367e-16 \\ -3,32275e-16 & 1,61494e-13 \end{bmatrix} \Phi. \quad (2)$$

Рассчитанная матрица ошибок (3) для матрицы (2) также мала:

$$C_{\text{ERROR}} = \begin{bmatrix} 0 & 0,209435 \\ 0,209435 & 0 \end{bmatrix} \%. \quad (3)$$

Выполнив операцию симметрирования, получим взаимную емкость между контактными площадками  $C_3 = 3,32973e-016 \Phi$ , а собственная емкость контактных площадок равна  $C_1 = C_{11} - C_3 = 1,60993027e-13 \Phi$  и  $C_2 = C_{22} - C_3 = 1,61161027e-13 \Phi$ . Подставив значения емкостей в схему (см. рис. 3), рассчитаем уровень электромагнитной наводки (рис. 5, б).

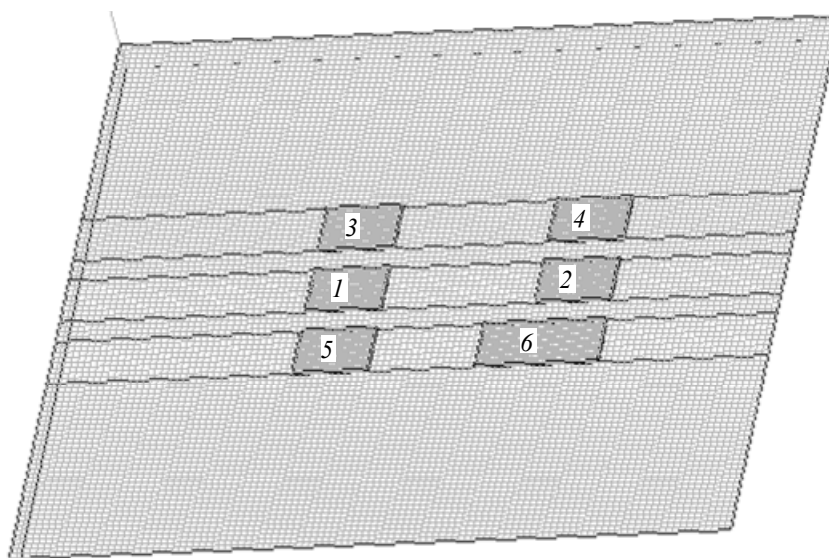


Рис. 4. 3D-модель посадочного места ПАВ-фильтра: 6 контактных площадок

Таблица 1

Емкостная матрица для посадочного места,  $\Phi$

$1,61326e-13$	$-3,3367e-16$	$-1,13652e-14$	$-2,81566e-16$	$-1,13607e-14$	$-6,30822e-16$
$-3,32275e-16$	$1,61494e-13$	$-2,76563e-016$	$-1,13549e-14$	$-2,59929e-16$	$-1,32938e-14$
$-1,13628e-14$	$-2,77098e-16$	$1,596e-13$	$-4,11941e-16$	$-6,11106e-16$	$-3,01525e-16$
$-2,81292e-16$	$-1,13543e-14$	$-4,11904e-16$	$1,59625e-13$	$-1,6255e-16$	$-8,30726e-16$
$-1,13588e-14$	$-2,61943e-16$	$-6,11155e-16$	$-1,6261e-16$	$1,59612e-13$	$-1,02502e-15$
$-6,32099e-16$	$-1,34283e-14$	$-3,05903e-16$	$-8,49518e-16$	$-1,02106e-15$	$2,33744e-13$

Таблица 2

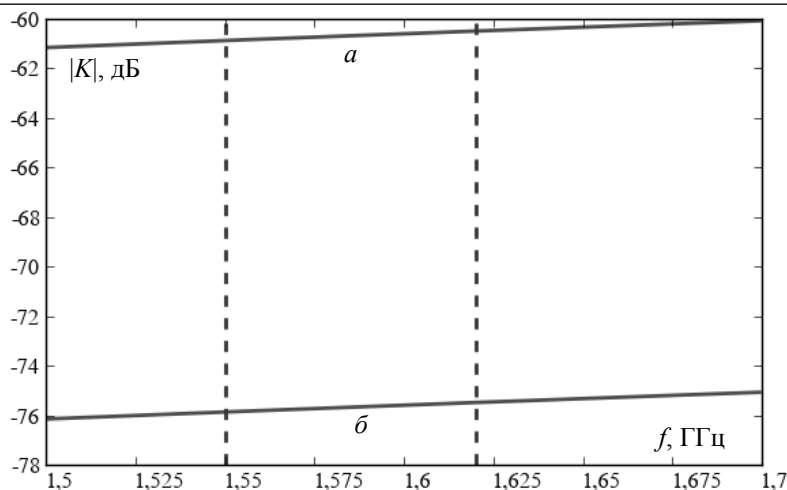
Матрица ошибок, %

0	0,209435	0,0104834	0,0485428	0,00848078	0,101163
0,209435	0	0,0966946	0,00263337	0,385858	0,503333
0,0104834	0,0966946	0	0,00444864	0,00400463	0,720591
0,0485428	0,00263337	0,00444864	0	0,0184089	1,11842
0,00848078	0,385858	0,00400463	0,0184089	0	0,193683
0,101163	0,503333	0,720591	1,11842	0,193683	0

Рабочий диапазон полосового ПАВ-фильтра 1,551–1,618 ГГц. Из рис. 5 видно, что для модели с 2 контактными площадками условие «не хуже  $-(65-70)$  дБ» не выполняется, но для полной модели с 6 контактными площадками характеристика улучшается и уровень электромагнитной наводки становится  $-(75,8-75,4)$  дБ. Таким образом, внесение в конструкцию посадочного места 4 контактных площадок, соединенных с корпусом, улучшает развязку даже больше необходимого уровня. Соответственно можно сделать вывод о целесообразности использования приведенных параметров печатной платы и конфигурации посадочного места.



Рис. 5. Уровень электромагнитной наводки между сигнальными контактными площадками ПАВ-фильтра для моделей из 2 (а) и 6 (б) контактных площадок



**Заключение.** В статье приведена методика оценки влияния посадочного места с учетом реальных параметров печатной платы, при которых уровень электромагнитной наводки со входа на выход удовлетворяет условию из технической документации на ПАВ-фильтр. При этом видно, что учет не сигнальных контактных площадок улучшил развязку на 15 дБ. Дальнейшим развитием данной работы представляется анализ чувствительности как к геометрическим параметрам платы и контактных площадок (из-за разброса параметров при изготовлении), так и к параметрам материала. Заметим, что зарубежные производители [2] рекомендуют уровень развязки  $-80$  дБ. Такой уровень в дальнейшем можно обеспечить заземлением контактных площадок, соединенных с корпусом фильтра.

Работа выполнена в порядке реализации Постановления №218 Правительства РФ от 09.04.2010 г. (3-я очередь) по договору № 96/12 от 16.11.2012 между ТУСУРом и ОАО «ИСС» им. акад. М.Ф. Решетнева», при финансовой поддержке РФФИ в рамках научного проекта № 13-07-98017 р\_сибирь\_а, а также при финансовой поддержке Фонда содействия инновациям в рамках программы УМНИК, договор №115/52.

#### Литература

1. Комнатнов М.Е. Моделирование эффективности экранирования металлической пластиной для бортовой аппаратуры космического аппарата / М.Е. Комнатнов, Т.Р. Газизов, А.С. Дементьев // Доклады ТУСУРа. – Томск, 2011, №2(24). – Ч. 1 С. 133–136.
2. Рекомендации по конструкции посадочного места ПАВ-фильтра. PC Board Layout Tips. Sawtek Inc. 2012. Р. 4 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.triquint.com/>, свободный (дата обращения: 26.11.2013).
3. Техническая документация. Полосовой фильтр на ПАВ ФП- 592 1587В51 МГц. Официальный сайт Лаборатории электронных фильтров Московского технического университета связи и информатики [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.saw-filters.ru/>, свободный (дата обращения: 26.11.2013).
4. Официальный сайт TALGAT System [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://talgat.org/>, свободный (дата обращения: 26.11.2013).

#### Калимулин Илья Фидальевич

Аспирант каф. телевидения и управления ТУСУРа  
Тел.: 8 (923) 417-74-02  
Эл. почта: [ilirium115@gmail.com](mailto:ilirium115@gmail.com)

Kalimulin I.F.

#### Estimation of feedthrough suppression between the input and output in the SAW filter layout

For correct operation of the SAW filter requires a high level of feedthrough suppression between the signal pads in the layout. It can be provided without additional structural elements, only by selecting suitable materials and dimensions of the PCB. The paper shows how using the simulation can evaluate the level of feedthrough suppression. It is shown that in the simulation must consider pads connected to the package.

**Keywords:** SAW filter, layout, feedthrough suppression, PCB, TALGAT.

УДК 621.372.2

Р.И. Аширбакиев, И.Ф. Калимулин, О.М. Кузнецова-Таджибаева

## Аппроксимация поверхности переходного отверстия печатной платы ортогональными прямоугольниками для вычисления емкости

Описана реализация алгоритма аппроксимации поверхности из колец и цилиндров ортогональными прямоугольниками. Выполнена проверка работы алгоритма на примере переходного отверстия печатной платы. Показано хорошее совпадение вычисленной и измеренной емкостей системы из отверстий с трассой на тестовой печатной плате.

**Ключевые слова:** печатная плата, переходное отверстие, ёмкость, аппроксимация, геометрическая модель, TALGAT.

Выведенные в [1] аналитические формулы для метода моментов позволяют выполнять электростатический анализ произвольных трёхмерных конфигураций проводников и диэлектриков. Однако на них налагается условие: их границы должны состоять только из прямоугольников [2], ортогональных декартовым осям. Поэтому поверхности, имеющие более сложные формы, необходимо аппроксимировать прямоугольниками. Реальные печатные платы имеют переходные отверстия, которые можно представить в виде кольцевых контактных площадок, соединённых цилиндрами. Для моделирования их надо аппроксимировать ортогональными прямоугольниками. При импорте из САПР печатной платы модель должна автоматически создаваться с необходимыми параметрами: внутренний диаметр отверстия, внешний диаметр кольца, толщина фольги. Кроме того, могут быть различные варианты конфигураций: одиночная площадка; площадка, окружённая полигоном и отделённая от него кольцевым заполнением из диэлектрика; площадка, соединённая без зазоров с полигоном.

Цель работы – разработка, реализация и тестирование алгоритма для генерации трёхмерной модели переходного отверстия, аппроксимируемого ортогональными прямоугольниками.

Трёхмерная модель должна быть замкнутой полый фигурой без внутренних перегородок. Поэтому при построении модели необходимо аппроксимировать только внешние подобласти фигуры, которые соприкасаются с диэлектриками или другими контактными площадками и трассами. Для описания алгоритма введём следующие понятия (рис. 1). Внутренний цилиндр – цилиндр, соединяющий контактные площадки переходных отверстий. Внешний цилиндр – контактная площадка переходного отверстия в каждом слое. Под аппроксимацией понимается разбиение каждой подобласти фигуры на прямоугольники. Под построением модели понимается автоматическая генерация кода в виде последовательности команд `RECT_XZ`, `RECT_XY` и `RECT_ZY`, каждая из которых создаёт прямоугольник в своей плоскости, рассчитанный на этапе аппроксимации. Полный набор указанных команд формирует трёхмерную модель нужной фигуры.

Заметим, что рассматриваются круглые переходные отверстия, они имеют ось симметрии. Поэтому при аппроксимации рассчитываются координаты прямоугольников для верхней подобласти переходного отверстия, координаты остальных отличаются только на толщину слоёв.

Координаты точек на внешней/внутренней окружности применяются для расчёта координат прямоугольников, которыми аппроксимируется внешнее/внутреннее кольцо. Учитывая, что переходное отверстие является круглым, можно хранить в памяти только координаты точек для одной четверти окружности. Зная радиус, координаты точек остальных трёх четвертей окружности можно рассчитать по простым формулам. Для расчёта координат прямоугольников, аппроксимирующих цилиндры, достаточно толщины слоёв и координат точек, рассчитанных для окружностей.

Весь алгоритм можно разбить на пять частей: 1) аппроксимация самой верхней горизонтальной подобласти (внутреннее и внешнее кольца), являющейся контактной площадкой переходного отверстия; 2) построение внешней и внутренней подобластей для всех внутренних цилиндров; 3) построение всех внешних колец; 4) построение внешней и внутренней плоскостей для всех внешних цилиндров; 5) построение верхнего и нижнего внутреннего кольца. Построение колец, в свою очередь, состоит из двух частей (см. рис. 1, б): а) построение прямоугольников между линиями А и Б,

при котором не закрывается область отверстия и внутреннего кольца; б) построение прямоугольников в секторах слева от линии А и справа от линии Б. В результате работы алгоритма модель будет иметь вид, как на рис. 2.

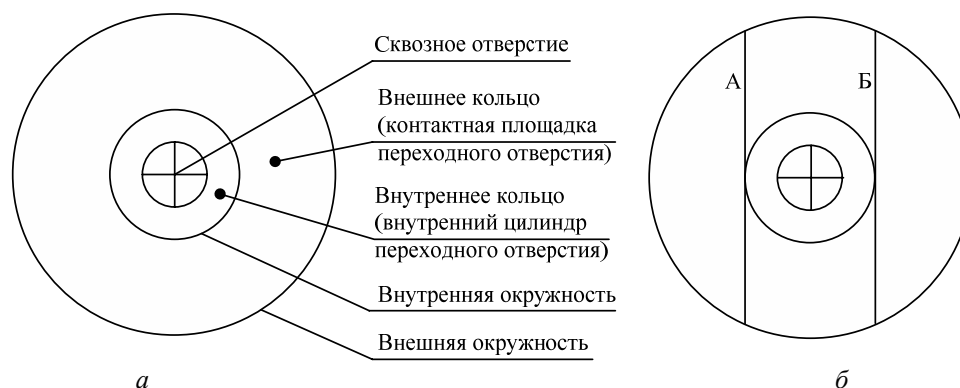


Рис. 1. Элементы контактной площадки переходного отверстия (а) и аппроксимация кольца (б)

Чтобы верифицировать алгоритм, выполнено сравнение результатов моделирования с результатами измерений. В качестве параметра для сравнения использовалась ёмкость между сигнальным и земляным проводниками печатной платы. Для этого изготовлена тестовая печатная плата (рис. 3, а). Она содержит две симметричные печатные структуры, являющиеся посадочными местами для соединителей типа SMA. Поэтому каждая печатная структура содержит пять переходных отверстий, в которые устанавливается соединитель SMA. Центральное переходное отверстие является сигнальным, и от него по верхнему слою платы отходит трасса.

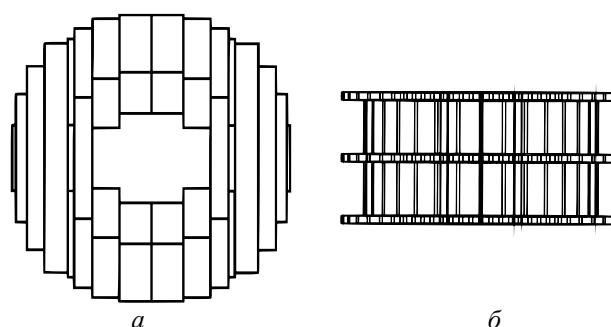


Рис. 2. Аппроксимированное переходное отверстие: вид сверху (а), вид сбоку (б)

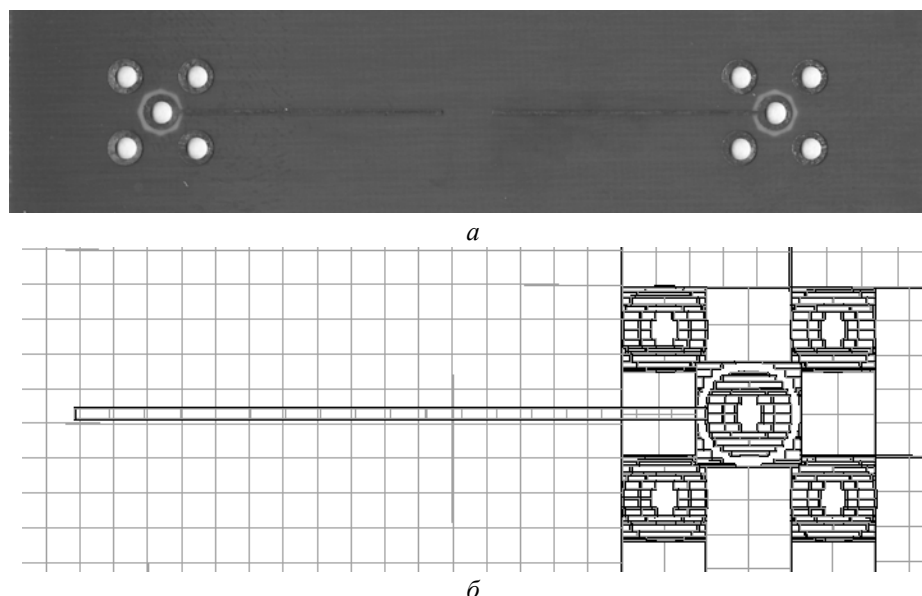


Рис. 3. Тестовая печатная плата (а) и модель посадочного места соединителя типа SMA с трассой (б)

На нижней стороне платы расположен сплошной слой земли. Поэтому на нижней стороне платы четыре внешних переходных отверстия соединены с землей. Модель описанной печатной структуры с грубой аппроксимацией проводников показана на рис. 3, б. Диэлектрик моделировался уп-

рощено: горизонтальной границей на высоте 10 мкм над контактными площадками с относительной диэлектрической проницаемостью под ней 4,8.

Ёмкости вычислялись методом моментов [1] в системе TALGAT [3]: отдельно, для трассы (двумерным моделированием, поскольку длина трассы 20 мм много больше её ширины 0,3 мм) и для переходных отверстий (трёхмерным моделированием), а затем складывались. Графики сходимости вычисленных значений ёмкости при увеличении количества сегментов на границах поперечного сечения трассы представлены на рис. 4, а, а при увеличении числа ортогональных прямоугольников, аппроксимирующих поверхность проводников – на рис. 4, б. Как видно, ёмкость трассы очень быстро сходится (к значению 1,0061 пФ) при малом числе сегментов, а ёмкость трёхмерной структуры продолжает изменяться даже при очень большом числе аппроксимирующих прямоугольников, но различие последних значений мало ( $100\% \cdot (2,3395 - 2,28473) / 2,28473 = 2,4\%$ ). Сумма максимальных значений ёмкостей трассы и площадок составляет  $1,0061 + 2,3395 = 3,3456$  пФ. Измерение ёмкости прибором Agilent E4980A левой и правой структур печатной платы дало значения 3,20 и 3,35 пФ соответственно, а значение, полученное при моделировании, находится между ними.

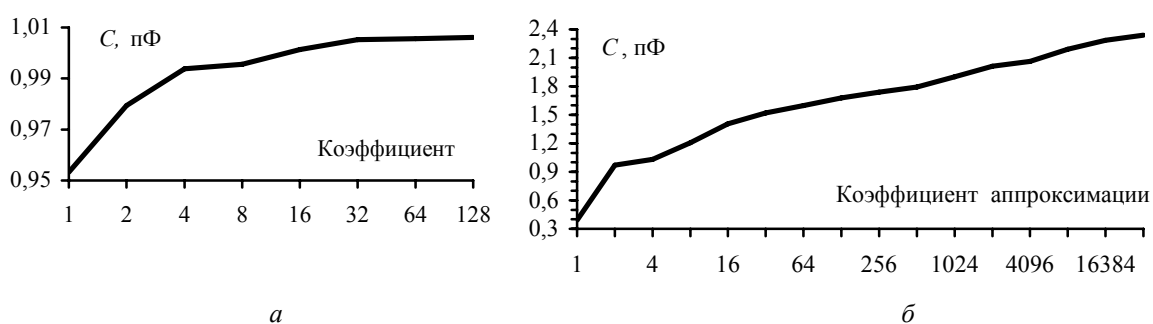


Рис. 4. Графики сходимости для трассы (а) и переходного отверстия (б)

Таким образом, разработанный алгоритм позволяет создавать геометрическую модель переходного отверстия печатной платы с любым количеством слоев, импортированную из системы Altium Designer. Эта модель позволяет вычислять ёмкость произвольных трехмерных структур реальных плат. Сравнение с результатами измерений подтвердило точность модели.

Работа выполнена при финансовой поддержке РФФИ в рамках научного проекта №13-07-98-17 и при финансовой поддержке Фонда содействия инновациям в рамках программы УМНИК договор №115/52.

#### Литература

1. Газизов Т.Р. Уменьшение искажений электрических сигналов в межсоединениях / Под ред. Н.Д. Малютина. – Томск: Изд-во НТЛ, 2003. – 212 с.
2. Аширбакиев Р.И. Адаптивный итерационный выбор оптимальной сегментации границ проводников и диэлектриков в задачах электростатики / Р.И. Аширбакиев, В.К. Салов // Доклады ТУСУРа. – Томск, 2013, №3(29). Ч. 1 С. 159–161.
3. Аширбакиев Р.И. Аппроксимация переходных отверстий в печатных платах с помощью системы TALGAT / Ег.В. Лежнин, Р.И. Аширбакиев, А.О. Мелкозеров // Научная сессия ТУСУР–2013: матер. докл. Всерос. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых. – Томск: В-Спектр, 2013. – Ч. 1. – С. 94–96.

#### Аширбакиев Ренат Ихсанович

Аспирант каф. телевидения и управления ТУСУРа  
Тел.: 8 (923) 419-40-29  
Эл. почта: cr4cpp.2@gmail.com

**Калимулин Илья Фидаильевич**

Аспирант каф. телевидения и управления ТУСУРа

Тел.: 8 (923) 417-74-02

Эл. почта: ilirium115@gmail.com

**Кузнецова-Таджибаева Ольга Михайловна**

Канд. техн. наук, ведущий инженер-конструктор ОАО «НПЦ «Полюс»

Тел.: 8 (382-2) 55-46-94

Эл. почта: ktom@sibmail.com

Ashirbakiev R.I., Kalimulin I.F., Kuznetsova-Tajibayeva O.M.

**Approximation of via surface in a printed circuit board by orthogonal rectangles for capacitance calculation**

The paper describes the implementation of surface approximation algorithm for rings and cylinders by orthogonal rectangles. The verification of the algorithm was performed through the example of printed circuit board via. The calculated and measured capacitances for system of vias coincides with a trace on the test printed circuit board.

**Keywords:** printed circuit board, via, capacitance, approximation, geometric model, TALGAT.

УДК 621.372.544.2

Е.В. Ерофеев, А.И. Казимиров, С.В. Ишуткин, В.А. Кагадей

## Омический контакт к $n^+$ -GaAs с торцевым диффузионным барьером

Представлен сравнительный анализ параметров несплавных Pd/Ge/Ta/Cu и сплавных Ge/Au/Ni/Ta/Au омических контактов к  $n^+$ -GaAs, имеющих планарный, а также планарный и торцевой диффузионные барьеры на основе пленок Ta, формируемых методом магнетронного распыления. Установлено, что использование торцевого диффузионного барьера позволяет уменьшить величину приведенного контактного сопротивления омических контактов обоих типов, а также повысить термическую стабильность морфологии края контактной площадки в случае сплавных Ge/Au/Ni/Ta/Au омических контактов. Эффекты, наблюдаемые для образцов с торцевым диффузионным барьером, объяснены лимитированием диффузии, а также ограничением взаимодействия атомов Au или Cu с нижележащими слоями металлизации и с арсенидом галлия, происходящими по торцевой поверхности омического контакта.

**Ключевые слова:** n-GaAs, омический контакт, торцевой диффузионный барьер, медь, золото.

Частотные, шумовые, усилительные, надёжностные и другие характеристики GaAs-СВЧ-монолитных интегральных схем (СВЧ МИС) во многом определяются параметрами транзисторов и, в частности, сопротивлением и термостабильностью омических контактов к областям истока и стока, а также морфологией поверхности и края контактных площадок [1, 2]. Поэтому одним из путей улучшения характеристик транзисторов и МИС на их основе является улучшение комплекса параметров омических контактов. Задача получения улучшенных омических контактов становится всё более актуальной в связи с переходом к нанометровым размерам элементов транзисторов [3].

В технологии GaAs-СВЧ-МИС на основе НЕМТ в настоящее время широко используются омические контакты на основе многослойной композиции Ge/Au/Ni, получаемой осаждением в вакууме [4]. Данный контакт характеризуется низким значением приведенного контактного сопротивления, но имеет достаточно большую величину слоевого сопротивления.

Несплавной омический контакт на основе пленок Pd/Ge [5], формирующийся при термообработке за счет твердофазной диффузии атомов Ge в GaAs, имеет достаточно низкое приведенное контактное сопротивление, но также характеризуется высоким слоевым сопротивлением. По сравнению с Ge/Au/Ni омическим контактом он имеет лучшую термостабильность электрических параметров, а также более гладкую морфологию поверхности контактной площадки.

Для уменьшения слоевого сопротивления Ge/Au/Ni и Pd/Ge омических контактов на их поверхность дополнительно осаждается слой хорошо проводящего металла, в роли которого могут выступать пленки как Au, так и Cu [6–8]. При этом минимальное значение приведенного контактного сопротивления после температурной обработки может увеличиться за счёт проникновения Au или Cu в GaAs. Для ограничения диффузии Au и Cu в GaAs металлизацию контактов подвергают различным предварительным обработкам, либо вводят слой планарного диффузионного барьера, выполненного на основе пленок тугоплавких металлов или их соединений [9, 10]. При этом применение планарного барьера в составе металлизации омического контакта не исключает протекание диффузионных процессов по его торцам, в результате которых происходит взаимодействие верхних слоев металлизации с GaAs, ухудшающее приведенное контактное сопротивление и морфологию края контактной площадки [11, 12].

В работах [13, 14] впервые показано, что одновременное использование в составе Ge/Au/Ni/Ti/Au омического контакта Ti планарного и торцевого диффузионных барьеров, формируемых методом электронно-лучевого испарения в вакууме, позволяет уменьшить величину приведенного контактного сопротивления, а также увеличить термостабильность морфологии края контактной площадки.

Можно предположить, что применение планарного и торцевого диффузионного барьера в контакте Pd/Ge/Cu также должно улучшить его характеристики. При этом в качестве эффективного диффузионного барьера можно использовать пленку тугоплавких металлов (например, Ta) и их соединений (например, TaN), формируемую методом магнетронного распыления.

Целью данной работы является сравнительное исследование влияния Ta планарного, а также планарного и торцевого диффузионных барьеров, формируемых методом магнетронного распыления, на электрические и морфологические характеристики Pd/Ge/Ta/Cu несплавных и Ge/Au/Ni/Ta/Au сплавных омических контактов к  $n^+$ -GaAs.

**Методика эксперимента.** Для проведения экспериментов использовались гетероструктуры GaAs/AlGaAs/InGaAs, полученные с помощью молекулярно-лучевой эпитаксии. Формирование омических контактов осуществлялось к  $n^+$ -слою GaAs с концентрацией электронов  $n = 5 \cdot 10^{18} \text{ см}^{-3}$ .

На начальном этапе на пластине с помощью травления мезы производилось формирование изоляции. Далее на поверхности пластины формировалась двухслойная фоторезистивная маска, в которой вскрывались окна в месте будущих омических контактов. Перед напылением металлизации с целью удаления собственных оксидов GaAs образцы обрабатывались в водном растворе HCl (1:10) в течение 3 мин с последующей промывкой в деионизованной воде и сушкой в потоке азота. Далее пластина делилась на четыре части, из которых формировались четыре группы образцов. На поверхность образцов I и II групп методами электронно-лучевого испарения в вакууме при давлении остаточной атмосферы менее  $7 \cdot 10^{-7}$  Торр производилось осаждение тонких пленок Pd, Ge и Ta, а на образцы III и IV групп производилось осаждение тонких пленок Ge, Au, Ni и Ta. Плёнка Ta служила планарным диффузионным барьером.

Затем на поверхность образцов из всех четырёх групп производилось дополнительное осаждение пленки Ta. На образцы групп I и III осаждение проводилось методом электронно-лучевого испарения, а на образцы групп II и IV – методом магнетронного распыления. Применение магнетронного распыления позволило сформировать на торцевой поверхности омического контакта тонкую пленку торцевого диффузионного барьера. При напылении плёнки Ta методом электронного лучевого испарения торцевой диффузионный барьер не формировался, а происходило только увеличение толщины планарного барьера.

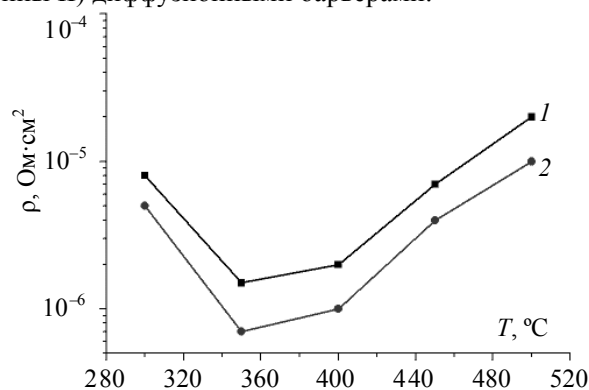
Процесс магнетронного распыления Ta мишени осуществлялся в DC-режиме. Плотность тока разряда составляла  $j = 14 \text{ mA/cm}^2$ , поток аргона равнялся  $20 \text{ см}^3/\text{мин}$ , а расстояние от мишени магнетрона до образцов составляло 30 см.

Далее методом электронно-лучевого испарения в вакууме при давлении остаточной атмосферы менее  $7 \cdot 10^{-7}$  Торр производилось осаждение пленки Cu (образцы групп I, II) или плёнки Au (образцы групп III и IV). После удаления фоторезистивной маски для формирования омического контакта образцы всех групп делились на части и подвергались термообработке в диапазоне температур  $T = 300\text{--}500 \text{ }^\circ\text{C}$ .

Образцы исследовались методами оптической и сканирующей электронной микроскопии. Толщина металлизации омических контактов контролировалась методом профилометрии с точностью измерения, равной 0,1 нм. Приведенное контактное сопротивление  $\rho$  измерялось с помощью метода линий передач на десяти тестах и усреднялось [15]. Погрешность измерения не превышала 10–15%.

**Результаты работы.** На рис. 1 представлены зависимости приведённого контактного сопротивления Pd/Ge/Ta/Cu омических контактов,  $\rho$  от температуры отжига с планарным (образцы группы I), а также планарным и торцевым (образцы группы II) диффузионными барьерами.

Рис. 1. Зависимость приведенного контактного сопротивления  $\rho$  Pd/Ge/Ta/Cu омического контакта от температуры термообработки: 1 – образцы с Ta планарным диффузионным барьером; 2 – образцы с Ta планарным и торцевым диффузионными барьерами



Ход обеих зависимостей во всем диапазоне использованных температур отжига выглядит идентично, однако омические контакты с Ta планарным и торцевым диффузионными барьерами демонстрируют в 2 раза меньшую величину минимального значения приведенного контактного сопротивления.

На рис. 2 представлены зависимости приведённого контактного сопротивления,  $\rho$  сплавного Ge/Au/Ni/Ta/Au омического контакта от температуры отжига с планарным (образцы группы III), а также планарным и торцевым (образцы группы IV) диффузионными барьерами.

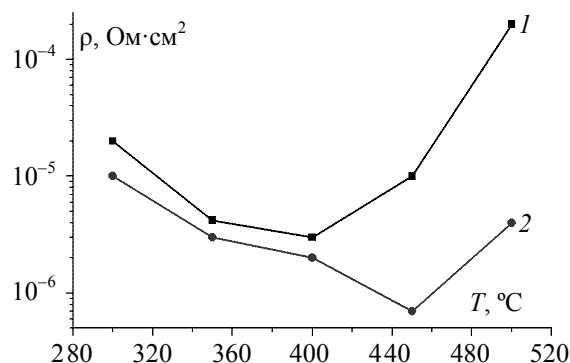


Рис. 2. Зависимость приведенного контактного сопротивления Ge/Au/Ni/Ta/Au омического контакта от температуры термообработки: 1 – образцы с Ta планарным диффузионным барьером; 2 – образцы с Ta планарным и торцевым диффузионными барьерами

Температурные зависимости на рис. 2 имеют вид кривых с минимумом, хорошо известный из литературы [11, 12]. С повышением температуры отжига усиливаются процессы взаимодиффузии между слоями металлизации и GaAs, что приводит к монотонному уменьшению приведённого контактного сопротивления, вплоть до достижения им минимального значения. Дальнейший рост температуры ведёт к увеличению сопротивления контакта, что связано с образованием высокоомных интерметаллических фаз. Минимальное значение приведённого контактного сопротивления, равное  $\rho_{\text{MIN}} = 3 \cdot 10^{-6}$  Ом см<sup>2</sup> для Ge/Au/Ni/Ta/Au омического контакта без торцевого барьера, наблюдается при 400 °C (образцы группы III). Для омических контактов с планарным и торцевым диффузионными барьерами (образцы группы IV) минимальное значение контактного сопротивления достигается при более высоких температурах  $T = 450$  °C и составляет  $\rho_{\text{MIN}} = 7 \cdot 10^{-7}$  Ом·см<sup>2</sup>.

Эффект уменьшения приведенного контактного сопротивления, наблюдаемый как для Pd/Ge/Ta/Cu, так и Ge/Au/Ni/Ta/Au омических контактов с торцевым барьером, по отношению к контактам без торцевого барьера хорошо коррелирует с результатами работ [13, 14], в которых применение планарного и торцевого диффузионного барьера на основе пленки Ti в составе сплавного Ge/Au/Ni/Ti/Au омического контакта к *n*-i-GaAs ( $n = 2 \cdot 10^{17}$  м<sup>-3</sup>) привело к уменьшению величины минимального значения приведенного контактного сопротивления в 50 раз. По-видимому, как в случае несплавленного Pd/Ge/Ta/Cu контакта, так и в случае сплавленного Ge/Au/Ni/Ta/Au, уменьшение приведенного контактного сопротивления можно связать с действием Ta торцевого диффузионного барьера.

На рис. 3 и 4 представлены фотографии поперечного сечения Pd/Ge/Ta/Cu и Ge/Au/Ni/Ta/Au омических контактов с планарным, а также планарным и торцевым диффузионными барьерами после отжига при температуре  $T = 500$  °C, подтверждающие описанные выше закономерности, а также механизмы, их обуславливающие.

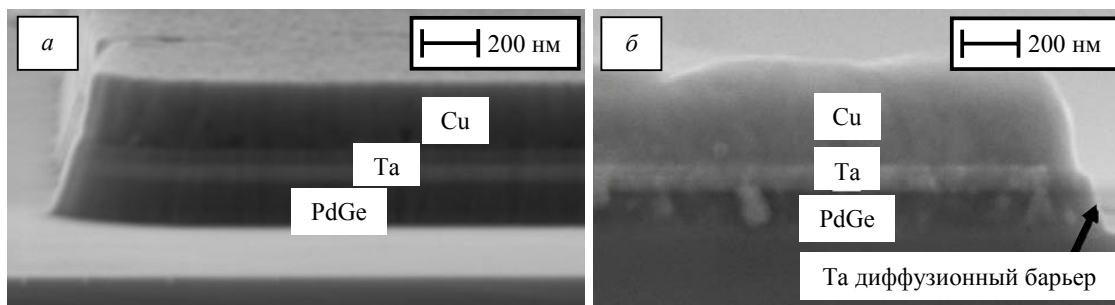


Рис. 3. Микроскопические изображения поперечного сечения Pd/Ge/Ta/Cu омического контакта после термообработки при  $T = 500$  °C с планарным (а), а также планарным и торцевым (б) Ta диффузионными барьерами

После температурной обработки при  $T = 500$  °C для Pd/Ge/Ta/Cu омического контакта как с торцевым, так и без торцевого диффузионного барьера не происходит взаимодействия верхнего слоя Cu с нижележащими слоями металлизации, а также с GaAs.



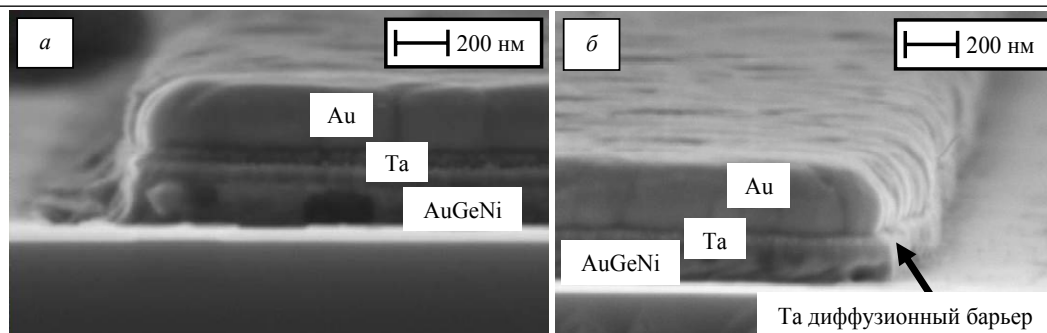


Рис. 4. Микроскопические изображения поперечного сечения Ge/Au/Ni-Ta/Au омического контакта после термообработки при  $T = 500\text{ }^{\circ}\text{C}$  с планарным (а), а также планарным и торцевым (б) Ta диффузионными барьерами

В случае Ge/Au/Ni-Ta/Au омического контакта без торцевого барьера после отжига при  $T = 500\text{ }^{\circ}\text{C}$  на поверхности GaAs рядом с краем контактной площадки наблюдается появление достаточно толстой плёнки проводящего материала (см. рис. 4, а). Её возникновение, по-видимому, связано с активной диффузией верхнего слоя Au по торцам контактной площадки, происходящей во время отжига. Стимулирование диффузии обусловлено жидкофазным механизмом формирования контакта, в результате чего верхняя пленка Au более активно взаимодействует как с нижележащими слоями металлизации, так и GaAs.

Одновременное использование планарного и торцевого диффузионных барьеров позволяет решить данную проблему и увеличить термическую стабильность морфологии края контактной площадки. Данные рис. 4, б свидетельствуют о том, что в этом случае диффузия Au по торцу контактной площадки не наблюдается.

Следует отметить, что полученные результаты хорошо коррелируют с данными работ [13, 14], в которых для Ge/Au/Ni/Ti/Au сплавного омического контакта, но с Ti барьером, осаждённым методом электронно-лучевого испарения, было показано, что введение торцевого барьера в состав металлизации омического контакта предотвращает взаимодействие верхнего слоя Au с нижележащими слоями и увеличивает термическую стабильность морфологии края контактной площадки.

**Заключение.** В работе представлен сравнительный анализ параметров несплавных Pd/Ge/Ta/Cu и сплавных Ge/Au/Ni-Ta/Au омических контактов к  $n^+$ -GaAs с Ta планарным, а также планарным и торцевым диффузионными барьерами, формируемыми методами магнетронного распыления. Установлено, что одновременное использование планарного и торцевого диффузионных барьеров позволяет уменьшить величину приведенного контактного сопротивления обоих типов омических контактов в 2 и 4 раза соответственно, а также повысить термическую стабильность морфологии края контактной площадки сплавных Ge/Au/Ni-Ta/Au омических контактов. Наблюдаемые эффекты объяснены ограничением диффузии атомов Au или Cu по торцевой поверхности контактной площадки, которое происходит при наличии торцевого диффузионного барьера, и, как следствие, отсутствием взаимодействия верхнего слоя металла с нижележащими слоями и с GaAs.

Авторы благодарны сотрудникам НПК «М» ЗАО «НПФ «Микран» и Научно-образовательного центра ТУСУРа за полезные дискуссии и помощь в проведении работы. Работа выполнена при поддержке Министерства образования и науки РФ в соответствии с договором 13.G25.31.0011 от 07 сентября 2010 г. в порядке реализации Постановления № 218 Правительства РФ.

#### Литература

1. Зи С. Физика полупроводниковых приборов. – М.: Мир, 1984. – Т. 1. – 456 с.
2. Шур М. Современные приборы на основе арсенида галлия: пер. с англ. – М.: Мир, 1991. – 561 с.
3. Ерофеев Е.В. Способ формирования субмикронного затвора для GaAs СВЧ транзисторов с высокой подвижностью электронов / Е.В. Ерофеев, А.И. Казимиров, И.В. Кулинич // Доклады ТУСУР. – 2012. – № 2 (26), ч. 1. – С. 53–56.
4. Blank T.V. The current flow mechanism in metal-semiconductor ohmic contacts / T.V. Blank, Y.A. Goldberg // Semiconductors physics and technique. – 2007. – Vol. 41, № 11. – P. 1281–1308.
5. Microstructure studies of PdGe ohmic contacts to n-type GaAs formed by rapid thermal annealing / E.D. Marshall, B. Zhang, L.C. Wang et al. // J. Appl. Phys. – 1987. – № 62. – P. 942–947.
6. Lin Hung-Cheng. Optimization of AuGe–Ni–Au Ohmic Contacts for GaAs MOSFETs / Hung-Cheng Lin, Sidat Senanayake, Keh-Yung Cheng // IEEE Transactions on Electron Devices. – 2003. – Vol. 50, № 4. – P. 880–885.

7. Hao P.H. On the low resistance Au/Ge/Pd ohmic contact to n-GaAs // J. Appl. Phys. – 1996. – Vol. 79, № 8. – P. 4216–4220.
8. A Cu-based alloyed Ohmic contact system on n-type GaAs / Ke-Shian Chen, E.Y. Chang, Chia-Ching Lin et al. // J. Applied Physic letters. – 2007. – № 92. – P. 911–913.
9. Казимиров А.И. Формирование медно-германиевого соединения низкотемпературной обработкой в потоке атомарного водорода / А.И. Казимиров, Е.В. Ерофеев, В.А. Кагадей // Доклады ТУСУР. – 2011. – № 2 (24), ч. 2. – С. 68–72.
10. Allan D.A. Diffusion barriers layers for ohmic contacts to GaAs / D.A. Allan, J. Herniman, M.J. Gilbert // Journal de physique. – 1988. – Vol. 49, № 9. – P. 23–27.
11. Novel Cu/Cr/Ge/Pd Ohmic Contacts on Highly Doped n-GaAs / Cheun-Wei Chang, Yuen-Yee Wong, Tung-Ling Hsiehm Edward Chang, Ching-Ting Lee // Journal of Electronic materials. – 2008. – Vol. 37, № 6. – P. 901–904.
12. Chang Chun-Wei. New Cu/Mo/Ge/Pd Ohmic Contacts on Highly Doped n-GaAs for InGaP/GaAs Heterojunction Bipolar Transistors / Chun-Wei Chang, Tung-Ling Hsieh, Edward Yi Chang // Jpn. J. Appl. Phys. – 2006. – № 45. – P. 9029–9032.
13. Multilayer low resistance Ge/Au/Ni/Ti/Au based ohmic contact to n-GaAs / E.V. Erofeev, S.V. Ishutkin, V.A. Kagadei, K.S. Nosaeva // Proceedings of the 5th European Microwave Integrated Circuits Conference. – 2010. – P. 290–293.
14. Erofeev E.V. The features of the low-resistance Ge/Au/Ni/Ti/Au ohmic contact to n-i-GaAs formation / E.V. Erofeev, V.A. Kagadei // Microelectronika. – 2012. – Vol. 41, № 2. – P. 1–8.
15. Reeves G.K. Obtaining the Specific Contact Resistance from Transmission Line Model Measurements / G.K. Reeves, H.B. Harrison // IEEE Electron Dev. Lett. – 1982. – Vol. 3. – P. 111–113.

---

**Ерофеев Евгений Викторович**

Канд. техн. наук, инженер-технолог I кат. ЗАО НПФ «Микран»

Тел.: +7-913-887-60-39

Эл. почта: erofeev@sibmail.com

**Казимиров Артем Игоревич**

Аспирант каф. физической электроники ТУСУРа

Тел.: +7-923-407-93-64

Эл. почта: smart300389@mail.ru

**Ишуткин Сергей Владимирович**

Аспирант каф. физической электроники ТУСУРа

Тел.: +7-923-482-68-02

Эл. почта: ishsv@sibmail.com

**Кагадей Валерий Алексеевич**

Д-р физ.-мат. наук, профессор каф. физической электроники ТУСУРа

Тел.: +7-913-806-40-10

Эл. почта: vak@micran.ru

Erofeev E.V., Kazimirov A.I., Ishutkin S.V., Kagadei V.A.

**Ohmic contacts to  $n^+$ -GaAs with sidewall diffusion barrier**

This paper presents a comparative analysis of the parameters of non-alloyed Pd/Ge/Ta/Cu and alloyed Ge/Au/Ni/Ta/Au ohmic contacts to  $n^+$ -GaAs, both with planar as well as planar and sidewall diffusion barriers based on Ta films formed by magnetron sputtering. It has been found that use of sidewall diffusion barriers reduces the value of specific contact resistance of ohmic contacts of both types and improves the thermal stability of the edge morphology of the contact pad in the case of alloyed Ge/Au/Ni/Ta/Au ohmic contacts. The effects observed for the samples with effective diffusion barrier are explained by limiting diffusion, as well as limiting the interaction of Au or Cu atoms with underlying metallization layers and with gallium arsenide, taking place along the sidewall surfaces of the ohmic contact.

**Keywords:** GaAs, ohmic contact, sidewall diffusion barrier, copper, gold.

УДК 621.315

В.Н. Давыдов, В.Л. Олейник

## Применение принципов кристаллофизики к решению задач оптоэлектроники

Предлагается при решении задач оптоэлектроники использовать подход к оценке наблюдаемости заданного физического свойства кристалла, основанный на использовании принципов кристаллофизики. Данный подход продемонстрирован на примере задачи повышения эффективности светодиодных гетероструктур с множественными квантовыми ямами (MQW), достигаемого за счет переориентации вектора спонтанной поляризации в кристаллах точечной симметрии  $6mm$  типа InGaN/GaN. Показано, что приложение к кристаллу упругого напряжения различной точечной симметрии или постоянного магнитного поля в определенных кристаллографических направлениях открепляет вектор спонтанной поляризации от главной оси симметрии кристалла, тем самым допуская его произвольную ориентацию в кристаллографической системе координат, что в итоге должно уменьшить негативное влияние спонтанной поляризации на излучающие свойства кристалла.

**Ключевые слова:** точечная группа симметрии, принцип Неймана, принцип Кюри, светодиодная гетероструктура, магнитное поле, спонтанная поляризация, пьезоэлектрический эффект, пьезоэлектрический эффект.

Развитие светодиодных технологий в последние годы привело к повышению коэффициента полезного действия современных светодиодов на основе гетероструктур с квантовыми ямами до 90%. Он может быть дополнительно увеличен, если устранить ограничивающие его факторы, к которым относят снижение эффективности свечения светодиодной гетероструктуры с ростом тока, наличие внутреннего поля спонтанной поляризации в слоях квантовых ям и др. [1, 2]. Так, встроенные электрические поля приводят к пространственному разделению свободных носителей заряда в квантовых ямах, что затрудняет их излучательную рекомбинацию. По этой причине устранение спонтанной поляризации или изменение его ориентации по отношению направления роста гетероструктуры должно привести к увеличению ее эмиссионных свойств [1].

Диэлектрические кристаллы GaN, InN, InGaN относятся к кристаллам средней категории гексагональной сингонии. Наличие главной оси симметрии шестого порядка предопределяет направление вектора спонтанной поляризации вдоль кристаллографического направления [001]. Вектор спонтанной поляризации имеет двойственную природу: одна составляющая поля возникает за счет пьезоэлектрического эффекта при нагреве кристалла джоулевым теплом, а вторая – за счет прямого пьезоэффекта. Как отмечалось в работе [3], поляризация нитридов металлов III группы (AlN, GaN, InN) до сих пор изучена недостаточно, что мешает целенаправленному снижению влияния данного свойства кристаллов нитридов на излучающие свойства гетероструктур.

Для выяснения возможности и условий существования заданного физического свойства в кристаллах используют фундаментальные принципы кристаллофизики, которые на основе теории групп сопоставляют точечную группу симметрии интересующего свойства, с одной стороны, и точечные группы симметрии кристалла и внешнего воздействия на него – с другой [4, 5]. Поскольку нам неизвестны работы, в которых данные принципы использовались бы при решении задач твердотельной электроники, в том числе задач оптоэлектроники, целесообразно, воспользовавшись принципами кристаллофизики, рассмотреть возможные способы управления поляризацией в кристаллах GaN, InN и InGaN как фундаментальным физическим свойством. Такой подход позволит определить условия, при которых спонтанная поляризация может быть устранена или изменена ее ориентация относительно элементов симметрии элементарной ячейки кристалла. Эффект управления достигается приложением к кристаллу внешнего воздействия определенной точечной симметрии, ориентированного в заданном кристаллографическом направлении.

**Цель работы.** Целью данной работы является проверка возможностей использования принципов кристаллофизики при решении задачи устранения (ослабления) влияния поля спонтанной поля-

ризации в светоизлучающих гетероструктурах с квантовыми ямами из InGaN/GaN подбором симметрии внешнего воздействия и кристаллографического направления его приложения.

**Исходные положения.** Согласно принципу Неймана, наблюдение интересующего физического свойства в кристалле заданной точечной симметрии  $G_{кр}^0$  возможно, если точечная группа симметрии кристалла является подгруппой точечной группы симметрии физического свойства  $G_{фс}$ :  $G_{фс} \subseteq G_{кр}^0$ . Однако если кристалл находится под внешним воздействием, характеризуемым точечной группой симметрии  $G_{воз}$ , то, согласно принципу Кюри, его точечная группа симметрии становится другой –  $G_{кр}^*$  (полная симметрия) и может быть найдена как произведение точечных групп симметрии кристалла и воздействия  $G_{кр}^* = G_{кр}^0 \cap G_{воз}$ . Тогда принцип Неймана, разрешающий наблюдение физического свойства с симметрией  $G_{фс}$ , запишется в виде

$$G_{фс} \subseteq G_{кр}^0 \cap G_{воз}. \quad (1)$$

Из этого условия следует алгоритм изменения симметрии кристалла, а значит, и набора его физических свойств: наложением внешнего воздействия изменить точечную группу симметрии кристалла так, чтобы она не являлась подгруппой точечной группы нежелательного физического свойства либо допускала изменение ориентации указательной поверхности данного свойства.

**Определение полной симметрии.** В применении к рассматриваемой проблеме устранения (уменьшения) негативного влияния поля спонтанной поляризации  $\bar{P}$  в качестве нежелательного физического свойства кристалла выступает поле поляризации, характеризуемое группой симметрии Кюри  $\infty m$ . Точечная группа симметрии кристаллов InGaN, GaN отображается символом  $6mm$ .

**Пироэффект в кристаллах симметрии  $6mm$ .** Поляризация в кристалле за счет пироэффекта возникает при изменении его температуры  $T$  [6,7]. Температура кристалла как внешнее воздействие, вызывающее поляризацию  $\bar{P}$ , имеет точечную группу симметрии Кюри, описываемую международным символом  $\infty m$  – симметрия шара. Значит, поляризация кристаллов должна иметь место в кристаллах 10 групп симметрии, определяемым условием [3]

$$\infty m \subseteq 1, 2, 3, 4, 6, m, mm2, 3m, 4mm, 6mm. \quad (2)$$

В рассматриваемом случае произведение точечных групп кристалла и воздействия будет

$$G_{кр}^* = G_{кр}^0 \cap G_{воз} = 6mm \cap \infty m = 6mm.$$

Это означает, что однородный нагрев кристалла не изменяет его точечную симметрию. Группа  $G_{кр}^* = 6mm$  является подгруппой точечной группы симметрии полярного вектора  $\bar{P}$ . Значит, возникающая при нагреве поляризация будет направлена по оси симметрии шестого порядка и совпадет с направлением роста светодиодной MQW-гетероструктуры.

В качестве внешнего воздействия, изменяющего симметрию кристалла, выберем бесконтактное воздействие, например однородное постоянное магнитное поле. Его группа симметрии Кюри есть  $\infty/m$ , где ось симметрии бесконечного порядка совпадает с направлением аксиального вектора  $\vec{H}$ ,

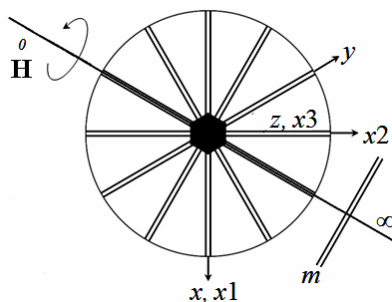


Рис. 1. Стереорафическая проекция кристалла точечной группы  $6mm$  в магнитном поле (случай 2)

а плоскость симметрии перпендикулярна этой оси. В зависимости от направления магнитного поля относительно оси симметрии 6-го порядка возможны три случая: они параллельны, они взаимно перпендикулярны и когда они ориентированы под произвольным углом относительно друг друга, не равным 0 или  $\pi/2$ .

1. В первом случае произведение оси симметрии  $\infty$ -го порядка на ось 6-го порядка даст ось 6-го порядка. Тогда из принципа Неймана (1) получим

$$\infty m \subseteq 6mm \cap_{\Pi 6} \infty/m = 6. \quad (3)$$

Это означает, что при ориентации магнитного поля по кристаллографическому направлению  $[001]$  симметрия кристалла понизится до точечной группы 6, которая по (2) удов-

летворяет принципу Неймана. Значит, поляризация кристалла сохранит свое направление и величину, и, следовательно, влияния магнитного поля на излучающие свойства гетероструктуры не будет.

2. При перпендикулярном расположении магнитного поля относительно главной оси симметрии кристалла, например при ориентации магнитного поля по оси  $x$  или  $y$  кристаллографической системы координат или под углами  $30^\circ$ ,  $60^\circ$  к любой из этих осей, выражение (1) примет вид

$$\infty m \subseteq 6mm \cap_{\perp 6} \infty / m = m. \quad (4)$$

На рис. 1 показаны стереографическая проекция точечной группы  $6mm$  и направление магнитного поля относительно элементов симметрии кристалла. Как следует из выражения (4), взаимно перпендикулярная ориентация магнитного поля и главной оси симметрии кристалла приводит к снижению симметрии последнего до точечной группы  $m$ , в которой лежит ось симметрии 6-го порядка. Хотя группа  $m$  является подгруппой группы Кюри  $\infty m$ , ее отличие от группы  $6$  заключается в том, что в ней ориентация вектора  $\bar{P}$  привязана не к оси симметрии, а к плоскости симметрии. Этим допускается изменение направления вектора поляризации относительно исходной ориентации, но в пределах плоскости  $m$ . В таком случае направление  $\bar{P}$  определяется параметрами кристалла и внешними параметрами. Поэтому при отступлении вектора  $\bar{P}$  от оси симметрии 6-го порядка – направления роста гетероструктуры его проекция на направление роста уменьшится. Поэтому отрицательное влияние поляризации на излучающие свойства окажется меньше исходного, и излучение гетероструктуры возрастет.

3. В случае произвольной ориентации магнитного поля относительно элементов симметрии точечной группы  $6mm$  выражение (1) примет вид

$$\infty m \subseteq 6mm \cap \infty / m = 1. \quad (5)$$

Это означает, что при произвольном направлении магнитного поля вектор спонтанной поляризации пьезоэлектрического эффекта может быть направлен в любом кристаллографическом направлении и ничем не ограничен. Его положение в пространстве не будет определяться симметрией кристалла. Значит, в этом случае проекция вектора  $\bar{P}$  на направление роста гетероструктуры с большей вероятностью может уменьшиться по сравнению со случаем отсутствия магнитного поля.

Пьезоэффект в кристаллах симметрии  $6mm$ . Поляризация кристалла при действии на него упругого напряжения вызвана наличием в кристалле пьезоэлектрического эффекта. Внешнее упругое напряжение может быть односторонним сжатием или растяжением (точечная группа симметрии воздействия  $\infty / mmm$ ), направленным вдоль оси симметрии 6-го порядка, перпендикулярно ему или в произвольном направлении. Возможно также более сложное механическое воздействие в виде чистого сдвига (точечная группа симметрии  $mmm$ ).

1. Если одноосное напряжение растяжения-сжатия направлено вдоль оси симметрии 6-го порядка, то согласно принципу Неймана получим

$$\infty m \subseteq 6mm \cap_{\parallel 6} \infty / mmm = 6mm, \quad (6)$$

что указывает на сохранение точечной симметрии, а значит, и проекции вектора поляризации на направление роста гетероструктуры (оси 6-го порядка).

2. Если одноосное напряжение растяжения-сжатия направлено перпендикулярно оси симметрии 6-го порядка, то симметрия кристалла понизится до точечной группы

$$\infty m \subseteq 6mm \cap_{\perp 6} \infty / mmm = m. \quad (7)$$

Аналогичный результат получится при деформации чистого сдвига кристалла

$$\infty m \subseteq 6mm \cap mmm = m. \quad (8)$$

Получающийся при таком воздействии вывод аналогичен сформулированному при действии магнитного поля, перпендикулярного главной оси симметрии.

3. При произвольном направлении одноосного растяжения-сжатия кристалла получим

$$\infty m \subseteq 6mm \cap \infty / mmm = 1. \quad (9)$$

**Выводы.** Таким образом, применение принципов кристаллофизики к решению задачи оптоэлектроники по снижению влияния поля спонтанной поляризации на излучающие свойства гетероструктуры с квантовыми ямами показывает возможность уменьшения поля поляризации за счет снижения точечной симметрии кристалла гетероструктуры внешним воздействием. Для этого независимо от природы внешнего воздействия его необходимо сориентировать относительно элементов точечной симметрии кристалла так, чтобы суммарная симметрия кристалла при воздействии

понижилась до точечной группы  $m$  или 1. Для рассмотренных внешних воздействий магнитное поле или упругое напряжение его необходимо сориентировать перпендикулярно направлению роста гетероструктуры InGaN/GaN. Понижение симметрии означает снятие симметричного ограничения на ориентацию вектора поляризации строго по оси симметрии 6-го порядка, т.е. потенциальную возможность ориентации вектора поляризации в отличном от оси симметрии 6-го порядка направлении. Следовательно, проекция вектора поляризации на направление роста может только уменьшиться, что означает уменьшение негативного влияния спонтанной поляризации на излучающие свойства гетероструктуры.

Авторы выражают благодарность директору Института светодиодных технологий профессору В.И. Туеву за предоставленные гетероструктуры InGaN/GaN и интерес к работе.

#### *Литература*

1. Мездрогина М.М. Метастабильные состояния в структурах с квантовыми ямами на основе InGaN/GaN, легированных Sm, Eu, Eu+Sm. / М.М. Мездрогина, Ю.В. Кожанова // Физика и техника полупроводников. – 2013. – Т. 47, вып.4. – С. 480–489.
2. Shubert E. Fred. Light-emitting diodes. – Second Edition. – Cambridge: University Press, 2006. – 436 p.
3. Давыдов С.Ю. Оценка значений спонтанной поляризации и диэлектрических проницаемостей кристаллов AlN, GaN, InN, SiN // Физика твердого тела. – 2009. – Т. 51, № 6. – С. 1161–1164.
4. Сиротин Ю.И. Основы кристаллофизики / Ю.И. Сиротин, М.П. Шаскольская. – М.: Наука, 1970. – 654 с.
5. Давыдов В.Н. Материалы и элементы электронной техники. – Ч. 1: Фундаментальные свойства кристаллических материалов: учеб. пособие. – Томск: ТУСУР, 2003. – 231 с.
6. Смирнов С.В. Температурная зависимость спектров излучения светодиодов белого свечения на основе нитрида галлия и его растворов / С.В. Смирнов, Е.В. Саврук, Ю.С. Гончаров // Доклады ТУСУР. – 2011. – Вып. 2 (24), ч. 2. – С. 55–58.
7. Романовский М.Н. Методика расчета теплопереноса в светоизлучающих диодах на основе GaN / М.Н. Романовский, С.Г. Еханин // Доклады ТУСУР. – 2011. – Вып. 2 (24), ч. 2. – С. 47–51.

---

#### **Давыдов Валерий Николаевич**

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

#### **Олейник Владимир Леонидович**

Студент 5 курса каф. электронных приборов ТУСУРа  
Тел. (8-382) 41-35-07  
Эл. почта: dvn@fet.tusur.ru

Davydov V.N., Oleynik V.L.

#### **Appication of crystallophysic principles to optoelectronic problems**

In the article we considered the problem of the efficiency of luminescence LED heterostructures with multiple quantum well (MQW) by eliminating (reorientation) of the vector of spontaneous polarization in InGaN/GaN crystals of 6mm point symmetry, which are used in optoelectronics for creating LEDs. We propose to use the principles of crystal physics, which are based on symmetry laws of crystalline solids and allow to predict the observability of physical properties at a given point symmetry. In theory we show that the application of constant magnetic field in certain crystallographic directions detaches vector of the spontaneous polarization from the main axis of symmetry, allowing an arbitrary orientation in the crystallophysical coordinates. Experimentally we detected the increase of emission power in LEDs to a few percent by means of the magnetic field action of a certain configuration and size on the crystal.

**Key words:** point symmetry group, Neumann principle, Curie principle, LED heterostructure, magnetic field, spontaneous polarization, piroelectric effect, piezoelectric effect.

УДК 621.315

В.Н. Давыдов, В.Л. Олейник

## Пиро- и пьезоэффекты в светодиодной MQW-гетероструктуре

Проанализированы основные механизмы формирования поля внутренней поляризации в гетероструктурах InGaN/GaN. Методами тензорного исчисления произведен расчет основных составляющих поля поляризации внутри слоев гетероструктуры. Предложено компенсировать внутреннюю поляризацию приложением к боковым граням гетероструктуры упругого напряжения, которое за счет прямого пьезоэффекта создаст электрическое поле равной величины и противоположного направления. Рассчитана величина требуемого упругого напряжения от внешнего источника.

**Ключевые слова:** пироэффект, гетероструктура InGaN/GaN, прямой и обратный пьезоэффект, внешнее компенсирующее упругое напряжение.

В настоящее время диодные гетероструктуры на основе InGaN/GaN с множественными квантовыми ямами (MQW) и сверхрешетками являются базовыми элементами для создания материалов для фотонных кристаллов, а также высокоэффективных источников оптического излучения. Однако скорость излучательной рекомбинации носителей заряда в квантовых ямах этих структур в значительной степени ослаблена резонансным туннелированием носителей заряда через структурные дефекты в квантовых ямах, а также действием внутреннего электрического поля, созданного, прежде всего, за счет действия пиро- и пьезоэлектрических эффектов [1] и ряда других причин. Устранение этих причин, в частности поля спонтанной поляризации, позволит увеличить эффективность работы светодиода [2].

**Цель работы.** Целью данной работы является определение величины внешнего упругого напряжения, прикладываемого к светодиодной гетероструктуре, создающего пьезополе, компенсирующее внутреннее электрическое поле в квантовых ямах.

**Исходные положения.** Используемые для создания гетероструктуры GaN и InN широкозонные кристаллические материалы обладают пиро- и пьезоэффектами примерно одинаковой величины. Близки также их упругие свойства [3]. По этой причине будем рассматривать структуру InGaN/GaN как однородный кристалл с усредненными параметрами образующих его бинарных соединений. Это тем более допустимо, так как оба материала относятся к вюрцитам и имеют одинаковую точечную группу симметрии  $6mm$ . Физическая картина возникновения внутренней поляризации в гетероструктуре такова. Протекающий через открытый  $p-n$ -переход ток приводит к джоулеву нагреву кристалла на температуру  $\Delta T$ . За счет пироэффекта нагрев вызывает спонтанную поляризацию  $P_3^{\text{pиро}}$ , направленную по оси  $X_3$  кристаллофизической системы координат вюрцита. Одновременно нагрев также приводит к деформации кристалла за счет его температурного расширения. Созданная этим упругая деформация через обратный пьезоэффект кристалла создает дополнительную поляризацию  $P_3^{\Delta T}$ , ориентированную также по оси  $X_3$ .

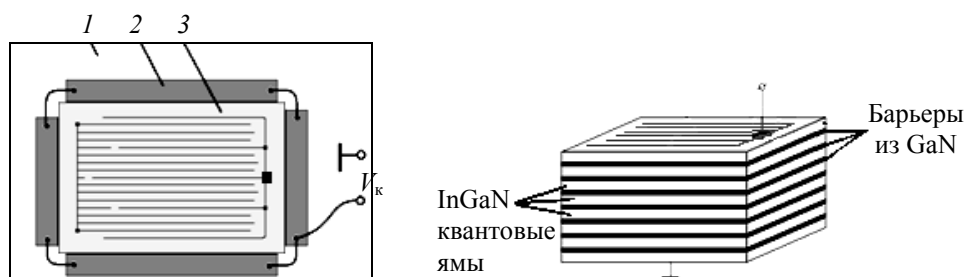


Рис. 1. Топология светодиодной гетероструктуры с внешними пьезоэлементами

Третьей составляющей внутренней поляризации  $P_3^{\text{piezo}}$  выступает пьезополе, созданное через прямой пьезоэффект упругим напряжением от пироэлектрической поляризации. Образующаяся суммарная поляризация и является тем электрическим полем, которое ухудшает люминесцентные свой-

ства диодной структуры. Предлагается, пользуясь биполярностью пьезополя, суммарную внутреннюю поляризацию компенсировать противоположно направленным пьезополем, созданным приложением к торцам диодной структуры внешнего упругого напряжения требуемой величины. На рис. 1, *a* и *b* показана конструкция анализируемой гетероструктуры (3) на подложке (1), в которой требуемое упругое напряжение создается пьезоэлементами (2), запитываемыми от источника компенсирующего напряжения  $V_K$ .

**Расчет внутренней поляризации.** В расчетах использована внутренняя симметрия тензоров первого ( $\bar{\gamma}$ ), второго ( $\hat{\alpha}$ ,  $\hat{\chi}$ ), третьего ( $\hat{d}$ ) и четвертого ( $\hat{C}$ ) рангов для кристаллов симметрии *bmm* [3, 4]. Выражения для используемых в расчете эффектов тензорной форме таковы:

$\bar{P}^{\text{pyro}} = \bar{\gamma} \cdot \Delta T$  – пирозэффект;  $\hat{\epsilon} = \hat{\alpha} \cdot \Delta T$  – эффект теплового расширения кристалла;  $\bar{P}^{\text{piezo}} = (\hat{d} : \hat{\sigma})$  – прямой пьезоэффект;  $\hat{\sigma}^{\text{piezo}} = (\hat{d} \cdot \bar{E})$  – обратный пьезоэффект;  $\hat{\sigma} = (\hat{C} : \hat{\epsilon})$  – закон Гука.

1. Наиболее просто вычисляется величина поляризации кристалла, вызванная его нагреванием через пирозэлектрический эффект. Поскольку вектор пирозэлектрических коэффициентов имеет вид:  $\bar{\gamma}(0 \ 0 \ \gamma_3)$ , то пирополяризация будет иметь место только по оси *X3* и определится выражением

$$P_3^{\text{pyro}} = \gamma_3 \cdot \Delta T, \quad (1)$$

где  $\gamma_3$  – компонента вектора пирозкоэффициентов.

2. Другая составляющая суммарной поляризации кристалла – это поляризация, вызванная тепловым расширением кристалла [4]. Она определяется следующим бискалярным произведением тензоров нулевого, второго, третьего и четвертого рангов:

$$\bar{P}^{\Delta T} = (\hat{d} : \hat{\sigma}) = (\hat{d} : (\hat{C} : \hat{\alpha})) \cdot \Delta T. \quad (2)$$

Здесь использовано выражение для определения тензора упругого напряжения, возникающего при тепловом расширении кристалла через закон Гука. В выражении (2) обозначено:  $\hat{\sigma}$  – тензор упругих напряжений;  $\hat{\alpha}$  – тензор теплового расширения. Это тензоры второго ранга с внутренней симметрией  $[V^2]$ . Тензор  $\hat{d}$  – тензор пьезомодулей имеет ранг, равный трем, и внутреннюю симметрию  $V[V^2]$ . В обозначениях Фохта для кристаллов симметрии *bmm* в стандартной установке кристаллофизической системы координат этот тензор может быть представлен в виде матрицы [3, 4]:

$$(d_{i\alpha}) = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & d_{15} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & d_{15} & 0 & 0 \\ d_{31} & d_{31} & d_{33} & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix},$$

где индексы принимают значения:  $i=1, 2, 3$ ;  $\alpha=1, 2, \dots, 6$ . Тензор упругих постоянных кристалла  $\hat{C}$  – тензор четвертого ранга с внутренней симметрией  $[[V^2]]^2$ . В стандартной установке кристаллофизической системы координат кристаллов гексагональной сингонии этот тензор может быть представлен в следующей матричной форме [3, 4]:

$$(C_{\alpha\beta}) = \begin{pmatrix} C_{11} & C_{12} & C_{13} & C_{14} & 0 & 0 \\ C_{12} & C_{11} & C_{13} & -C_{14} & 0 & 0 \\ C_{13} & C_{13} & C_{33} & 0 & 0 & 0 \\ C_{14} & -C_{14} & 0 & C_{44} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & C_{55} & C_{14} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & C_{14} & C_{66} \end{pmatrix}.$$

В данной матрице индексы Фохта принимают значения  $\alpha=1, 2, \dots, 6$ ;  $\beta=1, 2, \dots, 6$ .

Зная тензоры пьезомодулей и упругих постоянных в кристаллах симметрии *bmm*, запишем в координатной форме выражение (2) для пьезополя, вызванного тепловым расширением кристалла:

$$P_i^{\Delta T} = d_{ijk} \sigma_{jk} = d_{ijk} \cdot C_{jklm} \cdot \alpha_{lm} \cdot \Delta T,$$

где  $d_{ijk}$  – компоненты тензора пьезомодулей;  $\sigma_{jk}$  – компоненты тензора упругих напряжений;  $C_{jklm}$  – компоненты тензора упругих постоянных;  $\alpha_{lm}$  – компоненты тензора линейного расширения. Далее найдем компоненты тензора упругих напряжений:

$$\sigma_{ij} = C_{ijkl} \alpha_{kl} \cdot \Delta T.$$



Компоненту  $\sigma_{11}$  определим, приравняв индексы  $i = j = 1$ , тогда как другие индексы будут пробегать значения от 1 до 3. Тогда получим

$$\sigma_{11} = (C_{1111}\alpha_{11} + C_{1122}\alpha_{22} + C_{1133}\alpha_{33}) \cdot \Delta T.$$

Другие компоненты получаем аналогичным образом, меняя значения индексов  $i$  и  $j$ :

$$\begin{aligned} \sigma_{22} &= (C_{2211}\alpha_{11} + C_{2222}\alpha_{22} + C_{2233}\alpha_{33}) \cdot \Delta T, & \sigma_{33} &= (C_{3311}\alpha_{11} + C_{3322}\alpha_{22} + C_{3333}\alpha_{33}) \cdot \Delta T, \\ \sigma_{12} &= (C_{1211}\alpha_{11} + C_{1222}\alpha_{22} + C_{1233}\alpha_{33}) \cdot \Delta T = 0, & \sigma_{13} &= (C_{1311}\alpha_{11} + C_{1322}\alpha_{22} + C_{1333}\alpha_{33}) \cdot \Delta T = 0, \\ \sigma_{23} &= (C_{2311}\alpha_{11} + C_{2322}\alpha_{22} + C_{2333}\alpha_{33}) \cdot \Delta T = 0. \end{aligned}$$

В обозначениях Фохта тензор упругих напряжений диагонального типа будет иметь компоненты

$$\begin{aligned} \sigma_1 &= (C_{11}\alpha_1 + C_{12}\alpha_2 + C_{13}\alpha_3) \cdot \Delta T, & \sigma_2 &= (C_{21}\alpha_1 + C_{22}\alpha_2 + C_{23}\alpha_3) \cdot \Delta T, \\ \sigma_3 &= (C_{31}\alpha_1 + C_{32}\alpha_2 + C_{33}\alpha_3) \cdot \Delta T. \end{aligned}$$

Теперь найдем поляризацию от теплового расширения кристалла по выражению  $P_i^{\Delta T} = d_{ia}\sigma_a$ :

$$\begin{aligned} P_1^{\Delta T} &= d_{11}\sigma_1 + d_{12}\sigma_2 + d_{13}\sigma_3 = 0, & P_2^{\Delta T} &= d_{21}\sigma_1 + d_{22}\sigma_2 + d_{23}\sigma_3 = 0, \\ P_3^{\Delta T} &= d_{31}\sigma_1 + d_{32}\sigma_2 + d_{33}\sigma_3 = d_{31}(\sigma_1 + \sigma_2) + d_{33}\sigma_3. \end{aligned}$$

Подставляя сюда выражения для упругих напряжений, найдем

$$P_3^{\Delta T} = 2 \left\{ d_{31} [(C_{11} + C_{12})\alpha_1 + C_{13}\alpha_3] + d_{33} \left[ C_{13}\alpha_1 + \frac{C_{33}\alpha_3}{2} \right] \right\} \cdot \Delta T,$$

где использованы по Фохту обозначения компонентов тензора теплового расширения [3, 4].

3. Третье слагаемое полной поляризации кристалла вычисляется по следующему выражению, представленному в тензорной форме [2, 3]:

$$\bar{\mathbf{P}}^{\text{piezo}} = (\hat{d} : \hat{\sigma}_{\text{piezo}}) = (\hat{d} : (\hat{e} \cdot \bar{\mathbf{E}}_{\text{sp}})) = \left( \hat{d} : \left( \hat{e} \cdot \frac{\bar{\mathbf{P}}_{\text{sp}}}{\hat{\chi}} \right) \right) = \frac{\Delta T}{\hat{\chi}} (\hat{d} : (\hat{e} \cdot \bar{\gamma})).$$

Здесь обозначено:  $\hat{e}$  – тензор пьезоконстант;  $\hat{\chi}$  – тензор диэлектрической проницаемости кристалла. В координатной форме выражение для  $X3$  – компоненты пьезополяризации примет вид:

$$P_3^{\text{piezo}} = d_{33}^2 \cdot \gamma_3 \frac{\Delta Y}{\chi_3}.$$

Другие компоненты этого вектора равны нулю. Окончательно выражение для компоненты по оси  $X3$  вектора полной поляризации кристалла, обладающего пиро- и пьезоэффектом, будет иметь вид:

$$P_3^{\text{int}} = \gamma_3 \cdot \Delta T + \gamma_3 \frac{d_{33}^2}{\chi_3} \cdot \Delta T + 2 \{ d_{31}C1 + d_{33}C2 \} \cdot \Delta T = \left[ \gamma_3 + \gamma_3 \frac{d_{33}^2}{\chi_3} + 2(d_{31}C1 + d_{33}C2) \right] \cdot \Delta T, \quad (3)$$

где обозначено:  $C1 = [(C_{11} + C_{12})\sigma_1 + C_{13}\sigma_3]$ ,  $C2 = \left[ C_{13}\sigma_1 + \frac{C_{33}\sigma_3}{2} \right]$ .

Выражение (3) показывает, что полная внутренняя поляризация кристалла пропорциональна его нагреву: чем выше температура кристалла, тем больше каждая из трех компонент поляризаций. Из поляризационных свойств кристалла наибольший эффект, вероятно, оказывает пьезоэффект. Роль упругих свойств кристалла оценивается как незначительная ввиду типично малых значений коэффициентов теплового расширения кристаллов.

4. Для компенсации поля внутренней поляризации гетероструктуры необходимо создать внешними устройствами пьезополе величиной

$$P_3^{\text{ext}} = d_{3k} \cdot \sigma_k^{\text{ext}}.$$

Внешнее упругое напряжение  $\sigma_k^{\text{ext}}$ , создаваемое внешними пьезоэлементами (2) (см. рис. 1), приложенное по кристаллофизическим направлениям  $X1$  и  $X2$ , описывается тензором

$$\|\sigma_k\| = \begin{vmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{vmatrix} \cdot \sigma_0^{\text{ext}}.$$

Здесь  $\sigma_0^{\text{ext}}$  – величина упругого напряжения по каждому направлению. Тогда созданное им в кристалле пьезополе будет равно

$$P_3^{\text{ext}} = d_{31} \cdot \sigma_1 + d_{31} \cdot \sigma_2 = 2d_{31} \cdot \sigma_0^{\text{ext}}.$$

Из условия компенсации внутренней поляризации внешней найдем требуемое для этого упругое напряжение от внешнего источника, приравняв его суммарному полю поляризации (3):

$$\sigma_0^{\text{ext}} = -\frac{\Delta T}{2d_{31}} \left\{ \gamma_3 \left[ 1 + \frac{d_{33}^2}{\chi_3} \right] + 2[d_{31} \cdot C1 + d_{33} \cdot C2] \right\}. \quad (4)$$

Подбирая величину питающего напряжения на внешних пьезоэлементах, можно созданием внешнего упругого напряжения добиться устранения негативного влияния поля внутренней поляризации на люминесцентные свойства гетероструктур InGaN/GaN. Заметим, что внешнее упругое напряжение может быть создано, например, механическим устройством или способом.

**Выводы.** Произведен физический анализ механизмов формирования внутреннего электрического поля. Установлено, что оно имеет три составляющих, создаваемых: за счет пирозффекта, за счет прямого пьезоэффекта и теплового расширения кристалла, а также обратного и прямого пьезоэффекта и пирополя. Каждая составляющая суммарной поляризации гетероструктуры линейно связана с нагревом кристалла, возникающим при протекании тока через светодиод.

Получены аналитические выражения для каждой составляющей внутреннего поля, а также выражение для полного поля внутренней поляризации. Определена величина упругого напряжения вдоль осей  $X1$  и  $X2$ , необходимого для устранения негативного влияния внутреннего поля на люминесцентные свойства гетероструктуры InGaN/GaN.

#### Литература

1. Давыдов С.Ю. Оценка значений спонтанной поляризации и диэлектрических проницаемостей кристаллов AlN, GaN, InN, SiN // Физика твердого тела. – 2009. – Т. 51, № 6. – С. 1161–1164.
2. Гончарова Ю.С. Ускоренные испытания полупроводниковых светодиодов на долговечность / Ю.С. Гончарова, И.Ф. Гарипов, В.С. Солдаткин // Доклады ТУСУР. – 2013. – № 2. – С. 51–53.
3. Сиротин Ю.И. Основы кристаллофизики / Ю.И. Сиротин, М.П. Шаскольская. – М.: Наука, 1970. – 654 с.
4. Давыдов В.Н. Материалы и элементы электронной техники. – Ч. 1: Фундаментальные свойства кристаллических материалов: учебное пособие. – Томск: ТУСУР, 2003. – 231 с.

#### Давыдов Валерий Николаевич

Д-р физ.-мат. наук, профессор каф. электронных приборов ТУСУРа

Тел.: (382-2) 41-35-07

Эл. почта: dvn@fet.tusur.ru

#### Олейник Владимир Леонидович

Студент 5 курса каф. электронных приборов ТУСУРа

Тел.: (8-382) 41-35-07

Эл. почта: dvn@fet.tusur.ru

Davydov V.N., Oleynik V.L.

#### Piro- and piezoeffects in light-emitted MQW heterostructure

The main mechanisms of internal field polarization in InGaN/GaN heterostructures are analyzed. The basic components of the field polarization within the layers of the heterostructure are calculated by means of tensor calculus methods. We propose to compensate the application of intrinsic polarization to lateral faces of elastic stress heterostructures, which due to the direct piezoelectric effect anisotropy would create an electric field of equal magnitude and opposite direction.

The value of the elastic stress from an external source is calculated.

**Keywords:** pyroeffect, direct and inverse piezoeffect, InGaN/GaN heterostructure, external compensating elastic stress.

УДК 537.533.9

А.В. Казаков, А.С. Климов, А.С. Смаилов, А.В. Медовник, Ю.Г. Юшков, И.Ю. Бакеев

## Модификация поверхности полимерных материалов импульсным электронным пучком

Представлены результаты исследований по модификации поверхности полиэтилена и поликарбоната импульсным электронным пучком с энергией 10 кэВ в форвакууме в диапазоне давлений 5–10 Па. Экспериментально установлено, что характер и степень модификации поверхностного слоя изменяется в зависимости от дозы облучения. Средний размер неровностей снизился с 1 мкм в исходном материале до 0,5 мкм в обработанном. Наблюдалось различие в смачиваемости водой материала до и после облучения.

**Ключевые слова:** плазменный источник электронов, форвакуумный диапазон давлений, облучение полимерных материалов.

Ионизирующее излучение является одним из эффективных способов модифицирования полимерных материалов [1], поскольку вследствие высокой молекулярной массы полимера даже сравнительно небольшие дозы могут вызвать существенное изменение его свойств. В промышленности радиационное облучение широко используется как для сшивки полимеров при производстве изоляторов, термоусаживающихся материалов и других полимерных изделий, так и для расщепления цепей с целью улучшения процесса переработки полимеров [2]. Ионизирующее облучение существенно изменяет поверхностные характеристики полимеров, в частности смачиваемость поверхности и её адгезию [3, 4]. Модификация поверхности представляет особый интерес для медицины, так как реакция организма на имплантат, изготовленный из полимеров, определяется в основном его поверхностными свойствами. Применение электронных пучков средних энергий (единицы и десятки кэВ) до последнего времени сдерживалось проблемой накопления заряда на полимерах, являющихся, как правило, диэлектриками, поэтому для модификации использовались ионные пучки [5] и низкотемпературная плазма [6]. Разработка и внедрение в практику форвакуумных плазменных электронных источников [7–9] дало возможность преодолеть указанную проблему. Цель настоящей работы состояла в исследовании возможности применения электронного пучка для модификации поверхностных свойств полимеров на примере полиэтилена и поликарбоната в форвакуумном диапазоне давлений.

**Экспериментальная установка и методика эксперимента.** Облучение полимерных материалов проводилось с помощью форвакуумного импульсного плазменного источника электронов на основе дугового разряда [10], схема которого представлена на рис. 1. Конструкция источника включает в себя стержневой катод 1, выполненный из меди, рабочей поверхностью которого является торцевая часть. Катод заключен в керамическую трубку 2, которая обеспечивает электрическую изоляцию электрода. Медный анод 3, представляет собой полый цилиндр, в основании которого выполнено эмиссионное окно, перекрытое мелкоструктурной сеткой 4 из нержавеющей стали. Зажигание дугового разряда осуществляется вспомогательным разрядом по поверхности керамики между катодом 1 и поджигающим электродом 5 в так называемом режиме «triggerless» [11]. Ускоряющий промежуток образован плоской частью анода и экстрактором 6, который представляет собой сетчатый электрод из нержавеющей стали. Электрическое разделение электродов ускоряющего промежутка обеспечивается с помощью капролонового изолятора 7. Питание источника осуществлялось с помощью импульсного блока питания разряда 8 и блока постоянного ускоряющего напряжения 9.

Плазменный источник размещался на вакуумной камере, которая откачивалась механическим насосом. Давление рабочего газа (воздуха) составляло 5–10 Па. Во всех экспериментах ускоряющее напряжение  $U_a$ , формирующее электронный пучок 10, составляло 10 кВ. Период следования импульсов составлял 1 имп/с. Доза облучения  $D$  изменялась длительностью и количеством импульсов. Полимерные образцы 11, которые представляли собой пластинки толщиной 1 мм и размером  $20 \times 20$  мм<sup>2</sup>, размещались на специальном держателе 12.

Измерение ИК-спектров поглощения осуществлялось с помощью прибора Nicolet 6700 (ThermoFisher, USA) с применением методики нарушенного полного внутреннего отражения (НПВО). Механические свойства определялись путем снятия профилограмм с использованием трехмерного бесконтактного профилометра MicroMeasure 3D Station и измерения износостойкости на приборе Micro-ScratchTester MST-S-AX-0000. Смачиваемость образцов определялась измерением величины краевого угла  $\theta$ , который образуется на границе твердое тело – жидкость (вода). Методика измерения краевого угла заключалась в нанесении капли воды на поверхность образца с последующим измерением ее высоты  $h$  и диаметра  $d$ . Данные геометрические параметры капли фиксируются с течением времени и, соответственно, вычисляется изменение краевого угла во времени.

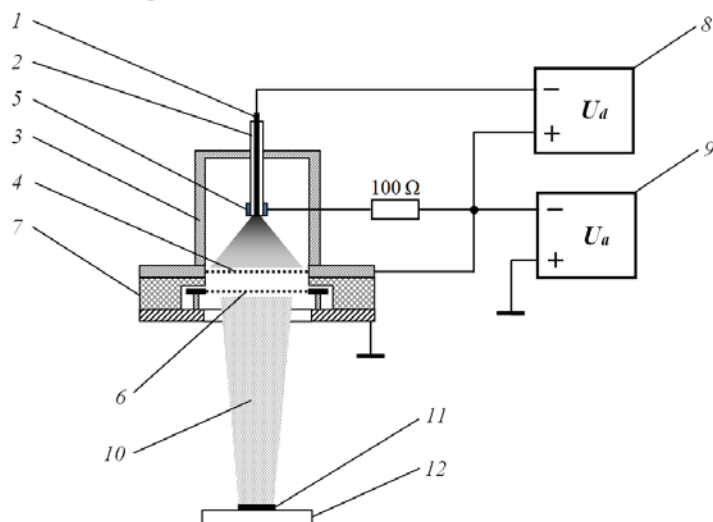


Рис. 1. Схема импульсного плазменного источника электронов: 1 – катод; 2 – керамическая трубка; 3 – анод; 4 – анодная сетка; 5 – поджигающий электрод; 6 – экстрактор; 7 – изолятор; 8 – блок питания разряда; 9 – блок питания ускоряющего напряжения; 10 – электронный пучок; 11 – образец; 12 – держатель образцов

**Результаты эксперимента и их обсуждение.** Образцы полиэтилена были подвергнуты облучению электронным пучком с энергией 10 кэВ. При дозе облучения  $D = 3 \cdot 10^6$  Гр в образце обнаруживается потемнение. На рис. 2 представлены спектры нарушенного полного внутреннего отражения (НПВО), преобразованные в оптическую плотность  $d$ , для исходного (1) и облученного (2) образцов.

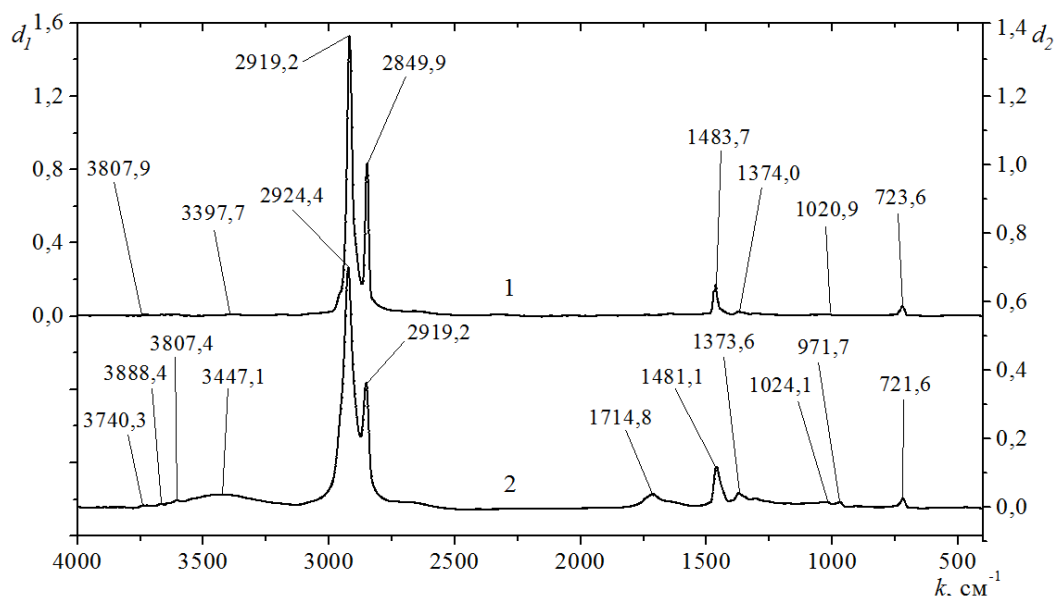


Рис. 2. ИК-спектры образца полиэтилена до (1) и после (2) облучения ( $D = 3 \cdot 10^6$  Гр)

В ИК-спектре облученного образца появляется максимум на частоте  $1714,8 \text{ см}^{-1}$ , характерной для карбонильной группы  $C = O$ . На частоте  $2900 \text{ см}^{-1}$  наблюдается уширение полосы  $C-H$ -колебаний, и также появляются сигналы карбоксильных групп ( $1710\text{--}1680 \text{ см}^{-1}$ ). В спектре появляется широкая полоса валентных  $OH$ -колебаний ( $3550\text{--}3300 \text{ см}^{-1}$ ), что говорит о появлении адсорбированной воды, т.е. об увеличении полярности полимера.

Анализ профилограмм, представленных на рис. 3, позволяет прийти к выводу о сглаживании поверхности полиэтилена. В то же время измерения коэффициента трения и износостойкости не позволили обнаружить заметных изменений.

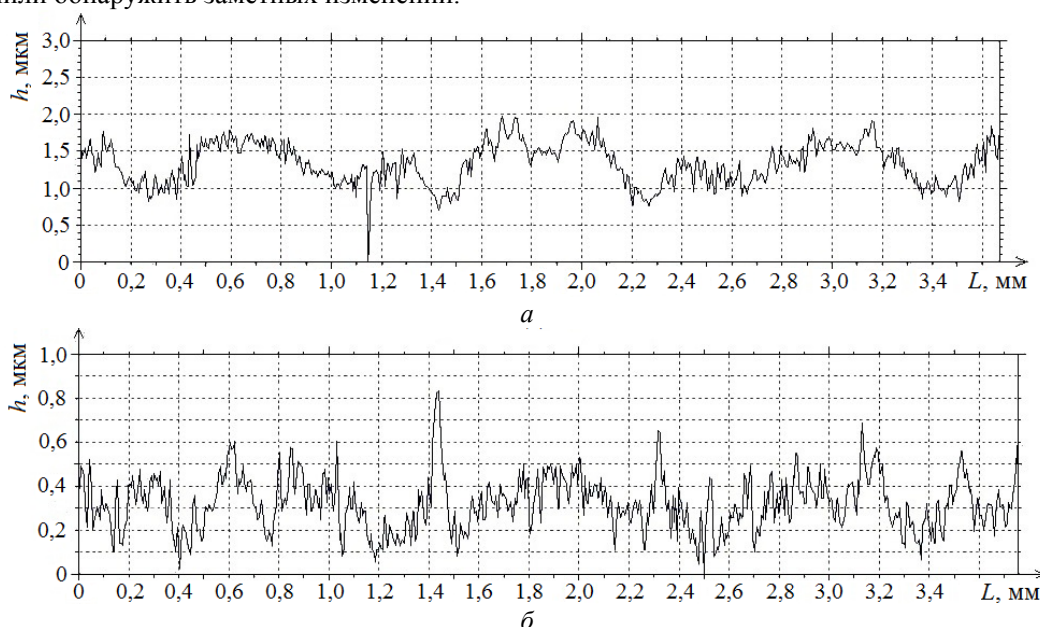


Рис. 3. Профилограммы поверхности полиэтилена до (а) и после (б) облучения

Экспериментальные данные показывают, что облучение электронным пучком приводит к изменению смачиваемости поверхности полимерных материалов. Так, для образцов из полиэтилена до облучения краевой угол  $\theta$  за 10 мин снижался на  $25^\circ$ , а после облучения – на  $16^\circ$  (рис. 4). При этом существенна разница начальных  $\theta$  (при  $t = 0$ ) для облученного и необлученного образцов.

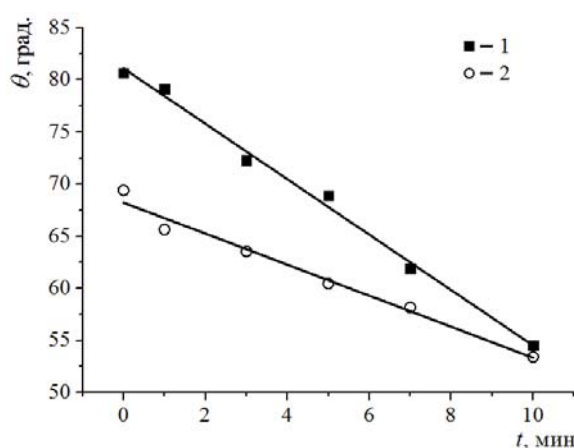


Рис. 4. График зависимости краевого угла  $\theta$  от времени  $t$  для исходного (1) и облученного (2) образцов. Материал: полиэтилен.  $D = 3 \cdot 10^6$  Гр

Кроме того, динамика изменения краевого угла зависит от дозы облучения. В таблице представлены данные динамики  $\theta$  капли воды на поверхности образцов из поликарбоната при различных дозах облучения.

**Изменение краевого угла капли ( $\theta$ , град) с течением времени на поверхности образцов из поликарбоната при различных дозах облучения**

$t$ , мин	$D = 3 \cdot 10^6$ Гр	$D = 2,5 \cdot 10^7$ Гр	$D = 0$ Гр
0	72,64	62,59	82,22
1	66,04	59,91	77,31
3	58,26	50,77	69,71
5	44,25	44,95	63,55

**Заключение.** Экспериментальные исследования показали, что облучение полимерных материалов импульсным электронным пучком средних энергий не оказывает заметного воздействия на механические свойства поверхности полимеров, однако может изменять ее рельеф. Кроме того облучение электронным пучком изменяет характер химических связей, что, в свою очередь, сказывается на свойствах поверхности, а в частности на перераспределении поверхностных натяжений и изменении смачиваемости полимерных материалов.

Работа выполнена при поддержке РФФИ, гранты № 12-08-33016 и 13-08-98087.

*Литература*

1. Гордиенко В.П. Радиационное модифицирование композиционных материалов на основе полиолефинов / В.П. Гордиенко. – Киев: Наук. думка, 1986. – 176 с.

2. Clough R.L. High-energy radiation and polymers: A review of commercial processes and emerging application // Nuclear Instruments and Methods in Physics Research B. – 2001. – Vol. 185. – P. 8–33.
3. Иванов В.С. Радиационная химия полимеров / В.С. Иванов. – Л.: Химия, 1988. – 320 с.
4. Guven O. An atomic force microscopic study of the surfaces of polyethylene and polycarbonate films irradiated with gamma rays / O. Guven, A. Alacakir, E. Tan. // Radiat. Phys. Chem. – 1997. – Vol. 50, Iss. 2. – P. 165–170.
5. Lee E.H. Ion-beam modification of polymeric materials—fundamental principles and applications // Nuclear Instruments and Methods in Physics Research B. – 1999. – Vol. 151, – Iss. 1-4. – P. 29–41.
6. Модификация полипропилена с помощью тлеющего низкочастотного разряда в воздушной среде / Е.И. Визен, А.Б. Гильман, Л.С. Шипряева и др. // Высокомолекулярные соединения. – 1996. – Т. 38, № 8. – С. 1297–1301.
7. Burdovitsin V.A. Fore-vacuum plasma-cathode electron sources / V.A. Burdovitsin, E.M. Oks. // Laser and particle beams. – 2008. – Vol. 26, Iss. 4. – P. 619–635.
8. Окс Е.М. Источники электронов с плазменным катодом: физика, техника, применения / Е.М. Окс. – Томск: Изд-во НТЛ, 2005. – С. 37.
9. Распределение плотности тока по сечению импульсного электронного пучка в форвакууме / Ю.Г. Юшков, Е.М. Окс, А.В. Медовник, В.А. Бурдовицин // Доклады ТУСУРа. – 2011. – № 2 (24), ч. 2. – С. 161–163.
10. Форвакуумный импульсный плазменный источник электронов на основе дугового разряда / А.В. Казаков, В.А. Бурдовицин, А.В. Медовник, Е.М. Окс // Приборы и техника эксперимента. – 2013. – Вып. 6. – С. 50–53.
11. ‘Triggerless’ triggering of vacuum arcs / A. Anders, I.G. Brown, R.A. MacGill, M.R. Dickinson // Journal of Physics D: Applied Physics. – 1998. – Vol. 31, Iss. 5. – P. 584–587.

---

**Казаков Андрей Викторович**

Аспирант каф. физики ТУСУРа  
Тел.: 8-923-413-39-95  
Эл. почта: kazakov89@sibmail.com

**Климов Александр Сергеевич**

Канд. техн. наук., ст. науч. сотрудник каф. физики ТУСУРа  
Тел.: 8-905-990-52-41  
Эл. почта: klimov@main.tusur.ru

**Смаилов Алмас Серикович**

Студент каф. электронных приборов ТУСУРа  
Тел.: 8 (382-2) 41-33-69

**Медовник Александр Владимирович**

Канд. техн. наук, доцент каф. физики ТУСУРа  
Тел.: 8-913-802-94-86  
Эл. почта: medovnikav@mail.ru

**Юшков Юрий Георгиевич**

Канд. техн. наук, мл. науч. сотрудник каф. физики ТУСУРа  
Тел.: 8-953-913-75-75  
Эл. почта: yuyushkov@sibmail.com

**Бакеев Илья Юрьевич**

Студент каф. электронных приборов ТУСУРа  
Тел.: 8 (953) 92-31-726

Kazakov A.V., Klimov A.S., Smailov A.S., Medovnik A.V., Yushkov Yu.G., Bakeev I.Yu.

**Surface modification of the polymer material with a pulsed electron beam**

The paper presents the results of the investigation of polyethylene and polycarbonate surface modification with pulsed electron beam with energy of 10 keV in the fore-vacuum pressure range 5–10 Pa. The character and the degree of the surface layer modifications vary according to the radiation dose. The average size of the irregularities dropped from 1  $\mu\text{m}$  in the initial material to 0,5  $\mu\text{m}$  in the treated material. There is a difference in the water wettability of the irradiated and non-irradiated materials.

**Keywords:** plasma electron source, fore-vacuum pressure range, irradiation of polymeric materials.

УДК 537.533.9

Д.Б. Золотухин, А.С. Климов, А.А. Зенин

## Параметры плазмы, создаваемой электронным пучком в форвакууме

Приведены результаты экспериментального исследования и численного моделирования радиального распределения концентрации и потенциала пучковой плазмы, генерируемой ускоренным до 10 кэВ электронным пучком в форвакуумном диапазоне давлений. Результаты моделирования удовлетворительно совпадают с данными эксперимента.

**Ключевые слова:** пучковая плазма, форвакуумный плазменный источник электронов.

Интерес к получению и использованию неравновесной низкотемпературной плазмы во многом обусловлен рядом замечательных свойств, среди которых следует отметить высокую химическую активность такой плазмы и низкую температуру ионов, что делает привлекательным ее использование в плазмохимии. К традиционным методам получения низкотемпературной плазмы можно отнести генерацию в различных газовых разрядах. Однако этот способ генерации плазмы имеет естественные физические ограничения: диапазон условий, в которых газовые разряды горят устойчиво, достаточно узок. Привлекательной выглядит возможность генерации неравновесной плазмы с помощью ускоренного пучка электронов, который создается плазменным источником электронов [1–3] в форвакуумном диапазоне давлений. В связи с необходимостью поиска оптимальных режимов генерации плазмы электронным пучком, является актуальным построение физической модели, описывающей процессы взаимодействия пучка и молекул газа, приводящие к генерации пучковой плазмы [4].

Рассмотрим однородный по сечению параллельный аксиально-симметричный непрерывный пучок электронов, имеющий диаметр  $d_b$ , ток  $I_b$  и энергию  $E$ , который распространяется в рабочем газе при давлении  $p$  вдоль оси  $z$ , параллельной оси пучка (рис. 1).

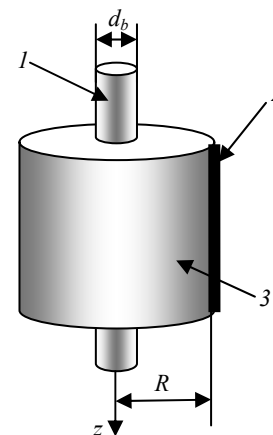


Рис. 1. Пояснение модели и некоторые характерные размеры:  
1 – электронный пучок диаметром  $d_b = 0,01$  м; 2 – стенка камеры, расположенная на расстоянии  $R = 0,15$  м от оси пучка в радиальном направлении; 3 – создаваемая пучком плазма

При столкновении с молекулами газа ускоренный электронный пучок производит ударную ионизацию молекул, в результате чего образуется пучковая плазма. Выход ионизации  $z_{iT}$  ускоренными электронами пучка равен [5]

$$z_{iT} = \frac{I_b}{e} \cdot \frac{N}{\pi \cdot r_b^2} \cdot \frac{p}{133,3}, \quad (1)$$

где  $I_b$  – ток пучка электронов;  $N$  – число пар, порождаемых быстрым электроном на единице длины пути при давлении 1 мм рт. ст. [5];  $r_b$  – радиус пучка электронов;  $p$  – давление газа.

Среднюю частоту ударной ионизации  $\nu_{iT}$  можно оценить, зная выход ударной ионизации ускоренными электронами (1) и концентрацию ускоренных электронов в пучке  $n_b$ , определяемую из параметров пучка – тока, энергии и площади поперечного сечения:

$$\nu_{iT} = \frac{z_{iT}}{n_b}. \quad (2)$$

Поскольку распределение электронов пучковой плазмы по скоростям близко к максвелловскому [5, 6], электронному газу пучковой плазмы может быть приписана некоторая температура  $T_e$ , типич-

ное значение которой равно 2 эВ [6]. Электроны из высокоэнергетичного «хвоста» распределения Максвелла при соударении с молекулами газа также способны производить их ионизацию, средняя частота  $\nu_{ip}$  которой может быть оценена согласно выражению [5]:

$$\nu_{ip} = n_a \sqrt{\frac{8 \cdot kT_e}{\pi \cdot m_e}} \cdot \alpha_i \left( U_i + 2 \frac{kT_e}{e} \right) \cdot \exp\left( \frac{-eU_i}{kT_e} \right), \quad (3)$$

где  $k$  – постоянная Больцмана;  $n_a$  – концентрация молекул газа;  $e$ ,  $m_e$ ,  $T_e$  – заряд, масса и температура электронов;  $\alpha_i$  – коэффициент пропорциональности [5];  $U_i$  – первый потенциал ионизации молекулы газа.

Таким образом, генерацию частиц плазмы можно описать суммарным выходом ионизации  $z_{i\Sigma}$ , который равен сумме выходов ионизации ускоренными электронами пучка  $z_{iT}$  и электронами пучковой плазмы  $z_{ip}$ :

$$z_{i\Sigma} = z_{iT} + z_{ip} = z_{iT} + \nu_{ip} \cdot n(r), \quad (4)$$

где  $n(r)$  – концентрация пучковой плазмы.

При низких и средних концентрациях плазмы, характерных для форвакуумного диапазона давлений, когда длина свободного пробега частиц превышает размеры плазменного образования, рекомбинация заряженных частиц будет происходить на стенках разрядной камеры [6], поэтому пренебрегаем рекомбинацией электронов и ионов в объеме плазмы. Тогда убыль частиц из объема плазмы будет происходить за счет амбиполярной диффузии, которая характеризуется коэффициентом  $D_a$  [6]. Таким образом, для нахождения радиального распределения концентрации пучковой плазмы  $n(r)$  можно записать уравнение баланса частиц в стационарном режиме в цилиндрической геометрии:

$$-D_a \cdot \frac{1}{r} \frac{d}{dr} \left( r \frac{d}{dr} n(r) \right) + \nu_{ip} \cdot n(r) + z_{iT} = 0. \quad (5)$$

Выражение (5) является неоднородным дифференциальным уравнением Бесселя [7]. Для его решения разобьем рассматриваемую область пространства, занятого плазмой, на две области. Первая область – от центра пучка до его периферии ( $0 < r < r_b$ , где  $r_b$  – радиус пучка), вторая область – от границы пучка до стенки камеры ( $r_b < r < R$ , где  $R$  – расстояние от оси пучка до стенки камеры). Решением уравнения (5) будет функция Бесселя, имеющая вид

$$n(r) = \begin{cases} n_0 \cdot J_0 \left( \sqrt{\frac{\nu_{ip}}{D_a}} \cdot r \right) + \frac{z_{iT}}{\nu_{ip}}, & \text{при } 0 < r < r_b, \\ n(r_b) \cdot J_0 \left( \sqrt{\frac{\nu_{ip}}{D_a}} \cdot r \right), & \text{при } r_b < r < R, \end{cases} \quad (6)$$

где  $n_0$  – концентрация плазмы на оси пучка;  $n(r_b)$  – концентрация пучковой плазмы на границе пучка;  $J_0(r)$  – функция Бесселя первого рода нулевого порядка.

Граничные условия для выражения (6) записывались в предположении, что концентрация плазмы вблизи стенки равна нулю [6], а в центре пучка – величине, равной отношению выхода ионизации ускоренными электронами пучка к сумме средних частот ионизации плазменными и пучковыми электронами:

$$\begin{cases} n(R) = 0, \\ n_0 = \frac{z_{iT}}{\nu_{ip} + \nu_{iT}}. \end{cases} \quad (7)$$

Радиальное распределение концентрации пучковой плазмы, определяемое выражением (6) с учетом граничных условий (7), и его сравнение с экспериментальными данными приведено на рис. 2. Результат приведен для энергии электронов 10 кэВ, тока пучка 10 мА, давления 10 Па. Рассчитанная концентрация на оси пучка –  $1,3 \cdot 10^{15} \text{ м}^{-3}$ , экспериментально измеренная –  $2 \cdot 10^{15} \text{ м}^{-3}$ . Рабочий газ – азот.

Для нахождения радиального распределения потенциала от оси пучка до стенки поделим пространство на две области – область пучковой плазмы и область ионного слоя между плазмой и стенкой и найдем распределение потенциала в каждой области.

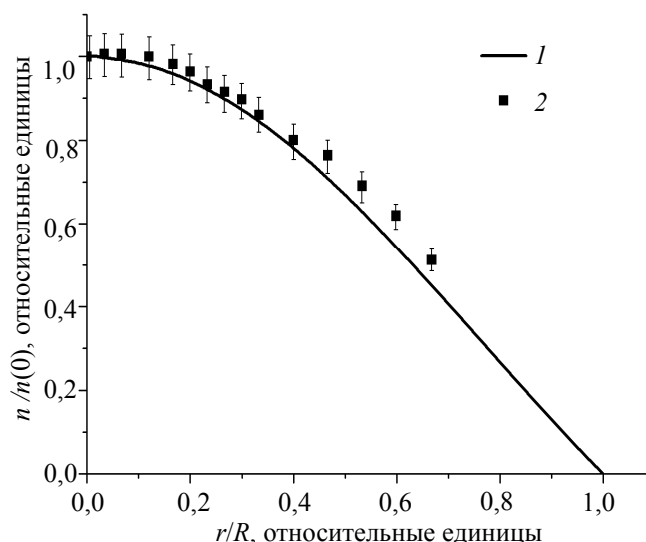


Оценим разность потенциалов между плазмой и проводящей стенкой [6]:

$$\Delta\varphi_{pc} = \frac{k \cdot T_e}{e} \ln \left( \sqrt{\frac{M_i}{4\pi \cdot m_e}} \right), \quad (8)$$

где  $M_i$  – масса иона рабочего газа.

Рис. 2. Радиальное распределение концентрации пучковой плазмы  $n(r)$ :  
1 – расчет; 2 – эксперимент



Поскольку характерные размеры рассматриваемого плазменного образования много больше радиуса Дебая ( $r_D \approx 230$  мкм) [6], в области пучковой плазмы будет отсутствовать нескомпенсированный электрический заряд (т.е. будет выполняться условие квазинейтральности плазмы). Тогда распределение потенциала в пучковой плазме описывается уравнением Лапласа:

$$\Delta\varphi = 0. \quad (9)$$

Решением уравнения (9) будет константа, равная разности потенциалов плазмы и стенки, определяемая выражением (8).

Таким образом, распределение потенциала в области пучковой плазмы не зависит от радиуса и определяется электронной температурой и массой ионов рабочего газа:

$$\varphi(r) = \Delta\varphi_{pc} \quad (10)$$

Между плазмой и стенкой образуется ионный слой, создающий для плазменных электронов потенциальный барьер и препятствующий уходу электронов на стенку. Толщину ионного слоя  $\Delta l_c$  можно оценить согласно выражению, приведенному в [1]:

$$\Delta l_c = \frac{\left( \sqrt{\frac{\epsilon_0}{n_g}} \cdot \Delta\varphi_{pc}^{3/4} \right)}{(e \cdot k \cdot T_e)^{1/4}}, \quad (11)$$

где  $\epsilon_0$  – электрическая постоянная;  $n_g$  – концентрация плазмы на границе «плазма–слой».

Для нахождения толщины слоя необходимо найти граничную концентрацию  $n_g$ . Для этого выбираем из (6) и подставляем в (11) такую концентрацию  $n'(r)$ , чтобы разность соответствующей ей координаты  $r'$  и расстояния до стенки камеры  $R$  была равна вычисленному значению толщины слоя  $\Delta l_c$ . Радиальное распределение потенциала в слое будет описываться уравнением Пуассона в цилиндрических координатах [5,7]:

$$\frac{d^2\varphi(r)}{dr^2} + \frac{1}{r} \frac{d\varphi(r)}{dr} = \frac{en(0)}{\epsilon_0} \cdot \left( \exp\left(\frac{e \cdot \varphi(r)}{kT_e}\right) - \frac{C}{\sqrt{1 - \frac{2e \cdot \varphi(r)}{kT_e}}} \right), \quad (12)$$

где  $\varphi(r)$  – потенциал как функция радиальной координаты;  $C$  – константа нормировки.

Решение уравнения (12) ищем численным методом Рунге–Кутты, приняв для упрощения потенциал плазмы равным нулю. После нахождения решения подбираем константу  $C$  так, чтобы потенциал на границе с плазмой стал равен (8), а у стенки потенциал стал равным нулю. Таким образом, решение уравнения (12) описывает радиальное распределение потенциала в области ионного слоя.

На рис. 3 показано радиальное распределение потенциала во всем пространстве от оси пучка до стенки, для энергии электронов 10 кэВ, тока пучка 10 мА, давления 10 Па рабочего газа – воздуха. Пунктиром показана граница «плазма–слой», расстояние от оси пучка до стенки 0,15 м.

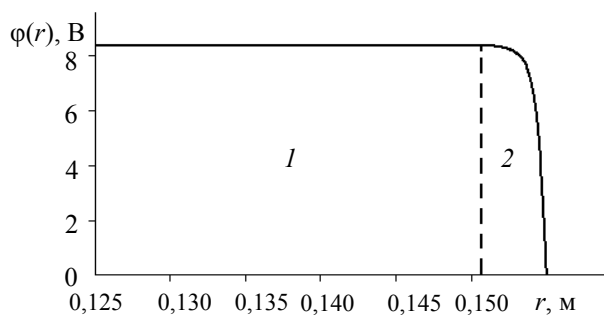


Рис. 3. Радиальное распределение потенциала в пучковой плазме (1) и ионном слое (2)

**Заключение.** Предложена физическая модель, позволяющая оценить радиальное распределение концентрации и потенциала плазмы, генерируемой ускоренным пучком электронов в форвакуумной области давлений. В модели предполагается, что вместе с пучковыми электронами вклад в ионизацию вносят и плазменные электроны из высокоэнергетичного «хвоста» максвелловской функции распределения по энергиям. При этом заряженные частицы покидают плазму в результате амбиполярной диффузии. Результаты моделирования удовлетворительно совпадают с данными эксперимента.

Работа выполнена при поддержке РФФИ, грант № 12-08-00074, и Минобрнауки, проект № 7.3101.2011.

#### Литература

1. Крейнделъ Ю.Е. Плазменные источники электронов. – М.: Атомиздат, 1977. – 144 с.
2. Окс Е.М. Источники электронов с плазменным катодом: физика, техника, применения. – Томск: Изд-во НТЛ, 2005. – 216 с.
3. Бурачевский Ю.А. Синтез диэлектрической пленки на поверхности кремния в плазме несамостоятельного тлеющего разряда с полым катодом / Ю.А. Бурачевский, Д.Б. Золотухин // Доклады Том. гос. ун-та систем управления и радиоэлектроники. – 2012. – № 1 (25). – С. 40–46.
4. Золотухин Д.Б. Моделирование методом Монте-Карло упругого и неупругого рассеяния электронного пучка в газе / Д.Б. Золотухин, В.А. Бурдовицин // Доклады Том. гос. ун-та систем управления и радиоэлектроники. – 2012. – № 2 (26). – С. 55–58.
5. Левитский С.М. Сборник задач и расчетов по физической электронике: учеб. пособие для вузов. – Киев: Изд-во Киев. ун-та, 1964. – 210 с.
6. Голант В.Е. Основы физики плазмы / В.Е. Голант, А.П. Жилинский, И.Е. Сахаров. – М.: Атомиздат, 1977. – 384 с.
7. Камке Э. Справочник по обыкновенным дифференциальным уравнениям: пер. с нем. – 4-е изд., испр. – М.: Наука: Гл. ред. физ.-мат. лит. 1971. – 576 с.

#### Золотухин Денис Борисович

Аспирант каф. физики ТУСУРа  
Эл. почта: ZolotukhinDen@gmail.com  
Тел.: (382-2) 41-33-69

#### Климов Александр Сергеевич

Доцент каф. физики ТУСУРа  
Тел.: (382-2) 41-33-69  
Эл. почта: Klimov@main.tusur.ru

#### Зенин Алексей Александрович

Аспирант каф. физики ТУСУРа  
Тел.: (382-2) 41-33-69  
Эл. почта: Zenin1988@gmail.com

Zolotukhin D.B., Klimov A.S., Zenin A.A.

#### The parameters of the plasma generated by an electron beam in a fore-vacuum pressure range

This paper contains the mathematical model and the experimental data of the quasi-neutral plasma density and plasma potential radial distribution. Plasma was generated by the electron beam accelerated to 10 keV in a fore-vacuum pressure range. The simulation result adequately describes the experimental data.

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

УДК 534.6

Д.Я. Суханов, Н.Н. Ерзакова

## Восстановление изображений скрытых объектов по широкополосным локационным измерениям звукового поля

Предлагается метод дистанционного широкополосного многопозиционного ультразвукового локационного зондирования в воздухе, позволяющий восстанавливать трёхмерные изображения плотных объектов, скрытых за звукопроницаемыми преградами. Экспериментально показана возможность визуализации объекта, скрытого за нетканым полотном в воздухе.

**Ключевые слова:** ультразвук, синтез апертуры, звуковидение, томография

Ультразвуковые методы визуализации скрытых объектов, как правило, являются контактными и применяются в медицинской диагностике, дефектоскопии, подводной эхолокации [1, 2]. Также в последнее время получают распространение методы ультразвуковой визуализации в воздухе для автоматических систем ориентации в пространстве. В работе [3] были предложены методы визуализации неоднородностей в воздухе на одной частоте. Визуализация скрытых объектов на одной частоте возможна, но имеются значительные искажения, вносимые отражением от преграды.

В данной работе предлагается использовать широкополосные сигналы для повышения качества восстанавливаемых изображений.

**Постановка задачи.** Предлагается рассмотреть схему измерений (рис. 1). Ультразвуковой излучатель и приёмник перемещаются в плоскости  $XOY$  на прямоугольной области с фиксированным шагом. Будем считать, что излучатель и приёмник располагаются достаточно близко на фиксированном расстоянии. Звукопроницаемая преграда располагается на дальности  $h_1$  от объекта, а область измерения находится на расстоянии  $h_2$  от звукопроницаемой преграды. В каждой точке положения системы излучателя и приёмника осуществляется зондирование среды широкополосными ультразвуковыми сигналами и измерение рассеянного сигнала.

В качестве широкополосного сигнала будем использовать сигнал, составленный из суммы гармонических сигналов с нелинейным фазовым сдвигом, что должно обеспечить равномерное распределение энергии сигнала во времени:

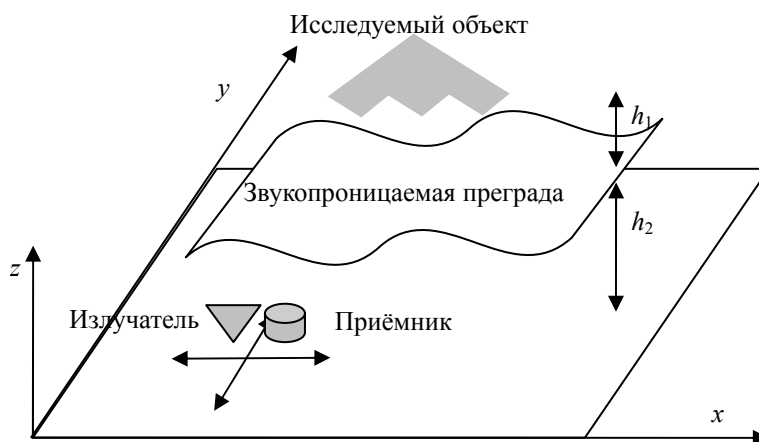


Рис. 1. Схема измерений

$$S(t) = \sum_{n=1}^N \sin(\omega_n t + \varphi_n), \quad (1)$$

где  $\varphi_n = \pi n^2 / N$  – нелинейный фазовый сдвиг;  $N$  – количество частот в спектре сигнала;  $\omega_n$  – частоты в спектре сигнала. Нелинейный фазовый сдвиг позволяет избежать появления отдельных максимумов, которые нежелательны для излучающей системы. По сути полученный сигнал имеет форму циклически повторяющегося линейно-частотно-модулированного сигнала.

Поле в области измерений можно записать в виде интеграла свёртки функции реакции на точечный рассеиватель и функции распределения рассеивателей в среде [4]:

$$U(x, y) = \iint_{S'} \rho(x', y') G(x - x', y - y') dx' dy', \quad (2)$$

где с точностью до постоянных множителей  $G(x,y) = \frac{\exp\left(ik2\sqrt{x^2+y^2+h^2}\right)}{x^2+y^2+h^2}$ ;  $k = \frac{\omega}{c}$  – волновое число в среде;  $h = h_1 + h_2$  – дальность до плоскости рассеивающего объекта;  $S$  – область размещения плоского рассеивающего объекта;  $\rho(x',y')$  – функция, описывающая распределение рассеивателей в плоскости на дальности  $h$ .

Решение обратной задачи, т.е. восстановление распределения рассеивающих неоднородностей по измеренному полю, предлагается осуществить на основе метода пространственно согласованной фильтрации:

$$p(x',y') = \iint_S U(x,y) G^*(x-x',y-y') dx dy, \quad (3)$$

где  $p(x',y')$  – восстановленное распределение неоднородностей на одной частоте;  $S$  – область перемещения приемопередающей системы.

В случае измерений в широкой полосе частот предлагается для восстановления изображения суммировать результаты согласованной фильтрации на всех частотах:

$$P(x,y) = \sum_n p(x,y,\omega_n), \quad (4)$$

где  $p(x,y,\omega_n)$  – результат пространственно согласованной фильтрации на частоте  $\omega_n$ .

**Экспериментальные исследования.** Для экспериментальных исследований была разработана установка согласно схеме (см. рис. 1). В качестве ультразвукового излучателя и приёмника использовались датчики фирмы MuRata MA40S4R. В качестве тестового объекта использовался пластиковый пистолет (рис. 2, а). Пистолет был скрыт за звукопроницаемой преградой из нетканого полотна (рис. 2, б). Для позиционирования и двумерного сканирования использовался двухкоординатный сканер собственной разработки.



Рис. 2. Фотографии тестового объекта и экспериментальной установки: а – тестовый объект; б – экспериментальная установка

Измерения проводились на двумерной области  $40 \times 40$  см в полосе частот от 37 до 43 кГц на 32 частотах. Представлены результаты восстановления изображений тестового объекта (рис. 3) по формулам (3)–(4).

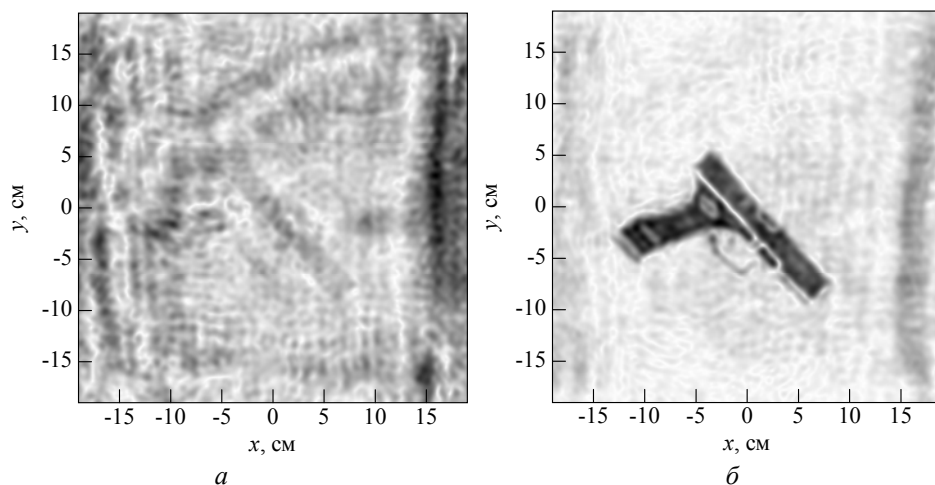


Рис. 3. Результаты восстановления изображений тестового объекта: а – на частоте 40 кГц; б – в полосе частот 37–43 кГц на 32 частотах

В результате видно, что на одной частоте объект не визуализирован, это связано с влиянием отражения от звукопроницаемой преграды. Визуализация при обработке в полосе частот (4) возможна благодаря появлению разрешения по дальности между экраном и объектом.

**Заключение.** На основе проведенных экспериментальных исследований можно сделать выводы. Широкополосное зондирование и согласованная обработка измеренного поля на различных частотах позволяет увеличить отношение сигнал/шум при ультразвуковом зондировании через звукопроницаемый неоднородный экран. Экспериментально показана возможность визуализации объекта скрытого за звукопроницаемым экраном, с помощью пространственно согласованной широкополосной обработки данных моностатического многопозиционного ультразвукового зондирования.

#### *Литература*

1. Алешин Н.П. Ультразвуковая дефектоскопия: справ. пособие / Н.П. Алешин, В.Г. Лупачев. – М.: Выш. шк., 1987. – 271 с.
2. Грегуш П. Звуковидение: пер. с англ. – М.: Мир, 1982. – 232 с.
3. Радиоволновая томография скрытых объектов для систем безопасности / В.П. Якубов, К.Г. Склярчик, Р.В. Пинчук и др. // Изв. высш. учеб. заведений. Физика (Томск). – 2008. – Т. 51, №10. – С. 63–80.
4. Виноградова М.Б. Теория волн / М.Б. Виноградова, О.В. Руденко, А.П. Сухоруков. – М.: Наука, 1990. – 384 с.

---

#### **Суханов Дмитрий Яковлевич**

Доцент каф. радиофизики НИ ТГУ  
Тел.: 8-903-914-25-40  
Эл. почта: sdy@mail.tsu.ru

#### **Ерзакова Надежда Николаевна**

Студентка каф. радиофизики НИ ТГУ  
Тел.: 8-953-923-07-58  
Эл. почта: yerzakova-nadya@yandex.ru

Sukhanov D.Ya., Yerzakova N.N.

#### **Image reconstruction of hidden objects on broadband location measurements of a sound field**

In the paper we propose a method of remote broadband multiposition ultrasonic locational sensing in the air which allows to reconstruct three-dimensional images of dense objects hidden behind sound-transmitting barriers. The experiments shows the possibility of visualization of an object hidden behind nonwoven sheet in the air.

**Keywords:** ultrasound, aperture synthesis, sound vision, tomography.

УДК 534.2

Н.П. Красненко, А.Н. Кудрявцев, А.С. Раков, Д.С. Раков, Д.А. Шендрик

## Мощные акустические антенные решетки

Рассмотрены разработанные модели акустических фазированных антенных решеток. Приводятся их характеристики и состав.

**Ключевые слова:** антенная решетка, диаграмма направленности, звуковое давление, дальность действия, звуковое вещание.

Одной из областей приложения мощных излучающих акустических систем является звуковое вещание [1–2], которое можно характеризовать как метод информационно-психологического воздействия на людей. Он осуществляется путем передачи посредством звуковещательных станций (и других источников направленного действия) различных сигналов, сообщений и программ для восприятия удаленными слушателями на различных расстояниях. Также антенные решетки используются в акустических локаторах для зондирования атмосферы.

Система дальнего звукового вещания состоит из широкополосной излучающей системы, канала передачи информации (распространения звуковых волн) и приемной системы (слушателя) – субъекта с его органами слуха (рис. 1). Широкополосная излучающая система служит для генерации, формирования и излучения полезного сигнала. В канале распространения происходит взаимодействие полезного сигнала с атмосферой, подстилающей поверхностью, где последние существенно искажают и ослабляют сигнал. В качестве приемника может использоваться как специальная акустическая приемная аппаратура, например направленный микрофон, так и обычный человек или группа людей. Существуют разнообразные стационарные и мобильные звуковещательные станции (ЗС) наземного и воздушного базирования с различной дальностью вещания. Наземные мобильные станции обычно размещаются на транспортных средствах повышенной проходимости.

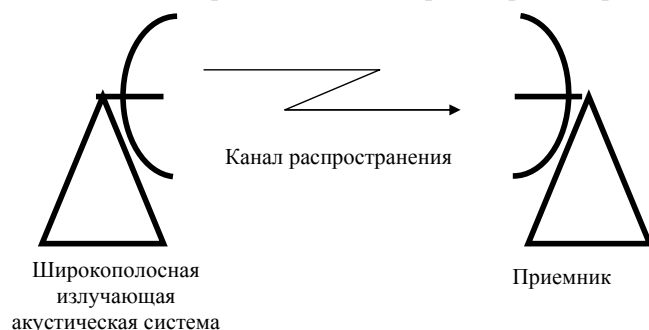


Рис. 1. Система звуковой связи

Общая стоящая перед всеми разработчиками ЗС проблема – это увеличение дальности звукового вещания и соответственно зоны уверенного озвучивания. Она обеспечивается прежде всего мощными источниками звуковых колебаний направленного действия. Однако создание все более мощных (и, следовательно, более тяжелых и громоздких) станций не позволяет полностью решить эту задачу, поскольку в конечном итоге определяющим фактором является сама атмосфера (атмосферный канал распространения звуковых волн) [1, 3].

Наращивание мощности излучения в направленный звуковой пучок свыше определенного порога приводит к нелинейным эффектам и к режиму насыщения уровня звукового давления на фиксированном расстоянии.

Главная проблема в звуковом вещании на большие расстояния – неопределенность в результатах озвучивания заданного пункта – может быть решена только с помощью устройства прогнозирования дальности звукового вещания [3]. В то же время существует постоянная потребность в создании мощных мобильных (возимых, носимых) излучающих систем направленного действия для реализации данной задачи.

**Модели мощных акустических антенных решеток.** В мире создан достаточно большой ряд излучающих акустических установок на основе акустических антенных решеток. Наибольшую известность в мире получила система LRAD 1000 (и ее разновидности) – это акустическая система предупреждения и реагирования, производимая компанией American Technology Corporation (США) [4], и др. Аббревиатура названия установки LRAD расшифровывается как «Long Range Acoustic hailing Device» – оповещающее устройство дальнего действия. В качестве элементов решетки используются рупорные излучатели в количестве 85 шт. Диаметр излучающей системы 838 мм, тол-

щина 155 мм. Масса излучающей системы без дополнительных устройств составляет 20,4 кг. Дальность действия в режиме вещания, согласно рекламе до 1000 м. Широкою известность данное устройство получило после рекламы его применения для отражения атаки пиратов на судно у берегов Сомали.

Пожалуй, наиболее мощной из рекламируемых в мире известных акустических излучающих систем является акустическая система HS-60 (Hyperspike) компаний Wattle Inc. и Ultra Electronics (США) [5]. Но она уже является стационарной, состоит из набора электродинамических громкоговорителей. Рекламируемый уровень приведенного к 1 м звукового давления составляет 182 дБ, что не внушает доверия в большой дальности действия (выше упоминалось о нелинейных эффектах).

Отечественные разработки акустических излучающих систем имеют аналогичные характеристики по дальности действия, а некоторые и превосходят зарубежные изделия. Так, например, звуковещательная станция ЗС-96.03 с устройством прогнозирования дальности звукового вещания УПДЗС-01.03 [1, 3]. Станция монтируется на бронетранспортер БТР-80. Излучающая система – антенная решетка из 24 рупорных громкоговорителей, дальность приема речевых сообщений в благоприятных условиях – до 7 км. Потребляемая электрическая мощность около 2 кВт.

В последнее время нами были разработаны несколько образцов мобильных излучающих звуковых установок направленного действия [2, 6, 7]. На рис. 2 показан внешний вид трех таких установок: АИ-40, АИ-91 и ее модификация.

Созданные акустические излучатели большой мощности обеспечивают генерацию узконаправленного луча звуковых волн с максимумом излучения в области частот 2000–3000 Гц. Они используются для звукового вещания в целях оповещения и предупреждения. В их состав, кроме непосредственно излучающей системы, входят также портативный компьютер и источник питания. Акустический излучатель представляет собой антенную решетку из отдельных электроакустических преобразователей. Блок управления акустической антенной решеткой представляет собой переносной промышленный компьютер, выполненный в защищенном варианте с установленным на него специально разработанным программным обеспечением. Общая блок-схема работы звуковой установки показана на рис. 3.

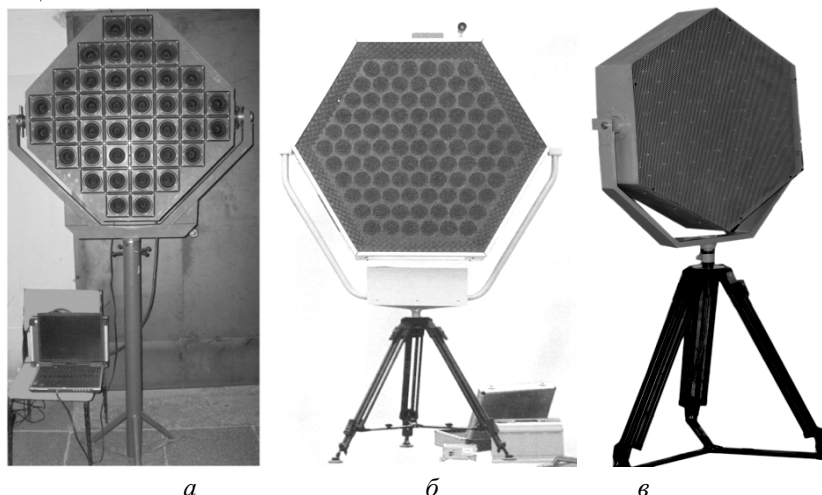


Рис. 2. Внешний вид акустических излучателей (АИ-40 – слева), сбоку ноутбук и автомобильный аккумулятор

В качестве элементов антенной решетки излучателей использованы пьезоэлектрические преобразователи (громкоговорители), развивающие максимальное акустическое давление на резонансной частоте до 115 дБ на расстоянии 1 м. Выбор преобразователей обусловлен такими достоинствами пьезоэлектрических громкоговорителей, по сравнению с электродинамическими, как меньшая масса и больший КПД. Недостатками пьезоэлектрических громкоговорителей являются высокочастотность и неравномерность амплитудно-частотной характеристики (АЧХ). При использовании широкополосных сигналов в системах звукового вещания эти недостатки нивелируются с расстоянием фильтрующими свойствами самой атмосферы [1]. Стоит сказать, что методы расчета акустических антенных решеток совпадают с методами расчета антенных решеток радиодиапазона.

Отдельно необходимо добавить, что переход от модели АИ-40 к модели АИ-91 был вызван малым коэффициентом использования эффективной площади разработанной антенной решетки. Поэтому путем модификации размера электроакустического преобразователя удалось на ту же площадь излучающей апертуры вписать большее количество излучателей (91 излучатель). Конструктив модели АИ-91М, в отличие от АИ-91 был сделан из композитных материалов, применена цифровая усилительная электроника, что позволило уменьшить габаритные размеры и существенно выиграть в массе.

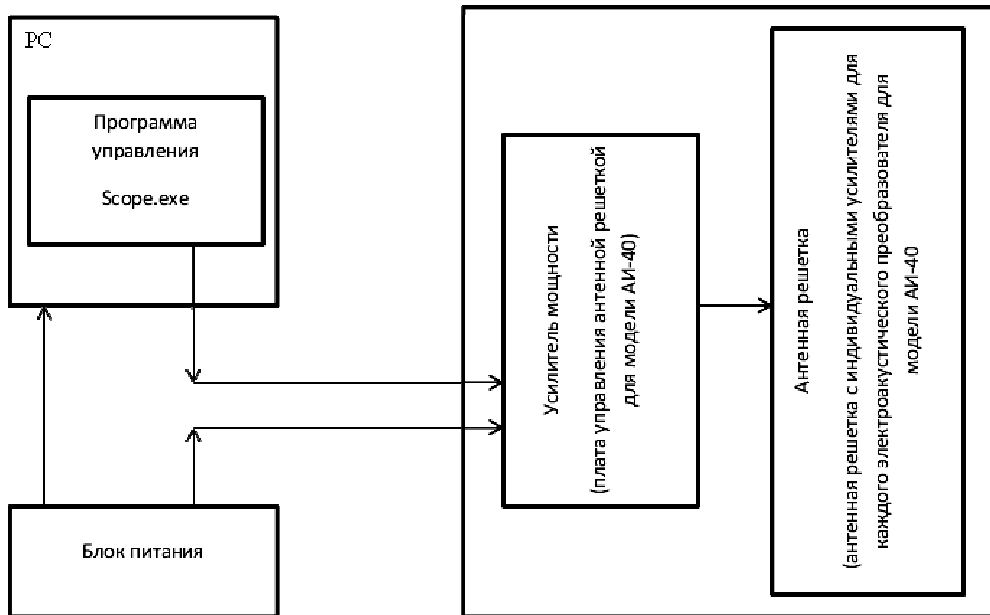


Рис. 3. Блок-схема мощной акустической антенной решетки

Модель АИ-40 оснащена индивидуальными усилительными модулями для каждого электроакустического преобразователя, в то время как две модели АИ-91 имеют в своем составе один общий усилитель мощности одновременно на все электроакустические преобразователи. Также стоит отметить, что модель АИ-40 путем небольшой доработки программного обеспечения и электронной части модернизируется в систему с электронным управлением направлением диаграммы направленности.

Программное обеспечение позволяет задавать различные виды и параметры сигналов, такие как частота, длительность излучения, пауза между посылками, вид сигнала (синусоидальный, ЛЧМ, белый шум и др.). Для расчета уровня звука в заданной точке имеется возможность прогнозирования из выпадающего списка в программе, выбирать параметры подстилающей поверхности, высоту расположения источника звука и приемника звука, а также задавать параметры окружающего шума. Внешний вид главного окна программы показан на рис. 4.



Рис. 4. Внешний вид главного окна программы

Для расчета ослабления звука, обусловленного атмосферным поглощением, предусмотрено получение данных с внешнего блока измерения метеорологических параметров, содержащего измерители давления, влажности и температуры воздуха.



Для передачи речевых сообщений также используется микрофон. Источником питания для мобильных установок служит аккумуляторная батарея 12(24) В, обеспечивающая возможность непрерывной работы в течение часа. Также в стационарных условиях эксплуатации имеется возможность подключения к сети 220 В. Представленные излучающие установки использовались при проведении экспериментальных исследований по приземному распространению звуковых волн [6].

Испытания мощных акустических антенных решеток проводились в натуральных условиях и включали в себя эксперименты по определению максимальной мощности антенной решетки и по определению характеристик направленности антенной решетки.

В качестве дополнительного оборудования при приеме сигналов использовался шумомер фирмы «Bruel&Kjer» – Mediator 2238. Исходный акустический сигнал на антенную решетку подавался с программы генератора сигналов через линейный выход ноутбука. В качестве примера на рис. 5 приведены результаты измерения диаграммы направленности для АИ-40.

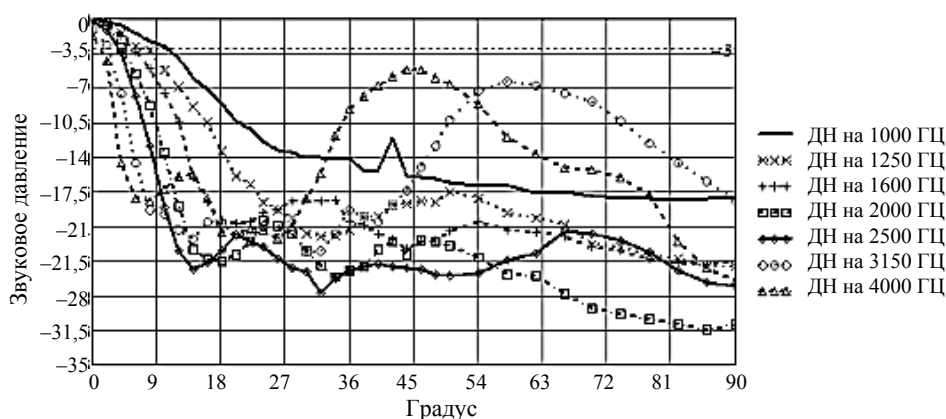


Рис. 5. Экспериментальные результаты измерения диаграммы направленности АР

Характеристики мощных акустических антенных решеток и значения максимальной мощности, а также ширины диаграммы направленности, полученные в ходе экспериментов, приведены в таблице.

**Характеристики мощных акустических антенных решеток**

Акустический излучатель	АИ-40	АИ-91
Число элементов	40	91
Потребляемая электрическая мощность, Вт	450	1000
Максимальное акустическое давление, дБ/м	145	155
Габариты, мм	1000×1000×300	1237×1392×296 (950×900×200 для АИ-91М)
Ширина ДН	15...7° (2000...5000 Гц)	15...7° (2000...5000 Гц)
Резонансная частота, Гц	2350 Гц	2350 Гц
Минимальная рабочая температура, °С	-30 °С	-30 °С
Масса, кг	40 (без учета штатива и блока управления)	60 (без учета штатива и блока управления) (25 для АИ-91М)
Расположение элементов	Квадратная сетка	Гексагональная сетка
Дальность вещания	Не менее 1000 м	Не менее 1500 м
Кол-во усилителей	40 шт.	1 шт.

**Заключение.** В статье рассмотрены разработанные модели мощных излучающих акустических антенных решеток для атмосферных приложений. Приведены их технические характеристики. Обладая такими достоинствами, как малые масса, размеры и энергопотребление, мобильность и быстрая разворачиваемость на местности, предложенные модели могут успешно использоваться для дальней звуковой связи в атмосфере, при проведении экспериментов по распространению звука в приземном слое атмосферы в различных метеорологических условиях и при различной подстилающей поверхности, а также для зондирования атмосферы.

*Литература*

1. Красненко Н.П. Дальнее звуковое вещание: проблемы, итоги, возможности // Сверхширокополосные сигналы в радиолокационных и акустических системах: конспекты лекций / Науч. совет по распространению радиоволн. – Муром: Изд. полиграф. центр МИ ВлГУ, 2006. – С. 96–115.
2. Красненко Н.П. Системы дальнего звукового вещания и воздействия в атмосфере / Н.П. Красненко, В.Н. Абрамочкин // Сб. матер. Всерос. науч.-техн. конф. «Научное и техническое обеспечение исследований и освоения шельфа Северного Ледовитого океана». – Новосибирск. СибГУТИ, 2010. – С. 105–110.
3. Красненко Н.П. Приземное распространение звуковых волн в атмосфере // Доклады ТУСУРа. – 2013. – № 2 (22). – С. 86–95.
4. URL: [www.atcsd.com](http://www.atcsd.com) (дата обращения: 25.09.2013).
5. URL: [www.ultra-hyperspike.com](http://www.ultra-hyperspike.com) (дата обращения: 25.09.2013).
6. Технические средства для исследования приземной атмосферы и распространения звуковых волн / Н.П. Красненко, А.Н. Кудрявцев, Д.С. Раков, П.Г. Стафеев // Оптика атмосферы и океана. – 2012. – Т. 25, № 2. – С. 158–164.
7. Мощные излучающие акустические антенные решетки / Н.П. Красненко, А.С. Раков, Д.С. Раков, Ц.Д. Сандуков // Приборы и техника эксперимента. – 2012. – №3. – С. 129–130.

**Красненко Николай Петрович**

Д-р физ.-мат. наук, профессор каф. радиотехнических систем ТУСУРа,  
вед. науч. сотрудник Института мониторинга климатических и экологических систем  
Сибирского отделения Российской академии наук (ИМКЭС СО РАН)  
Тел.: 8 (382-2) 49-24-18  
Эл. почта: [krasnenko@imces.ru](mailto:krasnenko@imces.ru)

**Кудрявцев Андрей Николаевич**

Вед. электроник Института оптики атмосферы СО РАН

**Раков Александр Сергеевич**

Мл. науч. сотрудник ИМКЭС СО РАН

**Раков Денис Сергеевич**

Канд. техн. наук, мл. науч. сотрудник ИМКЭС СО РАН  
Тел.: 8 (382-2) 49-24-18  
Эл. почта: [rakov@imces.ru](mailto:rakov@imces.ru)

**Шендрик Данил Александрович**

Асп. ИМКЭС СО РАН

Krasnenko N.P., Kudryavtsev A.N., Rakov A.S., Rakov D.S., Shendrik D.A.

**Powerful acoustic phased arrays**

The paper presents the developed acoustic phased array antennas and describes the characteristics and the composition of the antennas.

**Keywords:** antenna array, antenna pattern, sound pressure, range, sound broadcasting.

УДК 621.365.51 : 621.43.046.29 : 621.315.617.4

Р.Г. Калинин, А.В. Кобзев, В.Д. Семенов, В.А. Федотов

## Выбор корректирующего звена резонансного преобразователя на основе экспериментальной АЧХ по управляющему воздействию

Проведены исследования частотных характеристик резонансного инвертора для индукционного нагрева медного провода по управляющему воздействию. На основе полученной АЧХ выбрано корректирующее звено системы управления преобразователем, обеспечивающее необходимый характер переходного процесса.

**Ключевые слова:** индукционный нагрев провода, стабилизация тока колебательного контура изменением частоты, резонансные преобразователи, линеаризованная модель, импульсная модель в Simulink Matlab.

Для повышения качества и скорости зачистки медных и алюминиевых проводов от лаковой изоляции используется устройство для снятия изоляции с эмалированных проводов методом индукционного нагрева (Zetta) [1].

Устройство состоит из блока управления БУ и блока нагрева БН. Блок нагрева (рис. 1) состоит из однотактного инвертора на ключах  $K1$  и  $K2$ , нагруженного на последовательный резонансный  $LC$ -контур, который включает в себя индуктор  $L$  с магнитопроводом, резонансную емкость  $C_{рез}$  и эквивалентное сопротивление потерь  $R$ . Магнитопровод индуктора выполняет роль концентратора магнитного поля в зазоре.

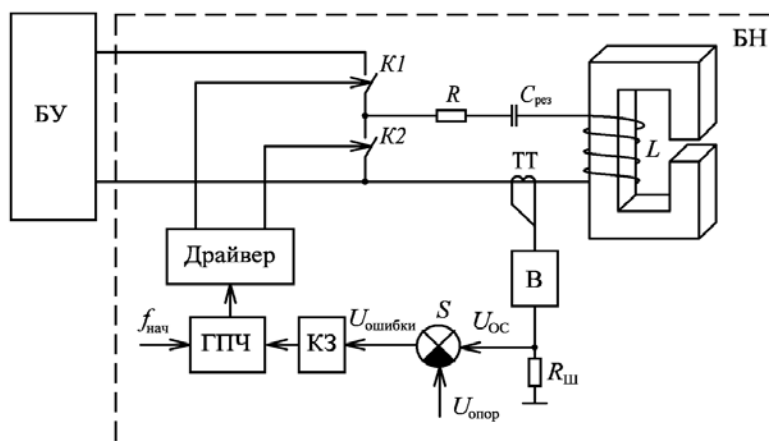


Рис. 1. Функциональная схема блока нагрева

В устройстве Zetta используется принцип регулирования мощности нагрева на основе изменения частоты работы инвертора, нагруженного на последовательный колебательный контур. Выходной ток резонансного преобразователя, пропорциональный потоку в магнитопроводе, в этом случае может быть представлен соответствующей амплитудно-частотной характеристикой (АЧХ) колебательного контура. Эта АЧХ по существу является регулировочной характеристикой преобразователя, которая зависит от резонансной частоты  $f_{рез}$  и добротности  $LC$ -контура. Мгновенное значение тока силового контура измеряется трансформатором тока (ТТ), выпрямляется выпрямителем (В), нагруженным на сопротивление  $R_{ш}$ , необходимое для преобразования сигнала тока в напряжение  $U_{oc}$ . Полученное напряжение  $U_{oc}$  с резистора  $R_{ш}$  подается на сумматор  $S$ , где из него вычитается опорное напряжение  $U_{опор}$ .

Полученное напряжение ошибки  $U_{ошибки}$  преобразуется корректирующим звеном КЗ и подается на генератор подстраиваемой частоты (ГПЧ). Форма напряжения  $U_{oc}$  представляет собой выпрямленную синусоиду с частотой, равной частоте работы инвертора, поэтому для сравнения  $U_{oc}$  с постоянным опорным сигналом  $U_{опор}$  необходимо, чтобы корректирующее звено обладало достаточной инерционностью для сглаживания пульсаций.

Принцип стабилизации тока резонансного  $LC$ -контура представлен на рис. 2 и состоит в следующем. Начальная частота  $f_{нач}$  работы инвертора задается много большей резонансной частоты колебательного  $LC$ -контура. Под действием сигнала рассогласования между  $U_{oc}$  и  $U_{опор}$  текущая частота работы инвертора уменьшается, приближаясь к резонансной  $f_{рез}$ . По мере приближения к резонансной частоте ток силового контура возрастает. В момент достижения равенства опорного

напряжения  $U_{опор}$  и среднего значения  $U_{ос}$  ток стабилизируется. Частоту, на которой происходит стабилизация рабочего тока  $I_{раб}$ , назовем рабочей частотой  $f_{раб}$ , а точку, соответствующую  $I_{раб}$  и  $f_{раб}$ , назовем рабочей точкой. Важно, чтобы в момент поиска рабочей частоты текущая частота не «перескочила» резонансную частоту  $f_{рез}$ . В противном случае обратная связь становится положительной и текущая частота необратимо снижается, как показано на рис. 3, а, а импеданс резонансного LC-контура принимает емкостный характер, что ведет к жесткой коммутации силовых ключей инвертора.

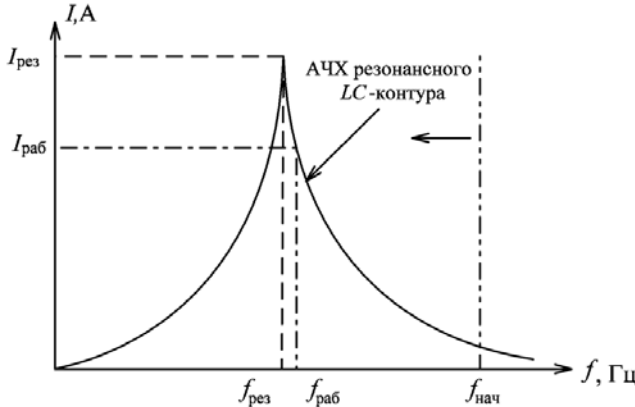


Рис. 2. Принцип работы контура стабилизации тока

Текущая частота работы инвертора может «перескочить»  $f_{рез}$  по двум причинам. Первая причина определяется недостаточной добротностью резонансного контура, при которой требуемый рабочий ток не может быть достигнут. Вторая – возникновением перерегулирования текущей частоты в момент переходного процесса из-за слишком быстрого изменения частоты, что зависит от передаточной функции силового контура по управляющему воздействию. В некоторых случаях наблюдается незатухающий колебательный процесс (рис. 3, б), который приводит к снижению эффективности нагрева зачищаемого проводника и перегреву магнитопровода. Описанные режимы работы являются следствием неправильного выбора параметров корректирующего звена.

Описанные режимы работы являются следствием неправильного выбора параметров корректирующего звена.

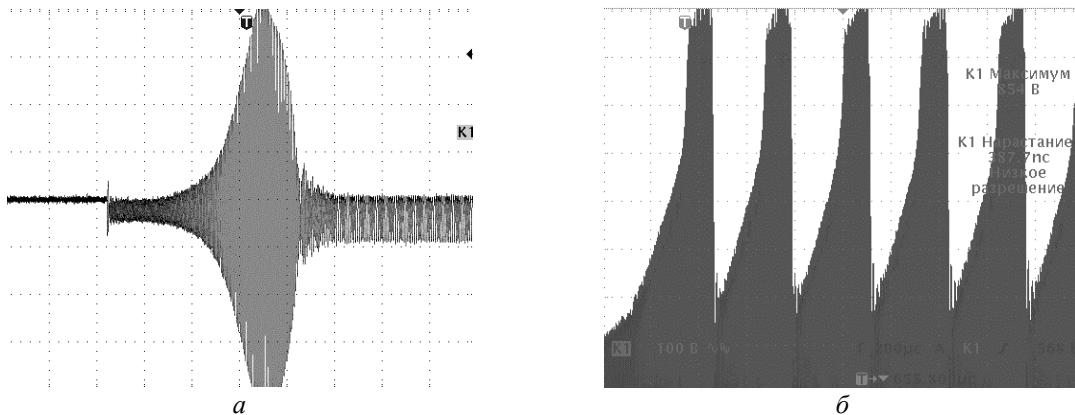


Рис. 3. Осциллограммы напряжений на емкости резонансного контура  $C_{рез}$ : а – при переходе текущей частоты ниже резонансной  $f_{рез}$ ; б – незатухающий колебательный процесс стабилизации рабочего тока

Несмотря на то, что управление резонансным преобразователем изменением частоты работы инвертора широко известны в технической литературе [2], нам не известны рекомендации по выбору параметров корректирующего звена. Поэтому задача расчета и выбора параметров корректирующего звена для резонансных преобразователей управляемых изменением частоты, является актуальной.

Для определения параметров корректирующего звена рассмотрим структурную схему блока нагрева как замкнутую систему регулирования (рис. 4). Передаточные функции трансформатора тока ТТ, выпрямителя В, нагруженного на сопротивления  $R_{ш}$  и ГПЧ, можно представить пропорциональными звеньями и обозначить соответственно:  $K_{ТТ}$ ,  $K_{В}$ ,  $K_{ш}$ ,  $K_{ГПЧ}$ , причем  $K_{ТТ}$  определяется коэффициентом трансформации трансформатора тока ТТ;  $K_{В} = 1,11^{-1}$ , определяется коэффициентом пропорциональности между действующим и средневыпрямленным значением тока;  $K_{ш} = R_{ш}$  – номиналом сопротивления шунта;  $K_{ГПЧ}$  определяется как отношение разности предельных частот ГПЧ к разности предельных значений входного

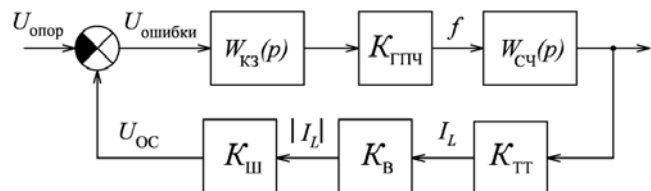


Рис. 4. Структурная схема системы автоматического регулирования блока нагрева

напряжения. В случае реализации ГПЧ на интегральной микросхеме CD4046 предельные частоты определяются внешними элементами [3].

Для получения линеаризованной передаточной функции силовой части импульсного преобразователя  $W_{СЧ}(p)$  в рабочей точке регулирования воспользуемся экспериментальным способом определения АЧХ по управляющему воздействию, описанным в литературе [4]. Для этого построим имитационную модель преобразователя с применением программного пакета Simulink Matlab (рис. 5). Резонансный контур  $L$ ,  $C_{рез}$  и активные потери в контуре представлены блоком  $RLC$  (Series RLC Branch). Параметры блока  $L = 17$  мкГн,  $C_{рез} = 3$  нФ,  $R = 1$  Ом. RLC – блок подключен к однотактному двухключевому инвертору, собранному на идеальных ключах (Ideal Switch)  $K1$  и  $K2$ . Входы инвертора подключены к источнику постоянного напряжения  $E$  (DC Voltage Source) с напряжением 42 В. Управление ключами  $K1$  и  $K2$  реализовано в блоке  $F1$  (Atomic Subsystem).

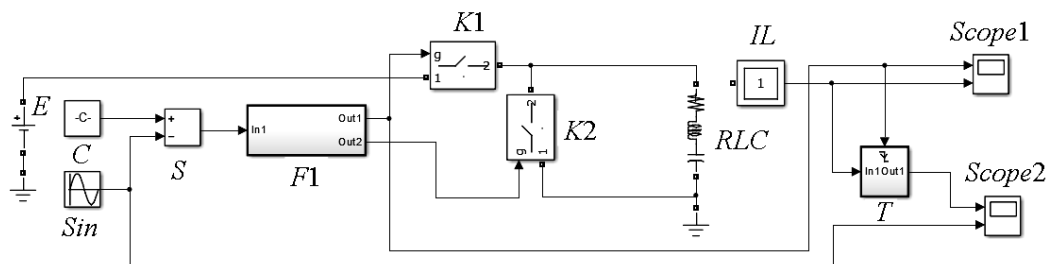


Рис. 5. Имитационная модель преобразователя в Simulink Matlab

Блок  $F1$  представляет собой ГПЧ, на вход блока поступает сигнал с задатчика частоты, а выход подключен к управляющему входу ключа  $K1$  и через инвертор  $N$  к управляющему входу ключа  $K2$ . Задатчик частоты реализован на основе блока сумматора  $S$ , константы  $C$  и источника синусоидального сигнала  $Sin$ . Поэтому полученные частотные характеристики включают в себя и ЧХ ГПЧ с единичным коэффициентом усиления.

Амплитудное значение тока резонансного контура  $RLC$  измеряется мультиметром  $IL$ . Для этого в измерительную цепь тока введен блок выборки хранения  $T$ , реализованный на блоке Trigger Subsystem. Момент времени сохранения амплитудного значения тока  $RLC$  контура определяется управляющим сигналом замыкания ключа  $K1$ . Такая синхронизация возможна ввиду того, что рабочая частота  $f_{раб}$  близка к резонансной частоте  $f_{рез}$  резонансного  $LC$ -контура.

Структура блока  $F1$  представлена на рис. 6. Генератор подстраиваемой частоты ГПЧ реализован на блоке интегратора со сбросом  $Int$  и компараторе  $Comp2$ . Интегратор  $Int$  интегрирует входной сигнал, и при равенстве его выходного напряжения единице, он сбрасывается в ноль. Изменение значения входного сигнала приводит к изменению частоты линейно изменяющегося сигнала. В момент достижения выходного значения интегратора  $Int$  значения 0,9 блоком компаратора  $Comp1$  вырабатывается синхросигнал для генератора импульсов реализованного на блоке  $T1$  (Triggered Subsystem). При каждом положительном фронте синхросигнала производится инвертирование логического сигнала на выходе блока  $T1$ . Выходной сигнал блока  $T1$  служит управляющим сигналом для ключей инвертора. Для реализации комплементарного управления ключами инвертора используется блок  $N$  (Logical Operator – NOT).

С помощью блока  $C$  задается рабочая точка резонансного преобразователя. С помощью блока  $Sin$  задается синусоидальное управляющее воздействие с малой амплитудой и частотой  $f_{изм}$ , изменяемой в процессе определения ЧХ. Измеренные значения амплитуд тока резонансного  $LC$ -контура обрабатываются при помощи блока  $powergui$ . Производится разложение в ряд Фурье (FFT).

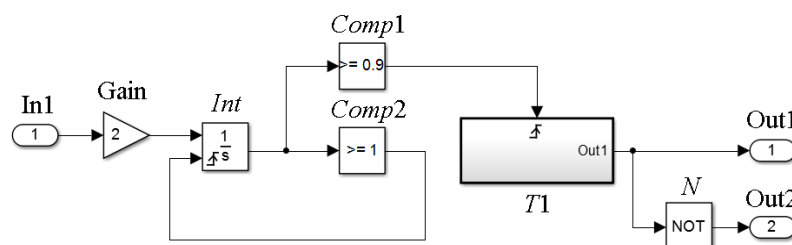


Рис. 6. Структурная схема блока  $F1$

Из полученного ряда выбираются амплитуда и фаза гармонического сигнала, соответствующего частоте  $f_{изм}$ . Далее определяется коэффициент усиления на частоте  $f_{изм}$  как отношение амплитудного

значения управляющего воздействия к амплитудному значению тока, полученного после разложения на измеряемой частоте.

Фазовое отставание, вносимое силовой частью преобразователя, определяется как разность фазы управляющего воздействия и фазы полученного тока. Полученные значения коэффициента усиления  $K_y$  и разности фаз  $\Delta\phi$  заносятся в таблицу. Далее измеряемая частота  $f_{изм}$  изменяется, и эксперимент повторяется до тех пор, пока не будет получена полная картина ЧХ.

Результаты измерения ЧХ силовой части резонансного преобразователя с единичным коэффициентом ГПЧ, сопротивление контура 1 Ом, при действующем значении тока в рабочей точке, равном 4,7 А, представлены на рис. 7.

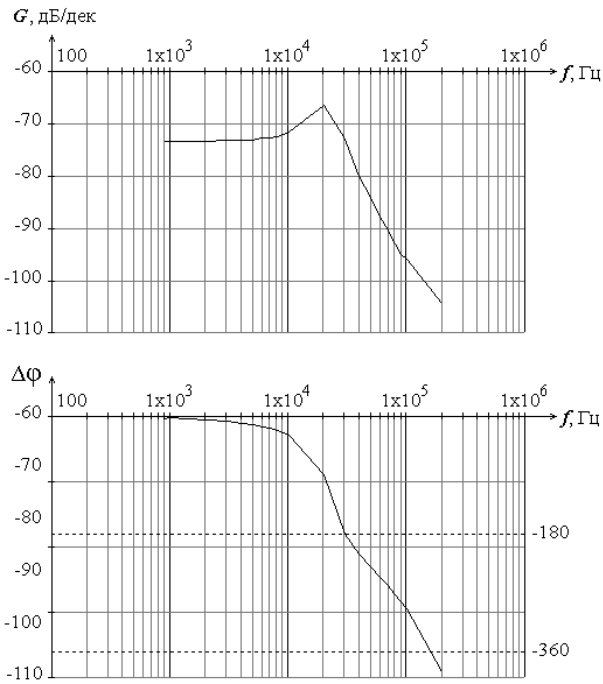


Рис. 7. ЛАЧХ и ЛФЧХ силовой части преобразователя

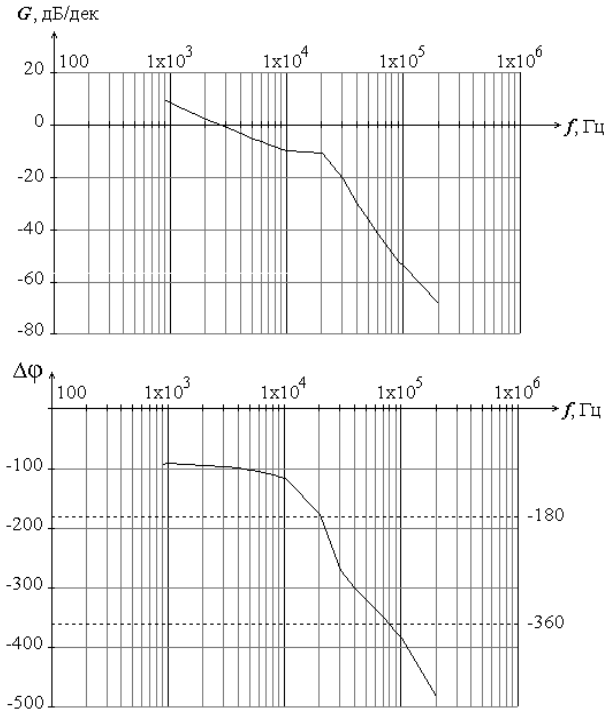


Рис. 8. ЛАЧХ и ЛФЧХ замкнутого контура

Анализ амплитудно-частотных и фазочастотных характеристик показывает, что силовую часть резонансного преобразователя с единичным ГПЧ при построении замкнутого контура регулирования можно представить передаточной функцией второго порядка по управляющему воздействию. При этом эквивалентная АЧХ по управляющему воздействию представляет собой резонансное звено. Резонансная частота этого звена много меньше частоты  $f_{рез}$  LC-контура. В области нижних частот, до 30 кГц, фазовая характеристика качественно совпадает с фазовой характеристикой звена второго порядка, а в области верхних частот, выше 30 кГц, наблюдается отклонение в область неограниченного увеличения фазы.

Полученный результат можно объяснить тем, что исследуемая имитационная модель является нелинейной импульсной системой. Подобное поведение нелинейной импульсной системы отмечено нами в статье [5], в которой рассматривался импульсный преобразователь с ШИМ 1-го рода.

Полученные экспериментальные значения ЧХ резонансного преобразователя позволяют построить ЧХ разомкнутого контура. При построении ЧХ разомкнутого контура регулирования были взяты следующие численные значения коэффициентов передачи пропорциональных звеньев:  $K_{ГПЧ} = 60000$ ,  $K_{ГТ} = 1/44$ ,  $K_{Ш} = 18$ .

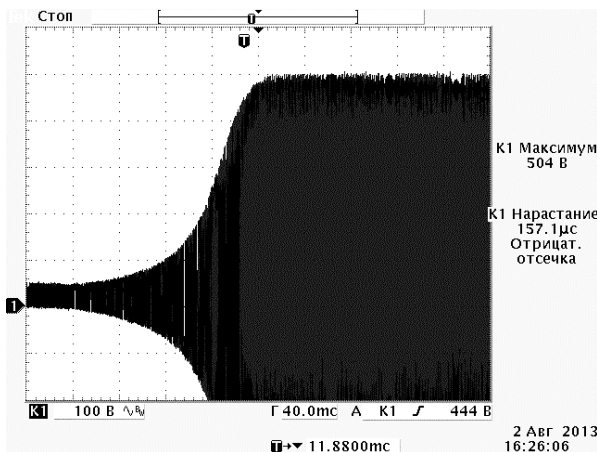


Рис. 9. Осциллограмма напряжения на резонансной емкости  $C_{рез}$

Полученные ЧХ разомкнутого контура регулирования позволяют классическим способом синтезировать корректирующее звено [6], обеспечивающее заданные статические и динамические параметры преобразователя (рис. 8).

На основе полученных результатов было синтезировано корректирующее звено, представляющее собой идеальный интегратор, которое обеспечивает переходный процесс, удовлетворяющий применению этого преобразователя в устройстве зачистки эмалированного провода. Осциллограмма напряжения на резонансной емкости  $C_{рез}$  в момент пуска преобразователя приведена на рис. 9.

Предлагаемый подход можно расширить для других применений резонансных преобразователей.

#### *Литература*

1. Пат. 97011, Российская Федерация, МПК H02G 1/12. Устройство для снятия изоляции с проводов / М.С. Артеев., П.С. Сарин, В.Д. Семенов, В.А. Федотов, В.В. Вааль; опубл. 20.08.2010. – Бюл. № 23. – 2 с.
2. Схемотехника устройств на мощных полевых транзисторах: справочник / В.В. Бачурин, В.Я. Ваксенбург, В.П. Дьяконов и др.; под ред. В.П. Дьяконова. – М.: Радио и связь, 1994. – 280 с.
3. Документация на микросхему CD4046 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.ti.com/lit/ds/schs043b/schs043b.pdf>, свободный (дата обращения: 26.11.2013).
4. Четти П. Проектирование ключевых источников питания: Пер. С.Ф. Коняхина; под ред. В.С. Моина. – М.: Энергоатомиздат, 1990. – 240 с.
5. Усилители сигналов для моделей реального времени / Ю.С. Боровиков, А.В. Кобзев, В.Д. Семенов и др. // Доклады ТУСУРа. – 2013. – № 2. – С. 70–80.
6. Бесекерский В.А. Теория систем автоматического регулирования / В.А. Бесекерский, Е.П. Попов. – М.: Профессия, 2007. – 752 с.

---

#### **Калинин Роман Геннадьевич**

Аспирант каф. промышленной электроники ТУСУРа  
Тел.: +7-960-978-57-69  
Эл. почта: gokali@mail.ru

#### **Кобзев Анатолий Васильевич**

Д-р техн. наук, профессор, зав. каф. промышленной электроники, президент ТУСУРа  
Тел.: +7 (382-2) 51-05-30  
Эл. почта: office@tusur.ru

#### **Семенов Валерий Дмитриевич**

Канд. техн. наук, профессор, зам. зав. каф. промышленной электроники по научной работе  
Тел.: +7-913-821-22-92  
Эл. почта: svd@ie.tusur.ru

#### **Федотов Владимир Александрович**

Зав. лаб. группового проектного обучения каф. промышленной электроники  
Тел.: +7-952-888-46-13  
Эл. почта: fva@vipelec.ru

Kalinin R.G., Kobzev A.V., Semenov V.D., Fedotov V.A.

#### **Setup of feedback control in the heating block of the device for stripping the enameled wires with CAD application**

In this article we give the results of the research of frequency characteristics of the resonant inverter with stabilization of resonant frequency. The compensator for the converter was chosen using the calculated frequency characteristics.

**Keywords:** induction heating, frequency stabilization, resonant converters, linearized model, impulse model in Simulink Matlab, algorithm of resonance stabilization.

УДК 621.314.1:001.891.573

В.И. Апасов, С.Г. Михальченко, В.П. Коцубинский

## Математическое моделирование комбинированного преобразователя напряжения со стабилизацией выходного напряжения

Предложена математическая модель комбинированного преобразователя, способного работать в качестве как понижающего, так и повышающего преобразователя, на основе численно-аналитического метода математического моделирования динамики полупроводниковых преобразователей. Получены зависимости напряжения на выходе и тока через силовой дроссель в зависимости от нагрузки. Показана применимость полученной математической модели для исследования поведения преобразователя.

**Ключевые слова:** математическое моделирование, комбинированный преобразователь, коммутационная функция.

При проектировании любого сложного устройства в современном мире обязательным условием является его изучение со всех сторон, анализ работы в различных режимах. Исследование динамики замкнутых систем регулирования ключевого типа заключается в их описании нелинейными уравнениями кусочно-непрерывного типа для дальнейшего применения бифуркационного подхода в анализе динамических режимов. Поэтому получение достоверной математической модели преобразователя является актуальной задачей, результатом решения которой будет получение границ его устойчивой работы в зависимости от входных параметров и параметров силовой части. Данный преобразователь обеспечивает одинаковую полярность входного и выходного напряжения с возможностью получения выходного напряжения как больше входного, так и меньше при меньших потерях на элементах и номиналов токов через ключи и диоды, в сравнении с импульсными преобразователями с разделительным конденсатором [1].

Схема замещения рассматриваемого комбинированного преобразователя представлена на рис. 1.

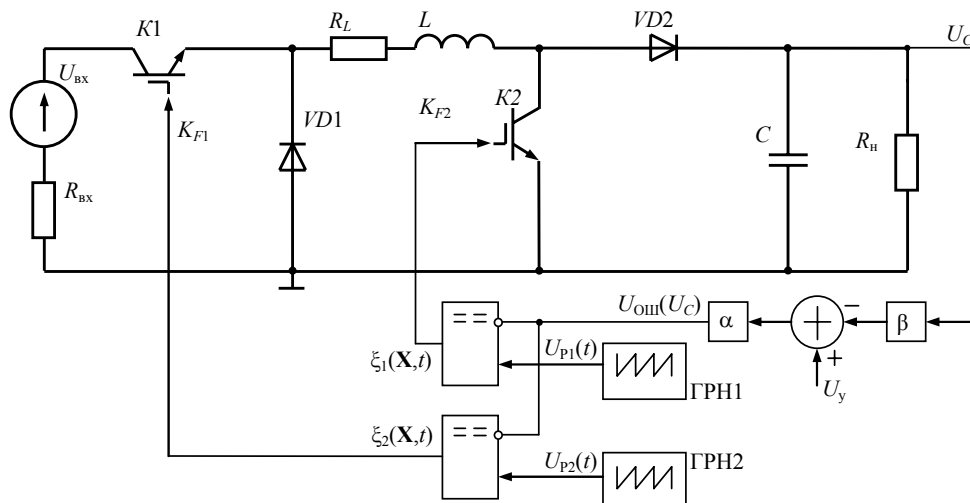


Рис. 1. Структурная схема комбинированного преобразователя со стабилизацией выходного напряжения

На рис. 1 приняты следующие обозначения:  $U_{вх}$  – входной источник ЭДС;  $R_{вх}$  – сопротивление входного источника;  $K1$ ,  $K2$  – силовые коммутационные элементы;  $VD1$ ,  $VD2$  – силовые диоды;  $R_L$  – сопротивление обмоток дросселя;  $L$  – индуктивность дросселя;  $C$  – емкость выходного фильтра;  $R_n$  – сопротивление нагрузки;  $\beta$  – коэффициент передачи датчика обратной связи по выходному напряжению;  $U_y$  – управляющее напряжение;  $\alpha$  – коэффициент усиления пропорционального звена;  $U_{p1}(t)$ ,  $U_{p2}(t)$  – разветвляющее напряжение (пилообразное), формируемое ГРН1, ГРН2 – генераторами разветвляющего напряжения;  $\xi_1(U_c, t)$ ,  $\xi_2(U_c, t)$  – коммутационная функция для управления ключами.



Система управления для данного преобразователя представляет собой структуру с отдельными контурами управления для ключей понижающего и повышающего преобразователя [1].

При построении математической модели силовой части преобразователя принимались следующие допущения. Входной источник является идеальным источником напряжения, а его сопротивление задается последовательно соединенным резистором; дроссель представлен в виде индуктивности с последовательно соединенным сопротивлением, которое также учитывает сопротивление монтажа и потери на других элементах. В математической модели, построенной по схеме замещения (см. рис. 1), принято нулевое время переключения силовых коммутационных элементов с двумя возможными состояниями (включен, выключен). Длительность фронта переключения много меньше длительности управляющего импульса, что с учетом частоты коммутации 50 кГц позволяет нам сделать такое допущение для математической модели. Корректирующее устройство выполнено на базе идеальных компонентов.

**Математическая модель комбинированного преобразователя напряжения.** Математическая модель данного преобразователя представляет собой систему дифференциальных уравнений, построенных в базисе коммутационно-разрывных функций [2].

Математическая модель комбинированного преобразователя может быть записана в виде обыкновенных дифференциальных уравнений с переменными матрицами состояний  $\mathbf{A}$  и  $\mathbf{B}$  для каждого из возможных состояний схемы, зависящей от коммутационных функций  $K_F(\xi)$ :

$$\frac{d\mathbf{X}}{dt} = \mathbf{A}(K_F(\xi)) \cdot \mathbf{X} + \mathbf{B}(K_F(\xi)). \quad (1)$$

Здесь  $\mathbf{X}$  – вектор переменных состояний,  $\mathbf{X} = \{i_L, U_C\}$  – ток в дросселе и напряжение на выходном конденсаторе.

Управляющие импульсы напряжения  $K_F$  для каждого из ключей  $K1, K2$  формируются блоком импульсного модулятора по закону

$$K_F(\xi) = \frac{1}{2}[1 + \text{sign}(\xi)], \quad (2)$$

где функции обратной связи  $\xi_i(\mathbf{X}, t)$ ,  $i=1,2$ , служащие аргументом коммутационной функции  $K_{F1}(\xi_1)$  и  $K_{F2}(\xi_2)$  для соответствующего ключа (рис. 2), строятся как разность сигнала ошибки  $\alpha \cdot (U_Y - \beta \cdot U_C)$  и развертывающего напряжения:

$$\xi_i(U_C, t) = \alpha \cdot (U_Y - \beta \cdot U_C) - U_{pi}(t), \quad i=1,2. \quad (3)$$

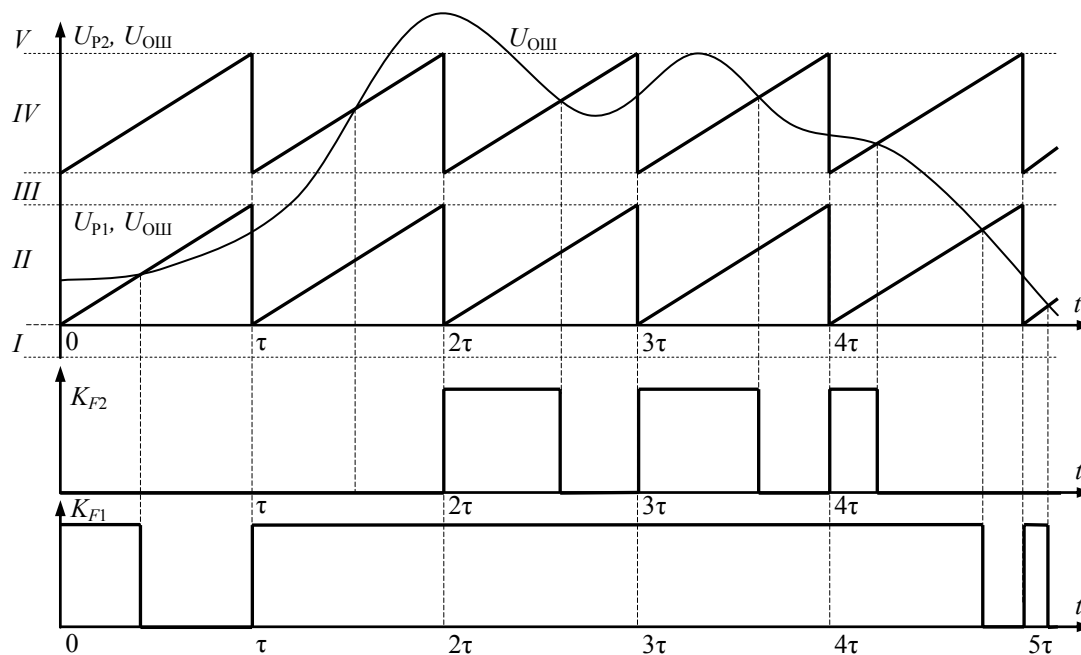
Развертывающее напряжение каждой зоны формируется по следующему закону:

$$U_{pi}(t) = U_{pm} \cdot \left( \frac{t}{\tau} - E_1 \left( \frac{t}{\tau} \right) \right) + U_{0i}, \quad i=1,2, \quad (4)$$

где  $U_{pm}$  – амплитудное значение развертывающего напряжения;  $\tau$  – период квантования ШИМ;  $E_1$  – целочисленная функция Антье;  $U_{0i}$  – отклонение развертывающего напряжения каждой зоны.

В системе управления применена многозонная модуляция для управления ключами  $K1, K2$  с условием, что ключ повышающего преобразователя может переходить в замкнутое состояние только при условии того, что ключ понижающего преобразователя находится в замкнутом состоянии. А также учитывается, что коммутационные функции могут принимать единичное значение только в начале тактового интервала (см. рис. 2).

На данном этапе исследования принято, что преобразователь работает в режиме непрерывных токов и коммутационные функции формируются для двух элементов  $K1$  и  $K2$ , состояние же диодов  $VD1, VD2$  противофазно коммутационным функциям соответствующих ключей. Учитывая изложенные выше принципы формирования импульсной последовательности, исходная задача (1) по поиску вектора состояний  $\mathbf{X}$  для силовой части на  $k$ -м тактовом интервале  $[(k-1)\tau, k\tau]$  распадается на три интервала линейности. Теоретически же для схемы с четырьмя коммутационными элементами ( $n=4$ ) возможно 16 различных состояний, и в ходе анализа схемы преобразователя были получены матрицы  $\mathbf{A}$  и  $\mathbf{B}$  для всех этих состояний, но в данной работе приводятся только те три состояния, которые определяются принципами (5).

Рис. 2. Формирование коммутационных функций ключей  $K_1, K_2$ 

Состояния ключей  $K_1, K_2$  в зависимости от коммутационных функций  $\xi_i(\mathbf{X}, t)$ ,  $i = 1, 2$  определяются принципами формирования импульсной последовательности [3]:

1. Если функция обратной связи для ключа  $K_1$  положительная (сигнал ошибки выше функции соответствующего развертывающего напряжения)  $\xi_1(\mathbf{X}, t) \geq 0$ , и функция обратной связи ключа  $K_2$  также больше нуля  $\xi_2(\mathbf{X}, t) \geq 0$ , то состояния коммутационных функций:  $K_{F1} = 0, K_{F2} = 0$ .

2. Если функция обратной связи первого ключа меньше нуля  $\xi_1(\mathbf{X}, t) < 0$ , а функция обратной связи второго ключа больше нуля,  $\xi_2(\mathbf{X}, t) \geq 0$ , то состояния ключей:  $K_{F1} = 1, K_{F2} = 0$ . (5)

3. Если функция обратной связи для второго ключа становится меньше нуля  $\xi_2(\mathbf{X}, t) < 0$  (при функции обратной связи для первого ключа тоже меньше нуля  $\xi_1(\mathbf{X}, t) < 0$ ), то состояния ключей:  $K_{F1} = 1, K_{F2} = 1$ .

Решение задачи (1)–(5) ввиду кусочной линейности матриц  $\mathbf{A}$  и  $\mathbf{B}$  может быть найдено аналитически путем интегрирования системы ОДУ (1) на участках линейности. Искомое решение на каждом интервале линейности при начальных условиях  $\mathbf{X}((k-1)\tau) = \mathbf{X}_{k-1}$ , где  $k$  – номер тактового периода ШИМ, может быть записано в виде

$$\mathbf{X}(t) = e^{\mathbf{A}(t-(k-1)\tau)} \cdot (\mathbf{X}_{k-1} + \mathbf{A}^{-1}\mathbf{B}) - \mathbf{A}^{-1}\mathbf{B}, \quad (6)$$

где  $e^{\mathbf{A}(t-(k-1)\tau)}$  – экспоненциальная матрица.

Рассмотрим более подробно решение задачи  $\mathbf{X}$  на интервалах линейности матриц  $\mathbf{A}$  и  $\mathbf{B}$  в зависимости от состояния коммутационных элементов.

**Интервал 1.** Ключ понижающего преобразователя замкнут, а ключ повышающего преобразователя разомкнут ( $K_{F1} = 1, K_{F2} = 0$ ). Определение состояний ключей происходит в начале каждого тактового интервала. Вся энергия с входа преобразователя передается на его выход, при этом происходит накопление энергии в дросселе  $L$ , а также в выходном конденсаторе  $C$ . Силовая цепь работает в режиме понижающего преобразователя (рис. 3).

Выражение (6) – вектор переменных состояний на данном участке линейности:

$$\mathbf{X}(t_{k1}) = e^{\mathbf{A}_1[t_{k1}-(k-1)\tau]} \cdot (\mathbf{X}_{k-1} + \mathbf{A}_1^{-1}\mathbf{B}) - \mathbf{A}_1^{-1}\mathbf{B}. \quad (7)$$

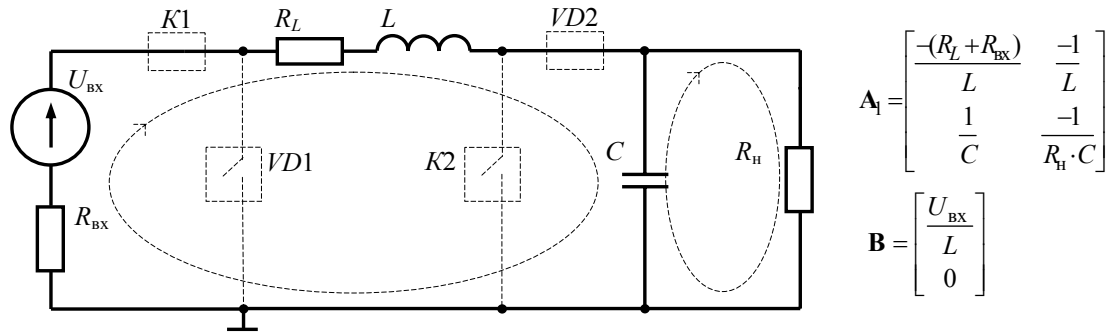


Рис. 3. Схема замещения, интервал 1

Границы временного интервала для данного состояния равны:  $[(k-1)\tau, t_{k1}]$ , где  $t_{k1}$  – момент коммутации ключа  $K1$ , определяемый из уравнения (3).

**Интервал 2.** Ключи  $K1$  и  $K2$  – в разомкнутом состоянии. Выходное напряжение поддерживается за счет энергии, накопленной в выходном конденсаторе  $C$  и дросселе  $L$  (рис. 4).

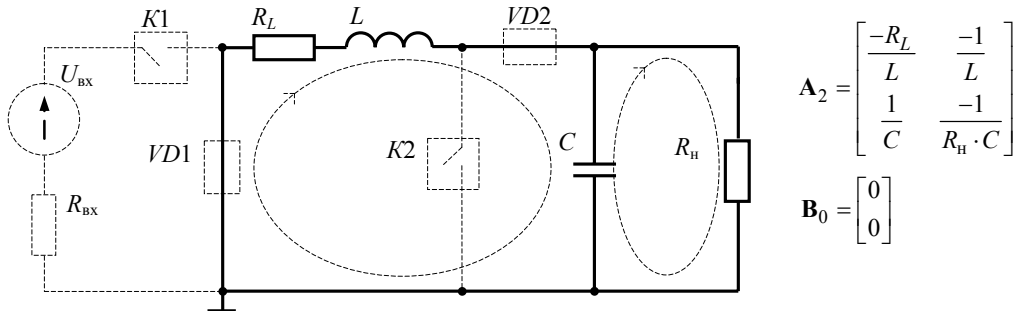


Рис. 4. Схема замещения, интервал 2

Решение задачи на интервале 2 с учетом значения матрицы  $\mathbf{B}_0$  будет выглядеть так:

$$\mathbf{X}(t_{k2}) = e^{\mathbf{A}_2 \cdot [t_{k2} - t_{k1}]} \cdot \mathbf{X}(t_{k1}). \tag{8}$$

**Интервал 3.** В данном состоянии ключи  $K1$  и  $K2$  находятся в замкнутом состоянии, благодаря чему в дросселе  $L$  накапливается значительная энергия. Напряжение на выходе преобразователя поддерживается за счет энергии, накопленной в выходном конденсаторе  $C$  (рис. 5). Преобразователь работает в качестве повышающего преобразователя.

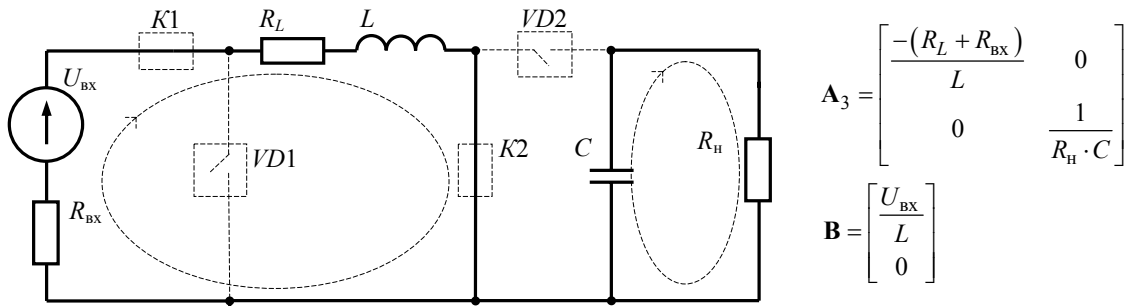


Рис. 5. Схема замещения, интервал 3

Вектор переменных состояний определяется как

$$\mathbf{X}(k\tau) = e^{\mathbf{A}_3 \cdot [k\tau - t_{k2}]} \cdot (\mathbf{X}(t_{k2}) + \mathbf{A}_3^{-1} \mathbf{B}) - \mathbf{A}_3^{-1} \mathbf{B}. \tag{9}$$

Подставим в формулу (9) в качестве начальных условий выражения (8) и (7) и получим

$$\mathbf{X}(k\tau) = e^{\mathbf{A}_3 \cdot [k\tau - t_{k2}]} \cdot \left\{ e^{\mathbf{A}_2 \cdot [t_{k2} - t_{k1}]} \cdot \left[ e^{\mathbf{A}_1 \cdot [t_{k1} - (k-1)\tau]} \cdot (\mathbf{X}_{k-1} + \mathbf{A}_1^{-1} \mathbf{B}) - \mathbf{A}_1^{-1} \mathbf{B} \right] + \mathbf{A}_3^{-1} \mathbf{B} \right\} - \mathbf{A}_3^{-1} \mathbf{B}. \tag{10}$$

Выражение (10) является стробоскопическим отображением вида  $\mathbf{X}_k = F(\mathbf{X}_{k-1}, t_k^1, t_k^2)$ . Аналогично можно получить зависимости  $\mathbf{X}_k = F(\mathbf{X}_{k-2}, t_{k-1}^1, t_{k-1}^2, t_k^1, t_k^2)$  и, продолжая выполнять подстановки, общее выражение в виде

$$\mathbf{X}_k = \Psi(\mathbf{X}_0, t_1^1, t_1^2, t_2^1, t_2^2, \dots, t_{k-1}^1, t_{k-1}^2, t_k^1, t_k^2). \quad (11)$$

Выражение (11) в дальнейшем будет использовано для исследований поиска  $m$ -цикловых режимов работы преобразователя.

Построенная математическая модель позволила получить зависимость напряжения на выходе и тока в дросселе как функцию от входных и выходных параметров преобразователя (моделирование проведено в математическом пакете *MatLab 2007*) и провести их сравнение с результатами полученными в симуляционном пакете моделирования электрических схем *LTSpice IV*. Рассматривалась модель с активной нагрузкой.

При проведении вычислительных экспериментов приняты следующие параметры модели:  $R_{\text{вх}} = 3 \text{ Ом}$ ;  $L = 10 \text{ мГн}$ ;  $C = 5000 \text{ мкФ}$ ;  $R_L = 10 \text{ мОм}$ ;  $U_{\text{оп}} = 6.3 \text{ В}$ ;  $U_{\text{pm}} = 1.5 \text{ В}$ ;  $U_{02} = 0.116 \text{ В}$ ;  $\alpha = 1.5$ ;  $\beta = 1$ ;  $\tau = 0.00005 \text{ с}$ . Параметры  $U_{\text{вх}}$  и  $R_{\text{вх}}$  являются варьируемыми величинами.

В результате исследований были получены зависимости выходного напряжения и тока дросселя преобразователя с активной нагрузкой рис. 6 и 7.

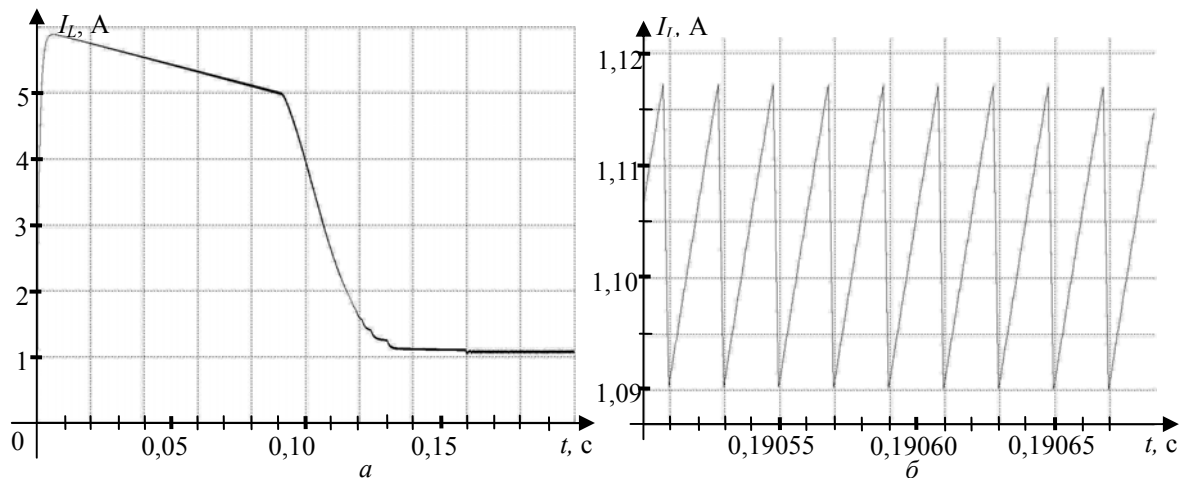


Рис. 6. Ток в дросселе, результат математического моделирования в *MatLab*:  
а – процесс установления; б – установившийся режим

Полученные результаты математического моделирования (см. рис. 6, 7) позволили оценить коэффициенты пульсаций для тока в дросселе  $K_{\Pi}(I_L)$  и напряжения на конденсаторе  $K_{\Pi}(U_C)$  для активной нагрузки:

$$K_{\Pi}(U_C) = \frac{\Delta U_C}{U_C} \cdot 100\% \approx 0,6 \cdot 10^{-6}\%, \quad K_{\Pi}(I_L) = \frac{\Delta I_L}{I_L} \cdot 100\% \approx 1,9\%.$$

Используя такие же параметры и входные данные, что и при математическом моделировании, в программном имитационном комплексе *LTSpice* были построены зависимости напряжения на выходе преобразователя (см. рис. 8); и зависимости тока в дросселе (см. рис. 9) для аналогичного вида нагрузки.

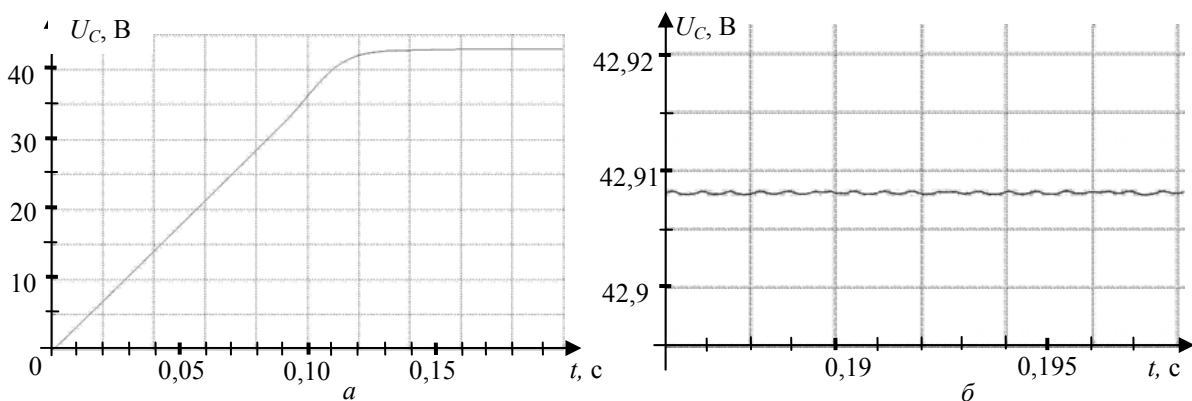


Рис. 7. Напряжение на конденсаторе, результат математического моделирования в *MatLab*:  
а – процесс установления; б – установившийся режим

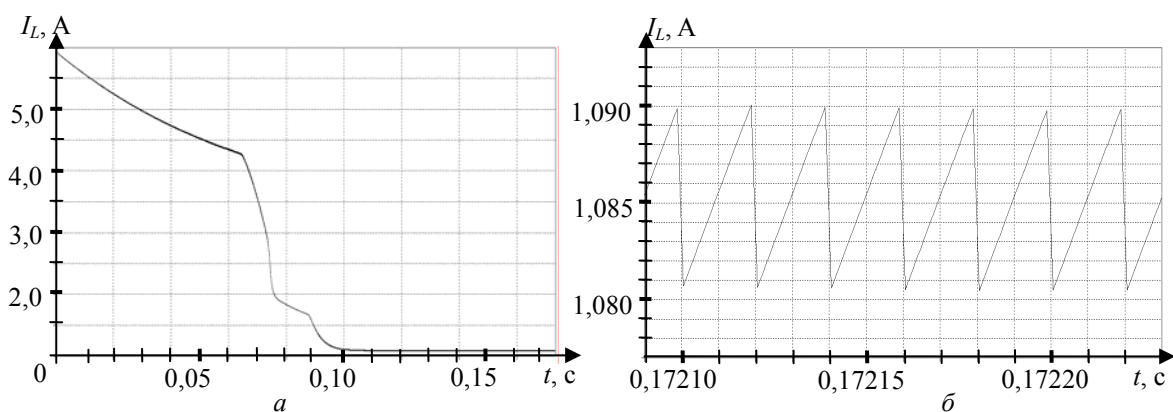


Рис. 8. Ток в дросселе, результат имитационного моделирования в *LTSpice*:  
 а – процесс установления; б – установившийся режим

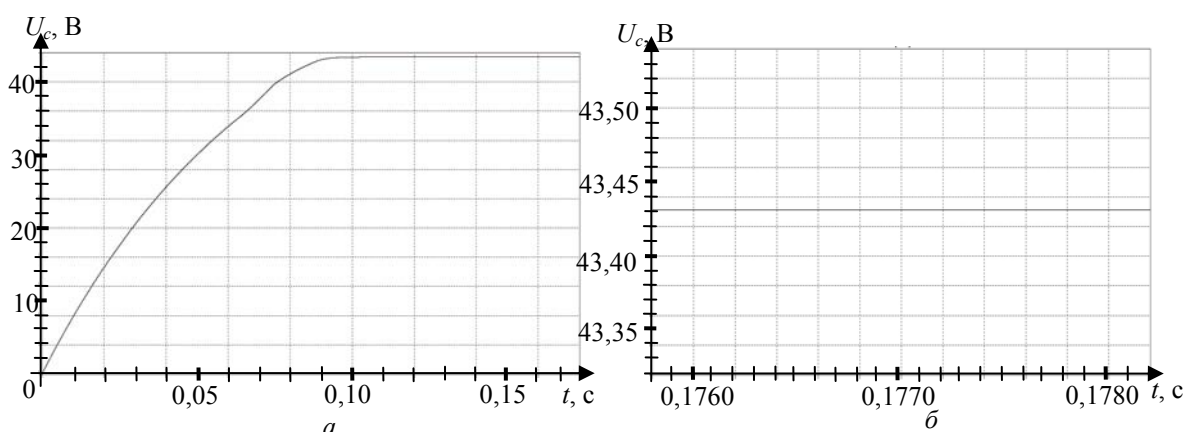


Рис. 9. Напряжение на конденсаторе, результат имитационного моделирования в *LTSpice*:  
 а – процесс установления; б – установившийся режим

Рассчитанные в имитационном комплексе *LTSpice* выходные значения напряжения и тока дросселя для модели с активной нагрузкой позволили определить коэффициент пульсаций для тока в дросселе  $K_{\Pi}(I_L)$  и напряжения на конденсаторе  $K_{\Pi}(U_C)$  для активной нагрузки:

$$K_{\Pi}(U_C) = \frac{\Delta U_C}{U_C} \cdot 100\% \approx 0,14 \cdot 10^{-3}\%, \quad K_{\Pi}(I_L) = \frac{\Delta I_L}{I_L} \cdot 100\% \approx 0,46\%$$

В результате можно видеть, что пульсации напряжения  $K_{\Pi}(U_C)$ , полученные при математическом и имитационном моделировании, составляют менее 0,01%, а пульсация тока дросселя  $K_{\Pi}(I_L)$  – не более 2%.

**Заключение.** Полученные результаты для комбинированного преобразователя с активной нагрузкой при математическом моделировании (в пакете *MatLab*) качественно совпали с результатами моделирования в программе *LTSpice*, что подтверждает правильность полученной математической модели, ее адекватность и применимость для дальнейших исследований.

#### Литература

1. Мелешин В.И. Транзисторная преобразовательная техника. – М.: Техносфера, 2006. – 632 с.
2. Нелинейная динамика полупроводниковых преобразователей / А.В. Кобзев, Г.Я. Михальченко, С.Г. Михальченко, А.И. Андриянов. – Томск: Том. гос. ун-т систем управления и радиоэлектроники, 2007. – 224 с.
3. Бородин К.В. Оценка нелинейных динамических свойств полупроводниковых преобразователей с дозированием энергии по коэффициентам пульсаций тока и напряжения / К.В. Бородин, Г.Я. Михальченко, С.Г. Михальченко, В.П. Обрусник // Научный вестник НГТУ. – 2012. – № 2 (47). – С. 79–90.

4. Михальченко С.Г. Функционирование импульсно-модуляционных преобразователей в зонах мультистабильности // Доклады ТУСУРа. – 2012. – № 1(25), ч 1. – С. 259–268.

---

**Апасов Владимир Иванович**

Аспирант каф. промышленной электроники (ПрЭ) ТУСУРа

Тел.: 8-923-428-5426

Эл. почта: vovaap@mail.ru

**Михальченко Сергей Геннадьевич**

Д-р техн. наук, доцент каф. ПрЭ ТУСУРа

Тел.: 8-913-826-09-07

Эл. почта: msg@ie.tusur.ru

**Коцубинский Владислав Петрович**

Канд. техн. наук, доцент каф. компьютерных систем в управлении и проектировании ТУСУРа

Эл. почта: kvp@kcup.tusur.ru

Apasov V.I., Mikhachenko S.G., Kotsubinsky V.P.

**Mathematical modelling of the buck–boost voltage converter with stabilisation of output voltage**

The paper describes the mathematical model of the buck–boost converter, capable of operating as a buck-, and a boost- converter, on the basis of a numeric-analytical method of mathematical modelling of dynamics of semiconductor converters. We received the dependences of the output voltage and the current through a power inductor on load. The received mathematical model can be applied to the research of the converter behaviour.

**Keywords:** mathematical modelling, combined converter, switching function.

---

УДК 629.7.054

П.Е. Гавриш, С.Г. Михальченко, Г.Я. Михальченко

## Математические модели скоростных подсистем электроприводов силового гироскопического прибора

Рассматриваются численно-аналитические модели электроприводов двигателя-маховика и угла поворота рамы двухстепенного силового гироскопического прибора. Отличительной особенностью моделей являются использование в правых частях дифференциальных уравнений обобщенных функций и вычисление ЭДС вращения ротора на каждом шаге интегрирования.

**Ключевые слова:** стабилизация частоты вращения, широтно-импульсная модуляция, решение системы нелинейных дифференциальных уравнений.

В современных системах ориентации и стабилизации космических аппаратов применяются силовые гироскопические приборы, представляющие собой гироскопы с двумя степенями свободы. В них электропривод двигателя-маховика, стабилизируя частоту вращения, создает точку опоры в инерциальной системе координат, а электропривод поворотной части обеспечивает повороты корпуса космического аппарата путем создания момента гироскопической реакции, пропорционального углу поворота рамы двигателя-маховика.

В целом структура такого гироскопа включает в себя две скоростные подсистемы (электроприводов двигателя-маховика и поворота рамы), а также информационную подсистему измерения угла поворота. Для анализа скоростных подсистем целесообразно использовать декомпозицию сложной системы с учетом взаимовлияния возмущающих воздействий приведенных моментов. Рассмотрим подробнее каждую из скоростных подсистем.

### Скоростная подсистема электродвигателя-маховика.

Структурная схема двухконтурной скоростной подсистемы электропривода двигателя-маховика представлена на рис. 1.

Здесь  $\Gamma_{р.н}$ ,  $\Gamma_{р.с}$  – генераторы нарастающего и спадающего развертывающих напряжений; ШИМ1, ШИМ2 – широтно-импульсные модуляторы; И1, И2 – инверторы;  $E_0$  – напряжение питания;  $i_1$ ,  $i_2$  – токи обмоток статора;  $R$ ,  $L$  – активное сопротивление и индуктивность обмоток статорной цепи;  $E_{\phi 1}$ ,  $E_{\phi 2}$  – ЭДС вращения; Рег – регулятор;  $U_y$  – сигнал управления; ФП – функциональный преобразователь; ДПР – датчик положения ротора;  $\Phi_\delta$  – магнитный поток ротора;  $\Omega$  – частота вращения ротора;  $M$  – создаваемый момент на валу.

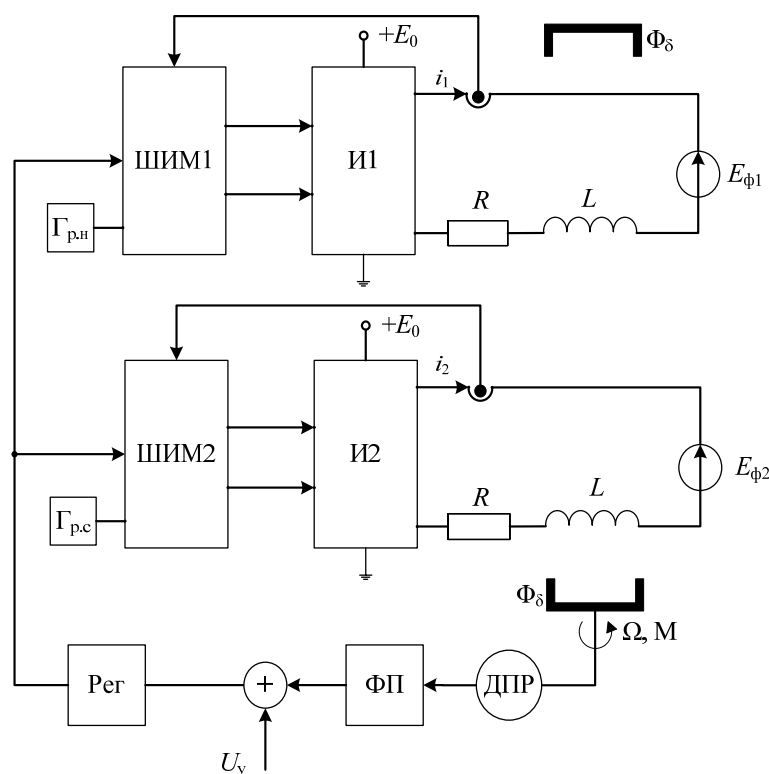


Рис. 1. Структурная схема двухконтурной скоростной подсистемы электропривода двигателя-маховика

Математическая модель, описывающая схему (см. рис. 1), представляет собой систему обыкновенных дифференциальных уравнений относительно токов соответствующих фаз двигателя и угловой скорости вентильного двигателя [1–3]:

$$\begin{cases} \frac{di_1}{dt} = \frac{-R}{L}i_1 - \frac{1}{L}E_{\phi 1} + \frac{E_0KF_1}{L}; \\ \frac{di_2}{dt} = \frac{-R}{L}i_2 - \frac{1}{L}E_{\phi 2} + \frac{E_0KF_2}{L}; \\ \frac{d\Omega}{dt} = \frac{\Phi_{\delta} \sin \varphi}{J}i_1 + \frac{\Phi_{\delta} \cos \varphi}{J}i_2 - \frac{M_c}{J}, \end{cases} \quad (1)$$

где  $KF_1$ ,  $KF_2$  – коммутационные функции соответствующих фаз;  $J$  – момент инерции двигателя-маховика;  $\varphi$  – угловое положение ротора двигателя (фаза);  $M_c$  – момент сопротивления.

ЭДС обмоток двигателя  $E_{\phi 1}$ ,  $E_{\phi 2}$  выражаются через частоту вращения и фазу ротора следующим образом:

$$E_{\phi 1} = \Phi_{\delta}\Omega \sin \varphi; \quad E_{\phi 2} = \Phi_{\delta}\Omega \cos \varphi. \quad (2)$$

В матричном виде системы уравнений (1), (2) могут быть записаны как

$$\frac{d\mathbf{X}}{dt} = \mathbf{A}(\varphi)\mathbf{X} + \mathbf{B}(KF_1, KF_2) \quad (3)$$

посредством следующих матриц:

$$\mathbf{A}(\varphi) = \begin{bmatrix} \frac{-R}{L} & 0 & \frac{-\Phi_{\delta}\Omega \sin \varphi}{L} \\ 0 & \frac{-R}{L} & \frac{-\Phi_{\delta}\Omega \cos \varphi}{L} \\ \frac{\Phi_{\delta} \sin \varphi}{J} & \frac{\Phi_{\delta} \cos \varphi}{J} & 0 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{B}(KF_1, KF_2) = \begin{bmatrix} \frac{E_0KF_1}{L} \\ \frac{E_0KF_2}{L} \\ \frac{-M_c}{J} \end{bmatrix}; \quad \mathbf{X} = \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ \Omega \end{bmatrix}. \quad (4)$$

Система уравнений (3) с начальными условиями  $\mathbf{X}(t_0) = \mathbf{X}_0$  представляет собой задачу Коши, имеющую однозначное решение вида

$$\mathbf{X}(t) = e^{\mathbf{A}(t-t_0)}(\mathbf{X}_0 + \mathbf{A}^{-1}\mathbf{B}(\mathbf{KF})) - \mathbf{A}^{-1}\mathbf{B}(\mathbf{KF}) \quad (5)$$

на любом участке непрерывности матриц  $\mathbf{A}(\varphi)$  и  $\mathbf{B}(KF_1, KF_2)$ .

Последовательность этих участков непрерывности определяется видом широтно-импульсной модуляции и описывается коммутационной функцией  $\mathbf{KF} = [KF_1(t, \mathbf{X}), KF_2(t, \mathbf{X})]$  для каждой фазы [3, 4, 6]. На рис. 2 показан принцип формирования импульсной последовательности  $\mathbf{KF}$  для одной фазы преобразователя. Каждая из составляющих вектора  $\mathbf{KF}$  определяются по формуле

$$KF_j(t, \mathbf{X}) = \frac{1}{2}(KF_{Hj}(t, \mathbf{X}) + KF_{Cj}(t, \mathbf{X})) \quad \text{при } j = 1, 2 \quad (6)$$

как полусуммы коммутационных функций  $KF_{Hj}(t, \mathbf{X})$  и  $KF_{Cj}(t, \mathbf{X})$  от каждого из развертывающих напряжений – нарастающего  $U_{p.n}(t)$  и спадающего  $U_{p.c}(t)$  для каждой фазы  $j = 1, 2$  соответственно:

$$U_{p.n}(t) = U_{\text{оп}} \left( -\frac{1}{2} + \frac{t}{\tau} - \text{floor} \left( \frac{t}{\tau} \right) \right); \quad U_{p.c}(t) = -U_{\text{оп}} \left( -\frac{1}{2} + \frac{t}{\tau} - \text{floor} \left( \frac{t}{\tau} \right) \right). \quad (7)$$

Здесь  $U_{\text{оп}}$  – опорное напряжение;  $\tau$  – тактовый период коммутации ШИМ;  $\text{floor}(x)$  – функция, вычисляющая целую часть числа.

Каждое развертывающее напряжение (нарастающее и спадающее) формирует свою коммутационную функцию  $KF_{Hj}(t, \mathbf{X})$  и  $KF_{Cj}(t, \mathbf{X})$  как знак соответствующей функции обратной связи:  $\xi_{Hj}(t, \mathbf{X})$  или  $\xi_{Cj}(t, \mathbf{X})$ .

То есть

$$KF_{Hj}(t, \mathbf{X}) = \text{sign}\{\xi_{H1}(t, \mathbf{X})\}; \quad KF_{Cj}(t, \mathbf{X}) = \text{sign}\{\xi_{C1}(t, \mathbf{X})\} \quad \text{при } j = 1, 2. \quad (8)$$

Функция обратной связи представляет собой разность сигнала ошибки  $U_{\text{er},j}(t, \mathbf{X})$  и нарастающего или спадающего развертывающего напряжения:

$$\xi_{Hj}(t, \mathbf{X}) = U_{\text{er},j}(t, \mathbf{X}) - U_{p.n}(t); \quad \xi_{Cj}(t, \mathbf{X}) = U_{\text{er},j}(t, \mathbf{X}) - U_{p.c}(t) \quad \text{при } j = 1, 2, \quad (9)$$

где функция сигнала ошибки для каждой фазы  $j = 1, 2$  может быть записана следующим образом:

$$U_{\text{er}1}(t, \mathbf{X}) = \alpha(U_3 \sin \Omega t - \beta x_1); \quad U_{\text{er}2}(t, \mathbf{X}) = \alpha(U_3 \cos \Omega t - \beta x_2). \quad (10)$$

Здесь  $\alpha$  – коэффициент усиления пропорционального регулятора цепи обратной связи;  $U_3$  – амплитуда колебаний гармонического сигнала задания на ток;  $\beta$  – масштабирующий коэффициент сигнала датчика тока.



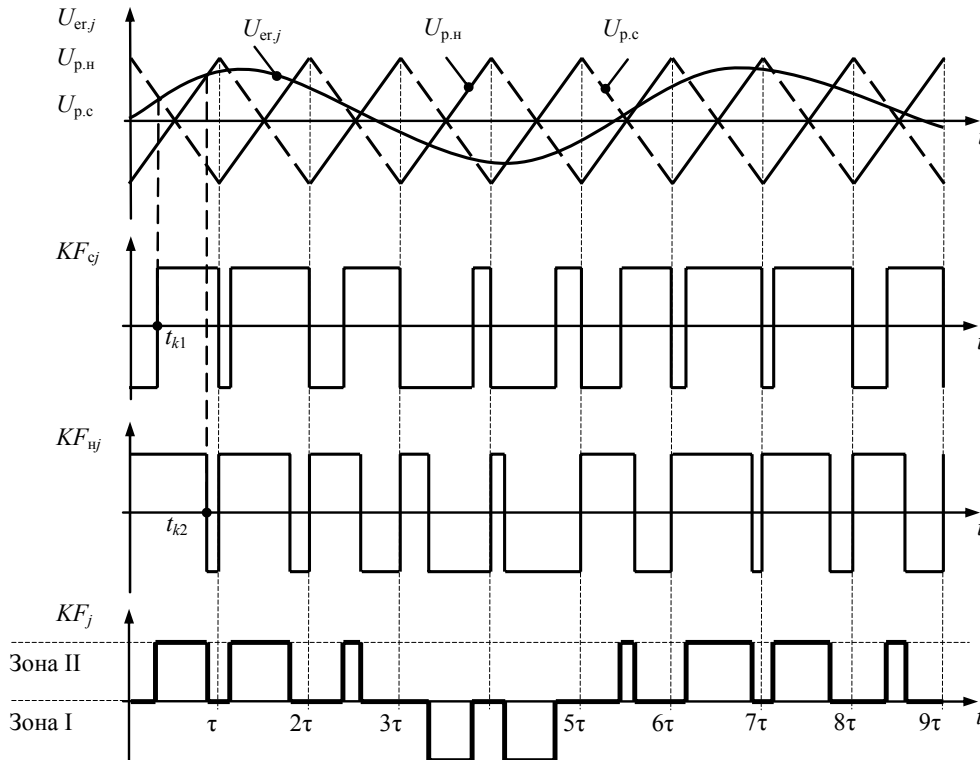


Рис. 2. Диаграммы, иллюстрирующие формирование напряжения одной фазы преобразователя с однополярной реверсивной модуляцией

Сигнал ошибки вычисляется в уравнениях (10) как разность задания на ток  $U_3 \sin \Omega t$  или  $U_3 \cos \Omega t$  и сигнала датчика тока  $\beta x_1$  или  $\beta x_2$  соответственно. Равенство нулю функции обратной связи  $\xi_{nj}(t, \mathbf{X})$  или  $\xi_{cj}(t, \mathbf{X})$  согласно уравнениям (10) однозначно определяет момент коммутации  $t_{k1}^j$  или  $t_{k2}^j$  соответственно.

Анализ алгоритма формирования коммутационной функции (6)–(10) показывает, что каждый тактовый интервал ШИМ для каждой фазы  $j = 1, 2$  разбивается моментами коммутации  $t_{k1}^j$  и  $t_{k2}^j$  на три участка постоянства структуры [4]:

- первый:  $(k-1)\tau < t < t_{k1}^j, KF_j = 0$ ;
- второй:  $t_{k1}^j < t < t_{k2}^j, KF_j = (-1)^N$ ;
- третий:  $t_{k2}^j < t < k\tau, KF_j = 0$ ,

где  $k$  – номер тактового интервала.

На первом и третьем участках, как видно на рис. 2, коммутационная функция всегда принимает нулевые значения. Номер зоны  $N$ , в которой находится сигнал управления на втором участке, зависит от знака сигнала:  $N = \text{sign}\{U_{erj}(t, \mathbf{X})\}$ .

Решение задачи Коши (3), (4) на каждом из участков постоянства структуры. При этом будем полагать, что последовательность коммутационных функций  $KF_j(t, \mathbf{X}), j = 1, 2$  строится отдельно для каждой фазы преобразователя и соответственно моменты коммутации  $t_{k1}^j$  и  $t_{k2}^j$  для каждой фазы  $j = 1, 2$  свои, а значит, могут не совпадать.

В зависимости от взаимного расположения моментов коммутации  $t_{k1}^j$  и  $t_{k2}^j$  первой и второй фаз вектор правых частей  $\mathbf{B}(\mathbf{KF})$  может иметь вид

$$\mathbf{B}(0,1) = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{E_0(-1)^N}{L} \\ \frac{-M_c}{J} \end{bmatrix}; \quad \mathbf{B}(1,0) = \begin{bmatrix} \frac{E_0(-1)^N}{L} \\ 0 \\ \frac{-M_c}{J} \end{bmatrix} \quad \text{или} \quad \mathbf{B}(0,0) = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{-M_c}{J} \end{bmatrix}. \quad (11)$$

**Численно-аналитический метод построения решения.** Для поиска решения системы обыкновенных дифференциальных уравнений (3), (4) разработан численно-аналитический метод [3, 4, 6], состоящий в следующем:

1. На каждом тактовом интервале  $k = 1 \dots k_{\max}$  задается равномерная сетка  $t_i = t_0 + ih$ ,  $i = 0 \dots n$  вычисления узлов по времени  $t_i$  с шагом  $h = \tau/n$ , где  $n$  – число разбиений тактового периода.

2. Задаются начальные условия вектора переменных состояния  $\mathbf{X}_0$  момента времени  $t_0$ . На первом тактовом интервале  $k = 1$  начальное условие  $\mathbf{X}_0 = [0, 0, 0]^T$ , для последующих интервалов  $k > 1$  в качестве значения  $\mathbf{X}_0$  необходимо брать вычисленное значение вектора переменных состояния  $\mathbf{X}(t_n)$  в конце предыдущего интервала.

3. В цикле  $i = 0 \dots n$  при переходе от  $t_i$  к  $t_{i+1}$  вычисляется угловое положение ротора двигателя  $\varphi(t_{i+1})$ , строится матрица  $\mathbf{A}(\varphi)$  и находится точное решение  $\mathbf{X}(t_{i+1})$  задач (3), (4) по формуле (5) с начальными условиями  $\mathbf{X}(t_0) = \mathbf{X}_0$ . Вектор  $\mathbf{V}$  выбирается из выражения (11), номер зоны  $N$  определяется по знаку функции ошибки:  $N = \text{sign}\{U_{\text{er},j}(t_i, \mathbf{X}(t_i))\}$ .

4. На каждом шаге цикла (отдельно для каждой фазы  $j = 1, 2$ ) вычисляется значение функций обратной связи  $\xi_{Hj}(t_{i+1}, \mathbf{X}(t_{i+1}))$  или  $\xi_{Cj}(t_{i+1}, \mathbf{X}(t_{i+1}))$ . Изменение знака функций обратной связи однозначно определяет момент коммутации  $t_{k1}^j$  или  $t_{k2}^j$  соответственно. Точность определения моментов коммутации в данном случае не превосходит  $h = \tau/n$ , однако она может быть повышена методом дихотомии при изменении шага расчетов.

5. Если какая-то из точек  $t_i$  расчетной сетки оказывается моментом коммутации, то вектор правых частей  $\mathbf{V}(\mathbf{KF})$  принимает новое значение из выражения (11), а вектор начальных условий  $\mathbf{X}_0$  принимает текущее значение вектора переменных  $\mathbf{X}(t_i)$ . Эти изменения характеризуют переход к новому участку непрерывности матриц  $\mathbf{A}$  и  $\mathbf{V}$ . Значение вектора  $\mathbf{X}(t_{i+1})$  в следующей точке  $t_{i+1}$  необходимо рассчитывать по выражению (5) уже для нового значения вектора правых частей  $\mathbf{V}(\mathbf{KF})$  и относительно новых начальных условий  $\mathbf{X}_0 = \mathbf{X}(t_{k1}^j) = \mathbf{X}_{k1}^j$  или  $\mathbf{X}_0 = \mathbf{X}(t_{k2}^j) = \mathbf{X}_{k2}^j$ . Номер зоны  $N = \text{sign}\{U_{\text{er},j}(t_i, \mathbf{X}(t_i))\}$ .

6. Осуществляется переход к расчету на следующем тактовом интервале (возвращение к пункту 1 настоящего алгоритма).

Последовательность выбора начальных условий и вектора  $\mathbf{V}(\mathbf{KF})$  осуществляется по выражению (11).

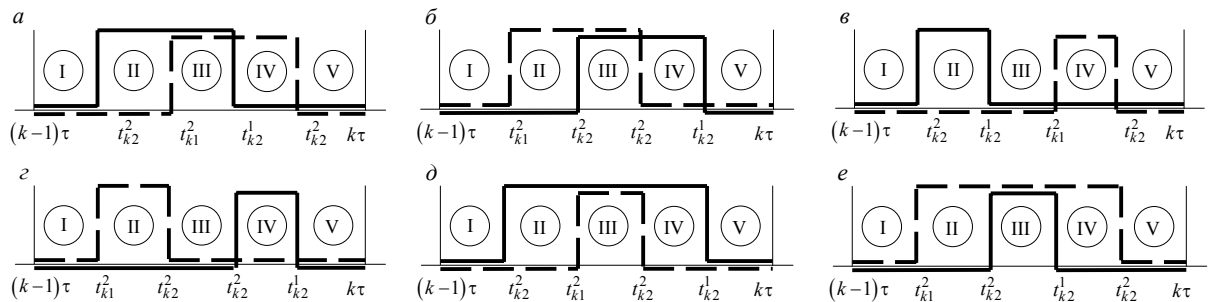


Рис. 3. Коммутационные функции на тактовом интервале двухфазной системы (на примере одной фазы)

Очевидно, что при полной независимости каналов управления каждой фазой моменты коммутации  $t_{k1}^1$ ,  $t_{k2}^1$ ,  $t_{k1}^2$  и  $t_{k2}^2$  не зависят друг от друга. При этом некоторые моменты коммутации могут совпадать и, следовательно, некоторых из участков I–V на интервале (рис. 3) может не существовать [4].

**Скоростная подсистема электропривода поворота рамы.** Привод поворота рамы [1, 2, 5, 7], включает в себя регулятор напряжения, датчик положения ротора и вентильный двигатель, к валу которого присоединен вход редуктора, передающего вращательное движение на раму подвеса. Схема (рис. 4) и математическая модель силовой части привода вращения рамы также представляются системой обыкновенных дифференциальных уравнений (1)–(11). Кроме того, скорость и направление вращения ротора двухфазного вентильного двигателя и, следовательно, рамы подвеса задается цифровым управляющим кодом, который поступает в цифровой модулятор и преобразуется в кодовые гармонические сигналы « $\sin\Omega_y t$ » и « $\cos\Omega_y t$ », где  $\Omega_y$  – угловая частота сигнала управления.

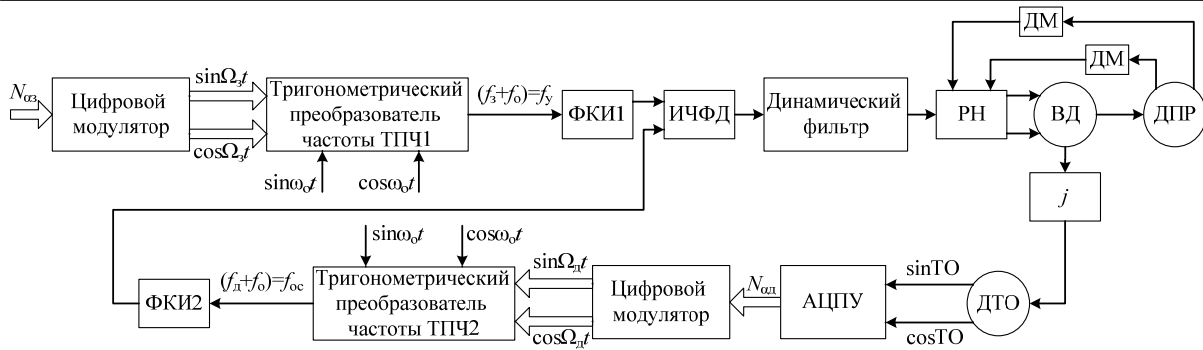


Рис. 4. Структурная схема подсистемы привода поворота рамы

Здесь  $N_{\text{аз}}$  – заданный код скорости;  $\sin \Omega_3 t$ ;  $\cos \Omega_3 t$  – сигнал, соответствующий заданному коду скорости;  $f_3$  – заданная частота;  $f_0$  – опорная частота;  $f_y$  – частота управления; ФКИ1, ФКИ2 – формирователи коротких импульсов; ИЧФД – импульсный частотно-фазовый дискриминатор; РН – регулятор напряжения; ВД – вентильный двигатель; ДПР – датчик положения ротора; ДМ – демодулятор;  $j$  – редуктор; ДТО – точный отсчет датчика угла поворота рамы;  $\sin \Theta_0$ ,  $\cos \Theta_0$  – выходные сигналы точного отсчета датчика угла поворота рамы; АЦПУ – аналогово-цифровой преобразователь угла;  $N_{\text{ад}}$  – действующий код скорости;  $f_{\text{д}}$  – действующая частота;  $f_{\text{ос}}$  – частота обратной связи.

Основным звеном регулятора скорости вентильного двигателя является импульсный частотно-фазовый дискриминатор, осуществляющий синхронизацию частоты управления  $f_y$  и частоты обратной связи  $f_{\text{ос}}$ , пропорциональной скорости вращения. Частота  $f_{\text{ос}}$  определяется по сигналам с точного отсчета датчика угла. Для обеспечения быстродействия и устойчивости широкодиапазонного регулятора скорости с малоинерционным исполнительным двигателем частота управления задается как сумма опорной  $f_0$  и заданной  $f_3$  частот, также частота обратной связи является суммой  $f_0$  и  $f_{\text{д}}$  [5].

Формирование суммарных частот осуществляется тригонометрическими преобразователями частоты, где происходят вычисления по тригонометрическим формулам:

$$\sin(\omega_0 + \Omega)t = \sin \omega_0 t \cos \Omega t + \cos \omega_0 t \sin \Omega t ; \tag{12}$$

$$\cos(\omega_0 + \Omega)t = \cos \omega_0 t \cos \Omega t - \sin \omega_0 t \sin \Omega t , \tag{13}$$

где  $\omega_0$  – опорная угловая частота;  $\Omega$  – угловая частота.

Гармонические опорные сигналы  $\sin \omega_0 t$  и  $\cos \omega_0 t$  формируются генератором опорной частоты и так же, как управляющие сигналы  $\sin \Omega_3 t$  и  $\cos \Omega_3 t$ , поступают на цифровые входы преобразователя ТПЧ1. Результирующие гармонические сигналы  $\sin(\omega_0 + \Omega)t$  и  $\cos(\omega_0 + \Omega)t$  преобразуются в прямоугольные импульсы, из которых в формирователях коротких импульсов формируются и логически складываются короткие импульсы. Выходные импульсы ФКИ1 частотой следования  $f_y = f_0 + f_3$  поступают на первый вход ИЧФД. Аналогично формируются импульсные последовательности обратной связи  $f_{\text{ос}} = f_0 + f_{\text{д}}$ , поступающие на второй вход ИЧФД. В результате сравнения  $f_y$  и  $f_{\text{ос}}$  ИЧФД обеспечивает их синхронизацию как по частоте, так и по фазе. Выходной широтно-импульсный сигнал ИЧФД, скважность которого зависит от величины ошибки регулирования и возмущающих воздействий (моментов сопротивления и упругости на выходном валу ВД), после фильтрации динамическим фильтром поступает на вход регулятора напряжения, где происходит операция перемножения с аналоговыми выходными сигналами демодуляторов ДПР. При переходе ИЧФД из зоны насыщения (при  $f_y \neq f_{\text{ос}}$ ) в зону регулирования амплитуда напряжений на входах РН уменьшается пропорционально сигналу по скорости и соответственно снижается электромагнитный момент двигателя. Стабилизация скорости происходит при равенстве электромагнитного момента моменту сопротивления на валу двигателя.

### Заключение

1. Аналитическое описание напряжения с однополярной реверсивной модуляцией предполагает тридцать возможных участков непрерывности системы, из которых на каждом тактовом интервале реализуется не более трех.

2. Представленные математические модели электроприводов двигателя-маховика и поворота рамы позволяют проводить бифуркационный анализ динамических режимов функционирования силовых гироскопических приборов.

*Литература*

1. Математическая модель маховичного электромеханического исполнительного органа / А.Н. Бутаков, В.Н. Булдаков, С.Ю. Филонова и др. // Электронные и электромеханические системы и устройства: сб. науч. тр. НПЦ «Полюс». – Томск: МГП «РАСКО» при изд-ве «Радио и связь», 2001. – С. 340–347.
2. Завьялова О.Ю. Разработка модели и синтез регулятора маховичного электромеханического исполнительного органа / О.Ю. Завьялова, А.Ф. Лекарев // Электронные и электромеханические системы и устройства: сб. науч. тр. – Томск: Изд-во НТЛ, 2011. – С. 389–398.
3. Нелинейная динамика полупроводниковых преобразователей / А.В. Кобзев, Г.Я. Михальченко, А.И. Андриянов, С.Г. Михальченко. – Томск: Том. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 2007. – 224 с.
4. High-Feedback Operation of Power Electronic Converters / Zhanybai T. Zhusubaliyev, Erik Mosekilde, Alexey I. Andriyanov and Gennady Ya. Mikhail'chenko // Electronics. – 2013. – № 2. – P. 113–167.
5. Пат. 2291552 РФ, МПК Н 02 Р 6/08. Устройство для регулирования частоты вращения электродвигателя / Ю.Е. Муравяткин, С.В. Редькин, А.С. Авдиевич; заявл. 09.11.04; опубл. 10.01.07, Бюл. № 1. – 6 с.
6. Бородин К.В. Бифуркации в динамике инвертирующего преобразователя напряжения / К.В. Бородин, С.Г. Михальченко, Г.Я. Михальченко // Доклады Томского университета систем управления и радиоэлектроники №1(21), 2010. С. 86-92.
7. Управление позиционными электроприводами блока освещенности для термобарокамеры / Аржанов В.В., Мишин В.Н., Ракитин Г.А., Аржанов К.В. // Доклады Томского университета систем управления и радиоэлектроники №1(27), 2013. С. 21-23.

**Гавриш Павел Евгеньевич**

Аспирант каф. промышленной электроники ТУСУРа, инженер-электроник ОАО «НПЦ «Полюс»  
Тел.: 8 (382-2) 55-40-29  
Эл. почта: POLUS@online.tomsk.net

**Михальченко Сергей Геннадьевич**

Д-р техн. наук, доцент каф. промышленной электроники ТУСУРа  
Тел.: 8-913-826-09-07  
Эл. почта: msg@ie.tusur.ru

**Михальченко Геннадий Яковлевич**

Д-р техн. наук, профессор каф. промышленной электроники ТУСУРа  
Тел.: 8 (382-2) 41-32-32  
Эл. почта: mail@comprel.ru

Gavrish P.E., Mikhailchenko S.G., Mikhailchenko G.Ya.

**Mathematical models of velocity subsystems of electrodrives of the**

The paper deals with numeric-analytical models of electrodrives of the engine – a momentum wheel and angle measurement system of control moment gyroscope. The distinctive feature of the models is the usage of generalized functions in the right sides of differential equations and calculation of EMF rotor spinning at an each step of integration.

**Key words:** rotation speed stabilization, pulse-width modulation, solving of nonlinear differential equation system.

УДК 621.375

Ю.Н. Тановицкий, Т.Ф. Халиляев, Г.А. Кобзев, Д.А. Савин

## Импульсный стабилизатор напряжения понижающего типа с регулированием по обоим фронтам и адаптивной обратной связью

Рассматривается задача построения стабилизатора напряжения понижающего типа с минимально возможной продолжительностью переходных процессов, достижимой при заданной фиксированной частоте преобразования. Цель достигается путем управления по обоим фронтам, а также благодаря адаптивной настройке коэффициентов обратных связей. Показано, что в случае отработки стабилизатора малых возмущений длительность переходного процесса может быть сокращена вплоть до одного такта (периода преобразования).

**Ключевые слова:** понижающий стабилизатор напряжения, широтно-импульсная модуляция, адаптивное управление.

Динамику стабилизированного преобразователя понижающего типа описывают дифференциальными или разностными уравнениями. При этом инерционными элементами являются индуктивность и конденсатор фильтра. Понижающий импульсный преобразователь содержит реактивные элементы фильтра, ключ и диод, которые находятся либо в замкнутом, либо в разомкнутом состояниях, а моменты коммутаций определяются широтно-импульсным модулятором (ШИМ). Система уравнений, описывающая данный преобразователь, является нелинейной и склонна к проявлениям нелинейной динамики, таким как неединственность устойчивых состояний; хаос; бифуркации, проявляющиеся при изменении параметров [1].

К внешним параметрам стабилизированных преобразователей относятся напряжение первичного источника, которое является входным напряжением для преобразователя, и сопротивление нагрузки. Внешние параметры могут изменяться в широких пределах. Если зафиксировать внутренние параметры, то каждому набору внешних параметров будут соответствовать определенные показатели качества. Основные показатели качества стабилизаторов определяются на установившихся состояниях, к ним относят коэффициент стабилизации, выходное дифференциальное сопротивление источника [2]. Кроме того, вблизи установившихся состояний можно определить еще один важный показатель – продолжительность переходного процесса в малом, который будет характеризовать скорость подавления малых возмущений, возникающих от источника питания или от нагрузки. Значительное изменение внешних параметров повлечет изменение показателей качества, которые также изменятся значительно – иногда в разы. В свою очередь, показатели качества зависят от коэффициентов обратных связей регулятора. Из-за изменения внешних параметров системы питания с ШИМ имеют «зоны срыва» – режимы функционирования на субгармониках или в зоне хаоса. Или же имеют заниженные коэффициенты обратных связей с целью сохранять устойчивость на основной частоте преобразования, что также приводит к ухудшению показателей качества. Основной путь улучшения показателей качества стабилизаторов современная индустрия связывает с ростом частоты преобразования. Однако слишком высокая частота преобразования может оказаться нежелательной в мощных преобразователях из-за роста коммутационных потерь, скин-эффекта и радиопомех. Существует и другой путь поддержания высокого качества выходного напряжения – адаптация коэффициентов обратных связей регулятора к изменениям внешних параметров. В работе [3] авторами был предложен алгоритм адаптации путем расчета коэффициентов обратной связи одноконтурного стабилизатора понижающего типа, в котором управление производится либо только по фронту, либо только по спаду, позволяющих достичь длительности переходного процесса в малом, равной двум периодам ШИМ. В работе [4] предложенный алгоритм был обобщен на стабилизаторы других типов с управлением только по фронту или только по спаду импульса. В настоящей работе, опираясь на результаты [4], рассматриваются возможности дальнейшей минимизации продолжительности переходного процесса за счет управления по обоим фронтам. Разницу в способах формирования управляющих импульсов модулятора иллюстрирует рис. 1.

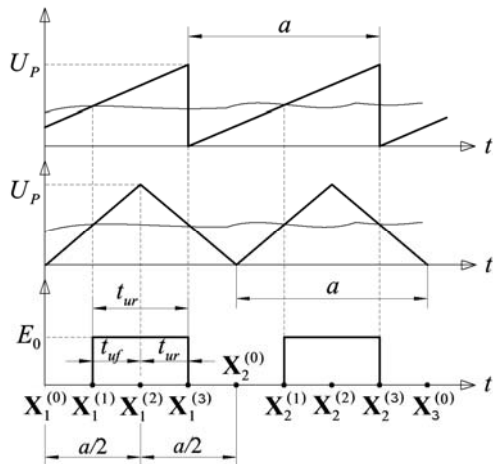


Рис. 1. Различие при формировании импульсов при управлении только по одному фронту и по обоим фронтам

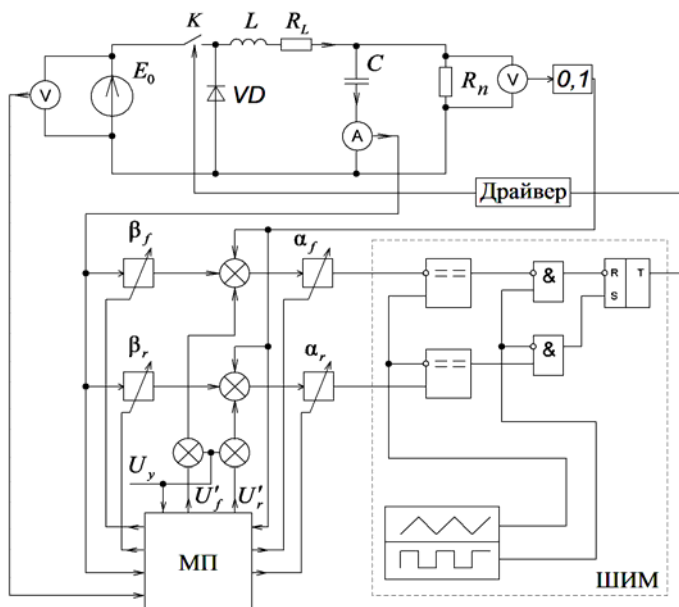


Рис. 2. Схема понижающего стабилизированного преобразователя с адаптивным управлением

делить на два интервала: от  $t = 0$  до  $a/2$  и от  $a/2$  до  $a$  (см. рис. 1). В этом случае к преобразователю оказываются применимы подходы и методы, изложенные в [4]. Наиболее важным для рассматриваемого преобразователя случаем функционирования является режим с непрерывным током дросселя, поскольку такому режиму чаще всего соответствует номинальная нагрузка. Анализ в случае режима прерывистого тока можно выполнить аналогично. Поэтому далее рассматривается только режим с непрерывным током дросселя.

Введем переменные:  $z = \frac{t_u}{a}$  – отношение длительности импульса к периоду (коэффициент заполнения);  $z_f = \frac{t_{uf}}{a}$  – коэффициент заполнения первого полупериода с фронтом;  $z_r = \frac{t_{ur}}{a}$  – коэффициент заполнения первого полупериода со спадом импульса. Отметим, что  $z = z_f + z_r$ . Обозначим также значения вектора состояния  $\mathbf{X}_k^{(m)}$ ,  $m = 0, 1, 2, 3$  – значение вектора переменных состояния в моменты времени внутри периода согласно рис. 1,  $k = 1, 2, \dots$  – номер периода. Далее, если верхний индекс опущен, он равен нулю. Система (1) при  $K_f = 1$  и  $K_f = 0$  является линейной и имеет соответствующие известные аналитические решения:

Схема понижающего стабилизированного преобразователя с адаптивным управлением изображена на рис. 2 [5].

Силовая часть преобразователя состоит из электронного ключа  $K$ , диода  $VD$ , дросселя  $L$  и конденсатора  $C$ . Обратная связь вводится как по выходному напряжению, так и по току емкости, причем коэффициенты обратной связи для управления фронтом и спадом импульса различны. Коэффициенты, управляющие фронтом  $\alpha_f, \beta_f$  и спадом импульса  $\alpha_r, \beta_r$ , могут изменяться микропроцессором (МП), который, получая данные о состоянии входного напряжения  $E_0$ , о сопротивлении нагрузки  $R_n$ , о токе в цепи емкости  $i_C$ , о значении задающего напряжения  $U_y$ , вычисляет такие коэффициенты по предлагаемому далее алгоритму, а также вводит поправочные напряжения смещения  $U'_f, U'_r$ .

Система уравнений силовой части такая же, как в [1]:

$$\frac{d\mathbf{X}}{dt} = \mathbf{A} \cdot \mathbf{X} + \mathbf{B} \cdot K_f(\mathbf{X}, t), \quad (1)$$

где  $\mathbf{X}(t) = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix}$  – вектор переменных состояния ( $x_1 \equiv i_L$  – ток в индуктивности;  $x_2 \equiv U_n$  – напряжение на нагрузке):

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{R_L}{L} & \frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{C \cdot R_n} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{X}_S = -\mathbf{A}^{-1} \cdot \mathbf{B},$$

$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} E_0/L \\ 0 \end{bmatrix}$ ;  $t$  – время; функция  $K_f(\mathbf{X}, t)$

принимает два значения: 1 – когда ключ  $K$  замкнут и 0 – когда разомкнут. Период работы ШИМ равен  $a$ . Рассмотрение процессов в силовой части преобразователя внутри периода ШИМ удобно раз-

$$\mathbf{X}_{Kf=1}(t) = e^{\mathbf{A} \cdot t} (\mathbf{X}(0) - \mathbf{X}_S) + \mathbf{X}_S, \quad \mathbf{X}_{Kf=0}(t) = e^{\mathbf{A} \cdot t} \mathbf{X}(0). \quad (2)$$

Сшивая такие решения на интервале от  $t=0$  до  $a/2$ , находим

$$\mathbf{X}_1^{(2)} = e^{\mathbf{A} \cdot a(1-z_f)/2} (e^{\mathbf{A} \cdot a \cdot z_f/2} \mathbf{X}_1^{(0)} - \mathbf{X}_S) + \mathbf{X}_S, \quad (3)$$

а сшивая от  $t = a/2$  до  $a$ :

$$\mathbf{X}_2^{(0)} = e^{\mathbf{A} \cdot a(1-z_r)/2} \cdot (e^{\mathbf{A} \cdot a \cdot z_r/2} (\mathbf{X}_1^{(2)} - \mathbf{X}_S) + \mathbf{X}_S). \quad (4)$$

В режимах без насыщения ШИМ, когда коэффициент заполнения  $z \neq 0$  и  $z \neq 1$  момент коммутации возникает, когда разность напряжений на входах компаратора равна нулю. Уравнения для напряжения на входе компаратора для определения фронта импульса:

$$\xi_f(z) = \alpha_f \cdot (U_y - \mathbf{C}_f \cdot \mathbf{X}(a \cdot z)) - U_P \cdot z, \quad \xi_f(z_f) = 0, \quad (5)$$

где  $\alpha_f$  – коэффициент усиления пропорционального корректирующего звена;  $\mathbf{C}_f$  – матрица строка, содержащая коэффициенты суммирования по переменным состояниям.

Аналогичное уравнение для определения спада импульса:

$$\xi_r(z) = \alpha_r \cdot (U_y - \mathbf{C}_r \cdot \mathbf{X}(a \cdot z)) - U_P \cdot z, \quad \xi_r(z_r) = 0. \quad (6)$$

Регулятор создается таким образом, чтобы микропроцессор мог изменять компоненты  $\mathbf{C}_f$  и  $\mathbf{C}_r$ , зависящие от коэффициентов обратных связей по току емкости  $\beta_f, \beta_r$  и  $\alpha_f, \alpha_r$ .

Систему уравнений (3)–(6), позволяющую по известному состоянию на начало периода  $\mathbf{X}_k^{(0)}$  определить состояние в конце периода  $\mathbf{X}_{k+1}^{(0)}$ , называют отображением Пуанкаре [6].

Пусть  $\varepsilon(t) = \mathbf{X}(t) - \mathbf{X}_C(t)$ , или  $\varepsilon_k = \varepsilon(t = k \cdot a) = \mathbf{X}_k - \mathbf{X}_C$ , где  $\varepsilon_k$  – возмущенное движение в начале  $k$ -го такта ШИМ, которое равно разности вектора переменных состояний в начале  $k$ -го такта ШИМ и установившегося решения  $\mathbf{X}_C$ . Тогда динамику возмущенного движения в малом можно описать уравнением

$$\varepsilon_{k+1} = \mathbf{F} \cdot \varepsilon_k, \quad (7)$$

где  $\mathbf{F}$  – фундаментальная матрица [6]. То есть уравнение (7) является линеаризованной моделью отображения Пуанкаре, позволяющей прогнозировать изменение динамики произвольного малого возмущенного движения. Поскольку большую часть времени стабилизатор функционирует при малых отклонениях от стационарного состояния, то модель (7) удобно использовать для целей адаптации. Фундаментальная матрица  $\mathbf{F}$  характеризует устойчивость и продолжительность переходных процессов в малом. Выражение для фундаментальной матрицы удобнее всего получить аналитически, продифференцировав отображение Пуанкаре:

$$\mathbf{F} = \frac{d\mathbf{X}_{k+1}^{(0)}(\mathbf{X}_k^{(0)})}{d\mathbf{X}_k^{(0)}} = \frac{d\mathbf{X}_{k+1}^{(0)}(\mathbf{X}_k^{(2)}(\mathbf{X}_k^{(0)}))}{d\mathbf{X}_k^{(0)}} = \frac{d\mathbf{X}_{k+1}^{(0)}(\mathbf{X}_k^{(2)})}{d\mathbf{X}_k^{(2)}} \cdot \frac{d\mathbf{X}_k^{(2)}(\mathbf{X}_k^{(0)})}{d\mathbf{X}_k^{(0)}} = \mathbf{F}_r \cdot \mathbf{F}_f, \quad (8)$$

где матрицы  $\mathbf{F}_r$  и  $\mathbf{F}_f$ :

$$\begin{aligned} \mathbf{F}_r &= \frac{d\mathbf{X}_k^{(2)}}{d\mathbf{X}_k^{(0)}} = e^{a \cdot \mathbf{A}} + \text{diag}(\mathbf{W}_r) \cdot \mathbf{U} \cdot \text{diag}(\mathbf{S}_r), \\ \mathbf{W}_r &= -a \cdot \mathbf{A} \cdot e^{a \cdot \mathbf{A} \cdot \gamma_L} \mathbf{X}_S, \mathbf{S}_r = \frac{dz_r}{d\mathbf{X}_k^{(0)}}, \\ \mathbf{F}_f &= \frac{d\mathbf{X}_{k+1}^{(0)}}{d\mathbf{X}_k^{(2)}} = e^{a \cdot \mathbf{A}} + \text{diag}(\mathbf{W}_f) \cdot \mathbf{U} \cdot \text{diag}(\mathbf{S}_f), \\ \mathbf{W}_f &= -a \cdot \mathbf{A} \cdot e^{a \cdot \mathbf{A} \cdot (1-\gamma_L)} \mathbf{X}_S, \mathbf{S}_f = \frac{dz_f}{d\mathbf{X}_k^{(2)}}. \end{aligned} \quad (9)$$

Здесь  $\mathbf{W}_r$  и  $\mathbf{S}_r$ ,  $\mathbf{W}_f$  и  $\mathbf{S}_f$  – однострочные матрицы. Индексы  $r$  или  $f$  указывают либо на то, что матрица рассчитывается на интервале, содержащем либо фронт ( $f$ ), либо спад импульса ( $r$ );  $\text{diag}$  – оператор диагонализации;  $\mathbf{U}$  – квадратная матрица размерности  $2 \times 2$ , все элементы которой единицы.

Компоненты векторов  $\mathbf{S}_f$ ,  $\mathbf{S}_r$  находятся дифференцированием (5) и (6) в момент коммутации, используя правило дифференцирования функции, заданной неявно:

$$\mathbf{S}_{fi} = \frac{dz}{d\mathbf{X}_0} = -a\xi' / \frac{d\xi}{d\mathbf{X}_{0,i}}, i=1,2. \quad (10)$$

С учетом выражения, определяющего  $\xi$ , получим:

$$-C_f \cdot \frac{d\mathbf{X}(t_{com})}{d\mathbf{X}_{0i}} \cdot \mathbf{S}_{fi} - C_f \cdot \frac{d\mathbf{X}(t_{com})}{dt} - q_f = 0, i=1,2, \quad (11)$$

где  $q_f = U_P / \alpha_f$ . Выражения для  $\mathbf{S}_r$ ,  $q_r$ ,  $\alpha_r$  и  $C_r$  – аналогичные.

Влиять на свойства матриц  $\mathbf{F}_r$  и  $\mathbf{F}_f$ , а соответственно, на устойчивость и продолжительность переходных процессов, можно посредством коэффициентов вектора  $\mathbf{S}_f$  и  $\mathbf{S}_r$ , каждый из которых, как следует из (11), связан линейной зависимостью с  $(\alpha_f, \beta_f)$  и  $(\alpha_r, \beta_r)$ .

Таким образом, фундаментальную матрицу можно рассматривать как функцию, зависящую от коэффициентов обратных связей, а достижение минимальной продолжительности переходного процесса в малом связано с решением уравнения

$$\mathbf{F}(\alpha_f, \beta_f, \alpha_r, \beta_r) = \mathbf{F}_f(\alpha_f, \beta_f, \alpha_r, \beta_r) \cdot \mathbf{F}_r(\alpha_f, \beta_f, \alpha_r, \beta_r).$$

Рассмотрим уравнение

$$\mathbf{F}_f \cdot \mathbf{F}_r = 0, \mathbf{F}_r \cdot \mathbf{F}_f = 0. \quad (12)$$

Опуская тривиальные решения, находим, что уравнения будут выполняться при любых вещественных  $b, c, d, g$  тогда, когда матрицы можно представить из этих переменных в виде

$$\mathbf{F}_r = \begin{pmatrix} g & c \\ g \frac{d}{c} & d \end{pmatrix}, \mathbf{F}_f = \begin{pmatrix} -bd & bc \\ dg \frac{b}{c} & -gb \end{pmatrix}. \quad (13)$$

В свою очередь, как следует из (9), матрица  $\mathbf{F}_r$  представима в виде

$$\mathbf{F}_r = \begin{pmatrix} q_{11} & q_{12} \\ q_{21} & q_{22} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} v_1 \cdot s_{r0} & v_1 \cdot s_{r1} \\ v_2 \cdot s_{r0} & v_2 \cdot s_{r1} \end{pmatrix}, \quad (14)$$

где  $q_{11} - q_{22}$  и  $v_1, v_2$  коэффициенты, вычисляемые после подстановки определенного  $z_r$  в (6), а  $s_{r0}$  и  $s_{r1}$  – компоненты вектора  $\mathbf{S}_r$  – искомые (неизвестные) значения.

Аналогично для  $\mathbf{F}_f$ :

$$\mathbf{F}_f = \begin{pmatrix} \eta_{11} & \eta_{12} \\ \eta_{21} & \eta_{22} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} w_1 \cdot s_{f0} & w_1 \cdot s_{f1} \\ w_2 \cdot s_{f0} & w_2 \cdot s_{f1} \end{pmatrix}, \quad (15)$$

где искомые значения  $s_{f0}, s_{f1}$  – компоненты вектора  $\mathbf{S}_f$ .

Выражения (13)–(15) образуют систему из 8 уравнений и 8 неизвестных ( $b, c, d, g, s_{r0}, s_{r1}, s_{f0}, s_{f1}$ ). Для уравнения (13) после серии подстановок и последовательных исключений переменных находится единственное решение:

$$s_{f1} = \frac{q_{12} \cdot \eta_{11} \cdot w_2 - q_{12} \cdot \eta_{21} \cdot w_1 + q_{22} \cdot \eta_{12} \cdot w_2 - q_{22} \cdot \eta_{22} \cdot w_1}{\eta_{11} \cdot v_1 \cdot w_2 - \eta_{21} \cdot v_1 \cdot w_1 + \eta_{12} \cdot v_2 \cdot w_2 - \eta_{22} \cdot v_2 \cdot w_1},$$

$$s_{r1} = \frac{q_{11} \cdot \eta_{12} \cdot v_2 - q_{21} \cdot \eta_{12} \cdot v_1 + q_{12} \cdot \eta_{22} \cdot v_2 - q_{22} \cdot \eta_{22} \cdot v_1}{q_{11} \cdot v_2 \cdot w_1 - q_{21} \cdot v_1 \cdot w_1 + q_{12} \cdot v_2 \cdot w_2 - q_{22} \cdot v_1 \cdot w_2},$$

$$s_{f0} = \left( \frac{q_{11} \cdot v_2 - q_{21} \cdot v_1}{q_{12} \cdot v_2 - q_{22} \cdot v_1} \right) s_{f0} + \frac{q_{11} \cdot q_{22} - q_{12} \cdot q_{21}}{q_{12} \cdot v_2 - q_{22} \cdot v_1},$$

$$s_{r0} = - \frac{(q_{22} + s_{f1} \cdot v_2)(\eta_{12} + s_{r0} \cdot w_1) + \eta_{11} \cdot (q_{12} + s_{f1} \cdot v_1)}{w_1 \cdot (q_{12} + s_{f1} \cdot v_1)}.$$

поскольку в общем случае из-за неравенства  $z_f, z_r$  для выполнения условия (12) требуется иметь возможность управлять всеми коэффициентами векторов  $\mathbf{S}_r, \mathbf{S}_f$ , а соответственно  $\alpha_f, \beta_f, \alpha_r,$



$\beta_r$ . То есть нельзя обойтись, например, только парой коэффициентов, подав напряжение с выхода одного из усилителей ошибки на оба компаратора модулятора. В этом случае мы имели бы 8 уравнений, которые нельзя решить в общем случае, так как имеется лишь 6 свободных (искомых) переменных.

Алгоритм адаптации состоит из следующих этапов:

– измеряются внешние параметры  $U_y$ ,  $R_n$ ,  $E_0$ , также предполагается, что внутренние параметры известны;

– определяется  $z$  из условия, что среднее напряжение на выходе равно  $U_n = \frac{R_n}{R_n + R_L} z \cdot E_0$ , а затем определяются такие  $z_f$ ,  $z_r$ , ( $z_f + z_r = z$ ), чтобы в моменты коммутаций соблюдались (5), (6), причем для строгого соблюдения равенств, вводятся поправочные напряжения смещения  $U'_f$ ,  $U'_r$ ;

– рассчитываются матрицы  $\mathbf{A}$  и вектор  $\mathbf{W}$ , определенные в (9), и с их использованием определяются такие компоненты вектора  $\mathbf{S}$ , при которых  $\mathbf{F}=0$ ;

– по известным  $\mathbf{S}$  с помощью (11) находим  $C_r$ ,  $q$  и  $\alpha_f$ ,  $\alpha_r$ .

В качестве примера рассмотрим модель стабилизатора, имеющего следующие параметры:  $R_n = 1,6$  Ом,  $R_L = 0,1$  Ом,  $L = 135$  мГн,  $C = 100$  мкФ,  $E_0 = 25$  В, частота ШИМ 30 кГц.

Результаты экспериментов сведены в таблице. В ходе экспериментов изменялось входное управляющее напряжение  $U_y$  (первый столбец). При этом изменялись коэффициент заполнения  $z$  (второй столбец) и напряжение нагрузки  $U_n$  (третий столбец). Следующие столбцы содержат рассчитанные значения коэффициентов обратных связей. В конце таблицы приведены соответствующие значения коэффициентов стабилизации  $k_{st}$  при управлении по обоим фронтам импульса и  $k_{st1}$  при управлении только по одному фронту.

Результаты вычислительного эксперимента

$U_y$	$z$	$U_n$	$\alpha_f$	$\beta_f$	$\alpha_r$	$\beta_r$	$k_{st}$	$k_{st1}$
<b>0,15</b>	0,123	1,484	753	0,00802	797	0,0496	204	6,4
<b>0,4</b>	0,319	3,986	350	0,03430	346	0,0257	47	9,5
<b>0,7</b>	0,623	7,029	195,5	0,06613	188,7	0,0433	24	12,6
<b>1,1</b>	0,908	11,013	775,5	0,04974	732,6	0,0079	16	7,6

Как видно из таблицы, коэффициенты  $\alpha_f$  и  $\alpha_r$ , мало отличаются друг от друга. В то же время разница между коэффициентами  $\beta_f$  и  $\beta_r$  существенна.

**Заключение.** Алгоритм создает умеренную нагрузку на вычислительные ресурсы и может исполняться современными микроконтроллерами за несколько микросекунд. Так как предполагается, что в процессе работы преобразователя изменяются лишь внешние параметры, то расчеты можно выполнить и заранее, после чего хранить в энергонезависимой памяти, например, двумерные матрицы, содержащие коэффициенты обратных связей, индексы столбцов которых соответствуют входным напряжениям, а индексы строк – сопротивлению нагрузки с выбранным достаточно малым шагом. Полученное решение, при котором напряжение корректируется посредством компенсации ошибки напряжениями  $U'_f$ ,  $U'_r$ , а малые возмущения компенсируются обратными связями ( $\alpha_f$ ,  $\alpha_r$ ,  $\beta_f$ ,  $\beta_r$ ), обладает свойствами стабилизатора, с регулированием как по возмущению, так и по отклонению. Поэтому некоторая неопределенность, существующая всегда относительно части параметров, не является критической, ибо ее влияние компенсируется за счет обратных связей. Как видно из таблицы, коэффициент стабилизации при управлении по двум фронтам получается в несколько раз лучше. Высокое быстродействие в контуре регулирования повышает скорость устранения возмущений и тем самым улучшает точность при наличии возмущений. Преобразователь с  $\mathbf{F}=0$  будет также иметь существенные параметрические запасы по устойчивости. Устойчивость в целом может проверяться способом, предложенным авторами в [7], что совместно с приведенной в статье методикой определения коэффициентов обратных связей, позволит в перспективе создавать самонастраивающиеся преобразователи с высокими характеристиками.

*Литература*

1. Баушев В.С. Стохастичность в динамике стабилизатора напряжения с широтно-импульсным регулированием / В.С. Баушев, Ж.Т. Жусубалиев, С.Г. Михальченко // Электричество. – 1996. – № 3. – С. 69–75.
2. Кобзев А.В. Нелинейная динамика полупроводниковых преобразователей / А.В. Кобзев, Г.Я. Михальченко, С.Г. Михальченко, А.И. Андриянов. – Томск: Том. гос. ун-т систем управления и радиоэлектроники, 2007. – 224 с.
3. Кобзев А.В. Алгоритм адаптивного управления стабилизатором понижающего типа с широтно-импульсной модуляцией / А.В. Кобзев, Д.А. Савин, Ю.Н. Тановицкий // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. – 2007. – № 3. – С. 27–33.
4. Тановицкий Ю.Н. Алгоритм адаптивного управления стабилизированными преобразователями напряжения с широтно-импульсным регулированием / Ю.Н. Тановицкий, Т.Ф. Халиляев, Г.А. Кобзев // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. – 2010. – № 1. – С. 80–85.
5. Пат. на полезную модель 121674 РФ, МПК H03H21/00. Импульсный стабилизатор понижающего типа с адаптивной обратной связью / Т.Ф. Халиляев (RU), Ю.Н. Тановицкий (RU), В.Д. Семенов (RU), Д.А. Савин (RU). – 2 012 119 681 / 08; заявл. 12.05.2012; опубл. 27.10.2012. – Бюл. № 30.– 3 с.
6. Холоднюк М. Методы анализа нелинейных математических моделей / М. Холоднюк, А. Клич, М. Кубичек, М. Марек. – М.: Мир, 1991. – 368 с.
7. Метод анализа устойчивости в целом динамических систем с широтно-импульсной модуляцией, представленных в форме отображения Пуанкаре / Г.А. Кобзев, Ю.Н. Тановицкий, Д.А. Савин, В.В. Туран // Изв. высш. учеб. заведений. Физика. – 2011. – № 6. – С. 673–678.

**Тановицкий Юрий Николаевич**

Канд. техн. наук, доцент каф. промышленной электроники ТУСУРа  
Тел.: +7 (382-2) 41-39-46  
Эл. почта: tyn@mail.ru

**Халиляев Тимур Февзиевич**

Аспирант каф. промышленной электроники ТУСУРа  
Тел.: +7 (382-2) 41-39-46  
Эл. почта: htf@yandex.ru

**Кобзев Геннадий Анатольевич**

Канд. техн. наук, начальник отдела международных связей ТУСУРа  
Тел.: +7 (382-2) 51-08-04 вн. 1011  
Эл. почта: kga@tusur.ru

**Савин Данил Александрович**

Ассистент каф. промышленной электроники ТУСУРа  
Тел.: +7 (382-2) 41-39-46  
Эл. почта: sda@ie.tusur.ru

Tanovitsky Yu.N., Khaliliaev T.F., Kobzev G.A., Savin D.A.

**Buck converter with adaptive adjustment of feedback coefficients**

The problem in question is constructing a buck voltage converter with minimum possible duration of transient processes that can be achieved at a given fixed frequency of conversion. The goal is attained by controlling both fronts, as well as through adaptive adjustment of feedback coefficients. It is demonstrated that when converters process small perturbations, duration of the transition process can be reduced to a minimum of one cycle (a conversion period).

**Keywords:** buck converter, pulse-width modulation, adaptive control.

УДК 621.311

А.С. Романенко, А.В. Кобзев, В.Д. Семенов

## Энергобаланс в автономной системе электроснабжения с регулятором мощности на основе матричного преобразователя тока солнечной батареи

Представлено выражение энергобаланса системы электроснабжения с регулятором мощности на основе матричного преобразователя тока солнечной батареи, которое позволяет рассчитать площадь солнечной батареи, необходимой для выполнения условия энергобаланса при заданных циклограммах освещённости и мощности нагрузки. Найденная таким образом площадь солнечной батареи позволяет рассчитать коэффициент энергетической эффективности системы электроснабжения и сравнить его с системами электроснабжения на базе других структур.

**Ключевые слова:** система электроснабжения, выражение энергобаланса, матричный преобразователь.

Матричный преобразователь [1] состоит из нескольких элементарных ячеек, которые параллельно или последовательно коммутируются друг с другом и осуществляют регулирование выходного напряжения или тока. Такое построение преобразователя повышает его надёжность, а кроме того, при построении СЭС позволяет с наилучшими массогабаритными показателями аппаратуры регулирования и контроля системы электроснабжения (АРКСЭС) использовать две и более аккумуляторные батареи (АБ) [2, 3]. Упрощённая структура СЭС на базе матричного преобразователя тока (рис. 1) содержит СБ, разделённую на несколько секций (СБ1...СБz), ключи матричного преобразователя тока (К1.1 ... Кz.2), систему управления данными ключами (СУ), аккумуляторные батареи (АБ1, АБ2), выходные диоды (VD1, VD2) и выходные ключи (Кв1, Кв2).

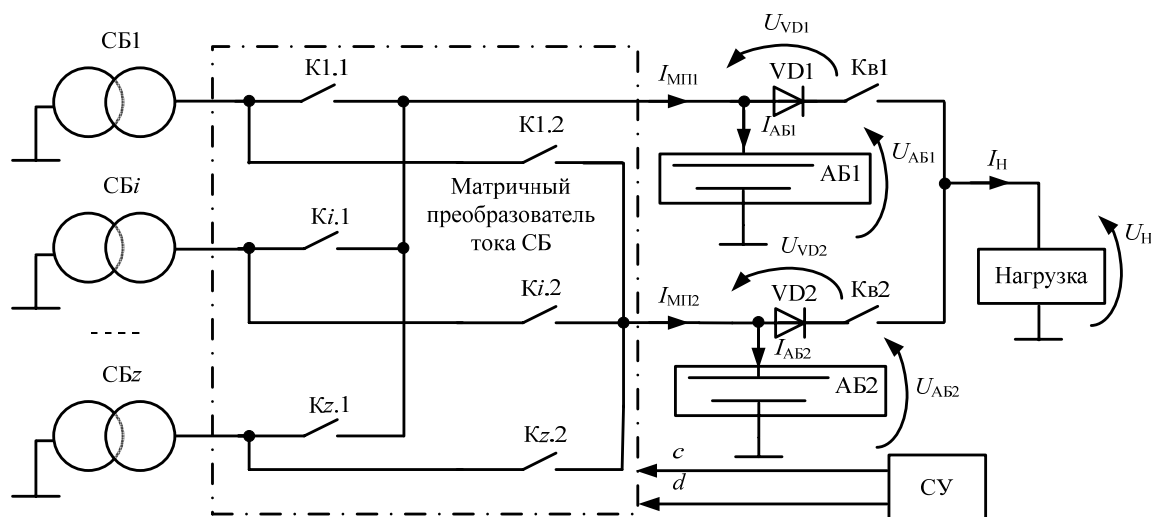


Рис. 1. Структура СЭС на базе матричного преобразователя тока СБ

Ток нагрузки  $I_H$  формируется цепями АБ1 или АБ2 в зависимости от состояния выходных ключей Кв1, Кв2 и напряжения на каждой из двух АБ ( $U_{АБ1}$ ,  $U_{АБ2}$ ). В свою очередь токи в цепях АБ определяются выходными токами  $I_{МП1}$ ,  $I_{МП2}$  матричного преобразователя, которые по сути являются суммарными токами параллельно подключенных секций СБ. Если ток на выходе матричного преобразователя превышает ток нагрузки, происходит заряд АБ, её напряжение возрастает, при обратной ситуации происходит разряд АБ, её напряжение снижается. Таким образом, в СЭС на базе матричного преобразователя ток и напряжение на нагрузке определяются следующими выражениями:

$$I_H = \begin{cases} \sum_{k=1}^c I_{CBk} \pm I_{AB1}, & \text{при } U_{AB1} - U_{VD1} > U_{AB2}, \\ \sum_{k=1}^d I_{CBk} \pm I_{AB2}, & \text{при } U_{AB2} - U_{VD2} > U_{AB1}; \end{cases} \quad (1)$$

$$U_H = \begin{cases} U_{AB1} - U_{VD1}, & \text{при } U_{AB1} - U_{VD1} > U_{AB2}, \\ U_{AB2} - U_{VD2}, & \text{при } U_{AB2} - U_{VD2} > U_{AB1}; \end{cases} \quad (2)$$

где  $c$  – количество подключенных секций СБ в цепь АБ1;  $d$  – количество подключенных секций СБ в цепь АБ2.

Для оценки энергетической эффективности автономной системы электроснабжения используется энергобалансный подход [4, 5], применённый для СЭС с параллельной, параллельно-последовательной и последовательной структурами. Однако эти выражения напрямую не применимы к структуре СЭС с регулятором мощности на базе матричного преобразователя тока СБ, поэтому получение соответствующего выражения энергобаланса является актуальной задачей.

Энергобаланс СЭС, как известно из литературы [4], выполняется за период  $T$  работы СЭС, если энергия разряда АБ  $W_{P\ AB}$  равна нулю. Данное условие соблюдается, если энергия разряда  $W_{P\ AB}$  за период  $T$  равна энергии заряда АБ  $W_{3\ AB}$ . Таким образом, условие энергобаланса можно записать следующим образом:

$$W_{P\ AB} = W_{3\ AB}. \quad (3)$$

СЭС на базе матричного преобразователя можно представить в виде схем распределения мощности СБ при её дефиците (интервалы времени  $\Delta\tau_{py}$ ) и избытке (интервалы времени  $\Delta\tau_{3y}$ ), показанных на рис. 2 и 3.

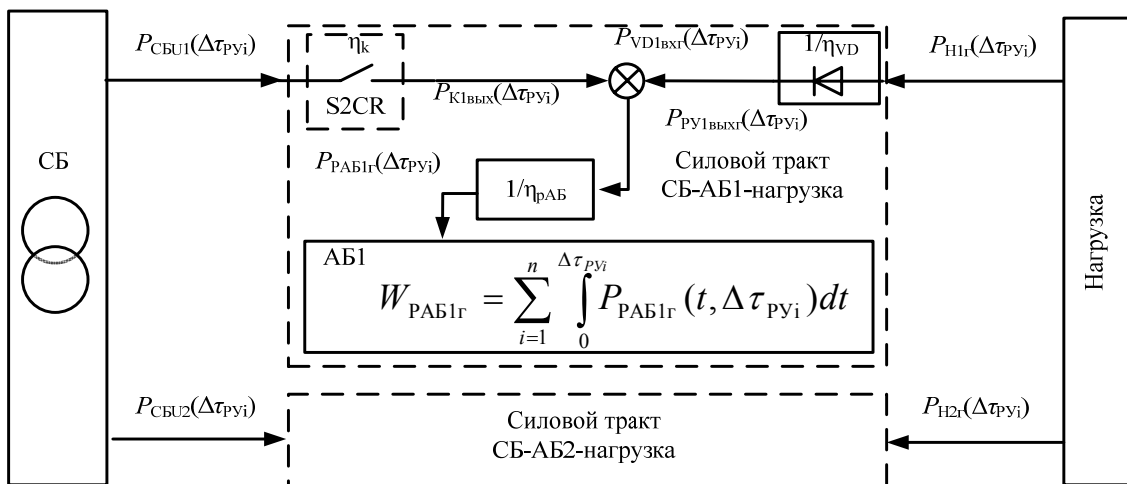


Рис. 2. Схема распределения мощности СБ при её дефиците

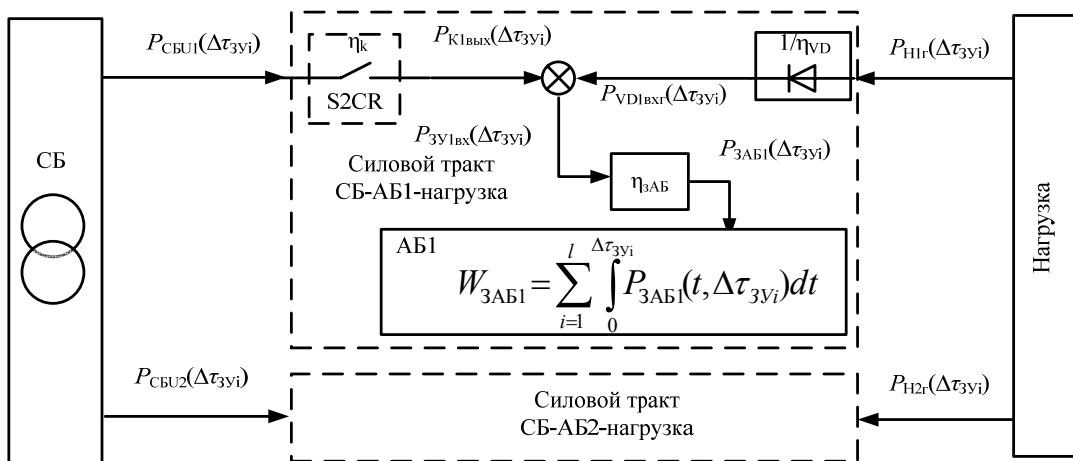


Рис. 3. Схема распределения мощности СБ при её избытке

В данных схемах силовые элементы АРКСЭС представлены звеньями передачи мощности с коэффициентами полезного действия: ключи матричного преобразователя звеном  $\eta_k$ ; выходные диоды звеном  $\eta_{VD}$ . Звено передачи мощности выходных ключей Кв1, Кв2 не представлено в схемах, так как потери мощности незначительны. Мощность нагрузки известна при проектировании СЭС, поэтому в схемах распределения направлена встречно её физическому потоку и обозначена как генерируемая (с индексом «Г»). Математически генерируемая мощность равна физической мощности с противоположным знаком. В схемах распределения потери мощности в АБ при её заряде представлены звеном  $\eta_{з\text{АБ}}$ , а потери мощности при разряде – звеном  $\eta_{р\text{АБ}}$ .

Так как тракты распределения мощности СБ через АБ1 и АБ2 по составу силовых устройств идентичны друг другу, согласно схеме распределения при дефиците мощности СБ выражение  $P_{р\text{АБ1}}(\Delta\tau_{рy_i})$  разрядной мощности АБ1 имеет следующий вид:

$$P_{р\text{АБ1}}(\Delta\tau_{рy_i}) = -P_{р\text{АБ1Г}}(\Delta\tau_{рy_i}) = \frac{P_{СБУ1}(\Delta\tau_{рy_i})\eta_k + P_{H1Г}(\Delta\tau_{рy_i})/\eta_{VD}}{\eta_{р\text{АБ}}} = \frac{P_{H1}(\Delta\tau_{рy_i})/\eta_{VD} - P_{СБУ1}(\Delta\tau_{рy_i})\eta_k}{\eta_{р\text{АБ}}}, \quad (4)$$

где  $P_{H1}(\Delta\tau_{рy})$  – мощность, потребляемая нагрузкой из цепи АБ1;  $P_{СБУ1}(\Delta\tau_{рy})$  – мощность, отдаваемая СБ в цепь АБ1.

Чтобы получить выражение разрядной энергии АБ1 на интервалах времени  $\Delta\tau_{рy_i}$ , необходимо проинтегрировать выражение (4):

$$W_{р\text{АБ1}} = \sum_{i=1}^n \int_0^{\Delta\tau_{рy_i}} \frac{P_{H1}(t, \Delta\tau_{рy_i})/\eta_{VD} - P_{СБУ1}(t, \Delta\tau_{рy_i})\eta_k}{\eta_{р\text{АБ}}} dt. \quad (5)$$

Согласно схеме распределения при избытке мощности СБ выражение  $P_{з\text{АБ1}}(\Delta\tau_{зy_i})$  зарядной мощности АБ1 имеет следующий вид:

$$P_{з\text{АБ1}}(\Delta\tau_{зy_i}) = (P_{СБУ1}(\Delta\tau_{зy_i})\eta_k + \frac{P_{H1Г}(\Delta\tau_{зy_i})}{\eta_{VD}})\eta_{з\text{АБ}} = (P_{СБУ1}(\Delta\tau_{зy_i})\eta_k - \frac{P_{H1}(\Delta\tau_{зy_i})}{\eta_{VD}})\eta_{з\text{АБ}}. \quad (6)$$

Чтобы получить выражение зарядной энергии АБ1 на интервалах времени  $\Delta\tau_{зy_i}$ , необходимо проинтегрировать выражение (6):

$$W_{з\text{АБ1}} = \sum_{i=1}^l \int_0^{\Delta\tau_{зy_i}} \eta_{з\text{АБ}} (P_{СБУ1}(t, \Delta\tau_{зy_i})\eta_k - \frac{P_{H1}(t, \Delta\tau_{зy_i})}{\eta_{VD}}) dt. \quad (7)$$

Аналогично составляются выражения для  $W_{р\text{АБ2}}$  и  $W_{з\text{АБ2}}$ . Учитывая, что сумма  $W_{з\text{АБ1}}$  и  $W_{з\text{АБ2}}$  равна  $W_{з\text{АБ}}$ , сумма  $W_{р\text{АБ1}}$  и  $W_{р\text{АБ2}}$  равна  $W_{р\text{АБ}}$ , сумма  $P_{H1}$  и  $P_{H2}$  равна  $P_H$ , а сумма  $P_{СБУ1}$  и  $P_{СБУ2}$  равна  $P_{СБУ}$ , выражение энергобаланса (3) примет следующий вид:

$$\sum_{i=1}^l \int_0^{\Delta\tau_{зy_i}} P_{СБУ}(t, \Delta\tau_{зy_i}) dt = \sum_{i=1}^l \int_0^{\Delta\tau_{зy_i}} \frac{P_H(t, \Delta\tau_{зy_i})}{\eta_k \eta_{VD}} dt + \sum_{i=1}^n \int_0^{\Delta\tau_{рy_i}} \frac{P_H(t, \Delta\tau_{рy_i}) - P_{СБУ}(t, \Delta\tau_{рy_i})\eta_k \eta_{VD}}{\eta_k \eta_{VD} \eta_{р\text{АБ}} \eta_{з\text{АБ}}} dt. \quad (8)$$

Полученное выражение (8) справедливо для части периода работы СЭС. Чтобы получить выражение энергобаланса для всего периода работы СЭС, необходимо записать выражение распределения мощности СБ в нагрузку при избытке её мощности и заряженных АБ ( $m$  интервалов времени  $\Delta\tau_{СН_i}$ )

$$\sum_{i=1}^m \int_0^{\Delta\tau_{СН_i}} P_{СБУ}(t, \Delta\tau_{СН_i}) dt = \frac{1}{\eta_k \eta_{VD}} \sum_{i=1}^m \int_0^{\Delta\tau_{СН_i}} P_H(t, \Delta\tau_{СН_i}) dt, \quad (9)$$

а также необходимо записать энергию, генерируемую СБ, и энергию, потребляемую нагрузкой на периоде  $T$  работы СЭС через три режима работы СЭС (дефицит мощности СБ, избыток мощности СБ, избыток мощности СБ и заряженная АБ)

$$\int_0^T P_{СБУ}(t) dt = \sum_{i=1}^l \int_0^{\Delta\tau_{зy_i}} P_{СБУ}(t, \Delta\tau_{зy_i}) dt + \sum_{i=1}^m \int_0^{\Delta\tau_{СН_i}} P_{СБУ}(t, \Delta\tau_{СН_i}) dt + \sum_{i=1}^n \int_0^{\Delta\tau_{рy_i}} P_{СБУ}(t, \Delta\tau_{рy_i}) dt; \quad (10)$$

$$\int_0^T P_H(t) dt = \sum_{i=1}^l \int_0^{\Delta\tau_{зy_i}} P_H(t, \Delta\tau_{зy_i}) dt + \sum_{i=1}^m \int_0^{\Delta\tau_{СН_i}} P_H(t, \Delta\tau_{СН_i}) dt + \sum_{i=1}^n \int_0^{\Delta\tau_{рy_i}} P_H(t, \Delta\tau_{рy_i}) dt. \quad (11)$$

Чтобы получить выражение энергобаланса СЭС на основе матричного преобразователя тока СБ на всём периоде работы СЭС, необходимо выразить выражение (8) через подстановку выражений (9), (10) и (11). Сгруппированное выражение энергобаланса имеет вид

$$\int_0^T P_{СБУ}(t)dt = \frac{1}{\eta_k \eta_{VD}} \int_0^T P_H(t)dt + \frac{1 - \eta_{р\text{ АБ}} \eta_{з\text{ АБ}}}{\eta_k \eta_{VD} \eta_{р\text{ АБ}} \eta_{з\text{ АБ}}} \sum_{i=1}^n \int_0^{\Delta\tau_{р\text{ в}i}} (P_H(t, \Delta\tau_{р\text{ в}i}) - P_{СБУ}(t, \Delta\tau_{р\text{ в}i}) \eta_k \eta_{VD}) dt. \quad (12)$$

Полученное выражение энергобаланса (12) позволяет рассчитывать требуемую площадь СБ при заданных циклограммах мощности нагрузки и освещённости СБ (функция косинуса Келли  $\cos K(t)$ ). С помощью функции косинуса Келли можно получить функцию изменения максимальной мощности  $P_{СБ\text{ макс}}(t)$ , а применив понятие коэффициента  $K(t)$  использования вольт-амперной характеристики СБ [6], можно выразить генерируемую мощность СБ при работе в составе СЭС (с недобором мощности СБ из-за отсутствия её экстремального регулятора). Функция отбираемой от СБ мощности  $P_{СБУ}(t)$  имеет вид

$$P_{СБУ}(t) = K(t) P_{СБ\text{ макс}}(t) = K(t) P_{СБ\text{ уд}} \cos K(t) S_{СБ}, \quad (13)$$

где  $P_{СБ\text{ уд}}$  – удельная мощность СБ, снимаемая с площади  $1\text{ м}^2$  при  $\cos K = 1$ ;  $S_{СБ}$  – площадь СБ.

Для примера на рис. 4 приведены диаграммы функций  $P_{СБУ}$  ( $P_{СБУ\text{ К}1}$  – диаграмма функции генерируемой мощности СБ при  $K(t) = 0,8$ ;  $P_{СБУ\text{ К}2}$  – диаграмма функции генерируемой мощности СБ при линейно нарастающем  $K(t)$  от 0,6 до 1). Подставив правую часть выражения (13) в выражение энергобаланса (12), можно рассчитать, например средствами MatLab, необходимую для энергобаланса площадь СБ при заданных циклограммах мощностей нагрузки и освещённости и при заданном  $K(t)$ . Найденное таким образом значение площади СБ позволяет определить значение энергии СБ, которая в свою очередь необходима для расчёта коэффициента энергетической эффективности  $K_{Э}$  [4, 5]:

$$K_{Э} = \frac{\int_0^T P_H(t)dt}{\int_0^T P_{СБ\text{ макс}}(t)dt}. \quad (14)$$

Для СЭС на базе матричного преобразователя тока СБ построена имитационная модель в программном пакете MatLab [7], которая позволяет оценить необходимую для энергобаланса площадь СБ и коэффициент  $K_{Э}$  при заданных функциях изменения мощности нагрузки и освещённости СБ. Чтобы проверить сходимость расчётных значений, полученных с помощью выражения энергобаланса (12), со значениями, полученными при моделировании, были заданы тестовые функции изменения освещённости СБ и нагрузки  $P_H$  (на рис. 4 приведена для примера функция изменения мощности СБ  $P_{СБ\text{ макс}}$  при площади СБ, равной  $10\text{ м}^2$ ).

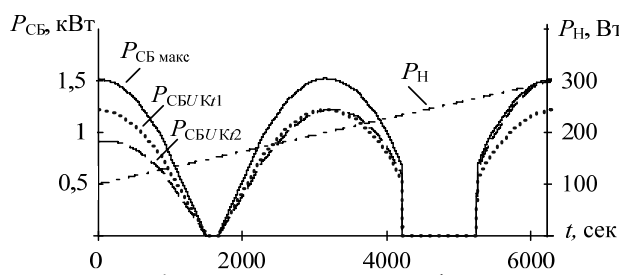


Рис. 4. Диаграммы тестовых функций изменения мощности СБ и нагрузки

В результате проведённых численных экспериментов найденное значение площади СБ в имитационной модели имело ошибку 1,7% от расчётного значения, а значение коэффициента энергетической эффективности имело ошибку 4,6%. Полученные результаты позволяют судить о достоверности полученного выражения (12) энергобаланса СЭС с регулятором мощности на базе матричного преобразователя тока СБ.

Выражение энергобаланса (12) позволило получить для СЭС на базе матричного преобразователя тока СБ зависимость коэффициента энергетической эффективности  $K_{Э\text{ МПТ}}$  от коэффициента  $\lambda$  – степени совпадения графиков мощности СБ и нагрузки, который характеризуется долей энергии, передаваемой по цепям заряда-разряда АБ:

$$\lambda = \frac{\sum_{i=1}^n \int_0^{\Delta\tau_{р\text{ в}i}} (P_H(t, \Delta\tau_{р\text{ в}i}) - P_{СБУ}(t, \Delta\tau_{р\text{ в}i}) \eta_k \eta_{VD}) dt}{\int_0^T P_H(t) dt}. \quad (15)$$

На рис. 5 приведена зависимость коэффициента энергетической эффективности  $K_{Э\text{ МПТ}}$  при интегральном коэффициенте использования вольт-амперной характеристики СБ, равном 0,85, при КПД АБ ( $\eta_{р\text{ АБ}} \eta_{з\text{ АБ}}$ ) равном 0,9, КПД выходных диодов  $\eta_{VD} = 0,963$ , КПД ключей матричного преобразователя тока  $\eta_k = 0,99$ . Для сравнения на рис. 5 приведены известные зависимости коэффициентов энергетической эффективности СЭС [5] с параллельно-последовательной структурой ( $K_{Э\text{ ППС}}$ ), с последовательной структурой ( $K_{Э\text{ ПС}}$ ) и с параллельной структурой ( $K_{Э\text{ ПАС}}$ ).

Как видно из приведённых на рис. 5 зависимостей  $K_{\Sigma}$ , СЭС на базе матричного преобразователя имеет более низкий  $K_{\Sigma}$ , чем у СЭС с параллельно-последовательной структурой и с последовательной структурой, однако выше, чем у СЭС с параллельной структурой. Это говорит о том, что СЭС на базе матричного преобразователя тока СБ имеет наибольшую энергетическую эффективность на фоне СЭС со структурами без экстремального регулятора мощности СБ. К ещё большему увеличению коэффициента  $K_{\Sigma}$  в СЭС на базе матричного преобразователя тока СБ может привести уменьшение потерь на выходных диодах путём их замены на транзисторные ключи со специальной схемой управления.

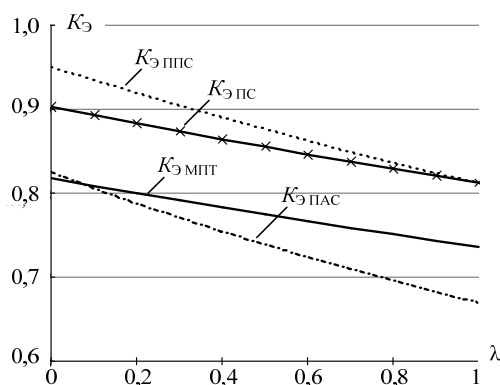


Рис. 5. Зависимости коэффициента энергетической эффективности СЭС от степени совпадения графиков мощности СБ и нагрузки

#### Литература

1. Кобзев А.В. Модуляционные источники питания РЭА / А.В. Кобзев, Г.Я. Михальченко, Н.М. Музыченко. – Томск: Радио и связь, 1990. – 336 с.
2. Комплекс управления системой электроснабжения малого космического аппарата / В.В. Наркевич, В.В. Омелянчук, А.С. Романенко и др. // Электронные и электромеханические системы и устройства: сб. науч. тр. – Томск: Изд-во НТЛ, 2011. – С. 49–54.
3. Пат. 95 191 РФ, МПК H02J 7/34, H02J 7/35. Автономная система электроснабжения с секционированной солнечной батареей / К.Г. Гордеев, В.В. Наркевич, А.С. Романенко, Я.М. Тевелевич, В.Г. Шевченко (РФ). – № 2 010 106 581 / 22; заявл. 24.02.2010; опубл. 10.06.10. – Бюл. № 16.
4. Системы электропитания космических аппаратов / Б.П. Соустин, В.И. Иванчура, А.И. Чернышев, Ш.Н. Исляев. – Новосибирск: ВО «Наука». Сибирская изд. фирма, 1994. – 318 с.
5. Шиняков Ю.А. Энергетический анализ структурных схем систем электроснабжения автоматических космических аппаратов // Изв. Том. политехн. ун-та. – 2006. – Т. 309. – № 8. – С. 152–155.
6. Сопоставительный анализ энергетической эффективности преобразования энергии солнечной батареи преобразователями постоянного напряжения / А.В. Осипов, Ю.А. Шурыгин, Ю.А. Шиняков, А.И. Отто, М.М. Черная // Доклады ТУСУРа. – 2013. – № 1 (27). – С. 14–19.
7. Романенко А.С. Модель автономной системы электроснабжения с секционированной солнечной батареей в пакете MatLab / А.С. Романенко, В.Д. Семенов // Доклады ТУСУРа. – 2011. – № 2(24), ч. 1. – С. 269–274.

#### Романенко Алексей Сергеевич

Мл. науч. сотрудник лаб. импульсно-модуляционных энергетических систем ТУСУРа  
Тел.: +7-923-424-86-54  
Эл. почта: alnast3@gmail.com

#### Кобзев Анатолий Васильевич

Д-р техн. наук, профессор, президент ТУСУРа  
Тел.: +7 (382-2) 51-05-30  
Эл. почта: office@tusur.ru

#### Семенов Валерий Дмитриевич

Канд. техн. наук, профессор каф. промышленной электроники ТУСУРа  
Тел.: +7-913-821-22-92  
Эл. почта: svd@ie.tusur.ru

Romanenko A.S., Kobzev A.V., Semenov V.D.

#### Energy balance in autonomous power supply system based on solar battery current matrix converter

This paper presents the expression of energy balance power supply system with a power regulator on the basis of the matrix converter current solar cell is presented. This expression allows to calculate the area of the solar cell, which is necessary for performing the energy balance at the given light and power load patterns. Thus the determined size of the solar battery allows to calculate energy efficiency ratio of power supply system and compare it to the power supply systems based on other structures.

**Keywords:** power supply system, energy balance expression, matrix converter.

УДК 616.7

А.В. Кобзев, В.Д. Семенов, Д.О. Пахмурин, А.Ю. Хуторной

## Методика расчета температуры в произвольной точке зоны нагрева при реализации метода локальной гипертермии

Предложена методика расчета температуры в любой точке зоны нагрева при реализации метода локальной гипертермии. В общем виде выведена формула для расчета температуры в любой точке зоны нагрева. Проведено сопоставление полученных результатов с моделями, созданными в среде ANSYS®.

**Ключевые слова:** гипертермия, температура зоны нагрева, нагреватель.

В современной медицине хорошо известны и широко используются лечебные эффекты, обусловленные локальным умеренным тепловым воздействием на опухолевую ткань. Это воздействие носит название локальной гипертермии. При этом необходимо получить равномерно прогретую область воздействия. В связи с этим получение картины распределения температуры в любой точке зоны нагрева является очень важной задачей. Предлагаемая методика расчета температуры позволяет убедиться в равномерности нагрева локальной области при ее требуемом объеме.

Рассмотрим модель с расположением 20 игольчатых нагревателей по окружности диаметром 50 мм, условно разделенную на три цилиндрических слоя нагрева. На рис. 1 представлен срез нагреваемой области вдоль нагревателей.

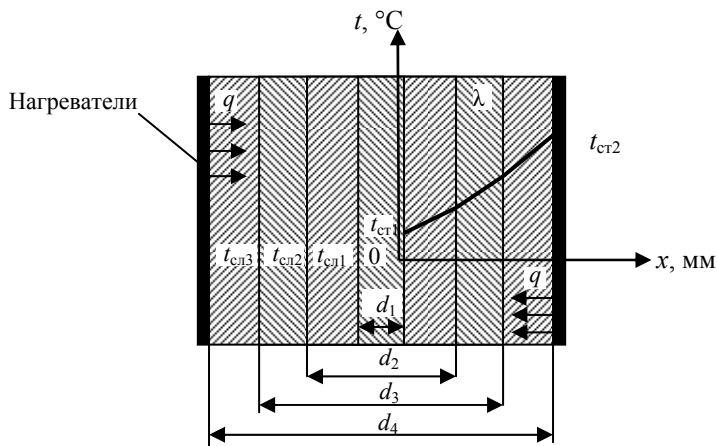


Рис. 1. Модель для расчета температуры внутри зоны нагрева

Эта модель является измененной задачей, рассматриваемой в классической теплотехнике. Изменено направление нагрева, область нагревается снаружи окруженными нагревателями и обозначен центр области нагрева, стремящийся стабилизировать температуру на уровне 36 °С.

Для того чтобы получить картину распределения температур при выбранном количестве игольчатых нагревателей и диаметре зоны нагрева, можно рассматривать зону нагрева как цилиндр, у которого стенка образована нагревателями, а тепло распространяется по направлению к его вертикальной оси. Это допущение возможно, так как нагреватели равномерно расположены таким образом, что их температурные поля пересекаются. В этом случае можно говорить о многослойной цилиндрической стенке [1].

Предположим для определенности, что мы рассматриваем зону нагрева состоящую из трех слоев и внутреннего виртуального слоя  $d_1$ , т.е. можно говорить о модели, имеющей вид трехслойной цилиндрической стенки для центрального слоя (см. рис. 1). Температура внутренней поверхности стенки –  $t_{ст1}$ , температура наружной поверхности стенки –  $t_{ст2}$ , коэффициенты теплопроводности слоев равны между собой и равны  $\lambda$ , диаметры слоев  $d_1, d_2, d_3, d_4$  [2].

При этом внутренний слой имеет диаметр  $d_1$ , стремящийся к нулю, но он необходим, так как играет роль стока тепла, поглощающего тепловой поток  $q$ , идущий от нагревателей к центру рассматриваемого нами цилиндра.

Тогда температуры слоев  $t_{сл1}$  и  $t_{сл2}$  будут рассчитываться по формулам (1) и (2) соответственно [2]:

$$t_{сл1} = t_{ст1} + \frac{q}{2 \cdot \pi \cdot \lambda} \cdot \ln \frac{d_2}{d_1}; \quad (1)$$



$$t_{\text{сл}2} = t_{\text{сл}1} + \frac{q}{2 \cdot \pi \cdot \lambda} \cdot \ln \frac{d_3}{d_2} \quad (2)$$

Здесь  $q = 2 \cdot \pi \cdot \lambda \cdot \frac{t_{\text{ст}2} - t_{\text{ст}1}}{\ln \frac{d_4}{d_1}}$  – линейная плотность теплового потока, Вт/м.

В более общем виде для любого слоя ткани температура  $t_{\text{сл}k}$  может быть рассчитана по формуле (3)

$$t_{\text{сл}k} = t_{\text{ст}1} + \frac{q}{2 \cdot \pi \cdot \lambda} \cdot \ln \frac{d_{k+1}}{d_1}, \quad (3)$$

где  $k$  – порядковый номер рассматриваемого слоя.

При этом необходимо сказать, что чем на большее количество слоев будет производиться разделение цилиндра, тем большая точность вычислений будет получена.

Применительно к нашим условиям  $t_{\text{ст}1}$  можно считать равным 36 °С, так как с этой температуры происходит нагрев ткани. В связи с тем, что организм стремится стабилизировать температуру на данном уровне, эта зона является выражением процессов термостабилизации в организме и ее температура всегда остается 36 °С. Температуру наружной стенки  $t_{\text{ст}2}$  нашего цилиндра можно приравнять к температуре нагревателей (45 °С). Это связано с тем, что между двумя соседними нагревателями расстояние незначительное (например, при окружности диаметром 40 мм оно составит около 7 мм по дуге и еще меньше по прямой). Следовательно, оба соседних нагревателя будут воздействовать на этот участок, доводя его температуру до практически равной температуре нагревателя (45 °С) [1, 3-5].

Кроме того, полученные результаты можно рассматривать для случаев любой ткани, так как коэффициент теплопроводности всех тканей организма, включая опухолевые (за исключением жировой ткани), отличается от среднего значения (0,5 Вт/м·К), взятого для расчетов, не более чем на 0,02–0,03 Вт/м·К.

Для проверки правильности выведенной формулы проведено сравнение с результатами, полученными в ANSYS®. Аналогичная модель с расположением 20 игольчатых нагревателей по окружности диаметром 50 мм выбрана для сравнения. Весь нагреваемый объем разделен на три слоя – первый ограничен цилиндром диаметром 17, второй – 34, а третий – 50 мм нагревателями. Тогда границы выбранных слоев совпадают с границами укрупненных слоев в модели ANSYS® (рис. 2).

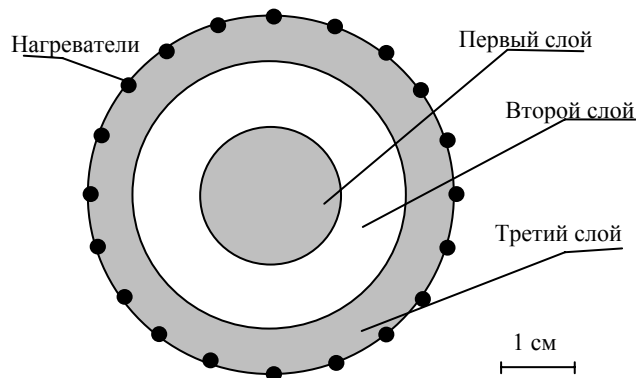


Рис. 2. Распределение по температуре при расположении 20 нагревателей по окружности диаметром 50 мм (укрупненные слои)

Далее проводится расчет температуры слоев по формуле (3). В результате:

$$t_{\text{сл}1} = t_{\text{ст}1} + \frac{q}{2 \cdot \pi \cdot \lambda} \cdot \ln \frac{d_2}{d_1} = 36 + \frac{4,55}{2 \cdot 3,14 \cdot 0,5} \cdot \ln \left( \frac{17}{0,1} \right) = 43,611 \text{ } ^\circ\text{C} ;$$

$$t_{\text{сл}2} = t_{\text{ст}1} + \frac{q}{2 \cdot \pi \cdot \lambda} \cdot \ln \frac{d_3}{d_1} = 36 + \frac{4,55}{2 \cdot 3,14 \cdot 0,5} \cdot \ln \left( \frac{34}{0,1} \right) = 44,442 \text{ } ^\circ\text{C} ;$$

$$t_{\text{сл}3} = t_{\text{ст}1} + \frac{q}{2 \cdot \pi \cdot \lambda} \cdot \ln \frac{d_4}{d_1} = 36 + \frac{4,55}{2 \cdot 3,14 \cdot 0,5} \cdot \ln \left( \frac{50}{0,1} \right) = 45 \text{ } ^\circ\text{C} .$$

Следовательно, первый слой должен иметь температуру не выше 43,611 °С, второй – от 43,611 до 44,442 °С, а третий – от 44,442 до 45 °С. На картине распределения температур в модели

ANSYS® этим слоям соответствуют следующие диапазоны температур: 43,3–43,6 °С, 43,6–44,5 °С и 44,5–45 °С [1]. Результаты расчетов практически совпадают с данными моделирования.

Таким образом, приведенная выше формула может быть использована для расчета распределения температуры в зоне нагрева в горизонтальной плоскости с достаточно высокой точностью.

#### *Литература*

1. Пахмурин Д.О. Электронные устройства управления температурой в незамкнутом объеме живой ткани: дис. ... канд. техн. наук. – Томск: Том. гос. ун-т систем управления и радиоэлектроники, 2012. – С. 75–78.
2. Скрыбин В.И. Курс лекций по теплотехнике: учеб. пособие – М.: Физматлит, МФТИ, 2000. – 83 с.
3. Пат. 2467720 РФ, МПК А61В 18/12. Способ реализации локальной гипертермии / А.В. Кобзев (РФ), В.Д. Семенов (РФ), Д.О. Пахмурин (РФ) и др. – № 2011132247; заявл. от 29.07.2011; опубл. 27.11.2012, бюл. № 33. – 1 с.
4. Управление электронными игольчатыми нагревателями при реализации метода локальной гипертермии и его экспериментальная проверка / А.В. Кобзев, В.Д. Семенов, Д.О. Пахмурин, А.В. Литвинов, А.Ю. Хуторной, В.Н. Учаев // Доклады ТУСУРа. – 2010. – № 2(22). Ч. 2. – С. 301–303.
5. A device for temperature stabilization in living tissues./ Pakhmurin D., Kobzev A, Semenov V.// Innovations in Information and Communication Science and Technology. September 10–13, 2012, Tomsk, Russia, Proceedings/Scientific publication. – Tomsk, TUSUR, 2012. – P. 52–61.

---

#### **Кобзев Анатолий Васильевич**

Д-р техн. наук, проф., зав. каф. промышленной электроники (ПрЭ) ТУСУРа  
Тел.: (382-2) 51-05-30  
Эл. почта: office@tusur.ru

#### **Семенов Валерий Дмитриевич**

Канд. техн. наук, проф., зам. зав. каф. ПрЭ по научной работе ТУСУРа  
Тел.: (382-2)413-918  
Эл. почта: svd@ie.tusur.ru

#### **Пахмурин Денис Олегович**

Канд. техн. наук, доцент, зав. лабораторией каф. ПрЭ ТУСУРа  
Тел.: 8-903-913-46-38  
Эл. почта: mbasmt@gmail.com

#### **Хуторной Александр Юрьевич**

Аспирант каф. ПрЭ ТУСУРа, м.н.с. ЛИМЭС  
Тел.: 8-913-883-26-26  
Эл. почта: work.tusur@gmail.com

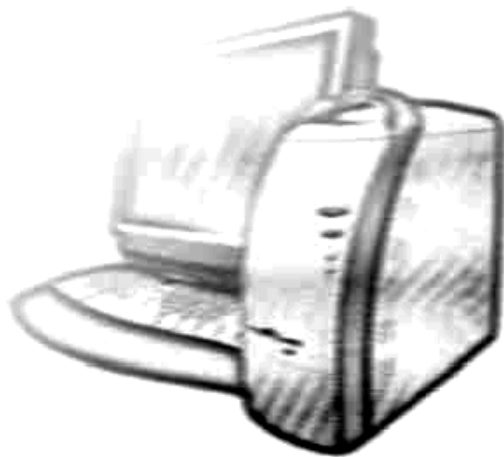
Kobzev A., Semenov V., Pakhmurin D., Khutornoy A.

#### **Method for temperature calculation in any point of heating area at local hyperthermia**

The paper presents a method for temperature calculation in any point of heating area at local hyperthermia. A formula for temperature calculation in any point is presented. The comparison of calculated temperature and results of ANSYS® modeling is shown.

**Keywords:** hyperthermia, heating area temperature, heater.

**УПРАВЛЕНИЕ,  
ВЫЧИСЛИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА  
И ИНФОРМАТИКА**



УДК 378.1

М.Ю. Катаев, А.М. Кориков, В.С. Мкртчян

## Технологические аспекты проектирования виртуальной интегрированной образовательной среды

Рассмотрены технологические аспекты проектирования интегрированной образовательной среды (ИОС). Проектирование ИОС базируется на концепции виртуальной образовательной среды (ВОС), создаваемой в компьютерной системе ее разработчиком, администратором ВОС, учащимся и преподавателем. Обоснованы принципы построения ВОС, архитектура ВОС и управление процессом реализации образовательной траектории учащегося на основе методов теории управления.

**Ключевые слова:** образование, виртуальная реальность, структура обучения, управление знаниями, скользящий режим.

В Федеральном законе «Об образовании в Российской Федерации» и государственной программе Российской Федерации «Развитие образования» на 2013–2020 годы представлена концепция развития единой информационной образовательной среды. В рамках этой концепции предлагается единый подход к разработке информационных образовательных сред и систем, их обеспечивающих, с применением электронного обучения и сетевых образовательных технологий. В рамках этой же концепции предлагается решение задач формирования непрерывного образования. Актуальность избранной темы исследований поддерживается также тем, что в настоящее время виртуальное и сетевое общение конкурирует с традиционным общением, так как социальные сети стали важнейшим средством коммуникации благодаря скорости общения, независимости от географического расположения объектов и субъектов коммуникации, языковых и культурных барьеров.

Анализ зарубежного опыта показывает, что в США, Китае, Германии и некоторых других странах становятся доступными электронные ресурсы по дошкольному, общему и профессиональному образованию, повышению квалификации и переподготовке вне зависимости от должности обучающихся, их географического расположения и возраста.

В развитие концепции электронного образования предлагается создание виртуальной образовательной среды (ВОС) на основе концепции, изложенной в [1]. В настоящей работе ВОС базируется на элементах виртуальной реальности, элементах искусственного интеллекта, системах управления знаниями и ресурсах Интернета, что открывает новые возможности для получения образовательных услуг. При формировании ВОС предполагается использование знаний преподавательского состава учебных заведений, науки и бизнеса, т.е. ВОС рассматривается как основа для проектирования интегрированной образовательной среды.

Внедрение ВОС в образовательный процесс обеспечит: повышение эффективности и качества процесса обучения; индивидуализацию процесса обучения; возможность выбора индивидуальной траектории обучения; повышение оперативности и эффективности управления образовательным материалом; интеграцию образовательных услуг и их независимость от удаленности и типа учебного учреждения.

**Принципы построения виртуальной образовательной среды.** В настоящее время происходит активное внедрение в сферу образования технических, информационных и телекоммуникационных технологий. Компьютер становится общедоступным и мобильным устройством, обеспечивающим выполнение учебной работы не только в стенах образовательного учреждения, но и за его пределами. Эта возможность определяет необходимость пересмотра традиционных подходов к организации обучающего процесса. Предлагаемый подход к организации, проведению и управлению образовательным процессом базируется на интегрированной информационной среде – ВОС, связывающей образовательные ресурсы и программно-техническое обеспечение. ВОС должна осуществлять единую технологическую и информационную поддержку, организацию, проведения и управления образовательным процессом.

При определении требований к ВОС нами учитывались следующие принципы [2]:

1. Многофункциональность (возможность осуществления доступа, манипулирования и преобразования информации).
2. Масштабируемость (возможность реализации как индивидуального, так и группового режима обучения).
3. Модульность (возможность изменения функционирования отдельных элементов структуры ВОС без потери работоспособности системы в целом).
4. Интегрированность по данным и функциям (максимальное использование информационных ресурсов ВОС вне зависимости от их удаленности и типа).
5. Открытость архитектуры (пользователь имеет доступ к разрабатываемой информационной среде вне зависимости от удаленности и типа).
6. Когнитивность (использование технологии искусственного интеллекта (ИИ) по управлению знаниями, контролю, применение ИИ в диалоге ученик–учитель).

Эти требования необходимы для оценки технических и организационных решений при создании ВОС. Информационные средства ВОС должны обеспечить:

- надежное хранение, возможность обработки и структуризации информации образовательного процесса,
- принципиально новый вид взаимодействия учащихся и преподавателей с использованием аватаров,
- ориентированность образовательного процесса на деятельность, формирующую достаточный уровень знаний и компетенций,
- обратную связь учащихся и преподавателей,
- открытость информационной среды, позволяющую интегрироваться в мировое информационное пространство.

**Информационная структура ВОС.** Информационная структура ВОС представлена на рис. 1. Принципиальная особенность ВОС состоит в том, что связь учащегося и преподавателя осуществляется двумя способами: непосредственным (прямым) общением и с помощью аватаров [1]. Аватары выполняют вспомогательную роль в образовательном процессе: помогают учащемуся собирать информацию, подсказывают необходимые временные и информационные ограничения и др., а преподавателю обеспечивают возможность контроля и анализа ситуаций, возникающих в процессе обучения.

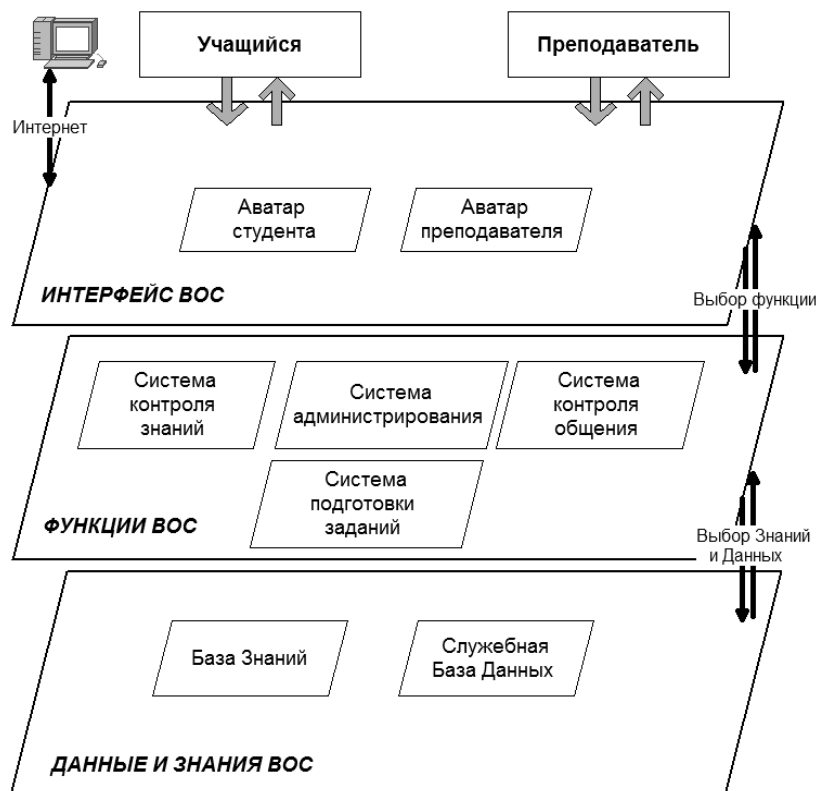


Рис. 1. Информационная структура ВОС

ВОС имеет многоуровневую иерархическую структуру (интерфейс, функции, данные), на всех уровнях которой расположены важнейшие компоненты ВОС.

На первом уровне «Интерфейс» расположены объекты интерфейса ВОС в целом, в том числе шлюзы связи с глобальными информационно-коммуникативными и техногенными средами, включая Интернет, а также аватары (графические образы) учащегося и преподавателя.

На втором уровне «Функции» расположены: система контроля общения, связывающая воедино учебные и иные коммуникативные возможности учащихся и преподавателей. Эта система задает планируемую траекторию обучения, по которой преподаватель ведет учащегося в образовательном процессе, информируя и контролируя его достижения в процессе обучения. Система подготовки заданий взаимосвязана с базой знаний. Целью этой цепочки является подготовка информационного обеспечения по обучению в рамках выбранной траектории. Система контроля знаний предназначена для постоянного контроля знаний в процессе обучения. Её назначение в том, чтобы в итоге обучения учащимся были достигнуты определенные компетенции. Система администрирования предназначена для решения всех регламентных работ в ВОС: регистрация учащегося, сопровождение в процессе обучения, информирование и др.

Третий уровень «Данные и знания» содержит базу знаний из учебных материалов и имеет структуру, содержащую следующие логически взаимосвязанные элементы: лекции, тесты, лабораторные, практические работы, вспомогательные учебные материалы, медиа-видеотеку. Учебные материалы по дисциплинам могут иметь иерархическую или линейную структуру. При описании структуры теоретического материала выбранной дисциплины учитывается три уровня иерархии в пределах одной лекции – тема, раздел, пункт. При этом каждая лекция может быть связана с тестами или контрольными вопросами, на которые учащемуся необходимо дать ответ (контроль знаний). Тесты определяются содержанием учебной дисциплины. Служебная база данных содержит информацию, поступающую из системы администрирования.

На рис. 2 представлена логическая структура процесса обучения, которая связана с элементами изучаемого материала в рамках дисциплины. Процесс обучения представляет собой типичную последовательность действий учащегося, где роль обратной связи исполняет не человек, а система контроля общения (см. 2-й уровень ВОС) осуществляет контроль знаний, анализирует процесс обучения и корректирует траекторию обучения в зависимости от результатов обучения.

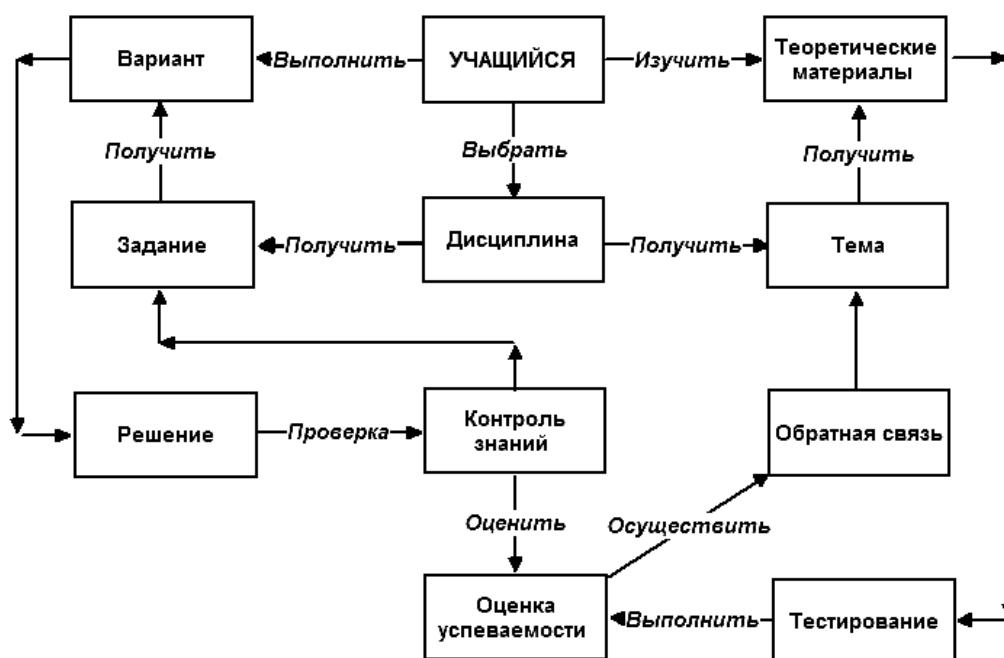


Рис. 2. Логическая структура обучения

Центральным компонентом на втором уровне ВОС (см. рис. 1) является система контроля знаний, осуществляющая проверку знаний и оценивающая компетенции, полученные учащимися. Оценивание знаний предлагается вести традиционным способом с помощью тестов. Система тести-

рования – универсальный инструмент определения уровня знаний, полученных в ходе обучения. Тест обладает способностью сравнивать фактический индивидуальный уровень знания ученика с некими эталонами, уровень знания отражается в тестовом балле испытуемого. Индивидуальные результаты тестирования можно сравнить с более ранними результатами испытаний, оценить структуру знаний обучаемого и динамику усвоения учащимися знаний, умений, владений и как итог – компетенций.

При построении модели специалиста нами предлагается использовать адаптированный индикаторный метод оценивания компетенций [3]. Главная идея этого метода состоит в том, что уровень сформированных компетенций учащегося проявляется через некоторые индикаторы. Определяя посредством тестирования значения индикаторов, можно рассчитать уровень каждой компетенции и затем определить усредненные значения компетенций по каждому выделенному блоку. Индикаторы – это вопросы, сформулированные таким образом, чтобы они давали вклад (проявлялись) в разных компетенциях. Для составления вопросов использовался тест ММРІ [4]. Оригинал данного теста содержит 566 вопросов с двумя вариантами ответа типа {да/нет}, а в данной работе была использована лишь часть вопросов из этого теста, несколько преобразованная с учетом возраста респондентов. Каждый вариант сочетания средних по блоку значений компетенций («компетентностный портрет учащегося»), отражая определенное соотношение между степенями сформированности разных компетенций учащегося, характеризует и уровень профессиональной подготовки учащегося (выпускника), и его склонность к выполнению работы определенного типа.

**Управление процессом получения знаний.** ВОС позволяет ввести новый формат преподавания и обучения за счет перевода реального взаимодействия учащийся–преподаватель в виртуальную информационную среду. В этой среде роли учащегося и преподавателя в определенных случаях, выполняют аватары, которые взаимодействуют между собой. Результаты обучения и взаимодействия в таком формате возможно оценивать в цифровой количественной форме. Этот факт позволяет ввести количественные методы управления форматом получения знаний.

При оптимальном управлении динамическими системами [5], к которым можно отнести и разрабатываемую систему обучения, обычно ставится задача достижения оптимума. Критерием оптимальности в том или ином смысле может использоваться минимум переходного процесса при переходе системы из одного состояния в другое. Естественным является требование непрерывности и гладкости такого перехода. Требование минимальности времени переходного процесса и гладкости является существенным ограничением при разработке устойчивых алгоритмов управления.

Известно достаточно много методов управления различными объектами. Нами предлагается для управления траекторией обучения использовать алгоритм управления на основе скользящего режима. Способ управления с использованием скольжения отличается простотой и высокой надежностью, поскольку он предполагает вынуждающее управление, заставляющее процесс управления обучением протекать по определенной траектории, заданной разработчиком.

В системах обучения состояние системы определяется через уровень, качество и темп получения знаний учащимся. При обучении различных ситуациях (быстрое или медленное усвоение знаний, повышение или уменьшение сложности решаемых задач и т.п.) возникает необходимость корректировки процесса обучения. При исследовании подобных систем полезно использование методов теории управления [6]. В частности, известно, что динамические характеристики многих систем адекватно описываются с помощью фазовой плоскости, на которой одна переменная отвечает за отклонение измеряемой величины от заданной, а другая – за скорость этого отклонения. В фазовой плоскости можно выделить две траектории: разгонную и торможения. Эффект скольжения возникает в том случае, когда при изменении условий среды возникает необходимость перехода с одной траектории на другую. Очевидно, что невозможно мгновенно осуществить этот переход и вследствие некоторой задержки возникает переходной процесс. Угол наклона переходной траектории должен быть равным или меньшим угла наклона касательной к траектории, с которой происходит переход. Эти составляющие скользящего режима и определяют востребованность этого подхода на практике и в том числе выбора его для применения в задаче изменения траектории обучения в ВОС.

Учащийся при взаимодействии с ВОС генерирует какие то события в среде (регистрация, выбор траектории обучения, предмета, методических материалов, заданий и др.). Эти события классифицируются системой контроля общения (см. рис. 1) и передаются на исполнение определенным обработчикам событий, действий, сценариев или сцен. Обработчики с помощью системы обратной

связи связываются с генераторами определенных действий, сценариев или сцен. Событиями может управлять как администратор ВОС, так и преподаватель, отключая при этом некоторые обратные связи и выбирая определенные действия, сценарии или сцены по определенным, известным ему (администратору ВОС или преподавателю) правилам.

**Заключение.** В статье рассмотрены технологические аспекты проектирования интегрированной образовательной среды (ИОС). Предложено построение ИОС на основе виртуальной образовательной среды (ВОС), создаваемой в компьютерной системе ее разработчиком, администратором ВОС, учащимся и преподавателем. Приведены принципы построения ВОС, архитектура ВОС и управление процессом реализации образовательной траектории учащегося на основе методов теории управления. Дидактический потенциал ИОС значительно усиливается за счет использования глобальных информационно-коммуникативных и техногенных сред, включая и Интернет, возникающие при этом перспективы и ограничения исследуются в [7].

Исследование поддержано проектом 7.701.2011 (НИР 1/12 темплана ТУСУРа) по госзаданию Министерства образования и науки.

#### *Литература*

1. Катаев, М.Ю. Концепция электронного образования на основе технологии Avatar / М.Ю. Катаев, А.М. Кориков, В.С. Мкртчян // Доклады ТУСУРа. 2013. – № 2 (28). – С. 95–100.
2. Мацяшек, Л.А. Анализ требований и проектирование систем. Разработка информационных систем с использованием UML. – М.: Вильямс, 2002. – 432 с.
3. Катаев С.Г. Индикаторный метод оценивания компетенций / С.Г. Катаев, Ю.О. Лобода, А.А. Хомякова // Вестник ТГПУ. – 2009. – № 11. – С. 70–73.
4. Березин Ф.Б. Методика многостороннего исследования личности (структура, основы интерпретации, некоторые области применения) / Ф.Б. Березин, М.П. Мирошников, Е.Д. Соколова. – М.: КонсультантПлюс – новые технологии, 2011. – 320 с.
5. Афанасьев В.В. Динамические системы управления с неполной информацией. Алгоритмическое конструирование. – М.: КомКнига, 2007. – 216 с.
6. Кориков А.М. Основы теории управления: учеб. пособие. – Томск: Изд-во НТЛ, 2002. – 392 с.
7. Сергеев С.Ф. Образование в глобальных информационно-коммуникативных и техногенных средах: новые возможности и ограничения // Открытое образование. – 2013. – № 1 (96). – С. 32–39.

---

#### **Катаев Михаил Юрьевич**

Д-р техн. наук, профессор каф. автоматизированных систем управления (АСУ) ТУСУРа, профессор Юргинского технологического института (филиала) Национального исследовательского Томского политехнического университета (НИ ТПУ)  
Тел.: 8-960-975-2785, (382-2) 70-15-36  
Эл. почта: kataev.m@sibmail.com

#### **Кориков Анатолий Михайлович**

Д-р техн. наук, профессор, зав. каф. АСУ ТУСУРа, профессор НИ ТПУ  
Тел.: (382-2) 70-15-36  
Эл. почта: amk@asu.tusur.ru

#### **Мкртчян Вардан Суренович**

Д-р техн. наук, профессор, главный управляющий – ректор Интернет-университета управления и информационно-коммуникационных технологий, Австралия  
Эл. почта: hhhuniversity@hotmail.com

Kataev M.Yu., Korikov A.M., Mkrтчyan V.S.

#### **Technological aspects of the virtual integrated educational environment designing**

The authors consider the technological aspects of designing of the integrated educational environment (IEE). It is offered to build IEE on the concept of a virtual education environment (VEE) created in the computer system of a student and a teacher. In the paper there are proved the requirements for VEE, VEE architecture and management of the process of implementation of the educational trajectory of a student on the basis of methods of control theory.

**Keywords:** education, virtual reality, the structure of training, knowledge management, sliding mode.



УДК 004.056.5

О.О. Евсютин, Е.В. Негачева

## Стеганографическое встраивание информации в цифровые изображения, сжатые с помощью блочных клеточных автоматов

Исследуется возможность использования цифровых изображений, сжатых с помощью метода, построенного на основе блочных клеточных автоматов, в качестве стегоконтейнеров. Производится оценка дополнительного шума, проявляющегося на восстанавливаемых после сжатия изображениях, в зависимости от параметров записи встраиваемой информации.

**Ключевые слова:** защита конфиденциальной информации, стеганография, цифровые изображения, сжатие, PSNR.

Цифровая стеганография – наука, занимающаяся вопросами скрытой передачи одних битовых последовательностей в других последовательностях, – наряду с криптографией позволяет решать задачи обеспечения конфиденциальности информации и аутентификации данных, а также задачу защиты авторских прав на цифровые объекты с помощью внедрения в последние так называемых цифровых водяных знаков [1–5].

Чаще всего в качестве контейнеров для сокрытия битовых последовательностей выбираются цифровые изображения, что связано с их повсеместным использованием в современном мире и значительной избыточностью, присущей составляющим их элементам данных [6]. При этом необходимо отметить, что несмотря на существование значительного количества стеганографических методов и алгоритмов, направленных на работу с цифровыми изображениями без сжатия, когда стеганографическое кодирование осуществляется в пространственной области посредством изменения значений отдельных пикселей, использование подобных методов зачастую оказывается затруднительным, поскольку на практике в основном применяются сжатые цифровые изображения.

В этом случае стеганографическое кодирование из пространственной области перемещается в частотную – так как наиболее эффективные методы сжатия цифровых изображений основываются на ортогональных преобразованиях, служащих для декорреляции элементов данных, то соответствующие алгоритмы встраивания оперируют коэффициентами этих преобразований, используя их для записи встраиваемой информации [1, 2].

В [7] рассматривается метод сжатия цифровых изображений с потерями, построенный с применением блочных клеточных автоматов. В настоящей работе предлагается использовать сжатые с помощью указанного метода цифровые изображения в качестве стегоконтейнеров и приводятся результаты соответствующего исследования.

**Метод сжатия цифровых изображений на основе блочных клеточных автоматов.** Данный метод построен в соответствии с той же моделью, что и классические методы JPEG и JPEG 2000, когда сжатие цифрового изображения осуществляется за счет устранения пространственной избыточности из элементов данных с помощью ортогонального декоррелирующего преобразования, последующего отбрасывания некоторой малозначимой информации об изображении посредством квантования преобразованных элементов данных и завершающего устранения статистической избыточности из квантованных элементов данных с помощью энтропийного кодирования, как это показано на рис. 1. Однако особенностью рассмотренной модели является использование для декорреляции элементов данных декоррелирующих клеточных преобразований (ДКлП), получаемых с помощью динамики блочных клеточных автоматов [8].

Алгоритмы получения такого рода преобразований рассматриваются в работе [9].

Произвольное ДКлП определяется ортогональным базисом, который в общем случае является представителем некоторого подсемейства семейства базисов  $\Sigma(\mathbf{CA}, \mathbf{B})$ , полученных из состояний развития заданного клеточного автомата  $\mathbf{CA}$  при использовании кодового множества  $\mathbf{B}$  [7]. Существуют семейства базисов, преобразования на основе которых совпадают с известными ранее ортогональными преобразованиями или являются их аппроксимациями. В частности, рассматриваемое в

[10] дискретное псевдокосинусное преобразование может быть описано в терминах клеточных автоматов как ДКлП, являющееся представителем подсемейства преобразований, частотные спектры которых содержат только одну низкочастотную составляющую среди преобразованных элементов данных.

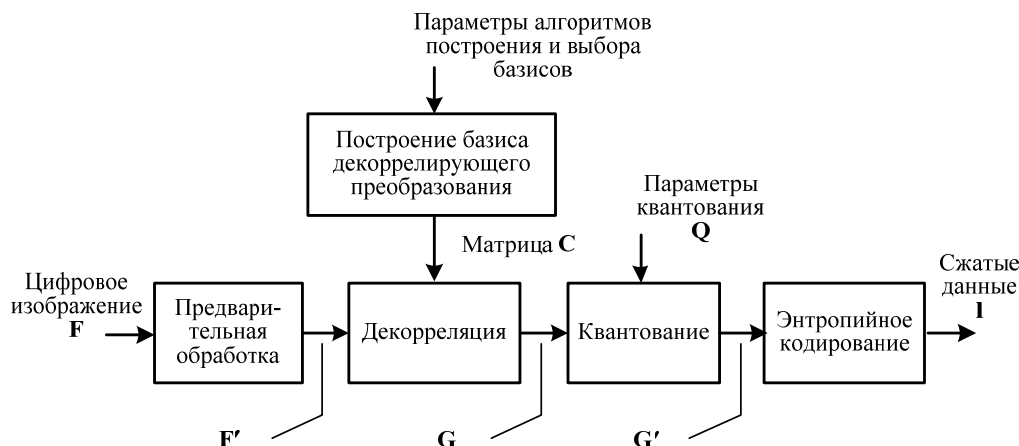


Рис. 1. Модель сжатия цифровых изображений на основе блочных клеточных автоматов

Особенностью же используемых в [7] ДКлП является наличие в их частотных спектрах равного количества низко- и высокочастотных составляющих, что дает аппроксимацию дискретного вейвлетного преобразования.

Таким образом, рассматриваемый метод сжатия цифровых изображений построен с использованием кратномасштабной обработки [6], когда декоррелирующее преобразование проводится в ряд итераций, в ходе каждой из которых преобразованные элементы данных группируются в четыре квадранта – квадрант низкочастотных составляющих и три квадранта высокочастотных, после чего квадрант низкочастотных составляющих подается на вход очередной итерации преобразования.

**Встраивание информации в сжатые изображения.** Перечислим основные подходы к встраиванию информации в сжатые цифровые изображения.

1. Внедрение цифровых водяных знаков в пространственную область изображения, с тем чтобы в случае сжатия изображения (или иного изменения исходных элементов данных) присутствие цифрового водяного знака сохранилось в измененном изображении и он мог быть извлечен. Подобные алгоритмы не используют сжатые цифровые изображения непосредственно в качестве стегоконтейнеров, а работают с несжатыми изображениями, учитывая возможность их дальнейшего сжатия.

2. Внесение изменений в значения элементов данных после дискретного ортогонального преобразования таким образом, чтобы эти изменения косвенным образом определяли значения встроенных битов. Указанные изменения могут производиться, в частности, так, чтобы наличие в блоке данных встроенного единичного бита определялось тем, что коэффициенты дискретного преобразования в пределах этого блока ( $8 \times 8$  в случае дискретного косинусного преобразования) удовлетворяют некоторому соотношению, не характерному для исходных данных.

3. Сложение коэффициентов дискретного ортогонального преобразования элементов данных цифрового изображения с коэффициентами аналогичного преобразования элементов данных встраиваемого цифрового водяного знака [1, 2].

Необходимо отметить, что большинство из известных стеганографических алгоритмов, работающих со сжатыми цифровыми изображениями, предназначены для встраивания в изображения цифровых водяных знаков, а не секретной информации, что позволяет задействовать для встраивания отдельных битов десятки и сотни пикселей. Мы же рассмотрим задачу обеспечения конфиденциальности информации, предполагающую возможность встраивания в стегоконтейнеры битовых последовательностей произвольной длины.

Касательно рассматриваемого метода заметим, что для него с учетом приведенного ранее описания характерной является следующая картина расположения элементов данных после завершения всех итераций этапов декорреляции и квантования: в правых верхних квадрантах всех уровней ДКлП малые величины с одинаковыми, а также близкими значениями образуют вертикально ориентированные полосы, в левых нижних квадрантах – горизонтально ориентированные. Расположение

величин в диагональных квадрантах в общем случае не позволяет выявить какую-либо закономерность, однако там содержится достаточное количество значений, равных 0, 1 или  $-1$ .

В качестве примера продемонстрируем расположение преобразованных элементов данных при слабом сжатии для классического тестового изображения «Lenna» после пяти итераций ДКЛП с последующим квантованием (рис. 2).



Для этого возьмем матрицу  $G'$  (см. рис. 1) и отобразим ее с помощью псевдоцветов, поставив в соответствие каждому из целочисленных значений, составляющих данную матрицу, некоторый цвет с соблюдением следующего правила: нулевое значение изображается белым цветом, и чем больше значение элемента данных по абсолютной величине, тем темнее соответствующий цвет.

Рис. 2. Расположение квантованных элементов данных после 5-уровневого ДКЛП полутонового изображения «Lenna»

Поскольку малые значения преобразованных элементов данных не оказывают определяющего влияния на формирование восстанавливаемых после сжатия изображений, то будем использовать такие элементы для непосредственной записи битов встраиваемого сообщения. При этом в каждый элемент данных будем записывать не более одного бита сообщения.

Основной вопрос, на который теперь необходимо ответить, это то, какая часть преобразованных (квантованных) элементов данных цифрового изображения может быть использована для встраивания битов секретного сообщения так, чтобы это не привело к заметным искажениям на восстановленном после сжатия изображении.

**Определение допустимого размера пространства сокрытия в сжатых цифровых изображениях.** Введем три категории сжатых цифровых изображений с точки зрения произведенных в процессе сжатия потерь информации и осуществим такое разделение по следующей шкале значений пикового отношения сигнал/шум PSNR между исходным и восстановленным изображениями:  $PSNR \geq 36$  дБ – малые потери,  $27 \text{ дБ} \leq PSNR < 36$  дБ – средние потери и  $PSNR < 27$  дБ – значительные потери.

Для определения величины дополнительного шума, вносимого в цифровые изображения встраиваемыми сообщениями, будем использовать формулу

$$\Delta PSNR = PSNR_{исх} - PSNR_{стего}, \quad (1)$$

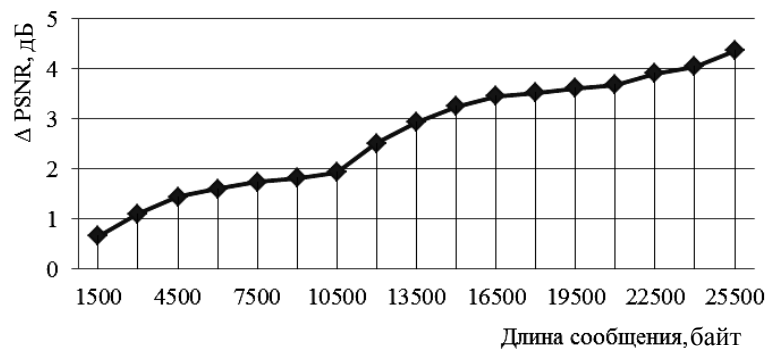
где  $PSNR_{исх}$  – пиковое отношение сигнал/шум между исходным изображением и изображением, восстановленным после сжатия;  $PSNR_{стего}$  – пиковое отношение сигнал/шум между исходным изображением и изображением, восстановленным после сжатия со встраиванием некоторого сообщения.

Для проведения экспериментов был взят классический набор полутоновых и непрерывно-тоновых изображений, используемый для демонстрации и сравнения между собой алгоритмов цифровой обработки изображений («Baboon», «Barbara», «Boat», «Goldhill», «Lenna», «Peppers» и т.д.). Все изображения в данном наборе имели размер  $512 \times 512$  пикселей.

На рис. 3 представлена характерная зависимость значения  $\Delta PSNR$  от длины сообщения, встроенного в сжатое изображение при малых потерях информации, произведенных в процессе сжатия.

Здесь и далее биты встроенных сообщений, представляющих собой тексты на русском языке, последовательно без пропусков записывались в квантованные элементы данных со значениями 0 и 1.

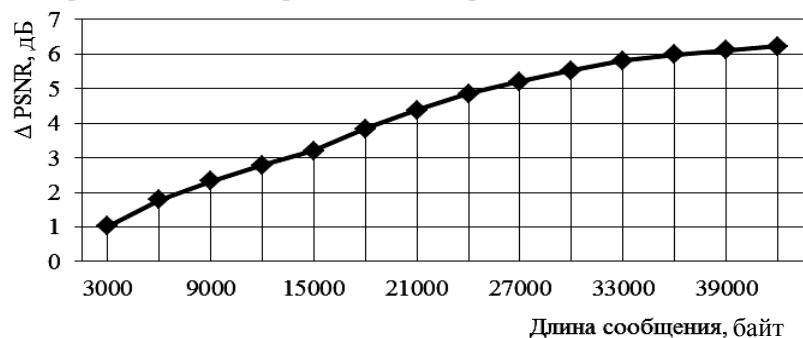
Рис. 3. Зависимость  $\Delta$  PSNR от длины сообщения при малых потерях информации



Необходимо отметить, что размер пространства сокрытия при использовании описанного выше подхода к встраиванию информации в сжатые изображения не является постоянной величиной, поскольку количество малых значений среди преобразованных элементов данных зависит от использованного ДКлП и уровня произведенных потерь. Как можно увидеть из рис. 3, для использованных в данном случае непрерывно-тоновых цифровых изображений разрешением 512×512 пикселей размер пространства сокрытия составил приблизительно 25500 байт. Максимальное значение дополнительного шума, проявившегося при полном заполнении пространства сокрытия встроенным сообщением, достигло 4,4 дБ. При этом на восстанавливаемых после сжатия изображениях отсутствовали заметные артефакты.

Аналогичная зависимость значения  $\Delta$  PSNR от длины встроенного сообщения при средних потерях информации, произведенных в процессе сжатия, представлена на рис. 4.

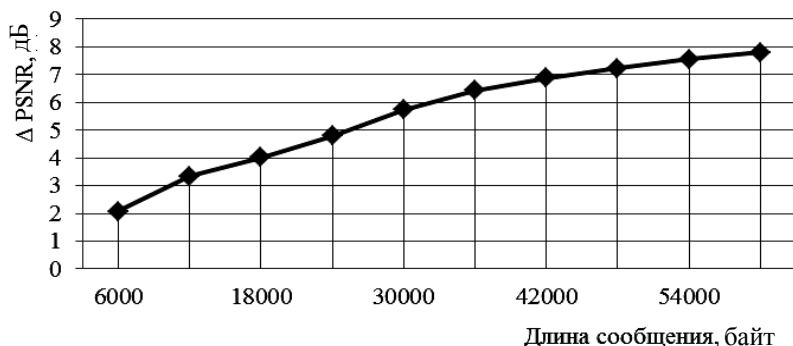
Рис. 4. Зависимость  $\Delta$  PSNR от длины сообщения при средних потерях информации



В данном случае размер пространства сокрытия составил приблизительно 42000 байт, а максимальное значение шума, проявившегося при полном заполнении пространства сокрытия встроенным сообщением, достигло 6,2 дБ. Кроме того, при полном заполнении пространства сокрытия на восстанавливаемых после сжатия изображениях стали проявляться малозаметные артефакты.

После увеличения степени сжатия цифровых изображений была получена зависимость, представленная на рис. 5.

Рис. 5. Зависимость  $\Delta$  PSNR от длины сообщения при значительных потерях информации



Размер пространства сокрытия естественным образом увеличился приблизительно до 60000 байт. Полное заполнение пространства сокрытия указанного размера привело к появлению значительных артефактов на восстановленных после сжатия изображениях, значение дополнительного шума увеличилось до 7,8 дБ.

При расширении множества значений, используемых для записи встраиваемых битов, до  $\{0, 1, -1\}$  была получена зависимость значения  $\Delta PSNR$  от длины сообщения при малых потерях информации, произведенных в процессе сжатия, представленная на рис. 6.

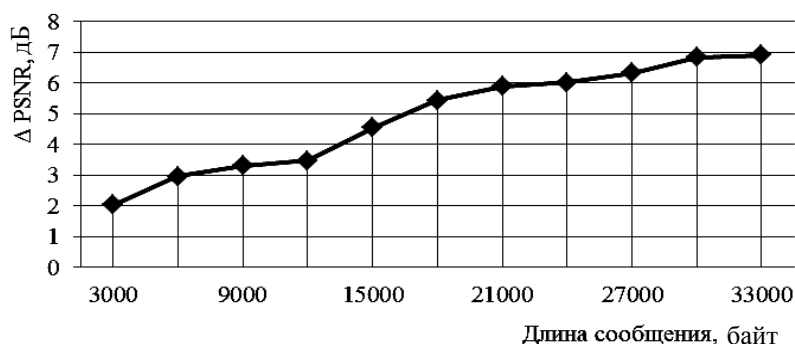


Рис. 6. Зависимость  $\Delta PSNR$  от длины сообщения при малых потерях информации (при использовании элементов данных со значениями 0, 1 и  $-1$ )

Размер пространства сокрытия увеличился по сравнению со случаем, представленным на рис. 3, однако даже несмотря на малые потери информации, произведенные в процессе сжатия, включение в пространство сокрытия элементов данных со значением  $-1$  привело к значительному увеличению дополнительного шума и появлению на восстанавливаемых изображениях заметных артефактов.

Дальнейшие эксперименты с записью встраиваемых битов в элементы данных со значениями из множества  $\{0, 1, -1\}$  показали, что при средних и значительных потерях информации, произведенных в процессе сжатия, величина дополнительного шума такова, что подобное расширение пространства сокрытия не имеет смысла.

В завершение настоящего исследования был проведен ряд экспериментов по записи битов встраиваемых сообщений не в подряд идущие элементы данных, а с некоторым периодом, поскольку, как отмечалось ранее, представленные на рис. 3–6 графики были получены в результате последовательной записи битов встраиваемых сообщений в элементы данных цифровых изображений. Однако увеличение периода встраивания при неизменном количестве встраиваемой информации не оказало какого-либо влияния на величину дополнительного шума и характер проявляющихся артефактов.

**Заключение.** Таким образом, в результате проведенного исследования было показано, что цифровые изображения, сжатые с помощью рассматриваемого метода, построенного на основе блочных клеточных автоматов, вполне пригодны к использованию в качестве стегоконтейнеров. При этом было установлено следующее:

1) при встраивании одной и той же битовой последовательности в изображение, сжатое с малыми, средними и значительными потерями информации, каждый раз наблюдается увеличение дополнительного шума, проявляющегося на восстановленном после сжатия изображении;

2) целесообразно использовать для записи встраиваемых битов элементы данных цифрового изображения, принимающие значения из множества  $\{0, 1\}$ , в то время как добавление к указанному множеству значения  $-1$  приводит к недопустимому увеличению дополнительного шума даже при малых объемах встраиваемой информации;

3) встраивание сообщения остается незамеченным при использовании в качестве пространства сокрытия до 20–25% элементов данных, составляющих цифровое изображение после завершения этапов декоррелирующего преобразования и квантования.

Работа выполнена при финансовой поддержке РФФИ (проект № 12-01-31378) и Министерства образования и науки Российской Федерации, проект 7.701.2011 (1/12).

#### Литература

1. Коначович Г.В. Компьютерная стеганография. Теория и практика / Г.В. Коначович, А.Ю. Пузыренко. – К.: МК-Пресс, 2006. – 288 с.
2. Грибунин В.Г. Цифровая стеганография / В.Г. Грибунин, И.Н. Оков, И.В. Туринцев. – М.: СОЛОН-Пресс, 2009. – 272 с.
3. Бондарчук С.С. Встраивание цифровых знаков для обеспечения защиты информации / С.С. Бондарчук, Е.М. Давыдова, Е.Ю. Костюченко // Доклады ТУСУРа. – 2011. – № 2(24), ч. 3. – С. 228–235.

4. Сабанов А.Г. Требования к системам аутентификации по уровням строгости / А.Г. Сабанов, А.А. Шелупанов, Р.В. Мещеряков // Ползуновский вестник. – 2012. – № 2/1. – С. 61–67.
  5. Криптографические протоколы в системах с ограниченными ресурсами / Р.В. Мещеряков, С.К. Росошек, А.А. Шелупанов, М.А. Сонькин // Вычислительные технологии. – 2007. – Т. 12, Специальный выпуск, № 1. – С. 51–61.
  6. Гонсалес Р. Цифровая обработка изображений / Р. Гонсалес, Р. Вудс. – М.: Техносфера, 2005. – 1072 с.
  7. Евсютин О.О. Метод сжатия цифровых изображений на основе блочных клеточных автоматов: дис. ... канд. техн. наук / О.О. Евсютин. – Томск, 2012. – 174 с.
  8. Евсютин О.О. Приложения клеточных автоматов в области информационной безопасности и обработки данных / О.О. Евсютин, А.А. Шелупанов // Доклады ТУСУРа. – 2012. – № 1 (25), ч. 2. – С. 119–125.
  9. Евсютин О.О. Разработка и тестирование вычислительного метода построения базисов декоррелирующих преобразований с использованием клеточных автоматов на разбиении / О.О. Евсютин, С.К. Росошек // Труды СПИИРАН. – 2012. – Вып. 23. – С. 324–342.
  10. Умняшкин С.В. Алгоритм сжатия изображений на основе дискретного псевдосинусного преобразования / С.В. Умняшкин, В.В. Курина // Цифровая обработка сигналов. – 2009. – № 3. – С. 2–7.
- 

**Евсютин Олег Олегович**

Канд. техн. наук, доцент каф. комплексной информационной безопасности электронно-вычислительных систем (КИБЭВС) ТУСУРа  
Тел.: 8-923-403-09-21  
Эл. почта: eoo@keva.tusur.ru

**Негачева Екатерина Викторовна**

Инженер каф. КИБЭВС ТУСУРа  
Тел.: 8 (382-2) 41-34-26  
Эл. почта: siluetalafelicidad@gmail.com

Evsutin O.O., Negacheva E.V.

**Steganographic embedding of information into digital images compressed with the use of block cellular automata**

We investigate the opportunity to use digital images, compressed according to the method based on block cellular automata, as containers. We estimate the additional noise, shown during the restoration of already compressed images, depending on the recording parameters of embedded information.

**Keywords:** protection of confidential information, steganography, digital images, compression, PSNR.

---

УДК 004.089

А.Г. Сабанов

## Методика идентификации рисков процессов аутентификации

Предложена методика формирования дерева отказов и дерева событий в процессах аутентификации в соответствии с основными стандартами анализа надежности. Методика основана на рассмотрении основных процедур аутентификации, имеющих различную продолжительность во времени.

**Ключевые слова:** идентификация, методика, надежность, дерево отказов, дерево событий, риск, процесс, аутентификация.

При построении информационного общества [1] и развитии систем оказания государственных и муниципальных услуг в электронной форме на передний план выдвигаются понятия безопасности и надежности определения сторон взаимодействия. В работе [2] доказано, что указанные понятия тесно связаны друг с другом, а основой создания доверительных отношений для взаимодействующих сторон является сервис безопасности, называемый аутентификацией. Представим аутентификацию в виде двух связанных между собой процессов: подтверждения подлинности предъявленных претендентом идентификаторов и проверки принадлежности аутентификатора данному пользователю. Подлинность проверяется с помощью протоколов аутентификации, как правило, криптографическими методами, с использованием аутентификатора (секрета), о котором или о наличии которого (например, закрытого ключа сертификата электронной подписи или сертификата доступа) известно проверяющей стороне. Факт принадлежности проверяется с использованием электронного удостоверения (ЭУ), которое связывает наличие аутентификатора и идентификаторов (ИД) с конкретным пользователем [3]. Проектирование и эксплуатация систем идентификации и аутентификации (СИА) должны сопровождаться анализом рисков [4] и оценками надежности их работы [2].

Под надежностью аутентификации будем понимать такое состояние механизмов и элементов СИА, которое обеспечивает выполнение потока заявок на аутентификацию всех легальных пользователей в течение заданного интервала времени, но не позволяет злоумышленнику преодолеть реализуемые функции безопасной аутентификации за приемлемое время. Системы аутентификации относятся к разряду интеллектуальных систем, составными частями которых, как правило, являются мощная серверная (аппаратная и программная) и клиентская части, соединенные защищенными каналами связи. Для анализа рисков и исследования надежности выполнения основных процедур аутентификации сначала необходимо идентифицировать риски. Эта весьма сложная задача в силу многообразия используемых решений и применяемых технологий может быть разбита на этапы. Концептуальный подход рассмотрения двух важнейших этапов идентификации рисков будет рассмотрен в данной работе. Для снятия остаточных неопределенностей и проведения параметрических исследований требуется создание математических моделей, принципы построения которых разработаны в [5]. Как показано в [6], процесс аутентификации можно рассматривать как цепь последовательных процедур: однократной (регистрация нового пользователя), длительной по времени (хранение) и часто повторяющихся (предъявление аутентификатора, протоколы обмена «клиент–сервер», валидация, принятие решения «свой-чужой», передача заявки на авторизацию пользователя). При моделировании СИА также надо учитывать то, что при значительном числе зарегистрированных пользователей (например, более пятисот) системы аутентификации должны подчиняться законам систем массового обслуживания. Это требование предусматривает необходимость исследования поведения СИА в условиях случайного потока заявок на аутентификацию, который зависит от времени. Так, в корпоративных системах пик запросов на аутентификацию приходится на начало работы, а в информационных системах общего пользования (ИСОП) пиковые нагрузки в общем случае носят случайный характер. Применение стандартных подходов построения дерева отказов на основе классической теории надежности механизмов и машин для выполнения заданного набора функций таких сложных систем в интенсивно меняющихся условиях воздействия приводит к рассмотрению многообразия схем СИА, механизмов аутентификации и условий эксплуатации в зависимости от времени. Одним из возможных решений данной задачи является разработка методики определения дерева основных отказов, учитывающей особенности СИА в части выполнения проце-

дур аутентификации (т.е. основных функций) и охватывающей все типы систем и условий работы, вплоть до перехода к облачным вычислениям. Другими словами, предлагаемый подход основан на применении базовых принципов функциональной надежности [7] к анализу безопасности выполнения СИА основных процедур обработки заявок претендентов на авторизацию. Создание указанной методики позволит существенно сократить объем исследований при сохранении в виде объекта рассмотрения всего разнообразия СИА и условий их эксплуатации.

Вопросы оценки надежности аутентификации пользователей и применяемых при этом средств аутентификации активно обсуждаются специалистами, однако общепринятый научный подход и устоявшаяся терминология к исследованию этого весьма сложного процесса пока не выработаны. Целью данной статьи является выполнение подготовительного этапа анализа надежности – разработка методики построения дерева отказов и дерева событий для исследования безопасности и надежности аутентификации, а также введению таких базовых понятий для анализа изучаемых СИА, как отказ и опасный отказ.

**Базовые понятия надежности процессов аутентификации.** Сначала определим некоторые базовые понятия, которые будут использоваться в работе. Привычные для специалистов по информационной безопасности (ИБ) свойства защищенности информационной системы (ИС) применительно к СИА могут быть выстроены в порядке убывания приоритетов следующим образом: доступность, целостность, конфиденциальность. В работе [2] показано, что в понятие надежности кроме указанных свойств защищенности, входят такие свойства, как безотказность, сохранность (устойчивость к воздействиям) и ремонтпригодность.

Безотказность – свойство системы (объекта) непрерывно сохранять работоспособное состояние в течение некоторого времени (наработки). Под наработкой обычно понимается продолжительность времени работы системы или объем работы. Состоянием называется множество существенных свойств, которыми объект обладает в данный момент времени. Безотказность и доступность условно можно объединить в понятие минимизации простоев СИА, т.е. обеспечение непрерывности обслуживания заявок на аутентификацию.

Важнейшим понятием в теории надежности является понятие отказа. В ИС отказы происходят не всегда одинаково, различные способы отказа называются состояниями отказа. Состояния отказа отражают события ненадлежащего обслуживания. Применительно к СИА под отказом будем понимать отрицательный результат аутентификации и соответственно состояние отказа в авторизации легального пользователя.

Работоспособное состояние – это такое состояние объекта, при котором множество существенных свойств в полном объеме отвечает заданным требованиям.

Под опасным отказом будем понимать положительный результат прохождения процесса аутентификации злоумышленником.

**Предположения.** Для формирования дерева отказов и дерева событий введем следующие предположения, основанные на опыте проектирования, построения и анализе функционирования ряда промышленных СИА.

1. Основной поток заявок  $\lambda_{л.п}$  на обслуживание СИА поступает от легальных пользователей системы, при этом заявки не содержат ошибок, а система и ее элементы не имеют отказов.

2. Среди массы заявок от легальных пользователей имеется некоторая часть некорректно оформленных заявок  $\lambda_{ош.л.п} \in \lambda_{л.п}$ . из-за непреднамеренных ошибок.

3. Из числа заявок от легальных пользователей имеется некоторая часть заведомо ложных заявок  $\lambda_{з.л.л.п} \in \lambda_{л.п}$ . с целью выдать себя за пользователя с более привилегированными правами доступа. Таким образом, имеем соотношение:  $\lambda_{ош.л.п} + \lambda_{ош.л.п} + \lambda_{з.л.л.п} = \lambda_{л.п}$ .

4. В СИА поступает некоторая часть заведомо ложных заявок от злоумышленников  $\lambda_{з.л.зл}$ , пытающихся выдать себя за легальных пользователей:  $\lambda_{з.л.зл} \cap \lambda_{л.п}$ .

Введем ряд предположений о работе СИА:

1. СИА состоит из серверной и клиентской частей, связанных устойчивым каналом (каналами) связи.

2. Серверная часть состоит из нескольких связанных защищенным образом серверов (например, по протоколу IPSec), отказоустойчивость  $OU$  которых (по SLA – Service Level Agreement, соглашение об уровне обслуживания)  $OU \geq 99,95\%$ . Системное, прикладное и специальное программное обеспечение (ПО) – лицензионное, как правило, вовремя обновляется и обслуживается производителями.



3. Клиентская часть может быть представлена в виде следующих модификаций: компьютер пользователя с необходимым набором ПО и аутентификационной информацией (АИ) пользователя:

- а) код доступа (логин, пароль);
- б) логин и пароль плюс одноразовый пароль или усиленный неквалифицированный сертификат и ключ неквалифицированной подписи;
- в) квалифицированный сертификат доступа и ключ подписи.

Для определенности будем считать, что в вариантах (б) и (в) АИ пользователя находится в некоем устройстве, связанном с конкретным пользователем. При этом связь пользователя с устройством осуществлена ЦР в виде ЭУ при выдаче пользователю АИ и находится в БД учетных записей.

**Методика формирования модели дерева отказов.** Проведем анализ видов и последствий отказов согласно рекомендациям [8, 9]. Как известно, этот метод позволяет определить возможные причины отказа элементов системы и события, породившие отказ.

Составим дерево отказов СИА в соответствии с пятиуровневой схемой. Верхний (первый) уровень – отказ системы. Второй уровень – отказ составных частей. Третий уровень – отказ элементов. Следующий уровень определяет события, порождающие отказ. Пятый уровень определяет виды воздействий, приводящих к отказу СИА.

Построение всего дерева отказов СИА в виде графа событий и последствий представляет собой трудночитаемый рисунок с множеством мелких значков и надписей. Поэтому выделим наиболее существенные виды отказов СИА, не пропуская, по возможности, наиболее критичные с точки зрения безопасности и надежности.

Для примера сначала рассмотрим некоторые отказы СИА, связанные с событиями, породившими отказ, в процедурах регистрации и хранения (табл. 1).

Таблица 1

**Примеры дерева отказов, связанных с нарушениями ИБ, в процедурах регистрации и хранения аутентификационной информации**

Уровень системы	Отказ СИА	Отказ СИА	Опасный отказ СИА (в процедуре регистрации)	Опасный отказ СИА (в процедуре хранения)
Уровень составных частей	Отказ в регистрации	Отказ в регистрации легальному пользователю	Злоумышленник зарегистрирован под видом легального пользователя	Злоумышленник владеет ИД и секретом (аутентификатором) легального пользователя
Уровень элементов	Отказ в приеме ИД	Отказ в результате проверки ИД	Проверки ИД не выявили обмана	Потеря конфиденциальности секрета
События, порождающие отказ	Неполный набор представленных пользователем ИД	В базах данных ведомств не найдены ИД, соответствующие представленным пользователем	Поддельные документы на имя легального пользователя	Нарушение условий хранения секрета
Виды воздействия	Ошибка заявителя, попытка злоумышленника	Неполная база, сбой, вирусная атака	Атака класса «маскарад»	Хищение, копирование ИД и секрета (аутентификатора)

Также можно рассмотреть дерево отказов СИА, связанных с нарушениями ИБ, и для других процедур аутентификации. В табл. 2 приводятся примеры отказов, обусловленных нарушениями ИБ, в процедурах валидации, протоколах обмена и принятия решения.

Сформированное таким образом дерево отказов позволяет более четко идентифицировать вероятные события, которые могут привести к нарушениям ИБ при работе СИА. Рассмотрение отказов является одной из важных подготовительных процедур для идентификации рисков нарушения безопасности функционирования СИА. Следующей процедурой, согласно [9], является формирование модели дерева событий.

**Формирование модели дерева событий.** Согласно рекомендациям [8], необходимо выделить наиболее вероятные опасные события и оценить частоту их реализации.

Существует вероятность ошибки первого рода (СИА не авторизовала легального пользователя ИС). Рассмотрим возможные причины такого события:

- 1) пользователь неверно ввел свою АИ (например, забыл пароль в случае «а»);

- 2) перегрузка СИА ввиду большого числа одновременных заявок и/или время ожидания превысило некий порог ожидания;
- 3) отказ клиентской части (аппаратный или программный сбой);
- 4) отказ канала связи (аппаратный и/или программный);
- 5) отказ серверной части.

Также существует вероятность ошибки второго рода, когда СИА признала ИА правильной и авторизовала злоумышленника под именем легального пользователя.

Таблица 2

**Примеры дерева отказов, связанных с нарушениями ИБ, в процедурах проверки валидности ЭУ, протоколах аутентификации и принятия решения**

Уровень системы	Отказ СИА	Отказ СИА	Отказ СИА	Отказ СИА
Уровень составных частей СИА	Отказ в валидации	Отказ в работе протокола обмена	Отказ в процедуре принятия решения	Отказ в процедуре принятия решения
Отказ элементов	ЭУ пользователя не валидно	Отказ в клиентской части	Несовпадение предъявленного секрета с БД	Превышено время ожидания
События, порождающие отказ	Нет цепочки проверки сертификата, не работает служба OCSP/DVCS	Не установлен драйвер, не выполнено обновление системного ПО	Подмена ИД и ЭУ на имя легального пользователя	Велика интенсивность потока заявок на аутентификацию для данной СИА, ошибки проектирования
Виды воздействия	Атака на сервер УЦ, выдавший ЭУ, сбой УЦ цепочки ЭУ	Вирусная атака, халатность администратора	Попытка злоумышленника	DDoS-атака

На основе анализа двенадцатилетнего опыта построения и эксплуатации ряда промышленных СИА выделим ряд вероятных опасных событий РНЕ<sub>*i*</sub>, *i* = 1, *n*. Перечислим эти события и приведем грубую оценку частоты их реализации.

РНЕ<sub>1</sub>. Целенаправленные действия злоумышленника при регистрации. Регистрация – одна из самых ответственных операций процессов аутентификации, существенно влияющая на безопасность, надежность и в конечном счете на доверие работы СИА. Тем не менее на момент написания данной работы процедура регистрации является одной из самых не затронутых регулированием. В ряде государственных ИС, например, для доступа на портал государственных услуг, как было признано представителем Минкомсвязи на конференциях 2013 г., и по день написания текста злоумышленник может зарегистрироваться под именем любого незарегистрированного в ЕСИА гражданина. Максимум усилий злоумышленника может потребоваться для подделки паспорта (который предъявлять требуют не везде, а при предъявлении не проверяют на «поддельность»), а сделать поддельную справку СНИЛС с истинным номером владельца не представляет трудности. Для краткости будем называть этот вид «маскарад» при регистрации. Оценим частоту такого события для существующих СИА в достаточно широких пределах:  $10^{-7}$ – $10^{-5}$  в год.

РНЕ<sub>2</sub>. Злоумышленник для доступа к интересующим его информационным ресурсам может воспользоваться уязвимостями СИА. Поскольку требований ИБ к СИА пока нет, это опасное событие имеет вероятность осуществиться. Будем называть это событие «уязвимости СИА» и оценим частоту в пределах  $10^{-5}$ – $10^{-3}$ .

РНЕ<sub>3</sub>. Этот тип вероятного опасного события (ВОС) может быть связан с действиями инсайдера. Помочь злоумышленнику пройти все рубежи СИА может легальный пользователь. Еще больше возможностей у администратора. Кратко назовем это событие «помощь инсайдера». Грубые оценки частоты:  $10^{-6}$ – $10^{-4}$ .

РНЕ<sub>4</sub>. Завладение злоумышленником ИД и АИ легального пользователя. Это может быть кража, клонирование ИД и АИ, подсмотренный пароль, перехваченный PIN-код. Кратко назовем этот тип «кража ИД и АИ» и оценим частоту:  $10^{-5}$ – $10^{-3}$ .

РНЕ<sub>5</sub>. Атака «вход по принуждению» встречается все реже и реже:  $10^{-7}$ – $10^{-5}$ .

РНЕ<sub>6</sub>. Ошибки и/или целенаправленные действия злоумышленника при смене пароля, замене цифрового сертификата доступа или сценарии «забыл дома смарт-карту» [10]. Коротко назовем этот тип «смена АИ» и оценим частоту в пределах  $10^{-5}$ – $10^{-3}$ .

РНЕ<sub>7</sub>. Данный тип ВОС связан с ошибками валидации ЭУ. Под валидацией будем понимать процесс проверки действительности сертификата доступа и цепочки сертификатов, для парольной защиты это процедура сличения хешей паролей (присланного претендентом и зарегистрированного в БД учетных записей). Короткое название – «ошибки валидации». Оценки частоты:  $10^{-6}$ – $10^{-4}$ .

РНЕ<sub>8</sub>. Ошибки в принятии решения «свой–чужой». Процедура производится на серверах, вероятная частота подобного события  $10^{-7}$ – $10^{-5}$ .

РНЕ<sub>9</sub>. Имитация доверяющей стороны. Особенно актуален такой тип ВОС при предоставлении Web –доступа, который становится все более распространенным. Фишинг (подмена сайта) является одним из актуальных ВОС, оценки частоты колеблются в пределах  $10^{-4}$ – $10^{-2}$ .

РНЕ<sub>10</sub>. Подмена доверенной стороны или объекта (spoofing), оценим частоту  $10^{-6}$ – $10^{-4}$ .

РНЕ<sub>11</sub>. Риск добровольной передачи персонального средства ИА другому сотруднику. Выявлено в ряде ИС государственных организаций. Частоту можно оценить в пределах  $10^{-4}$ – $10^{-2}$ . Средство борьбы – усиленная персонализация (совмещение смарт-карты, содержащей аутентификатор, с зарплатной или введение карт с технологией Match on Card).

РНЕ<sub>12</sub>. Наконец, последним ВОС будем считать воздействие вредоносного программного обеспечения, вероятность заражения рабочих мест определяется политикой безопасности организации, в среднем по стране может быть оценена как  $10^{-4}$ – $10^{-2}$ .

В качестве следующего подготовительного этапа к оценке рисков и надежности работы СИА необходимо разработать рекомендации к обоснованию уровней приемлемого риска для перечисленных опасных событий. Для анализа рисков в конкретной организации также необходимо провести анализ последствий наступления опасных событий. Эти вопросы будут предметом продолжения исследования, начатого в данной статье.

**Заключение.** Предложенная методика построения модели дерева отказов и модели дерева событий для проведения оценок безопасности и надежности аутентификации представляет научный и практический интерес. Применение и развитие методики позволит проводить исследования безопасности, анализа рисков и определять характеристики надежности аутентификации при проектировании и эксплуатации СИА.

#### *Литература*

1. Распоряжение Правительства Российской Федерации от 20 октября 2010 г. № 1815-р «О государственной программе Российской Федерации «Информационное общество (2011–2020 годы)» [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.rg.ru/2010/11/16/infobscchestvo-site-dok.html> свободный, дата проверки: 17.12.2013 г.
2. Сабанов А.Г. Методы исследования надежности удаленной аутентификации // Электросвязь. – 2013. – № 4. – С. 20–24.
3. Сабанов А.Г. Аутентификация при электронном обмене документами // Доклады Том. гос. ун-та систем управления и радиоэлектроники. – 2011. – № 2(24). – С. 263–266.
4. Сабанов А.Г. Об оценке рисков удаленной аутентификации как процесса // Электросвязь. – 2012. – № 4. – С. 27–32.
5. Сабанов А.Г. Концепция моделирования процессов аутентификации // Доклады ТУСУРа. – 2013. – № 3(29). – С. 71–75.
6. Сабанов А.Г. Основные процессы аутентификации // Вопросы защиты информации. – 2012. – № 3. – С. 54–57.
7. Шубинский И.Б. Функциональная надежность информационных систем. Методы анализа. – Ульяновск: Печатный двор, 2012. – 296 с.
8. ГОСТ Р 51901.1-2002. Менеджмент риска. Анализ риска технологических систем. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://docs.cntd.ru/document/1200030153> свободный, дата проверки: 17.12.2013 г.
9. ГОСТ Р 51901.12-2007. Метод анализа видов и последовательность отказов [Электронный ресурс]. – Режим доступа: [http://www.opengost.ru/iso/13\\_gosty\\_iso/13110\\_gost\\_iso/4936-gost-r-51901.12-2007-mek-60812\\_2006-menedzhment-riska.-metod-analiza-vidov-i-posledstviy-otkazov.html](http://www.opengost.ru/iso/13_gosty_iso/13110_gost_iso/4936-gost-r-51901.12-2007-mek-60812_2006-menedzhment-riska.-metod-analiza-vidov-i-posledstviy-otkazov.html) свободный, дата проверки: 17.12.2013 г.

10. Аутентификация. Теория и практика. Обеспечение безопасного доступа к информационным ресурсам / А.А. Афанасьев и др.; под ред. А.А. Шелупанова, С.Л. Груздева, Ю.С. Нахаева. – М.: Горячая линия-Телеком, 2009. – 552 с.

---

**Сабанов Алексей Геннадьевич**

Канд. техн. наук, зам. ген. дир. ЗАО «Аладдин Р.Д.», доцент МГТУ им. Н.Э. Баумана, Москва

Тел.: 8-985-924-52-09

Эл. почта: asabanov@mail.ru; a.sabanov@aladdin-rd.ru

Sabanov A.G.

**Method of risks identity of authentication processes**

In the paper we suggest a method of generation the fault tree and event tree according to dependability of analyzing standards for risks identity of authentication processes. The strategy is based on the consideration of major authentication procedures which differ in duration.

**Keywords:** identity, method, dependability, fault tree, event tree, risk, process, authentication.

---

УДК 004.932

С.С. Кулбаев, А.А. Немеров, А.С. Крупский

## Оценка эффективности сервиса сжатия цифровых изображений на высокопроизводительной вычислительной системе

Проведен краткий обзор проблемы сжатия изображений. Описан параллельный фрактальный алгоритм. Спроектирован и реализован в сервис-ориентированной системе доступа к высокопроизводительной вычислительной системе сервис сжатия цифровых изображений на основе параллельного фрактального алгоритма. Представлены и проанализированы результаты эффективности работы сервиса с учетом задержек сети.

**Ключевые слова:** параллельный фрактальный алгоритм, сервис-ориентированная система, WiMAX.

Цифровые изображения и системы передачи информации стали неотъемлемой частью современного мира. Одной из важнейших задач при работе с цифровыми изображениями является их сжатие. Сжатие изображений важно для оптимального хранения и передачи. Алгоритмы сжатия делятся на два больших класса: без потерь и с потерями. Алгоритмы с потерями обладают существенно большим коэффициентом сжатия, но восстановленное (декодированное) изображение не полностью соответствует исходному. На практике используемой мерой качества изображения является критерий соотношения сигнал/шум (PSNR). Эта мера аналогична среднеквадратическому отклонению, но пользоваться ею удобнее из-за логарифмического масштаба шкалы [1].

С увеличением мощности доступных пользователю вычислительных систем, а также с ростом пропускной способности и качества обслуживания вычислительных сетей возникают новые, всё более трудоёмкие задачи. Пользователи еще нуждаются и в ближайшее время будут нуждаться в решении задач, которые не могут быть выполнены за приемлемое время или с приемлемой точностью на персональном компьютере или мобильном устройстве.

В случае если задачу нельзя решить за приемлемое время на определенной вычислительной системе из-за недостатка ресурсов, возможным выходом является передача задачи целиком или по частям для решения на другой, более мощной вычислительной системе. В этом качестве целесообразно использовать высокопроизводительную вычислительную систему (ВПВС). В настоящее время наиболее распространены кластерные системы из-за того, что они относительно недороги (в сравнении с суперкомпьютерами) и легко масштабируемы.

В данной статье рассматривается работа сервиса сжатия изображений, реализованного в системе БУРАН [2]. Сервис для сжатия использует параллельный фрактальный алгоритм [3]. Данная система развернута на вычислительном кластере кафедры АСУ ТУСУРа [4].

**Параллельный фрактальный алгоритм.** Методы кодирования строятся по принципу устранения избыточности информации. Для уменьшения объёмов хранимых и передаваемых данных используются различные методы их сжатия. При этом степень сжатия и корректность восстановления изображения зависят от применяемого алгоритма, а сложные, детально проработанные алгоритмы требуют наличия значительных вычислительных ресурсов.

В качестве экспериментального алгоритма были выбраны базовый алгоритм фрактального сжатия изображений и его параллельная версия, описанная в работе [3]. Для поиска доменных блоков применяется метод полного перебора без предварительной классификации изображений.

Базовый алгоритм фрактального кодирования изображения описывается следующим образом:

1. Изображение  $M \times N$  пикселей разбивается на множество  $R$ -блоков (ранговые блоки ( $r$ ))  $R_1, R_2, \dots, R_r$ , где  $R_i$ ,  $i=1, \dots, r$  есть квадратный  $B \times B$  пиксельный фрагмент изображения.
2. Изображение покрывается последовательностью  $D$ -блоков (доменные блоки)  $D_1, D_2, \dots, D_d$ , где  $D_i$  – представляющие квадратные (возможно пересекающиеся)  $2B \times 2B$  пиксельные фрагменты. Домены могут быть разного размера, и их количество может исчисляться сотнями и тысячами.

3. Для каждого рангового блока находят домен и соответствующее преобразование, которое наилучшим образом покрывает ранговый блок. Обычно это аффинное преобразование.

4. Если достаточно точного соответствия не получилось, то разбиваем ранговые блоки на меньшие блоки. Данный процесс продолжается до тех пор, пока не получим приемлемого соответствия при заданной допустимой погрешности или размер рангового блока достигнет заданного минимального значения.

Как правило, в работах, посвященных исследованию алгоритмов фрактального сжатия, накладывается такое ограничение, что алгоритм должен обеспечивать приемлемое время сжатия на вычислительной машине пользователя [5, 6]. Поскольку полный перебор при поиске соответствия доменных и ранговых блоков приводит к большому количеству операций, то усилия разработчиков, в основном, направлены на сокращение количества сравнений блоков за счет предварительной классификации. Сокращение числа рассматриваемых блоков неизбежно приводит к большим потерям качества по сравнению с полным перебором. В работе [3] ограничение на производительность вычислительной системы было ослаблено исходя из того, что высокопроизводительные системы разных классов становятся все более доступными для конечных пользователей.

**Организация доступа к высокопроизводительной вычислительной системе в сервис-ориентированной системе.** Алгоритм параллельного фрактального сжатия был реализован в сервис-ориентированной системе БУРАН в виде прикладного сервиса. На рис. 1 показано взаимодействие пользователей с сервис-ориентированной системой. В качестве пользователя может выступать кто угодно, главное – сформировать правильный запрос системе. Сама сервис-ориентированная система развернута на ВПВС, которая состоит из нескольких вычислительных узлов.

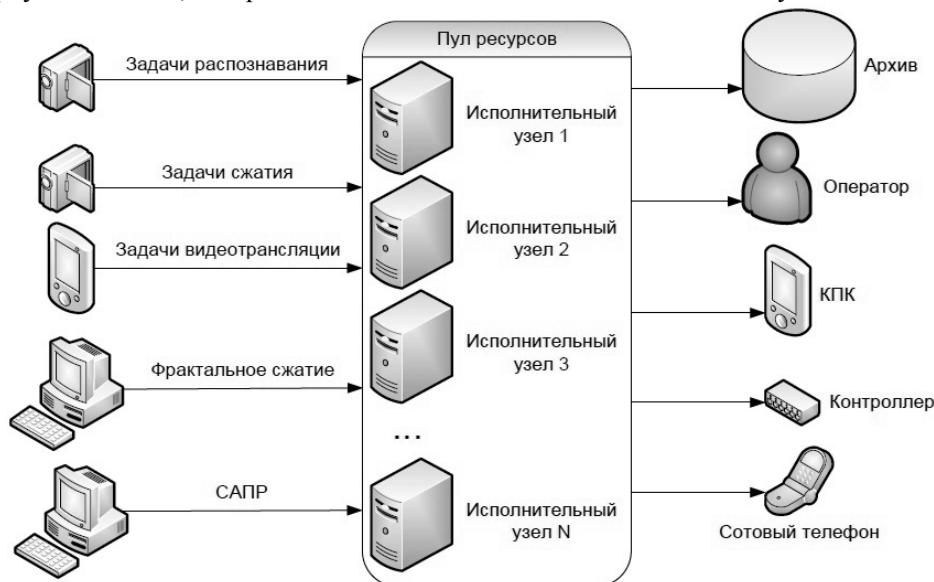


Рис. 1. Взаимодействие с сервис-ориентированной системой

В системе можно выделить две основные части: это подсистема исполнения и подсистема балансировки нагрузки. Для того чтобы реализовать параллельный фрактальный алгоритм, потребовалось добавить компоненты в подсистему исполнения. Сама подсистема исполнения имеет трехслойную архитектуру. Она разделена на слой сервисов, слой агентов и слой решателей. Понадобилось добавить один сервис, один агент и три решателя.

В качестве сервиса выступает SOAP веб-сервис, который принимает на вход несжатое изображение, а по завершении работы возвращает сжатое изображение. После принятия запроса сервис регистрирует задачу в реестре задач и переходит в режим ожидания ее выполнения.

Агент реализует параллельный алгоритм фрактального сжатия, но не занимается вычислениями непосредственно, а вызывает соответствующие решатели. Таким образом, агент инкапсулирует алгоритм и не зависит от реализации. Параллелизм присутствует уже на уровне агента, он разбивает алгоритм на потоки, которые могут решаться на разных вычислителях.

Решатели занимаются непосредственно вычислениями. Реализовано три решателя: 1) поиск ранговых блоков; 2) поиск доменных блоков; 3) нахождение доменного блока по ранговому блоку.

Решатели зависят от архитектуры вычислительной системы и используют ее особенности для максимально быстрого решения задач. Данные решатели реализованы с использованием MPI.

В следующих разделах показаны результаты вычислительного эксперимента по сжатию изображений, проведенного в данной системе.

**Оценка эффективности сети в зависимости от поведения клиента.** При помощи сетевого симулятора, была проведена оценка эффективности при передаче данных по сети WiMAX [7] в зависимости от частоты запросов клиента к сетевой подсистеме и от величины формируемых им порций данных. Критерием эффективности был выбран объем переданных данных. В результате наибольший объем передачи был достигнут при частоте отправки в 0,005 с. Следует отметить, что процесс симуляции начинается со второй секунды.

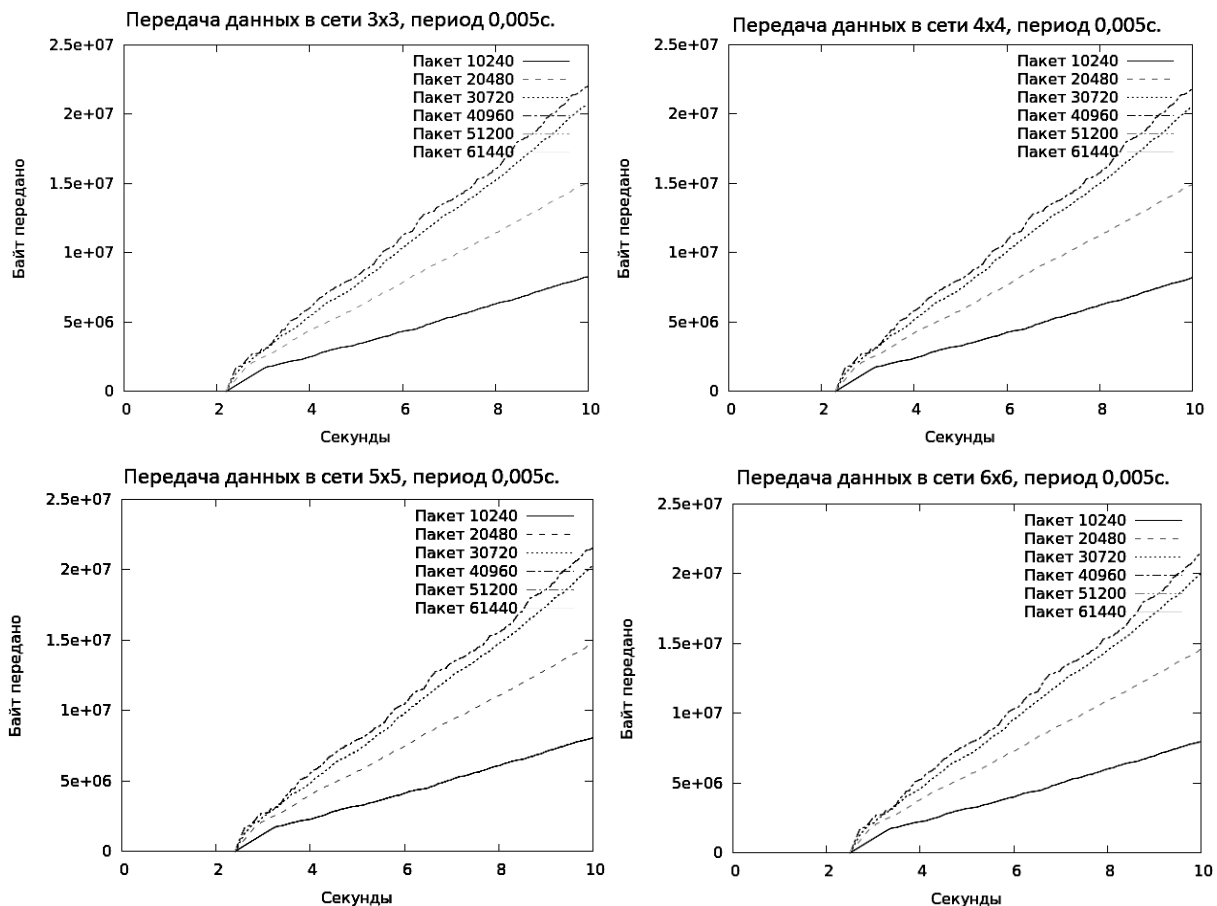


Рис. 2. Пропускная способность сети при изменении размера

Результаты приведены для квадратной сети передачи со стороной квадрата от трёх до шести. На основе экспериментальных данных, приведённых на рис. 2 можно сделать вывод, что наибольшая эффективность использования сети достигается при передаче клиентом информации порциями по 40960 байт. При этом эффективность падает с увеличением размера сети. Эффективность сети шесть на шесть по сравнению с сетью 3×3 меньше на 2,7932% по объёму переданной информации за 8 с. Данное различие может быть связано с разностью задержки при инициализации сети.

**Оценка фактического качества обслуживания системы.** Эксперимент основан на сжатии клиентского изображения в формате bmp сервисом. Предполагается, что клиент и сервер расположены на диагонали квадратной сети. Для тестов использовались цветные (RGB) изображения из базы данных группы фрактального кодирования и анализа (fractal coding and analysis group) [8]. После получения изображения и сжатия фрактальным алгоритмом происходит отправка сжатого изображения клиенту. Для определения пропускной способности беспроводной сети (рис. 2) использовался сетевой симулятор. Симуляция проводилась на квадратной матрице беспроводных узлов (WiMAX) со стороной от трёх до шести. В зависимости от размера сети за 8 с симуляции передаётся различный объём данных. Время, необходимое для передачи исходного bmp изображения на сер-

вер и передачи сжатого фрактальным алгоритмом изображения клиенту определено на основе полученных данных нагрузочного тестирования (см. рис. 2) и приведено в табл. 1.

Таблица 1

ВМР файл от клиента к серверу					Фрактально сжатый файл от сервера к клиенту				
Изображение	Размерность сети				Изображение	Размерность сети			
	3×3	4×4	5×5	6×6		3×3	4×4	5×5	6×6
	Время, с					Время, с			
clegg	1,409871	1,983073	2,556275	3,129477	clegg	0,221323	0,321513	0,421693	0,521873
frymire	1,659860	2,262279	2,864697	3,467175	frymire	0,273787	0,373966	0,474147	0,574332
lena3	2,157969	3,189584	4,221127	5,252638	lena3	0,210172	0,310362	0,410542	0,510722
monarch	2,37786	3,495279	4,612613	5,729948	monarch	0,215867	0,316057	0,416237	0,516417
peppers3	2,211842	3,270407	4,015168	5,387391	peppers3	0,208798	0,308985	0,409168	0,509348
sail	1,560100	2,268274	2,976376	3,684478	sail	0,225014	0,325205	0,425385	0,525564
serrano	1,608401	2,321126	3,03378	3,746433	serrano	0,216384	0,316574	0,416754	0,516934

Время работы фрактального алгоритма и общее время обработки системой запроса с учётом времени передачи приведено в табл. 2.

Таблица 2

Время работы фрактального сжатия						Время обработки системой				
Изображение	Время сжатия на 64 ядрах, с	Время декодирования, с	Размер файла, кб	SSIM	PSNR, дБ	Изображение	Размерность сети			
							3×3	4×4	5×5	6×6
							Время, с			
clegg	155,529	0,24	167,8	0,998	31,326	clegg	157,160195	157,8336	158,507	159,1804
frymire	443,582	0,25	584,1	0,989	30,69	frymire	445,515648	446,2182	446,9208	447,6235
lena3	28,484	0,051	79,3	0,987	38,243	lena3	30,8521413	31,98395	33,11567	34,24736
monarch	66,466	0,081	124,5	0,998	40,813	monarch	69,0596996	70,27734	71,49485	72,71236
peppers3	24,361	0,054	68,4	0,989	39,753	peppers3	26,7816401	27,94039	28,78534	30,25774
sail	79,114	0,104	197,1	0,994	38,62	sail	80,8991149	81,70748	82,51576	83,32404
serrano	64,239	0,103	128,6	0,989	34,288	serrano	66,0637849	66,8767	67,68953	68,50237

**Выводы.** Доля времени, требующегося на пересылку, по сравнению со временем обработки запроса мала. Сервис может работать либо как сервис сжатия изображений со значительными затратами времени (порядка сотен секунд), либо как хранилище сжатых графических файлов. В этом случае выигрыш во времени передачи по WiMAX составляет порядка десятков миллисекунд на одно изображение, что может быть существенно при большой интенсивности запросов. В целом среднее время пересылки изображения сжатого набора тех же JPEG составляет 0,3020058 с, ВМР – 3,0988292 с, а изображения, сжатого фрактальным алгоритмом, – 0,2988493 с на данном наборе тестовых изображений. В среднем применение алгоритма фрактального сжатия при использовании сервиса в качестве сервера хранения и сжатия изображений, обеспечивает уменьшение использования сети на 2,1% для пересылки уже сжатого фрактальным алгоритмом изображения по сравнению с JPEG.

Данные разработки использованы в НИР, выполняемой по ФЦП «Научные и научно-педагогические кадры инновационной России» (соглашение 14.132.21.1798; шифр заявки 2012-1.3.2-12-000-2011-005).

#### Литература

1. Тропченко А.Ю. Методы сжатия изображений, аудиосигналов и видео: учеб. пособие / А.Ю. Тропченко, А.А. Тропченко. – СПб.: СПбГУ ИТМО, 2009. – 108 с.
2. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ №2013611351. Буран (Snow Storm) 2011 / И.В. Бойченко, Е.В. Бортников, А.А. Немеров и др. – Заявка №2012618426. Дата поступления 27 ноября 2012 г. Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 9 января 2013 г.
3. Эксперимент по фрактальному сжатию RGB-изображений на вычислительном кластере / И.В. Бойченко, С.С. Кулбаев, А.А. Немеров, В.В. Голенков. // Изв. Том. политехн. ун-та. – Томск: Изд-во ТПУ, 2012. – Т. 322, №5. – С. 87–92.



4. Бойченко И.В. Вычислительный кластер ТУСУРа: старт // Информационные системы: тр. постоянно действующего науч. техн. семинара / ТУСУР. Отд. проблем информатизации ТНЦ СО РАН / под ред. А.М. Коринова. – Томск: ТУСУР, 2008. – Вып. 5. – С. 3–12.
5. Денисюк А.А. Фрактальное сжатие изображений / А.А. Денисюк, А.А. Полупанов // Перспективные информационные технологии и интеллектуальные системы. – 2006. – № 4. – С. 24–29.
6. Илюшин С.В. Ускорение фрактального сжатия изображений путем классификации блоков по полярному углу их центров МАСС // Т-Comm. Телекоммуникации и транспорт. – 2011. – № 4. – С. 43–47.
7. IEEE Standard for Local and metropolitan area networks. Part 16: Air Interface for Broadband Wireless Access Systems // IEEE Std 802.16-2009 (Revision of IEEE Std 802.16-2004). pp.C1–2004, May 29 2009. doi: 10.1109/IEEESTD.2009.5062485) [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=5062485&isnumber=5062484>, для зарегистрированных пользователей (дата обращения: 05.11.2013).
8. Test image repository // Fractal coding and analysis group. 2011 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://links.uwaterloo.ca/Repository.html>, свободный (дата обращения: 10.11.2013).

---

**Кулбаев Сабырбек Саадатбекович**

Мл. науч. сотрудник каф. автоматизированных систем управления (АСУ) ТУСУРа  
Тел.: 8-906-955-13-01  
Эл. почта: [skulbaev@gmail.com](mailto:skulbaev@gmail.com)

**Немеров Александр Александрович**

Мл. науч. сотрудник каф. АСУ ТУСУРа  
Тел.: 8-923-401-27-87  
Эл. почта: [nemerov@asu.tusur.ru](mailto:nemerov@asu.tusur.ru)

**Крупский Александр Сергеевич**

Аспирант каф. АСУ ТУСУРа  
Тел.: 8-923-420-93-52  
Эл. почта: [kas@asu.tusur.ru](mailto:kas@asu.tusur.ru)

Kulbaev S.S., Nemerov A.A., Krupsky A.S.

**Efficiency evaluation of the service of digital image compressing on high-performance computing system**

In the article we give a brief overview of the problem of image compression and the description of a parallel fractal algorithm. We designed and implemented a service-oriented access system to high-performance computing system service of digital image compression, based on a parallel fractal algorithm. We presented and analyzed the efficiency of the service, taking into account network delays.

**Keywords:** parallel fractal algorithm, service-oriented system, WiMAX.

УДК 004.05

Н.Г. Марков, О.Л. Капилевич

## Методика мониторинга процесса внедрения MES в нефтегазодобывающей компании

Описаны оригинальные методики оценки эффективности процесса внедрения MES в нефтегазодобывающей компании. На основе этих методик предложен набор ключевых показателей эффективности процесса внедрения. Разработана программная система для их расчёта. Приведены результаты использования этой системы.

**Ключевые слова:** оценки эффективности процесса внедрения MES, ключевые показатели эффективности выполнения проекта внедрения.

Известно, что внедрение современной информационной системы (ИС), особенно если речь идёт о системе управления производственными процессами (Manufacturing Execution System – MES), – это одно из наиболее тяжелых для любой компании изменений. Оно затрагивает большое количество сотрудников компании и часто перестраивает всю их работу. Эффективно выстроенное управление при таких изменениях – залог успешного внедрения ИС. В свою очередь, для оценки эффективности управления процессом внедрения ИС применяются различные ключевые показатели эффективности (Key Performance Indicators – KPI) [1].

В статье рассматривается набор KPI для оценки эффективности процесса внедрения MES, используемых для оперативного управления производством нефтегазодобывающих компаний. Предложены методики расчёта этих KPI, разработаны инструментальные средства для автоматизации таких расчётов. Описан опыт использования методик и инструментария в одной из нефтегазодобывающих компаний.

**Задача мониторинга процесса внедрения MES в нефтегазодобывающей компании.** Опираясь на используемые в России стандарты по разработке и внедрению информационных и программных систем, можно сказать, что основной стадией при внедрении любой ИС является проведение её опытной эксплуатации. В случае внедрения MES в нефтегазодобывающей компании на процесс опытной эксплуатации системы влияет распределенность производственных объектов компании по большой территории: имеют место значительные расстояния между промыслами и офисами компании, традиционно занимают большие площади производственные объекты промыслов, от которых в MES передаётся по различным каналам связи первичная информация (от различных пользователей и АСУ ТП, от средств автоматики и телемеханики производственных объектов и т.п.). Более того, следует учитывать значительное число различных производственных служб, обычно участвующих в процессе внедрения. Всё это указывает на сложность процесса внедрения MES в таких компаниях.

На наш взгляд, при внедрении MES важно разделить две ключевые роли: первичный пользователь системы и вторичный пользователь. Первичный пользователь, являясь участником опытной эксплуатации, будет выступать как потребитель, так и источник данных для внедряемой системы. Вторичный пользователь – участник опытной эксплуатации – будет только потребителем информации, уже введённой в систему первичными пользователями. На роль вторичных пользователей должны назначаться руководители производственных подразделений, сотрудники с контролирующими функциями и т.п. Из числа первичных пользователей выделяется ответственный (ответственные) за предоставление данных. Он (они) должен формировать и вводить данные на этапе наполнения базы данных (БД) системы. Он также обязан сформировать перечень технологических параметров, передаваемых в БД MES из использующихся на промыслах АСУ ТП и иных средств автоматики (на нефтегазопроводах, системах поддержки пластового давления, на кустах скважин и т.д.).

Учитывая сложность проекта внедрения MES в нефтегазодобывающей компании и необходимость получения руководством компании актуальных оценок состояния проекта, следует решать задачу мониторинга процесса внедрения этой системы. Мониторинг должен охватывать все этапы опытной эксплуатации системы в компании и сводиться к периодической оценке некоторых показателей прогресса процесса внедрения системы. Для этого руководство компании должно сформировать набор ключевых показателей эффективности (KPI) процесса внедрения для руководителя про-

екта, руководителей подразделений – участников проекта и руководителя службы информационных технологий.

Для оценки прогресса внедрения MES в нефтегазодобывающей компании можно использовать различные традиционные KPI и методики их расчёта, которые характеризуют работу команды в проектах внедрения сложных технических объектов и систем в производство. Сегодня в ИТ-отрасли всё чаще применяют специальные KPI, позволяющие оценивать процессы внедрения больших ИС. Так, например, в госкорпорации «Росатом» при внедрении ERP-системы используют такие показатели, как «Количество активных пользователей системы, отнесённое к общему количеству пользователей, заведённых в системе», «Скорость прироста количества пользователей с запуска системы в опытную эксплуатацию» и т.д. [2]. Однако подобные KPI не позволяют детально анализировать эффективность реализации процесса внедрения сложных MES в нефтегазовой отрасли. В этой связи нами предлагаются новые методики оценки эффективности процесса внедрения таких систем и соответствующие им специальные KPI.

**Набор KPI процесса внедрения MES.** Известно, что итог внедрения MES заключается в том, что сотрудник – исполнитель производственного бизнес-процесса – при выполнении отдельных его этапов или всего процесса в целом использует внедрённую систему. Тогда оценкой степени внедрения MES в компании может служить совокупность показателей, характеризующая, в какой степени исполнитель бизнес-процесса ещё на стадии опытной эксплуатации системы перешёл от старых методов работы к использованию этой системы и в какой степени этот переход закрепился в его поведении. С учётом этого предлагается следующая методика оценки эффективности процесса внедрения MES. В качестве минимального оцениваемого элемента принимается сценарий использования MES (далее – сценарий). Под сценарием подразумевается определённая последовательность действий пользователя с системой, приводящая к получению значимого с точки зрения бизнес-процесса и его исполнителя результата: завершение формирования электронного документа (наряд на проведение огневых работ, план-график работ по обслуживанию оборудования и т.д.), создание и печать отчёта на бумаге и т.п. На этапе подготовки к внедрению MES формируется исходный перечень (реестр) сценариев. Для оценки качества выполнения каждого сценария предлагается использовать целочисленный показатель  $L$ , характеризующий одновременно и пригодность данного сценария к использованию, и степень закрепления сценария в поведении пользователя.  $L$  может принимать значения от 0 до 4 и формируется автоматически (если это возможно) или экспертным методом на основе наблюдения поведения пользователя и на основе данных, появляющихся (вводимых пользователем или изменяемых им) в MES.

Значения, которые может принимать показатель  $L$ , имеют следующий смысл:

- $L = 0$  соответствует ситуации, когда сценарий не выполнялся пользователями ни разу; такая оценка означает, что мы не имеем никаких достоверных сведений об этом сценарии;
- $L = 1$  соответствует ситуации, когда сценарий выполнялся пользователями, однако исполнению сценария препятствует критическая ошибка в системе, и результат сценария не может быть получен как минимум в одном случае выполнения сценария; это означает, что сценарий не пригоден для использования в данном бизнес-процессе;
- $L = 2$  соответствует ситуации, когда выполнению сценария не препятствуют критические ошибки системы, но сценарий не выполняется пользователем даже под давлением руководства проекта; это означает, что данный сценарий работоспособен и пригоден для данного бизнес-процесса, но тем не менее навыки его использования полностью отсутствуют у пользователей;
- $L = 3$  соответствует ситуации, когда сценарий выполняется пользователями и продуцирует ожидаемый результат, однако выполнение сценария потребовало вмешательства со стороны руководителей проекта или службы информационных технологий как минимум в одном случае выполнения сценария; смысл этого значения  $L$  заключается в том, что изменения в поведении пользователя произошли, но не закрепились;
- $L = 4$  соответствует ситуации, когда сценарий выполнялся пользователями самостоятельно и продуцировал ожидаемый результат во всех случаях выполнения сценария, т.е. использование рассматриваемого сценария закрепились в поведении пользователя.

На основе реестра сценариев можно регулярно вести мониторинг их освоения: в результате процедуры аудита (автоматически при работе с MES или с помощью экспертов) по каждому сценарию для каждого пользователя, которому он назначен, можно получить значение показателя  $L$ . Мониторинг ведётся как по отдельным сценариям (есть улучшения или нет в освоении системы по тому или

иному сценарию), так и по всем сценариям. Учитывая, что в формировании реестра сценариев присутствует определённая доля субъективности, а MES может модифицироваться в процессе её опытной эксплуатации, то получение 90–95% сценариев со значением  $L = 4$  можно считать отличным результатом, свидетельствующим о том, что опытную эксплуатацию системы можно завершать.

Для оценки прогресса процесса внедрения важным является другой показатель – степень наполнения БД системы. Значимость этого показателя возрастает для таких MES, выполнение сценариев использования которых невозможно без внесения в их БД какого-то начального объёма информации. Для получения значений этого показателя предлагается использовать следующую методику. Весь объём данных, загрузка которых необходима в БД системы, разбивается на однородные подмножества на основе каких-либо классификационных признаков, имеющих смысл с точки зрения автоматизируемого бизнес-процесса и его исполнителя. Важно разбить исходное множество данных, подлежащих загрузке в БД, на подмножества таким образом, чтобы по каждому из них была возможность получить от исполнителя более-менее достоверную оценку количества отдельных элементов вводимого им подмножества данных. С практической точки зрения это означает, что каждое подмножество должно соответствовать области ответственности одного специалиста, являющегося исполнителем автоматизируемого бизнес-процесса.

Полученное разбиение исходных данных на подмножества и оценки количества элементов в каждом из них заносятся в табличную форму. Далее организуется работа по наполнению БД системы и по мере её продвижения в указанную таблицу по каждому подмножеству вносится фактически загруженное количество элементов, корректируется оценка общего количества элементов и рассчитывается процент загруженных данных. После этого рассчитывается средний процент загрузки по всем подмножествам, который и является итоговой оценкой степени загрузки БД системы в некоторый момент времени внедрения MES.

На основе описанных выше методик был разработан набор из четырёх KPI. Этот набор в соответствии с критериями из [3] является сбалансированным для ведения эффективного мониторинга процесса внедрения как на начальном этапе опытной эксплуатации MES, так и для контроля готовности её к приёмке в промышленную эксплуатацию. Такой мониторинг предполагает, что сбор информации об освоении сценариев и заполнении БД и расчёт значений этих KPI могут проводиться в любой момент выполнения проекта внедрения и в итоге позволяют объективно оценивать текущее состояние проекта.

Показатель «Степень наполнения базы данных» из разработанного набора KPI используется, в первую очередь, на начальных этапах опытной эксплуатации системы. Достижение этим KPI высоких значений (более 90%) является также необходимым условием для перехода к следующему этапу опытной эксплуатации – обучению пользователей. Значение показателя рассчитывается как среднее арифметическое процентов загрузки в БД данных обо всех категориях объектов MES.

Специфика деятельности нефтегазодобывающей компании указывает на необходимость ввода показателя «Процент исполнения «разовых» сценариев», так как большая часть сценариев исполняется на промыслах один раз за некоторый длительный период времени. Чаще всего это выполняемые раз в год работы: составление годовых графиков плановых предупредительных ремонтов, графиков обучения и проверки знаний сотрудников компании по промбезопасности и т.п. Есть и работы, проводимые раз в несколько лет, такие сценарии могут ни разу не выполняться за период внедрения MES. Для них предусмотрено тестовое исполнение, т.е. проверка освоения сценариев и проверка работоспособности системы в части этих сценариев на тестовых данных. Значение этого показателя рассчитывается как отношение количества выполненных «разовых» сценариев к их общему плановому количеству.

Третий показатель «Процент исполнения человеко-сценариев» позволяет оценивать степень погружения пользователей в систему и избежать ситуаций, когда некоторые сотрудники подразделения совсем не участвуют в опытной эксплуатации системы, хотя они владеют бизнес-процессом или участвуют в бизнес-процессах, автоматизируемых с помощью MES. Особенностью этого показателя является невозможность его расчёта вручную из-за огромного объёма исходных данных о действиях пользователей в MES. На основе значения этого показателя также принимается решение руководителем проекта о готовности к передаче MES в промышленную эксплуатацию. Расчёт этого KPI осуществляется по формуле

$$KPI = \frac{\sum_{i=1, j=1}^{M, N} [U_i \times S_j]^{факт}}{\sum_{i=1, j=1}^{M, N} [U_i \times S_j]^{план}} \times 100\%,$$

где  $[U_i \times S_j]^{факт}$  – фактическое выполнение запланированного  $U_i$ -му пользователю выполнение  $S_j$ -го сценария;  $[U_i \times S_j]^{план}$  – запланированное  $U_i$ -му пользователю выполнение  $S_j$ -го сценария;  $M$  – общее число пользователей;  $N$  – количество исполняемых сценариев в системе.

Значение четвёртого показателя «Оценка качества исполнения сценариев» при выполнении каждым пользователем сценариев из заданного ему подмножества сценариев вычисляется автоматически или выставляется экспертом. Расчёт значения этого показателя для всех сценариев (общая оценка по проекту) выполняется в два этапа. На первом этапе проверяется, является ли по всем сценариям значение  $L > 2$ , что говорит о работоспособности внедряемой MES (все сценарии её использования могут быть выполнены без сбоев). Если присутствуют сценарии со значением  $L \leq 2$ , то значение KPI считается равным нулю. В случае  $L > 2$  для всех сценариев запускается второй этап расчёта значения KPI, на котором его значение принимается равным отношению количества сценариев с оценкой  $L = 4$ , к общему числу сценариев системы.

**Автоматизированная система оценки процесса внедрения.** Расчёт значений описанных KPI в процессе внедрения MES требует значительных трудозатрат руководства проекта и компании. Первой причиной больших трудозатрат является значительное количество категорий технологических объектов для загрузки данных о них в БД внедряемой системы и значительное количество сценариев использования системы даже при её внедрении в одном производственном подразделении компании. Трудозатраты резко возрастают при внедрении системы одновременно в нескольких подразделениях. Вторая причина – необходимость мониторинга процесса внедрения и, соответственно, актуализации значений KPI с достаточной периодичностью (хотя бы раз в неделю). Всё это означает, что следует автоматизировать процесс сбора исходных данных из MES и расчёта значений показателей из предложенного набора KPI путём создания соответствующего инструментария. Возможность автоматически собрать исходные данные и рассчитать значения KPI обусловлена тем, что обычно внедряется многопользовательская MES-система с централизованной БД. Сбор таких данных позволяет оценивать не только выполнен или нет сценарий, но и ответить на вопрос, какие пользователи участвовали в его выполнении.

С этой целью была разработана автоматизированная система оценки процесса внедрения (АСОПВ). АСОПВ состоит из базы данных и четырёх модулей, её обобщённая архитектура представлена на рис. 1, стрелками показаны потоки данных. Первым этапом при работе с АСОПВ является создание проекта. При этом задаётся название проекта, список участников для последующей

рассылки текущей информации, даты начала и окончания опытной эксплуатации MES и т.д. Имеется возможность вести мониторинг процесса опытной эксплуатации нескольких внедряемых систем одновременно.



Рис. 1. Обобщённая архитектура АСОПВ

Отметим, что модуль построения отчётов позволяет с заданной периодичностью всем участникам проекта опытной эксплуатации MES получать отчёт о текущем значении всех KPI проекта, а также подробную информацию об исходных данных для расчёта этих KPI. Интеграция АСОПВ с вводимой в опытную эксплуатацию MES осуществляется только по данным и только в одностороннем порядке: ведётся чтение данных и результатов аудита действий пользователей из MES. Это позволяет избежать модификации MES и исключить влияние на её производительность со стороны АСОПВ.

Использование АСОПВ для мониторинга процесса внедрения MES накладывает на последнюю дополнительные требования. Главным требованием для организации автоматического мониторинга процесса является возможность доступа к БД этой системы и наличие руководства программиста по системе. Также немаловажным требованием является подробный аудит средствами MES действий пользователя при изменении любых объектов системы. Это требование в настоящее время выполняется средствами абсолютного большинства известных нам MES, так как они рассчитаны на многопользовательское применение.

**Опыт использования АСОПВ.** С помощью предложенных методик и разработанного инструментария – АСОПВ – был успешно реализован проект опытной эксплуатации большой подсистемы по охране труда и промышленной безопасности в составе MES «Магистраль–Восток» [4], которая эксплуатируется в нефтегазодобывающей компании ОАО «Томскгазпром» – дочерней компании ОАО «Востокгазпром». Внедрение этой подсистемы позволило автоматизировать бизнес-процессы сотрудников не только службы промышленной, пожарной безопасности и охраны труда, но также сотрудников большинства производственных подразделений ОАО «Томскгазпром», чья деятельность контролируется этой службой. Общее количество пользователей подсистемы составило более 150 чел., находящихся как в офисе компании, так и на её промыслах.

На рис. 2 в качестве примера показаны результаты мониторинга двух КРІ на протяжении всего проекта. Видно, что выполнение большинства сценариев использования системы стало возможным только при загрузке определённого объёма данных в БД MES начиная с 8-й недели. Дальнейший рост объёмов загрузки БД (от 75% на 13–14-й неделях) ведёт к значительному росту числа осваиваемых пользователями сценариев.

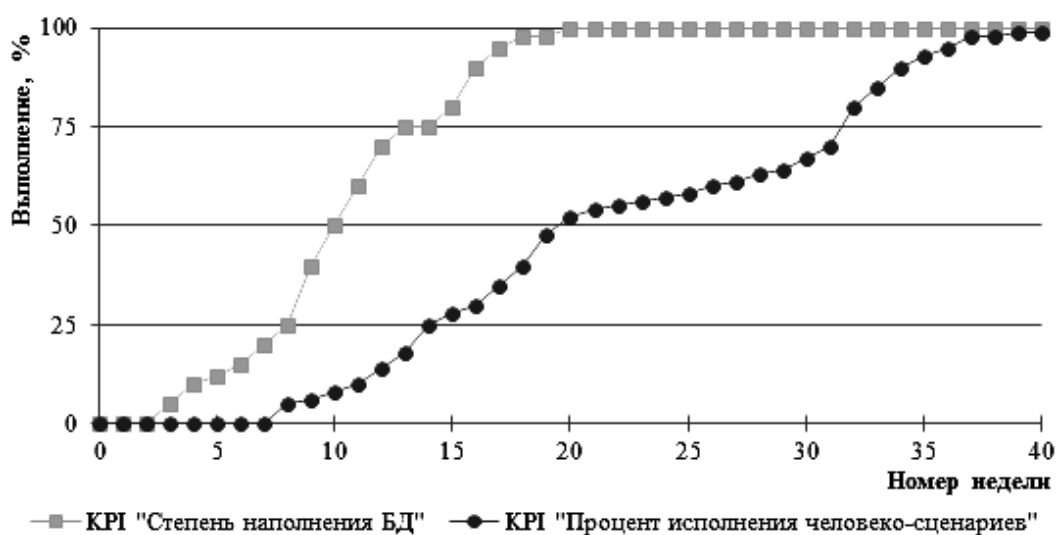


Рис. 2. Изменения значений КРІ в процессе проекта внедрения

Изменение значений показателя «Процент исполнения «разовых» сценариев» на протяжении проекта повторяло тренд показателя «Процент исполнения человеко-сценариев». Значение показателя «Оценка качества исполнения сценариев» по результатам проекта подсистемы составило 95%, а значение  $L > 2$  для всех сценариев достигнуто к 20-й неделе проекта.

Сегодня также успешно завершён мониторинг процесса опытной эксплуатации ещё трёх больших подсистем MES «Магистраль–Восток»: автоматизированное рабочее место (АРМ) специалиста производственно-технологического управления, АРМ специалиста цехов добычи и АРМ специалиста службы промыслового ремонта оборудования. Общее число пользователей этих подсистем – 127 сотрудников. Рассчитанные значения всех КРІ аналогичны проекту внедрения подсистемы охраны труда и промышленной безопасности.

Опыт использования АСОПВ в ОАО «Томскгазпром» показал достоинство автоматического расчёта всех КРІ при мониторинге процесса внедрения MES. Это позволило еженедельно оценивать прогресс процесса опытной эксплуатации MES и своевременно формировать управляющие воздействия в проекте. Особенно полезной оказалась возможность получения информации о степени участия во внедрении каждого сотрудника, что позволило добиться полного вовлечения пользователей в процесс опытной эксплуатации MES.

**Заключение.** Разработаны методики и инструментарий для мониторинга процесса внедрения MES. Проведена успешная апробация этих методик при внедрении четырёх больших подсистем MES «Магистраль – Восток» в ОАО «Томскгазпром». На основе полученных результатов апробации можно сказать, что предложенные методики и инструментарий позволяют успешно управлять проектами внедрения MES в нефтегазодобывающих компаниях.

Авторы выражают благодарность заместителю начальника управления информационных технологий ОАО «Востокгазпром» П.М. Острасть за ряд ценных советов и замечаний.

Финансирование работы осуществлялась по Госзаданию НИР №8.2289.2011.

#### *Литература*

1. Капилевич О.Л. Информационная система управления эффективностью бизнеса на основе KPI / О.Л. Капилевич, Н.Г. Марков // Изв. Том. политех. ун-та. – 2010. – Т. 317, № 5. – С. 178–183.
2. Проскурня Ю. Лидеры перемен будут востребованы // Страна РОСАТОМ. – 2013. – № 19(99). – С. 10–11.
3. Парменгер Д. Ключевые показатели эффективности. – М.: ЗАО «Олимп-Бизнес», 2008. – 261 с.
4. Кудинов А.В. Проблемы автоматизации производства газодобывающих компаний / А.В. Кудинов, Н.Г. Марков. – Томск: Изд-во ТПУ, 2012. – 247 с.

---

#### **Марков Николай Григорьевич**

Д-р техн. наук, профессор, зав. каф. ВТ НИ ТПУ  
Тел.: (382-2) 70-17-77, доб. 2222, (382-2) 61-20-71  
Эл. почта: markovng@tpu.ru

#### **Капилевич Олег Леонидович**

Ведущий специалист управления информационных технологий ОАО «Востокгазпром»  
Тел.: (382-2) 61-21-34  
Эл. почта: kapilevichol@vostokgazprom.ru

Markov N.G., Kapilevich O.L.

#### **Monitoring evaluation of the MES implementation in an oil and gas company**

The paper describes the original methodology for efficiency evaluation the of the MES implementation process in an oil and gas company. On the basis of these techniques a set of key performance indicators (KPI) in the implementation process are offered. The software for KPI calculation is developed. The results of using this system are given.

**Keywords:** efficiency evaluation of the MES implementation process, key performance indicators of the implementation project.

---

УДК 004.94

С.В. Лучкова, Т.О. Перемитина

## Повышение наглядности отображения результатов факторного анализа

Рассмотрен метод, отображающий структурную связь данных и позволяющий увеличить наглядность численных результатов факторного анализа. Описаны метод факторного анализа с вращением и классификацией, применяемый для анализа многомерных данных, а также метод построения дендрограммы, основанный на кластерном анализе, увеличивающий наглядность результатов. Приведены экспериментальные исследования анализа данных о валютных парах с применением описанных методов.

**Ключевые слова:** факторный анализ, классификация, дендрограмма, увеличение наглядности отображения результатов.

В научных исследованиях приходится иметь дело с объектами различной природы. Для описания свойств и поведения таких объектов требуются большие объемы разнородной информации. Выявление закономерностей, построение моделей и расшифровка результатов предполагают умение извлекать на научно-методической основе, требуемую информацию из наблюдений природных объектов, а также исследований фактических значений параметров, характеризующих эти объекты [1].

При исследовании многомерных объектов часто возникают вопросы о повышении наглядности рассматриваемых объектов и получаемых результатов исследования. Повышение наглядности связано как со сжатием исследуемых данных, так и с графическим представлением результатов. Для решения вопроса о сжатии данных можно воспользоваться методом факторного анализа, который позволяет это сделать. Факторный анализ является многомерным статистическим методом и в настоящее время широко используется в различных областях исследовательской деятельности – в экономике, статистике, нейрофизиологии, политологии, психологии и т.д. В исследовании сложных объектов факторный анализ позволяет выявить скрытые взаимосвязи объекта и их структурные особенности. Для решения вопроса о повышении наглядности результатов факторного анализа можно воспользоваться такими графическими методами: классификация, построение гистограмм и структурных связей с помощью дендрограммы.

Цель данной работы – описать факторный анализ с вращением, применяемый для анализа многомерных данных, метод построения дендрограммы, который отображает структурную связь исследуемых данных и повышает наглядность факторного анализа, а также показать применение описанных методов на примере анализа данных о валютных парах.

**Алгоритм факторного анализа с вращением.** Факторный анализ является одним из разделов многомерного статистического анализа. Он основан на нормальном распределении, то есть каждый из используемых признаков изучаемого объекта должен иметь нормальный закон распределения. Факторный анализ исследует внутреннюю структуру ковариационной и корреляционной матриц системы признаков изучаемого объекта [2].

Пусть в изучаемом объекте отобрано  $N$  записей. В каждой из них измерены значения  $K$  параметров и получены значения случайных многомерных нормально распределенных величин. Эти значения случайных многомерных величин обусловлены различными причинами, которые называются факторами. Предполагается, что число этих факторов всегда меньше, чем число  $K$  измеряемых параметров изучаемого объекта. Эти факторы являются скрытыми, их нельзя непосредственно измерить, и поэтому они представляются гипотетическими. Однако имеются методы их выявления, которые и составляют сущность факторного анализа [3, 4].

Алгоритм факторного анализа с вращением будет выглядеть так:

*Вход:* таблица наблюдений без пропусков (с восстановленными данными).

*Шаг 0.* Загружаем данные и выбираем анализируемые параметры.

*Шаг 1.* Нормируем данные.

*Шаг 2.* Рассчитываем матрицы ковариации и корреляции.



*Шаг 3.* Вычисляем собственные числа и собственные вектора (применяя разложение Холецкого, *LU*-разложение [5]).

*Шаг 4.* Рассчитываем факторы и вычисляем долю влияния каждого из факторов на значения параметров.

*Шаг 5.* Выявляем наиболее значимые факторы.

*Шаг 6.* Воссоздаем в факторном координатном пространстве изучаемый объект (отображаем на пространственном графике).

*Шаг 7.* Применяем ортогональное вращение методом «Варимакс» [6] для увеличения критерия качества каждого фактора.

*Шаг 8.* Классифицируем данные, применяя метод *K*-средней кластеризации [7] для разделения данных на классы. Если достигнуто условие завершения анализа, *Шаг 9*, иначе *Шаг 0*.

*Шаг 9.* Выводим результат.

*Выход:* таблицы с рассчитанными данными и графические отображения.

**Алгоритм построение дендрограммы.** Дендрограмма – это иерархическое дерево или граф без циклов, построенный по определенной матрице, отражающей меру близости исследуемых элементов. Дендрограмма позволяет отобразить графически взаимные связи между объектами из заданного множества. Для создания дендрограммы требуются матрица сходства (или различия), которая определяет уровень сходства между парами объектов, и метод построения, который определяет способ пересчёта матрицы сходства (различия) после объединения (или разделения) очередных двух объектов в кластер [8-10]. В работах по кластерному анализу описано несколько метрик:

- 1) одиночная связь (расстояние ближайшего соседа);
- 2) полная связь (расстояние наиболее удаленных соседей);
- 3) средняя связь (среднее расстояние между всеми парами объектов);
- 4) центроидный метод (расстояние между центрами тяжести объектов);
- 5) метод Уорда (мера – это прирост суммы квадратов расстояний до центров кластеров, получаемый в результате объединения объектов) [8].

Так как в нашем случае мы используем построение дендрограммы для улучшения наглядности результатов факторного анализа, то за матрицу сходства возьмем корреляционную матрицу и представим табличный результат ковариационной матрицы в виде дендрограммы.

Для построения дендрограммы воспользуемся центроидным методом.

Алгоритм построения дендрограммы будет выглядеть так:

*Вход:* корреляционная матрица

*Шаг 1.* Рассчитываем матрицу весов.

*Шаг 2.* Находим два элемента для объединения.

*Шаг 3.* Делаем перерасчет матрицы расстояний. Если достигнуто условие завершения, то *Шаг 4*, иначе *Шаг 2*.

*Шаг 4.* Выводим результат.

*Выход:* графическое отображение корреляционной матрицы в виде графа-дерева (дендрораммы).

**Эксперимент.** Для анализа была сформирована выборка данных о 10 валютных парах (табл. 1) за полугодовой период (08.2012–03.2013). Пара – это кросс-курс, который образуется отношением каждой валюты в паре к доллару США [11, 12].

Таблица 1

Исследуемые данные		
№ п/п	Обозначение	Характеристика
1	AUDCHF	Австралийский доллар и швейцарский франк
2	AUDUSD	Австралийский доллар и доллар США
3	CHFJPY	Швейцарский франк и японская иена
4	EURJPY	Евро и японская иена
5	EURUSD	Евро и доллар США
6	GBPUSD	Фунты стерлингов и доллар США
7	NZDUSD	Новозеландский доллар и доллар США
8	USDCAD	Доллар США и канадский доллар
9	USDCHE	Доллар США и швейцарский франк
10	USDJPY	Доллар США и японская иена

**Факторный анализ.** Для выявления структуры данных рассмотрим значения корреляционной таблицы (табл. 2).

Таблица 2

**Корреляционная матрица**

Признаки	Коэффициенты корреляции				
	AUDCHF	AUDUSD	CHFJPY	EURJPY	EURUSD
AUDCHF	1	0,423	-0,540	-0,522	-0,745
AUDUSD	0,423	1	-0,048	-0,046	0,117
CHFJPY	-0,540	-0,048	1	0,997	0,797
EURJPY	-0,522	-0,046	0,997	1	0,806
EURUSD	-0,745	0,117	0,797	0,806	1
GBPUSD	0,014	0,451	-0,575	-0,585	-0,073
NZDUSD	-0,435	0,380	0,710	0,715	0,829
USDCAD	-0,150	-0,371	0,634	0,632	0,193
USDCHF	0,832	-0,136	-0,547	-0,528	-0,869
USDJPY	-0,414	-0,086	0,983	0,984	0,689

Продолжение табл. 2

Признаки	Коэффициенты корреляции				
	GBPUSD	NZDUSD	USDCAD	USDCHF	USDJPY
AUDCHF	0,014	-0,435	-0,150	0,832	-0,414
AUDUSD	0,451	0,380	-0,371	-0,136	-0,086
CHFJPY	-0,575	0,710	0,634	-0,547	0,983
EURJPY	-0,585	0,715	0,632	-0,528	0,984
EURUSD	-0,073	0,829	0,193	-0,869	0,689
GBPUSD	1	-0,068	-0,877	-0,272	-0,696
NZDUSD	-0,068	1	0,154	-0,694	0,631
USDCAD	-0,877	0,154	1	0,092	0,723
USDCHF	-0,272	-0,694	0,092	1	-0,384
USDJPY	-0,696	0,631	0,723	-0,384	1

Довольно логично, что валюта, входящая в одну пару, будет хорошо коррелировать с другой парой, в которую она также входит. Однако это не единственная зависимость, которую можно увидеть с помощью корреляционной матрицы.

Так, пара CHFJPY (швейцарский франк – японская иена) коррелирует с парой EURJPY (евро – японская иена) и USDJPY (доллар США – японская иена). Объяснение такой корреляции довольно простое: как швейцарский франк, так и японская иена – это валюты двух небольших государств. Причем франк тесно связан с евро и поэтому зачастую динамика пары CHFJPY копируется движением EURJPY. Однако можно заметить, что данная пара также коррелирует с парой USDCAD, EURUSD и NZDUSD и обладает обратной корреляцией с AUDCHF, USDCHF, GBPUSD. Это объясняется тем, что динамика курса подвержена влиянию множества сторонних факторов, которые не всегда связаны с тем, что происходит в Швейцарии и Японии [13].

Динамика же пары EURJPY определяется тем, что иена является валютой-убежищем, то есть инвесторы всего мира начинают ее скупать сразу же, как экономика кажется мрачной или туманной, и иена дорожает относительно доллара, который также является валютой-убежищем. На динамику влияют и усилия монетарных властей Японии – как только иена укрепляется сильнее, чем власти могут допустить, Центробанк сразу готов прибегнуть к валютным интервенциям. А отсюда и объяснение корреляций данной пары с EURUSD, NZDUSD и USDCAD [13].

Интересными также являются связи для самой распространенной пары EURUSD: положительная связь наблюдается с NZDUSD, EURJPY, CHFJPY и USDJPY, а отрицательные с USDCHF и AUDCHF. Это довольно спокойная пара, динамика изменений практически всегда плавная, так как манипулирование с ее курсом затруднительно даже для крупных инвесторов. Однако для пары характерна неоднократная смена тенденции в течение дня, зачастую из-за новостей, в равной мере приходящих как из США, так и из Европы. А отрицательная связь с парами AUDCHF и USDCHF объясняется зависимостью данных пар от динамики доллара США, и к тому же важной особенностью пары USDCHF считается зеркальная корреляция с EURUSD [13].

Анализ корреляционной матрицы признаков позволяет выявить структуру взаимосвязей, которую графически удобно представлять в виде иерархической дендрограммы (рис. 1), которая подчеркивает выделенные корреляционные взаимосвязи.

Согласно графику (рис. 2) для анализа достаточно использовать 3–4 фактора, которые полностью объясняют структуру и зависимости в исследуемых данных.

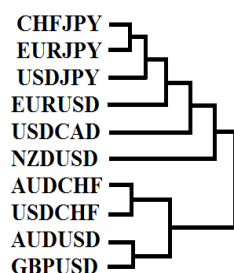


Рис. 1. Дендрограмма (структура взаимосвязи валютных пар)

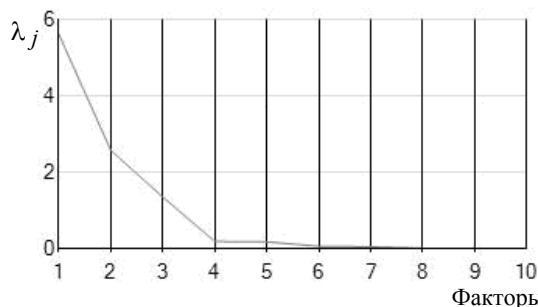


Рис. 2. Зависимость собственных чисел и факторов

Рассмотрим признаковую структуру выбранных 4 факторов (табл. 3).

Таблица 3

Факторные нагрузки, собственные значения и веса признаков

Признаки / факторы	$F_1$	$F_2$	$F_3$	$F_4$
AUDCHF	<b>0,670</b>	0,311	<b>0,668</b>	0,045
AUDUSD	0,089	-0,546	<b>0,813</b>	-0,168
CHFJPY	<b>-0,978</b>	0,108	0,117	-0,022
EURJPY	<b>-0,976</b>	0,116	0,132	0,012
EURUSD	<b>-0,878</b>	-0,428	-0,047	0,011
GBPUSD	0,494	<b>-0,844</b>	-0,078	-0,112
NZDUSD	<b>-0,768</b>	-0,427	0,319	0,245
USDCAD	-0,585	<b>0,731</b>	0,053	-0,248
USDCHF	<b>0,662</b>	<b>0,683</b>	0,251	0,132
USDJPY	<b>-0,934</b>	0,272	0,182	0,004
Собственные значения $\lambda_j$	5,623	2,572	1,347	0,183
Вес факторов, %	56,230	25,720	13,470	1,830

Примечание. Коэффициенты являются значимыми ( $\beta = 0,05$ ) при их абсолютном значении не менее 0,624.

Анализ признаковой структуры фактора  $F_1$  показывает, что нагрузка этого фактора значимо определяется парами AUDCHF (0,670) и USDCHF (0,662), а также имеет значимую отрицательную связь с CHFJPY (-0,978), EURJPY (-0,976), USDJPY (-0,934), EURUSD (-0,878) и NZDUSD (-0,768).

Структура же фактора  $F_2$  определяется нагрузкой пар USDCAD(0,731) и USDCHF (0,683), но обладает отрицательной связью с парой GBPUSD (-0,844), а структура фактора  $F_3$  определяется положительной нагрузкой пар AUDUSD (0,813) и AUDCHF (0,668).

Пространственная структура данных (рис. 3) на основе 1-го и 4-го фактора с применением  $k$ -средней кластеризации выделяет 3 класса валютных пар. Согласно разделению на классы мы получили, что в первый класс вошли 5 валютных пар: AUDCHF, AUDUSD, NZDUSD, USDCAD, USDCHF, во второй класс – 2 пары: EURUSD, GBPUSD и в третий класс – 3 пары: CHFJPY, EURJPY и USDJPY.

С помощью процедуры вращения выявим наиболее интерпретируемые факторы. После вращения 1-го и 4-го фактора на  $40^\circ$  (табл. 4) структура данных (рис. 4) выстраивается в более простую структуру и показывает, что для характеристики данных достаточно 3 факторов, а 4-й фактор избыточен.

Проведенное исследование показывает, что факторный анализ позволяет выявить взаимосвязи исследуемых валютных пар и провести анализ признаковой и факторной структуры. А за счет комбинации факторного анализа с дендрограммой и классификацией, мы можем разделить исследуемые данные на группы, выявить в них главные валютные пары, рассмотреть их особенности и характерные черты.

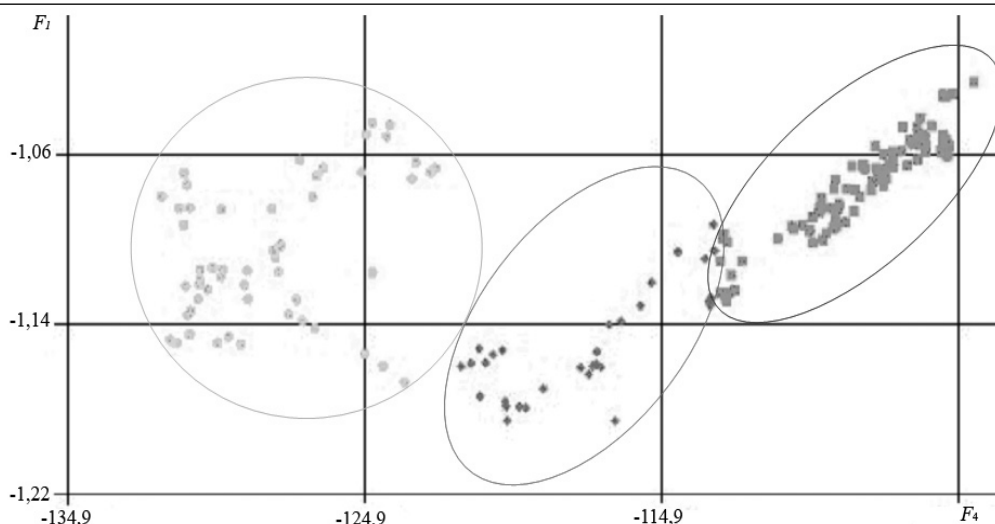
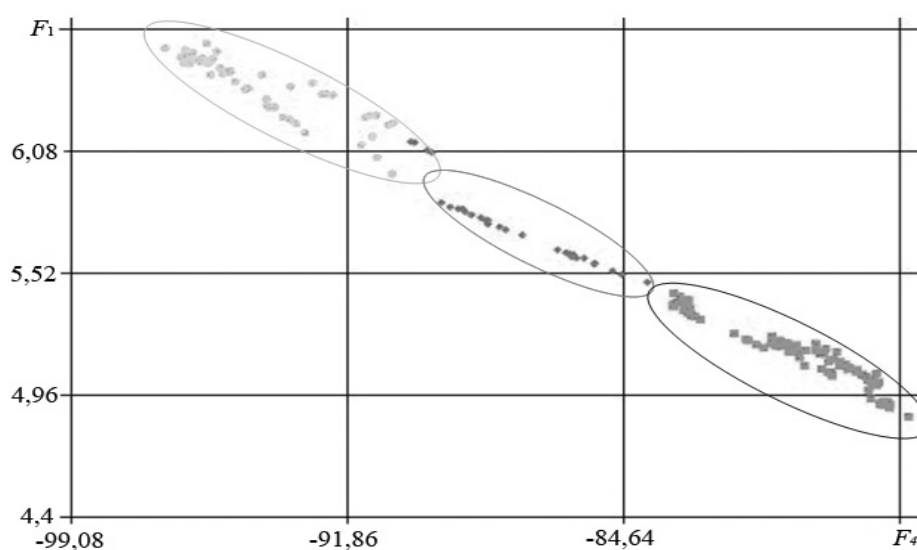
Рис. 3. Пространственная структура данных с разделением на классы методом  $k$ -средней кластеризации

Рис. 4. Пространственная структура данных после вращения

Таблица 4

**Факторные нагрузки, собственные значения и веса признаков после вращения**

Признаки / факторы	$F_1$	$F_2$	$F_3$	$F_4$
AUDCHF	1,078	0,164	0,430	0,027
AUDUSD	0,084	-0,544	0,819	-0,171
CHFJPY	-0,924	0,108	0,118	-0,022
EURJPY	-0,300	0,288	0,534	0,039
EURUSD	-0,830	-0,427	-0,047	0,011
GBPUSD	0,467	-0,840	-0,078	-0,114
NZDUSD	-0,726	-0,425	0,321	0,250
USDCAD	-0,553	0,728	0,053	-0,253
USDCHF	0,626	0,680	0,253	0,135
USDJPY	-0,883	0,271	0,183	0,004
Собственные значения $\lambda_j$	5,026	2,551	1,366	0,190
Вес факторов, %	50,260	25,510	13,660	1,900
Критерий «Варимакс» до вращения	0,246	0,191	0,117	0,018
<b>Критерий «Варимакс» после вращения</b>	<b>0,250</b>	<b>0,190</b>	<b>0,118</b>	<b>0,019</b>

**Заключение.** В работе рассмотрен метод построения дендрограммы, отображающий структурную связь данных и позволяющий увеличить наглядность численных результатов факторного анализа. Описан метод факторного анализа с вращением и классификацией и  $k$ -средней классификацией.

ей для проведения анализа, включающего в себя выявления взаимосвязей различных признаков объектов, главных действующих факторов, анализа их признаковой структуры и анализа факторной структуры. Более того, метод позволяет воссоздать в факторном координатном пространстве облик изучаемого объекта и указать его характерные признаки и отличительные особенности.

#### *Литература*

1. Лучкова С.В. Применение программного комплекса «Нечеткая система на основе эволюционной стратегии» для задачи импутирования / С.В. Лучкова, Т.О. Перемитина // Информационные технологии. – 2013. – № 2. – С. 47–50.
2. Лоули Д. Факторный анализ как статистический метод / Д. Лоули, А. Максвелл. – М.: Мир, 1967. – 144 с.
3. Белонин М.Д. Факторный анализ в геологии / М.Д. Белонин, В.А. Голубева, Г.Т. Скублов. – М.: Недра, 1982. – 269 с.
4. Ким Дж. Факторный, дискриминантный и кластерный анализ / Дж. Ким, Ч.У. Мюллер. – М.: Финансы и статистика, 1989. – 215 с.
5. Trefethen Lloyd N. Numerical linear algebra / Lloyd N. Trefethen, David Bau. – Philadelphia, USA: Society for Industrial and Applied Mathematics, 1997. – 263 p.
6. Харман Г. Современный факторный анализ. – М.: Статистика, 1972. – 483 с.
7. Vance F. Clustering and the continuous k-Means Algorithm // Los Alamos Science. – 1994. – № 22. – P. 138–144.
8. Гусев В.А. Алгоритм построения иерархической дендрограммы кластер-анализом в геолого-геохимических приложениях / В.А. Гусев, И.К. Карпов, А.И. Киселев // Изв. АН СССР. Сер. геологическая. – 1974. – № 8. – С. 61–67.
9. Мартюшева П.В. Кластерный анализ как инструмент менеджмента качества для обработки социологических опросов на промышленном предприятии / П.В. Мартюшева, О.В. Стукач // Доклады ТУСУР. – 2007. – № 1 (15). – С. 71–76.
10. Малинин П.В. Иерархический подход в задаче идентификации личности по голосу с помощью проекционных методов классификации многомерных данных / П.В. Малинин, В.В. Поляков // Доклады ТУСУР. – 2010. – № 1 (21), ч. 1. – С. 128–130.
11. Кросс-курсы и валютные пары [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.deltastock.com/russia/resources/seminar.asp#сгг>, свободный (дата обращения: 18.06.2013).
12. Форекс-символы. Валютные символы с расшифровкой значения и краткой характеристикой [Электронный ресурс]. – Режим доступа: [http://www.mt5.com/ru/forex\\_symbols](http://www.mt5.com/ru/forex_symbols), свободный (дата обращения: 18.06.2013).
13. Торговые инструменты. Валютные символы [Электронный ресурс]. – Режим доступа: [http://www.forexcent.com/rus/help/trading\\_symbols.html](http://www.forexcent.com/rus/help/trading_symbols.html), свободный (дата обращения: 18.06.2013).

---

#### **Лучкова Софья Викторовна**

Ассистент каф. автоматизации обработки информации (АОИ) ТУСУРа,  
аспирантка Института химии нефти СО РАН  
Тел.: 8-923-406-89-27  
Эл. почта: sonetta27@gmail.com

#### **Перемитина Татьяна Олеговна**

Канд. техн. наук, доцент каф. АОИ ТУСУРа  
Тел.: 8-903-954-69-25  
Эл. почта: peremitinat@mail.ru

Luchkova S.V., Peremitina T.O.

#### **Increasing the visibility of the display of factor analysis results**

Thy paper considers a method of showing the structural relationship of data and increasing the visibility of the numerical results of factor analysis. We described the factor analysis method with varimax and classification, applied to the analysis of multidimensional data and a dendrogram method, increasing the visibility. The experimental research results are presented.

**Keywords:** factor analysis, classification, dendrogram, increasing the visibility of display of the results.

УДК 004.934.2

В.Н. Сорокин, А.А. Тананыкин

## Распознавание пола диктора с помощью метода Парзена

Распознавание пола диктора выполнялось в пространстве параметров модели голосового источника, найденных путем решения обратной задачи. Исследования проводились на базе данных, состоящей из русскоязычных числительных, произнесённых в обычных условиях. Функция плотности вероятности для каждого пола оценивалась методом Парзена с гауссовым ядром. Распознавание пола производилось по максимуму правдоподобия Байеса. Ошибка распознавания пола на сегментах ударных гласных не превышает 2%.

**Ключевые слова:** распознавание пола диктора, метод Парзена, ядерная оценка плотности вероятности, голосовой источник.

Определение пола диктора играет важную роль при распознавании речи, подтверждении личности диктора по его голосу или идентификации диктора, поскольку распознавание пола диктора позволяет существенно сузить область принимаемых признаками значений.

В [1] сообщается о безошибочном распознавании пола диктора, однако для этого требовалось несколько секунд речевого сигнала. При сокращении интервала анализа до 500 мс число ошибок возрастает, например, по данным [8], до 7%, а при интервале в 20 мс – до 10%.

Распознавание пола по долговременному спектру вносит задержку в принятие решения о поле диктора, и эта задержка далеко не всегда приемлема в технических приложениях. Цель данной работы состоит в определении возможности распознавания пола диктора при помощи метода Парзена на сравнительно коротком сегменте речи.

Для определения параметров голосового источника может быть достаточно одного периода основного тона, длина которого не превышает 20 мс. На основе полученных параметров формируется пространство признаков, в котором при помощи метода Парзена оцениваются функции плотности вероятности для мужского и женского пола. Вероятность ошибочного распознавания пола определяется путём интегрирования под функцией минимума этих двух функций.

**Описание параметров распознавания.** Технология оценки параметров модели голосового источника, принятая в данной работе, была описана в [2]. В этой работе для получения устойчивого решения используется модель (1) формы импульса площади голосовой щели, детально описанная в [4]. В модели (1) символами  $t$  обозначены относительные значения времен, а символами  $T$  – абсолютные.

$$S(t) = \begin{cases} S_{\max} \left[ \sin \left( \frac{\pi t}{2t_1 T_0} \right) \right]^p, & 0 \leq t \leq t_1 T_0, \\ S_{\max} \left[ \cos \left( \frac{\pi(t-t_1 T_0)}{2(t_2-t_1)T_0} \right) \right]^q, & t_1 T_0 < t \leq t_2 T_0, \\ 0, & t_2 T_0 < t \leq T_0, \end{cases} \quad (1)$$

где  $S_{\max}$  – максимальная площадь открытия голосовой щели ( $S_{\max} = 0,2 \text{ см}^2$ );  $t_1 T_0$  – момент максимального открытия голосовой щели ( $T_{S_{\max}}$ );  $t_2 T_0$  – момент закрытия голосовой щели ( $T_{clos}$ ), а  $p$  и  $q$  – коэффициенты, определяющие скорость раскрытия и закрытия голосовой щели;  $T_0$  – период основного тона (мс). Импульс, описываемый этой моделью, представлен на рис. 1.

В проводимых исследованиях использовались параметры этой модели, а также некоторые временные параметры производной по времени от функции изменения площади голосовой щели. Исследуемые параметры представлены в табл. 1. В экспериментах по распознаванию пола диктора коэффициенты  $p$  и  $q$  оказались мало информативными.

**Оценка плотности вероятности.** В настоящей работе распознавание пола диктора выполнялось с использованием метода Парзена для аппроксимации функции многомерной плотности вероятности в пространстве параметров голосового источника. Метод Парзена относится к классу ядерных непараметрических оценок плотности распределения вероятности [7].

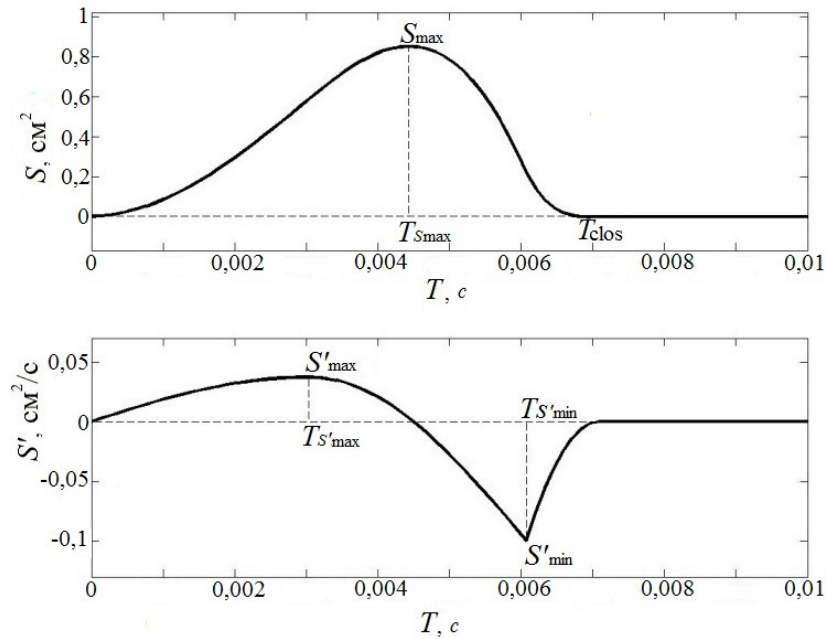


Рис. 1. Площадь голосовой щели (вверху) и её производная

Таблица 1

Исследуемые параметры		
№	Параметр	Обозначение
1	Относительный момент времени для максимального значения площади	$t_1 = T_{S_{\max}}/T_0$
2	Относительный момент времени закрытия голосовой щели	$t_2 = T_{clos}/T_0$
3	Период основного тона	$T_0$
4	Относительный интервал между моментом максимума площади голосовой щели $T_{S_{\max}}/T_0$ и моментом максимума первой производной от площади голосовой щели $T_{S'_{\max}}/T_0$	$\Delta t_1 = \frac{T_{S_{\max}} - T_{S'_{\max}}}{T_0}$
5	Относительный интервал между моментом минимума производной от площади $T_{S'_{\min}}/T_0$ и моментом максимума площади голосовой щели $T_{S_{\max}}/T_0$	$\Delta t_2 = \frac{T_{S'_{\min}} - T_{S_{\max}}}{T_0}$
6	Значение минимума первой производной от площади голосовой щели	$S'_{\min}(t)$

В этот метод можно вложить физический смысл, который заключается в том, что в окрестности каждого вектора, принадлежащего некоторому классу объектов, находятся векторы, также принадлежащие этому классу, причем вероятность появления этих векторов убывает по мере удаления от исходного вектора. Естественно принять закон убывания в виде нормального распределения. Оценка функции плотности вероятности  $P(X)$  в многомерном случае по методу Парзена с гауссовым ядром [7] представляется как

$$P(X) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \frac{1}{(2\pi)^{d/2} h^d |\Sigma|^{1/2}} \exp\left[-\frac{(X - X_i)\Sigma(X - X_i)}{2h^2}\right], \quad (2)$$

где  $X_i$  – независимые и одинаково распределённые наблюдения некоторой случайной величины;  $N$  – размер выборки;  $h$  – некоторый положительный параметр, являющийся функцией от числа наблюдений  $N$ ;  $\Sigma$  – ковариационная матрица. Поскольку плотность вероятности восстанавливается в малой окрестности каждого вектора из обучающей выборки, то можно принять, что ковариационная матрица  $\Sigma$  является диагональной.

Для гауссова ядра в этом методе единственным неизвестным параметром для каждого распределения является его дисперсия. Эта дисперсия находилась следующим образом. Для каждой пары векторов в обучающей выборке вычислялось расстояние в евклидовой метрике и затем находилось среднее минимальное расстояние  $\bar{r}$  для всей выборки. Среднеквадратичное отклонение  $\sigma$  в каждом локальном нормальном распределении назначалось как  $\sigma = 1,2 \cdot \bar{r}$ .

Существенным недостатком оценки по методу Парзена является быстрое возрастание количества вычислений с увеличением числа узлов сетки, по которой проводится интегрирование, что может вынудить ограничивать точность вычислений. Здесь приходится работать в маломерном пространстве признаков.

**База речевых данных.** Эксперименты проводились на базе речевых данных, описанной в [2]. Эта база состоит из числительных русского языка от 0 до 9 для 49 мужчин и 37 женщин, определенных путем кластеризации в пространстве формантных частот как характерные представители из множества голосов для 243 мужчин и 186 женщин. Каждый диктор произнес от 400 до 800 слов через 4 типа микрофонов, расположенных на разном расстоянии от диктора. В распознавании пола участвовало 26404 произнесения слов мужчинами и 15109 произнесений слов женщинами. К анализу допускались только слова с отношением сигнал/шум не ниже +10 дБ.

Распознавание пола диктора выполнялось на сегментах ударных гласных длительностью от 70 до 200 мс. Эти сегменты были найдены специальным алгоритмом, описанным в [3].

**Обсуждение.** Использование относительных значений временных параметров позволяет в значительной степени ликвидировать их зависимость от периода основного тона. Ошибка определения пола для каждого отдельно взятого параметра представлена в табл. 2.

Таблица 2

Вероятность ошибочного распознавания пола по параметрам голосового источника						
Параметр	$t_1$	$t_2$	$T_0$	$\Delta t_1$	$\Delta t_2$	$S'_{\min}(t)$
Вероятность ошибки, %	20,33	32,31	19,11	18,01	60,58	19,53

В исследованиях по непосредственному измерению воздушного потока через голосовую щель [5, 6] было найдено, что отношение длительности интервала открытой голосовой щели к периоду основного тона у женщин больше, чем у мужчин. Это вполне согласуется с полученными результатами, поскольку, из табл. 2 видно, что параметр  $t_2$  обладает неплохими разделительными свойствами. Однако ошибка распознавания пола по параметру  $t_2$  в полтора раза выше, чем по параметру  $t_1$ . Иначе говоря, момент достижения функцией площади голосовой щели максимума более информативен для различения пола, чем момент закрытия голосовой щели. При рассмотрении двумерных подпространств признаков можно заметить схожую ситуацию. Ошибка распознавания пола в пространстве  $(t_2, T_0)$  оказалась близкой к 8,4%, тогда как ошибка в пространстве  $(t_1, T_0)$  была заметно ниже – около 5,7%.

В трехмерных подпространствах ошибки распознавания пола значительно ниже, чем в одномерных или двумерных подпространствах, причем в четырех подпространствах ошибка ниже 3%, а в двух – ниже 2% (табл. 3).

Таблица 3

Вероятность ошибочного распознавания пола в трехмерных подпространствах						
Параметр	$(t_1, t_2, T_0)$	$(t_1, t_2, \Delta t_1)$	$(t_1, t_2, S'_{\min}(t))$	$(t_1, T_0, \Delta t_1)$	$(t_1, T_0, S'_{\min}(t))$	$(t_2, T_0, \Delta t_1)$
Вероятность ошибки, %	2,71	2,76	2,97	1,58	1,80	2,37

По сравнению с работой [2], в которой была получена суммарная ошибка около 10% на той же базе данных, в настоящей работе ошибки снижены почти в 6 раз. Такое снижение ошибок идентификации было достигнуто как за счет предварительной сортировки данных, выпадающих из распределения вероятностей, так и вследствие более точного восстановления плотности вероятностей методом Парзена. Это весьма хорошая оценка, на основании которой можно надеяться на идентификацию пола диктора на относительно коротком сегменте речевого сигнала с голосовым возбуждением.

В силу нестабильности оценки параметров голосового источника с использованием метода обратной фильтрации на каком-то речевом сегменте может произойти отказ от анализа параметров голосового источника. Это приведет к задержке решения о поле диктора до тех пор, пока не появится сегмент с хорошим качеством анализа. Поэтому для идентификации пола целесообразно привлечь дополнительную информацию, например формантные частоты.

Если на некотором речевом сегменте получены решения и о параметрах голосового источника, и о формантных частотах, то достигается минимальная вероятность ошибки распознавания с достаточно хорошим запасом надежности. Однако такое решение может быть получено далеко не для



всех речевых сегментов. В других случаях может присутствовать информация только о голосовом источнике или только о формантных частотах.

**Заключение.** Применение метода Парзена в задаче распознавания пола диктора позволило получить вероятность ошибки распознавания до 2%, что в несколько раз ниже результата, полученного на этой же базе данных в [2]. Несмотря на то, что уже известен факт безошибочного распознавания пола [1] диктора, предложенный подход позволяет определить пол по значительно меньшей длительности сигнала.

#### *Литература*

1. Ромашкин Ю.Н. Распознавание пола диктора на основе GMM-модели голоса / Ю.Н. Ромашкин, Ю.О. Петров // Речевые технологии. – 2009. – №. 2. – С. 31–38.
2. Сорокин В.Н. Распознавание пола диктора по голосу / В.Н. Сорокин, И.С. Макаров // Акустический журнал. – 2008. – Т. 54, № 4. – С. 1–9.
3. Сорокин В.Н. Сегментация и распознавание гласных / В.Н. Сорокин, А.И. Цыплихин // Информационные процессы. – 2004. – Т. 4, № 2. – С. 202–220.
4. Doddington G.R., A computer method of speaker verification: Ph.D. thesis / Department of Electrical Engineering. – USA, Madison: University of Wisconsin, 1970.
5. Glottal airflow and transglottal air measurements for male and female speakers in low, normal, and high pitch / E.B. Holmberg, R.E. Hillman, J.S. Perkell // J. Voice. – 1989. – Vol. 4. – С. 511–529.
6. Comparison among aerodynamic, electroglottographic, and acoustic spectral measures of female voice / E.B. Holmberg, R.E. Hillman, J.S. Perkell et al. // J. Speech Hear. Res. – 1995. – Vol. 38. – P. 511–529.
7. Parzen E. An estimation of a probability density function and mode // Ann.Math.Stat. – 1962. – Т. 33. – P. 1065–1076.
8. Sigmund M. Gender distinction using short segments of speech signal // Int. J. of Computer Science and Network Security. – 2008. – Vol. 8, №. 4. – P. 159–163.

---

#### **Сорокин Виктор Николаевич**

Д-р физ.-мат. наук, вед. науч. сотрудник Институт проблем передачи информации (ИППИ) им. А.А. Харкевича (РАН), Москва  
Тел.: (495) 699-50-96  
Эл. почта: vns@iitp.ru

#### **Тананыкин Александр Александрович**

Научный сотрудник ИППИ  
Тел.: 8-916-394-88-64  
Эл. почта: tananykin@mail.ru

Sorokin V.N., Tananykin A.A.

#### **Speaker gender recognition by Parzen method**

This paper presents a gender recognition study, which is based on vocal source area parameters and Parzen method. The vocal slit area parameters are derived by inverse filtering method. The probability – density function for each gender was estimated by Parzen method with common Gaussian kernel. In experiments we used a database of Russian digits recorded in comfortable conditions with several types of microphones. Clustering from the original database method selected 86 speakers, including 49 men and 37 women representing the diversity of voices. This database was used to estimate the dynamics parameters of the glottis. Obtained total recognition error rate for short vowels was about 2%.

**Keywords:** gender recognition, Parzen method, kernel density estimation.

УДК 004.522

В.О. Верховданова

## Разработка средств автоматического определения речевых сбоев в спонтанной русской речи

Предложен алгоритм автоматического определения наиболее частотных речевых сбоев и артефактов в спонтанной русской речи, основанный на анализе акустических параметров. При выделении звонких хезитационных явлений использовался кросскорреляционный метод для выделения глухих хезитационных явлений и дыхания – метод полосовой фильтрации. Эксперименты проводились на специально собранном корпусе спонтанной русской речи, состоящем из 18 диалогов по описанию маршрута по карте и нахождению общего свободного времени по расписанию. Проведенные эксперименты показали, что звонкие хезитационные явления выделяются с точностью 80%, глухие хезитационные явления и дыхание – с точностью 66%.

**Ключевые слова:** речевые сбои, речевой корпус, автоматическая обработка речи, автоматическое распознавание речи.

**Проблема речевых сбоев и методы их исследования.** В настоящее время автоматическое определение речевых сбоев (например, пауз хезитаций, самокоррекций) и артефактов (смех, вздох) актуально как для обработки звучащей речи, так и ее транскрипций, поскольку они являются источником ошибок при распознавании, что приводит к ошибкам в транскрипциях [1–3]. Для исследования этих явлений используются корпуса спонтанной речи с многоуровневой аннотацией. Для того чтобы в корпусе помимо такой информации, как фонемы, слова, синтагмы, дополнительно отмечались речевые сбои, используется Rich Transcription – транскрипция, в которой учитываются границы предложений, слова-заполнители, речевые сбои и др. [4]. Данная разметка применялась при обработке корпуса, разработанного на кафедре фонетики СПбГУ. Этот корпус включает в себя речь 4 мужчин и 4 женщин и учитывает различные произносительные стили. Аннотация производилась на 6 уровнях, где отмечалась вся фонетическая и просодическая информация о записанной речи [5]. Среди зарубежных корпусов широко известен корпус SWITCHBOARD [6], который представляет собой более 240 ч записи спонтанных телефонных разговоров более 500 дикторов обоих полов. Речь полностью затранскрибирована, и транскрипции проверены автоматически и дважды вручную. Всего было размечено 78 типов неречевых данных, включая вздох, кашель, зевание, мяуканье, звон посуды и др.

Методы обработки речевых сбоев можно разделить по признаку описания их с помощью акустических моделей или с помощью комбинированных моделей (языковые + акустические). Чаще всего используются только акустические модели речевых сбоев для их последующего применения в системах автоматического распознавания речи. Множество работ посвящено моделированию речевых сбоев в рамках создания систем автоматического распознавания речи [7–9]. Помимо этого, существуют подходы, направленные на повышение качества распознавания спонтанной речи за счет предварительного выявления речевых сбоев и их устранения из звукового сигнала на этапе цифровой обработки [10, 11] или устранения сбоев с использованием транскрипций речи [7]. Методы параметрической обработки речевых сбоев опираются только на акустические параметры [8, 12], тогда как комбинированные модели используют дополнительно языковое моделирование [7]. Для применения языковой модели дополнительно необходим большой корпус транскрипций, по которому происходит обучение модели, в то время как параметрическая обработка не требует транскрибирования сигнала [13]. В данном исследовании было решено опираться на акустические характеристики речевых сбоев и артефактов.

**Описание собранного корпуса спонтанной диалогической русской речи.** Материалом для исследования послужил собранный корпус 18 спонтанных диалогов на русском языке. Диалоги представляли собой выполнение собеседниками двух задач: описание маршрута по карте и нахождение общего свободного времени по расписанию. Подобная методика записи корпуса использовалась для того, чтобы максимально приблизить записываемую речь к ее разговорной форме. Соглас-

но Е.А. Земской [14], основными условиями непринужденного неподготовленного непосредственного общения является неофициальность отношений между собеседниками, их непосредственное участие в разговоре, устная форма, опора на внеязыковую ситуацию, использование в основном жанра диалога. Собранный корпус представляет собой 50 мин диалогической речи – 18 диалогов длительностью от 1,5 до 5 мин. Запись проводилась в звукоизолированной комнате с использованием современных мобильных планшетов Samsung Galaxy Tab 2 приложением Smart Voice Recorder. Записанные аудиофайлы имеют следующие параметры: частота дискретизации 16 кГц, битрейт – 256 кбит/с, количество каналов – 1. Все записи были сделаны в Санкт-Петербурге в конце 2012 – начале 2013 г. В записи принимали участие 12 человек: 6 девушек, 6 юношей в возрасте от 17 до 23 лет технических и гуманитарных специальностей (по три представителя каждого пола технических и гуманитарных специальностей) с полным или на момент записи еще не оконченным высшим образованием. Участвовавшие в записи дикторы были между собой знакомы или же находились в дружественных отношениях, что способствовало непринужденности и неофициальности общения. Устная форма, опора на внеязыковую ситуацию, неподготовленность речи и необходимость диалога обеспечивались заданиями. Таким образом, можно говорить о спонтанности и разговорности собранного речевого материала.

Корпус был вручную аннотирован в программе Wave Assistant. Обозначение пауз хезитаций и артефактов строилось по схеме «хезитация + заполнитель» (h.filler – hesitation.filler), «артефакт. + заполнитель» (ar.filler – artifact.filler). Разметка производилась на 2 уровнях: на одном уровне отмечались явления, встретившиеся в речи одного диктора, на втором – в речи другого. В ходе аннотации были размечены такие элементы, как заполненные паузы хезитации (например, [э], [е]), артефакты речи (например, смех, вздох), самокоррекции и фальстарты, а также слова и словосочетания, заполняющие паузы.

Всего было выделено 1042 явления речевых сбоев и артефактов, которые можно разделить на условные классы. В класс артефактов объединялись такие элементы, как вздох, смех, кашель, причмокивание; в класс хезитаций – заполненные паузы типа [э] или [е]; в класс удлинений (хезитационных удлинений) – хезитационные растяжки звуков; самоисправления и фальстарты объединялись в один класс самокоррекции, и отдельно был выделен класс слов-паразитов – заполнителей пауз. Самые частотные элементы классов показаны на рис. 1.

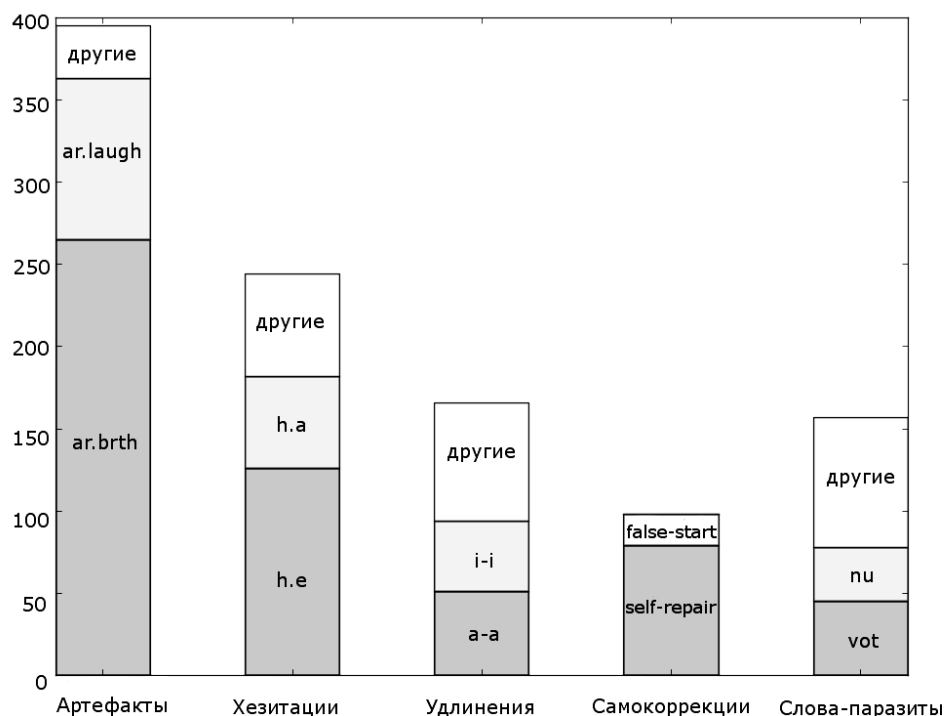


Рис. 1. Распределение элементов по классам (где ar.laugh – смех; ar.brth – вздохи; h.a – хезитация [е]; h.e – хезитация [э]; i-i – хезитационное удлинение /i/; a-a – хезитационное удлинение /a/; false-start – фальстарт; self-repair – самокоррекция; nu – «ну», vot – «вот»)

В речи всех 12 дикторов встретилось одинаково часто дыхание (вдох), паузы хезитации [ə] и [m], самокоррекции и хезитационные удлинения гласного /i/. Для 11 говорящих, кроме уже перечисленного, общими являлись хезитационное удлинение гласного /a/ и хезитация [e]. Также почти всем говорящим были свойственны слова-паразиты «вот» и «ну».

**Алгоритм автоматического определения хезитаций в речевом сигнале.** В силу того что некоторые речевые сбои мало отличаются от обычной речи и обладают коммуникативной значимостью, на данном этапе исследования было решено их не рассматривать и ограничиться заполненными паузами хезитации и хезитационными удлинениями. Одними из отличительных характеристик данных элементов являются постоянство частоты основного тона (ЧОТ), постоянство спектра и длительность, превышающая 150–200 мс. Хезитационным явлениям свойственно постоянство ЧОТ, но не все интервалы, где ЧОТ постоянна, можно отнести к этим явлениям. Например, слова «мне», «невменяемый», «налево» будут иметь длинный участок непрерывной и постоянной ЧОТ. Для решения этой проблемы было решено отслеживать изменения во всей структуре спектра, а не только в частоте основного тона. Анализ степени постоянства спектра сигнала производился на основе расчета кросскорреляционной функции нормированных спектров соседних сегментов речи [15]. Поиск звонких хезитационных явлений (пауз хезитации и хезитационных удлинений) производился на основе алгоритма, показанного на рис. 2.



Рис. 2. Схема поиска звонких хезитационных явлений

Вначале производился расчет кросскорреляционной функции спектров соседних сегментов, затем определялись участки, на которых значения кросскорреляционной функции близки к единице. Получившиеся интервалы соответствуют относительно продолжительным гласным и сонантам (минимальная длительность – 2 окна). Затем отбирались интервалы, длительность которых превышает заданный экспериментально порог (0,18 с): такие интервалы считались соответствующими искомым удлинениям.

Что касается рассматриваемых в данном исследовании артефактов, были взяты наиболее распространенные из них: вздохи и громкое дыхание. Поиск этих артефактов, а также удлиненных глухих щелевых согласных производился на основе алгоритма, показанного на рис. 3. Такие элементы – это шум разной громкости и распределения мощности по спектру. Поэтому для таких явлений амплитуда сигнала больше, чем на участках с «тишиной», и на спектрограмме нет участков с постоянными значениями формант. А глухие щелевые согласные имеют характерные полосы в спектре. Например, свистящие согласные имеют максимальную интенсивность спектра на частоте 4500–7000 Гц. Для поиска дыхания и удлиненных глухих щелевых согласных сначала определялся уровень шума в сигнале. Для этого производилось сглаживание значения амплитуды с использованием большой длины окна, минимум этого сглаженного ряда соответствует характерному значению для фонового шума (предполагается, что фоновый шум присутствует на всей записи и не меняется). Затем выделялись интервалы, в которых значение сигнал/шум не превышает 1,8 (значение подобрано экспериментально), а значение амплитуды превышает порог, равный удвоенному значению, вычисленному на предыдущем этапе. Для последовательного выделения шипящих среди найденных интервалов

использовались значения отношений среднего значения спектра внутри каждой из полос, заданных для глухих щелевых согласных, к среднему значению по всему спектру, порог равен 2 (также определен экспериментально) [15]. Детектор артефактов и удлинённых глухих щелевых согласных выявляет шумовые явления и может выделять среди них глухие щелевые согласные (например, /s/, /ʃ/ и т.д.) путем сравнения средней амплитуды внутри определённых частотных полос со средней амплитудой по спектру, поскольку положение полосы и ее ширина постоянны. Это позволяет среди участков с шумом выделять согласные, разделяя одновременно речевые и неречевые явления.



Рис. 3. Схема поиска звонких хезитационных явлений

На основе разработанных алгоритмов были созданы программные средства на языке Python. Экспериментальная проверка программных средств проводилась на основе собранного корпуса спонтанной русской речи. Точность определения звонких хезитационных явлений составила 80%. Анализатор находил также хезитационные удлинения, неучтенные в разметке, и сопутствующие ларингализованным участкам отрезки хезитаций и хезитационных удлинений, найденные кросс-корреляционным анализом. Длительность этих отрезков была недостаточной для преодоления порога правильно найденных явлений. Таким образом, если решить проблему с ларингализованными звуками, то доля правильного определения вырастет до 88%. Точность определения артефактов составила 66%, если пренебречь тихим дыханием, которое составило больше половины не найденных явлений, и причмокиваниями, нахождение которых не предполагалось в связи с ограничением на длительность элементов (минимум 200 мс).

**Заключение.** Разработанные алгоритмические и программные средства по анализу речевых сбоев в звуковом сигнале показали следующую точность определения хезитаций и дыхания: 80% для звонких хезитационных явлений и 66% для глухих явлений и дыхания. Необходимо отметить, что среди не найденных явлений велика доля ларингализованных, где не срабатывает метод кросс-корреляции. Основной проблемой для поиска являются ложно найденные явления, вызванные некорректным разделением гласных и сонантов между собой: неразделение или некорректное определение положения границы. Эта трудность предположительно вызвана большой амплитудой спектрального максимума, соответствующего ЧОТ. Изменения в формантах теряются на фоне шума в сравнении с этим неподвижным пиком. В дальнейшем исследовании предполагается поиск других критериев разделения отдельных звуков и уменьшение влияния основного максимума в спектре на значение кросс-корреляционной функции.

Данное исследование поддержано фондом РФФИ (проект № 12-06-31203-мол\_a).

*Литература*

1. Верходанова В.О. Моделирование речевых сбоев в системах автоматического распознавания речи / В.О. Верходанова, А.А. Карпов // Вестник Том. гос. ун-та. – 2012. – № 363. – С. 10–15.
2. Ронжин А.Л. Особенности дистанционной записи и обработки речи в автоматах самообслуживания / А.Л. Ронжин, А.А. Карпов, И.А. Кагиров // Информационно-управляющие системы. – 2009. – Вып. 42, т. 5. – С. 32–38.
3. Бондаренко В.П. Сегментация и параметрическое описание речевого сигнала / В.П. Бондаренко, А.А. Конев, Р.В. Мещеряков // Изв. высш. учеб. заведений. Приборостроение. – 2007. – Т. 50, № 10. – С. 3–7.
4. Liu Y. Structural Event Detection for Rich Transcription of Speech: PhD thesis. – Berkeley: Purdue University and ICSI, 2004. – 253 p.
5. Skrelin P. A Fully Annotated Corpus of Russian Speech / P. Skrelin, N. Volskaya, D. Kocharov et al. // In Proceedings of the 7-th Conference on International Language Resources and Evaluation LREC'10 (Valletta, Malta). – 2010. – P. 109–112.
6. SWITCHBOARD: A User's Manual. URL [Электронный ресурс]. – Режим доступа: [http://www ldc.upenn.edu/Catalog/readme\\_files/switchboard.readme.html](http://www ldc.upenn.edu/Catalog/readme_files/switchboard.readme.html) (дата обращения: 05.09.2013).
7. Karpov A. Large vocabulary Russian speech recognition using syntactico-statistical language modeling / A. Karpov, K. Markov, I. Kipyatkova et al. // Speech Communication. – 2013. – Vol. 56. – P. 213–228.
8. Liu Y. Enriching Speech Recognition with Automatic Detection of Sentence Boundaries and Disfluencies / Y. Liu, E. Shriberg, A. Stolcke et al. // IEEE Transactions on Audio, Speech and Language Processing. – 2006. – № 14(5). – P. 1526–1540.
9. Ронжин А.Л. Проектирование интерактивных приложений с многомодальным интерфейсом / А.Л. Ронжин, А.А. Карпов // Доклады ТУСУРа. – 2010. – № 1 (21), ч. 1. – С. 124–127.
10. Kaushik M. Automatic Detection and Removal of Disfluencies from Spontaneous Speech / M. Kaushik, M. Trinkle, A. Hashemi-Sakhtsari // In Proceedings of the 13-th Australasian International Conference on Speech Science and Technology SST (Melbourne, Australia). – 2010. – P. 98–101.
11. Сизов А.Г. Оценка качества голоса лиц, страдающих дисфонией / А.Г. Сизов, Р.В. Мещеряков, С.Д. Тиунов // Труды СПИИРАН. – 2012. – № 1. – С. 138–152.
12. Мещеряков Р.В. Система оценки качества передаваемой речи // Доклады Том. госу. Ун-та систем управления и радиоэлектроники. – 2010. – № 2(22), ч. 1. – С. 324–329.
13. Кипяткова И.С. Сегментация паралингвистических фонационных явлений в спонтанной русской речи / И.С. Кипяткова, В.О. Верходанова, А.Л. Ронжин // Вестник Перм. ун-та. Российская и зарубежная филология. – 2012. – Вып. 2 (18). – С. 17–23.
14. Земская Е.А. Русская разговорная речь: лингвистический анализ и проблемы обучения. – М.: Русский язык, 1987. – 240 с.
15. Verkhodanova V. Automatic Detection of Speech Disfluencies in the Spontaneous Russian Speech / V. Verkhodanova, V. Shapranov // Springer International Publishing Switzerland / M. Zelezny et al. (Eds.): SPECOM 2013, LNAI 8113. – 2013. – P. 70–77 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: [http://link.springer.com/chapter/10.1007%2F978-3-319-01931-4\\_10](http://link.springer.com/chapter/10.1007%2F978-3-319-01931-4_10), свободный (дата обращения: 02.10.2013).

**Верходанова Василиса Олеговна**

Мл. науч. сотрудник лаб. речевых и многомодальных интерфейсов СПИИРАН, Санкт-Петербург

Тел.: 8 (812) 3-28-70-81

Эл. почта: [verkhodanova@iias.spb.su](mailto:verkhodanova@iias.spb.su), [interiora@gmail.com](mailto:interiora@gmail.com)

Verkhodanova V.O.

**Development of automatic detection method for speech disfluencies in spontaneous Russian speech**

An algorithm for automatic detection of most frequent speech disfluencies and artefacts in the spontaneous Russian speech was proposed basing on the analysis of acoustical features of elements in question. The method of cross-correlation was used to detect voiced hesitation phenomena and a method of band-filtering was used to detect unvoiced hesitation phenomena and artefacts. The experiments were performed on especially collected corpus of 18 spontaneous Russian map-task and appointment-task dialogs. Experiments showed that voiced hesitation phenomena are detected with 80% accuracy and devoiced hesitation phenomena and artefacts – with 66% accuracy.

**Keywords:** speech disfluencies, speech corpus, automatic speech processing, automatic speech recognition.

УДК 004.896

Н.В. Замятин, Е.О. Иванов

## Задача энергоэффективного управления группой вододобывающих насосов и ее решение нейросетью Хопфилда

Поставлена многокритериальная задача оптимизации работы группы насосов на резервуар. Приведено определение сети Хопфилда, показана динамика работы ее дискретной модели, представлена нейросетевая постановка задачи оптимизации работы насосов. Проведено сравнительное моделирование работы сети с другими алгоритмами.

**Ключевые слова:** сеть Хопфилда, энергоэффективность, дискретная оптимизация.

**Постановка задачи.** Имеется группа вододобывающих насосов, работающих на заполнение резервуара. Каждый насос характеризуется подачей (количеством перекачиваемой воды)  $Q_i$  (м<sup>3</sup>/ч) и потребляемой мощностью  $N_i$  (кВт), соответствующей подаче. В общем случае каждый насос может характеризоваться разными значениями подачи и мощности, поэтому будет различно и значение удельной стоимости перекачки единицы воды, определяемой как  $c_i = N_i/Q_i$ .

Обычно насосы вводятся в избыточном количестве, так как некоторые из них могут простаивать по причине необходимого ремонта или обслуживания, а также следовать определенным технологическим режимам (бездействие после определенного времени работы, и, наоборот, нежелательность длительного простоя). Избыточность характеризуется тем, что все включенные насосы могут обладать суммарной подачей  $Q_{\Sigma}$  большей, чем реальная потребность [1].

Ситуация усложняется тем, что колебания водопотребления (в особенности для населенных пунктов) как в течение суток, так и года являются значительными и трудно формализуемыми. Поэтому сложность предсказания реального количества требуемой воды приводит к применению простейших алгоритмов управления: включение и выключение насосов при достижении уровня воды в резервуаре определенных отметок. Этот подход обладает рядом недостатков, среди которых можно отметить частое включение/отключение насосов (что приводит к повышенному износу как насоса, так и водоподъемного оборудования), колебаниям уровня воды в резервуаре (экономически и технологически выгодней иметь больший запас воды). Не следует забывать также о высоком энергопотреблении насосами и следующих из этого высоких затрат на электроэнергию при добыче и перекачке воды [2].

Поэтому более выгодным путем управления группой насосов является поддержание уровня воды в резервуаре на определенной отметке путем включения тех насосов, которые суммарно подавали бы количество воды, равное потребляемому. При этом целесообразно использовать средний интервал времени управления, например час.

Как отмечалось выше, определение будущего уровня водопотребления является нетривиальной задачей, однако получить численные данные почасового водопотребления за прошедшие периоды времени не составляет особого труда. Поэтому для определения предполагаемого значения оттока из резервуара предполагается использовать краткосрочное прогнозирование с помощью многослойных нейронных сетей. Качество такого прогноза подтверждено моделированием на реальных данных [3].

Получив прогноз водопотребления на час вперед и зная расхождение уровня воды в резервуаре с необходимым, можно определить суммарное количество воды  $Q_z$ , которое необходимо подать в резервуар в течение следующего часа.

В свою очередь, возникает задача распределения суммарной нагрузки между насосами, т.е. определения, какие насосы следует включить, а какие выключить, так как насосы находятся в избыточном количестве. Введем в задачу минимизацию удельной стоимости при выполнении требований в обеспечении количества воды в резервуаре. Задача оптимизации определяется в условиях минимизации суммарной удельной стоимости перекачки единицы воды всеми включенными насосами.

Обозначим  $x_i \in \{0,1\}$  – состояние насоса в текущий момент времени, где 1 соответствует состоянию «включен», а 0 – «выключен», общее количество насосов обозначим  $n$ . Таким образом, при  $x_i = 0$  выключенный насос не будет увеличивать суммарную удельную стоимость, а включенный ( $x_i = 1$ ) – будет на величину  $c_i$ . Тогда решением задачи будет поиск вектора состояний всех насосов  $\mathbf{X}$ , который будет минимизировать их суммарную удельную стоимость

$$Z_1 = \sum_i x_i c_i \rightarrow \min, \quad (1)$$

при удовлетворении требований в количестве воды, представленных в качестве минимального отклонения от суммарной необходимой подачи  $Q_z$ :

$$Z_2 = (\sum_i x_i Q_i - Q_z)^2 \rightarrow \min. \quad (2)$$

**Нейронные сети с дискретными состояниями.** Нейронная сеть Хопфилда представляет собой неориентированный граф с множеством из  $n$  вершин (нейронов) и множеством ребер без петель и кратных ребер [4]. Каждому нейрону сети соответствуют два числа:  $x_i$  – состояние нейрона и  $u_i$  – пороговое значение нейрона. Каждому ребру сети  $(i, j)$  поставлено в соответствие число  $w_{ij}$  – вес (сила) синаптической связи между нейронами  $i$  и  $j$ . Отсутствие петель и кратных ребер выражается в выполнении:  $w_{ij} = w_{ji}$  и  $w_{ii} = 0$ . Отсутствие связи элемента с самим собой избавляет его от постоянного обратного воздействия на значение собственного состояния [5]. Симметричность связей нейронов сети и отсутствие связи элемента с самим собой позволяет утверждать об устойчивости такой сети. Нейрон принимает одно из дискретных состояний:  $x_i \in \{-1,1\}$ . Также, во многих практических задачах имеет смысл рассматривать булевы состояния:  $x_i \in \{0,1\}$ . Введем матричные  $\mathbf{W}$  и векторные  $\mathbf{U}, \mathbf{X}$  обозначения для связей и состояний сети. В каждый момент времени  $t=1,2,3,\dots$  сеть характеризуется вектором состояний  $\mathbf{X}(t)$ . В начальный момент времени сеть находится в состоянии  $\mathbf{X}(0)$ . Динамика работы дискретной сети задается в виде [4]

$$x_i(t+1) = \text{sign}(\sum_j w_{ij} x_j(t) - u_i). \quad (3)$$

Далее в целях избавления от громоздкости во всех последующих формулах будем опускать аргумент времени  $t$  в тех случаях, когда он равен текущему, в частности,  $x_i = x_i(t)$ .

Из соображений устойчивости сети будем использовать асинхронную динамику работы, а точнее, наиболее простой ее вариант: случайным образом выбирается и активизируется один из нейронов  $i$ . Если общее возбуждение нейрона превышает его порог  $u_i$ , то нейрон принимает состояние 1, иначе – состояние  $-1$ . При этом состояние остальных нейронов сети на данном шаге остается неизменным.

**Нейросетевая постановка задачи.** Предварительно проведем нормировку параметров всех существующих насосов  $Q_i$ ,  $Q_z$  и  $c_i$ , что преобразует их в безразмерные величины, сделав возможным их совместное использование:

$$Q_i = \frac{Q_i}{\max_i(Q_i)}, \quad Q_z = \frac{Q_z}{\max_i(Q_i)}, \quad c_i = \frac{c_i}{\max_i(c_i)}.$$

Представим задачу в терминах нейронной сети Хопфилда с бинарными состояниями нейронов  $x_i \in \{0,1\}$ . Функция энергии  $E = E(t)$  дискретной сети с дискретным временем имеет вид

$$E = \alpha (\sum_i x_i Q_i - Q_z)^2 + \beta \sum_i x_i c_i, \quad (4)$$

где  $\alpha$  и  $\beta$  – неотрицательные вещественные константы, определяющие вклад каждого из критериев оптимальности в энергию сети.

Согласно [4], уравнение динамики сети

$$x_i(t+1) = \text{sign} \left[ -\frac{\Delta E_i(t)}{\Delta x_i} \right]. \quad (5)$$



Обозначим

$$S = S(t) = \left( \sum_i^n x_i Q_i - Q_z \right)^2 = \left( \sum_i^m x_i Q_i \right)^2, \text{ где } m = n+1, x_m = -1, Q_m = Q_z.$$

Воспользовавшись формулой квадрата суммы и выполнив обратные преобразования, получим

$$S = \sum_i^n (Q_i x_i)^2 + (-Q_z)^2 + 2 \sum_{i=1}^{n-1} \sum_{j=i}^n Q_i x_i Q_j x_j - 2 Q_z \sum_i^n Q_i x_i.$$

Отсюда:

$$x_i(t+1) = \text{sign} \left[ -2\alpha Q_i^2 x_i - 2\alpha \sum_{j \neq i} Q_j x_j Q_i + 2\alpha Q_z Q_i - \beta c_i \right].$$

Сопоставив с динамикой сети Хопфилда в разрезе весов и порогов сети (5), получим

$$w_{ij} = -2\alpha Q_i^2 \delta_{ij} - 2\alpha Q_j Q_i (1 - \delta_{ij}), \quad (6)$$

$$u_i = -2\alpha Q_z Q_i + \beta c_i, \quad (7)$$

где  $\delta_{ij}$  – символ Кронекера.

**Моделирование.** Рассмотрим в качестве задачи для моделирования группу из 18 насосов (реальные данные), параметры которых представлены в табл. 1.

Таблица 1

**Время работы и параметры насосов (объем перекачки и потребляемая мощность)**

№ насоса	Параметры насоса			Относительное время работы по алгоритмам, %		
	$Q_i$ , м <sup>3</sup> /ч	$N_i$ , кВт	$c_i$ , нормир.	Хопфилд	Минимизация $N_i$	Минимизация $c_i$
1	16	11	0,688	0,0	100,0	25,6
2	16	16	1,000	0,0	90,7	3,5
3	25	16	0,640	9,9	87,2	46,5
4	25	13	0,520	17,2	95,3	75,6
5	25	22	0,880	0,5	70,93	9,3
6	40	20	0,500	40,1	79,1	84,9
7	40	25	0,625	31,5	63,9	51,2
8	40	30	0,750	24,6	59,3	12,8
9	65	45	0,692	45,2	53,5	18,6
10	120	45	0,375	79,4	43,0	94,2
11	160	90	0,563	83,0	26,7	62,8
12	140	90	0,643	77,8	9,3	34,9
13	16	11	0,688	0,0	97,7	23,3
14	16	16	1,000	0,0	84,9	1,1
15	25	16	0,640	10,8	82,6	44,2
16	25	13	0,520	17,6	93,0	73,3
17	25	22	0,880	0,7	67,4	5,9
18	40	20	0,500	41,4	74,4	80,2

Согласно формулам (6), (7) определим в нейронной сети Хопфилда, имеющей 18 нейронов, соответствующие веса и пороги. В качестве начального состояния сети взят вектор, состоящий из всех 1, что соответствует включению всех насосов. Для сети выбран асинхронный режим работы, нейрон для начальной активации выбирается случайным образом. По условию задачи получение ее решения необходимо выполнять ежечасно, следовательно, в процессе моделирования оценивается не скорость получения решения, а его качество. В качестве критериев качества будем использовать обеспечение необходимого количества воды и экономию электроэнергии.

Для подтверждения целесообразности применения нейронной сети сравним алгоритм на основе сети Хопфилда с двумя простейшими алгоритмами:

Первый – включение насосов в порядке возрастания их мощностей  $N_i$  до тех пор, пока не возникнет приближение к желаемой суммарной подаче.

Второй – включение насосов в порядке возрастания удельной стоимости добычи одного кубического метра воды  $c_j$ .

В обоих случаях решение о включении следующего насоса определяется величиной абсолютного отклонения имеющейся подачи всех включенных насосов от желаемой суммарной подачи.

Согласно табл. 1, суммарная подача всех включенных насосов равна  $859 \text{ м}^3/\text{ч}$ , поэтому моделирование выполняется следующим образом: запускаются три представленных выше алгоритма, 860 раз каждый, задавая требуемую подачу в пределах от 10 до 860 с шагом 10, повторяя каждый шаг 10 раз. Наиболее вероятно, что в реальных условиях требуемая величина суммарной подачи не будет колебаться в столь больших пределах, а будет занимать определенную область в ее некрайних значениях, однако и экстремальные величины подачи представляют интерес для моделирования.

Модель Хопфилда запускалась на вычисления с коэффициентами  $\alpha = 1,0$  и  $\beta = 0,24$ , которые были подобраны экспериментально с расчетом на минимальное расхождение в количестве воды. Увеличение значения коэффициента  $\beta$  приводит к тому, что сеть Хопфилда больше ориентируется на минимизацию выражения (1), чем (2). Значения главной диагонали матрицы весов  $\mathbf{W}$  сети Хопфилда при проведении эксперимента были обнулены для повышения устойчивости работы сети [4].

Проведем анализ результатов моделирования (табл. 2) различных подходов на одинаковых данных.

Таблица 2

## Сравнение алгоритмов

Алгоритм	Меньше	Больше	Совпадает	Сумма $N$	Сумма $Q$	Среднее
Хопфилд	451	332	77	206820	374680	0,552
Минимизация $N_i$	440	420	0	234160	375610	0,623
Минимизация $c_i$	360	420	80	199190	376910	0,528

В первой строке таблицы представлены результаты для сети Хопфилда при  $\alpha = 1,0$  и  $\beta = 0,24$ , во второй и третьей – результаты работы простейших алгоритмов по минимальной мощности и удельной стоимости соответственно. Первые три столбца показывают количество решений, когда суммарная подача включенных согласно найденному решению насосов меньше запрашиваемой, превышает ее или в точности совпадает. Отметим, что требование целочисленности вектора решения  $\mathbf{X}$  вообще не позволяет всегда получать точное решение. Сеть Хопфилда при указанных коэффициентах выдает решения с меньшей суммарной подачей. Алгоритм же поиска по минимальной мощности вообще не предложил ни одного точного решения в силу своей примитивности. В четвертом столбце представлена суммарная мощность, потребленная всеми включенными насосами за все время моделирования. В пятом столбце находится суммарное значение подачи каждого из алгоритмов. Согласно условиям моделирования, суммарная необходимая подача всех насосов составляет  $374100 \text{ м}^3$ . Из результатов моделирования следует, что сеть Хопфилда сгенерировала наиболее близкое к лучшему значение. Последний столбец показывает среднюю удельную стоимость каждого кубического метра воды. Здесь сеть Хопфилда показала приемлемые, но не лучшие результаты. Но вместе с тем сеть Хопфилда оставляет много места для маневра: подбирая значения коэффициентов, можно регулировать «вес» каждого из критериев оптимальности.

В трех последних столбцах табл. 1 представлены относительные интервалы времени работы каждого из насосов. Видно, что сеть Хопфилда предпочитает включать насосы с наибольшей подачей, в целом не игнорируя их эффективности.

**Заключение.** Таким образом, представленная дискретная сеть Хопфилда, решающая задачу оптимизации работы группы насосов, показала хорошие результаты моделирования. Получение более качественных решений задачи может быть достигнуто переходом на непрерывную модель функционирования сети Хопфилда путем включения частотного управления. Полученные результаты планируется использовать как часть энергоэффективного комплекса по управлению водозабором первого подъема.

## Литература

1. Замятин Н.В. Автоматизация расчета производительности напорных артезианских скважин в среде SIMULINK / Н.В. Замятин, Е.О. Иванов // Доклады ТУСУРа. – 2012. – № 2 (24), ч. 3. – С. 154–158.
2. Лезнов Б.С. Энергосбережение и регулируемый привод в насосных и воздуходушных установках. – М.: Энергоатомиздат, 2006. – 360 с.
3. Замятин Н.В. Нейросетевая система прогноза свойств тампонажных растворов / Н.В. Замятин, С.А. Голованов // Доклады ТУСУРа. – 2010. – № 2(22), ч. 2. – С. 294–299.

4. Меламед И.И. Нейронные сети и комбинаторная оптимизация // Автоматика и телемеханика. – 1994. – № 4. – С. 3–40.

5. Rojas R. Neural Networks: A Systematic Introduction. – Berlin; New-York: Springer-Verlag, 1996. – 502 p.

---

**Замятин Николай Владимирович**

Д-р техн. наук, профессор каф. автоматизации обработки информации ТУСУРа

Тел.: 50-64-81; 70-15-93

Эл. почта: zam@fet.tusur.ru

**Иванов Егор Олегович**

Аспирант каф. автоматизации обработки информации ТУСУРа

Тел.: 8-923-411-57-37

Эл. почта: egor.o.ivanov@ya.ru

Zamyatin N.V., Ivanov E.O.

**Discrete optimization with Hopfield network for energy efficient pump control**

We set up a problem of multiple criteria optimization of working of several pumps to a tank. The definition of a Hopfield network is given, the evolution of its discrete model is shown, the problem of optimization is set up in a terms of a Hopfield network. We have made a comparative modeling of the network with other algorithms.

**Keywords:** Hopfield network, energy efficiency, discrete optimization.

---

УДК 65.011.46

Д.Д. Зыков, В.В. Матвеев, К.А. Нечаев, В.М. Карабан

## Повышение качества продукции посредством использования причинно-следственной диаграммы в комплексе с информационной системой управления полупроводниковым производством

Предложен способ повышения результативности производства путем повышения качества выпускаемой продукции, который основан на уменьшении влияния человеческого фактора путем внедрения статистических инструментов качества. Рассматриваются причинно-следственная диаграмма (диаграмма Исикавы) и необходимость ее использования в комплексе с информационной системой управления полупроводниковым производством.

**Ключевые слова:** качество продукции, система управления, полупроводниковое производство, диаграмма Исикавы.

Наиболее важным способом повышения результативности высокотехнологичного производства можно назвать повышение качества продукции на всех стадиях ее производства. Снижение количества бракованной продукции не только на выходе, но и в течение технологического процесса, своевременная реакция на отклонения в показателях качества на всех этапах производства ведут как к снижению производственных затрат, так и к повышению выхода годной продукции, что, в свою очередь, увеличивает общую эффективность компании.

Полупроводниковое производство характеризуется тем, что большая часть операций получения продукции выполняется на одном элементе – кристалле с полупроводниковой структурой. Очевидно, что невозможно заменить неправильно изготовленный элемент в процессе выполнения, поэтому ошибка при выполнении одной операции всего технологического маршрута приводит к браку конечного изделия, при этом главной проблемой является именно локализация того фактора, который привел к нежелательным отклонениям.

В производстве можно достичь значительного повышения качества, если внедрить несколько простых статистических инструментов качества [1, 2].

Рассмотрим один из инструментов – диаграмму Исикавы или причинно-следственную диаграмму. На рис. 1 приведен пример такой диаграммы для операции напыления.

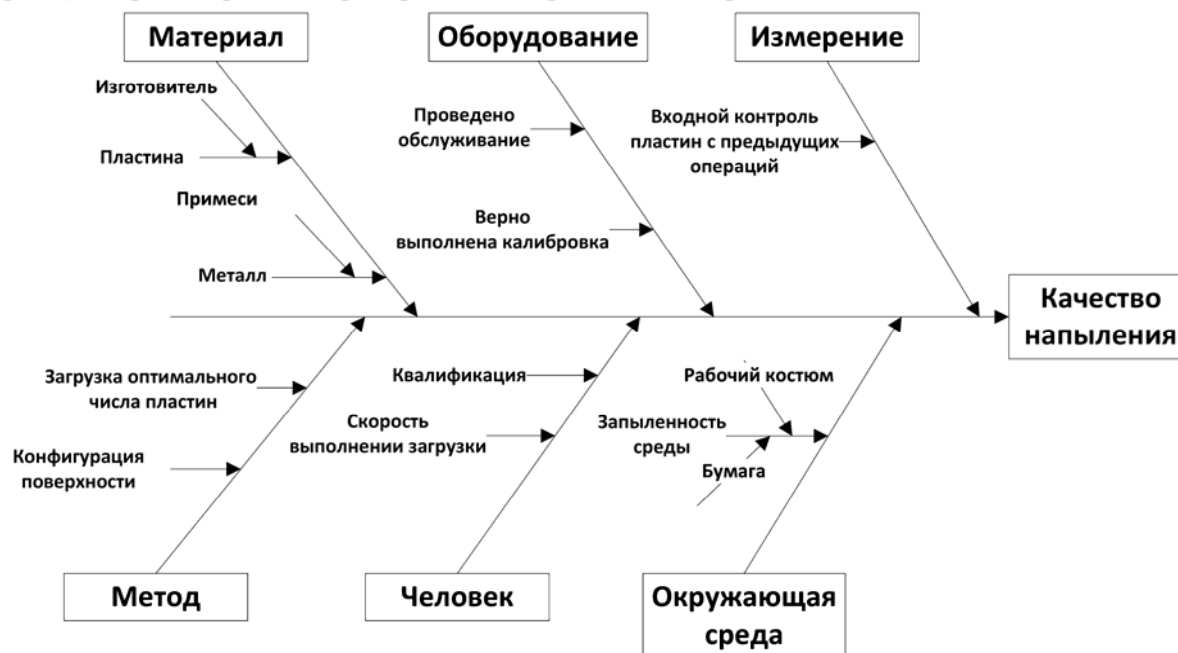


Рис. 1. Пример диаграммы Исикавы

Данный инструмент позволяет наглядно установить наиболее существенные причинно-следственные связи между результатом и влияющими на него факторами и таким образом определить источник проблемы. Тем не менее на реальном производстве использование причинно-следственной диаграммы осложняется рядом факторов. В данной работе приводится анализ данных факторов и предлагается способ уменьшения их влияния.

**Негативные факторы и уменьшение их влияния.** Для анализа возникшей проблемы, в первую очередь о ней нужно своевременно узнать, при этом стоимость решения и локализации данной проблемы растет пропорционально времени, на протяжении которого эта проблема влияет на выходную продукцию.

Если информация о возникающих в ходе технологического процесса проблемах поступает только от оператора, могут возникнуть трудности, связанные с человеческим фактором [6, 7]:

– оператор может просто не заметить, что какое-либо отклонение требует внимания и принятия срочных мер;

– оператор может умолчать о проблеме в силу того, что посчитал ее незначительной в силу своей низкой квалификации либо халатности;

– оператор может сообщить о проблеме вышестоящему сотруднику «между делом», но сообщение в устной форме может остаться незамеченным.

Все это приводит к тому, что нерешенные проблемы продолжают снижать качество продукции, причем на последующих этапах технологического маршрута они могут создать дополнительные, новые трудности, которые, в свою очередь, тоже могут остаться незамеченными. В результате, когда отклонения от нормы становятся критическими и требуют срочного решения, распутать весь этот «клубок» представляется довольно нетривиальной задачей, причем она потребует гораздо больше времени, чем решение исходной проблемы. А потеря времени всегда ведет к прямым убыткам для производства.

Для непосредственного решения исходной проблемы с помощью диаграммы Исикавы необходимо исключить негативное влияние человеческого фактора из процесса локализации отклонений в ходе технологического процесса.

Важнейшая роль при этом отводится информационной системе, основные функции которой для причинно-следственного анализа следующие:

1. Сбор статистики о результатах прохождения пластины по маршруту. Результаты всегда видны на главном экране сотрудника, ответственного за качество продукции, в виде таблиц или диаграмм. Там он может увидеть, когда начался спад процента выхода годных пластин, после чего последует детальный разбор процессов, проводившихся в это время.

2. Мгновенное оповещение о результатах постоперационного контроля заинтересованных лиц. Это гарантирует, что любое отклонение результата не останется незамеченным, а также поможет точнее и быстрее локализовать проблему.

3. Предоставление доступа к соответствующей информации только уполномоченным лицам [8].

При обнаружении проблемы все последующие производственные процессы приостанавливаются. Затем проводится мозговой штурм с использованием диаграммы Исикавы с использованием возможности информационной системы для централизованного хранения информации о предшествующих прохождениях пластин по маршруту, параметрах проведения различных технологических процессов и влиянии данных параметров на выход годных пластин.

После мозгового штурма применяются выработанные корректирующие и предупреждающие действия, выполнение производственных процессов возобновляется с соответствующими корректировками.

**Практическое применение диаграммы Исикавы.** Для успешной локализации проблемы необходимо иметь информационную базу с накопленными производственными данными. На данный момент в Научно-образовательном центре (НОЦ) «Нанотехнологии» ТУСУРа сбор подобной информации ведется с помощью обработки сопроводительных листов, зачастую общих для нескольких изделий. Общий вид такого листа представлен на рис. 2.

В настоящее время с помощью сопроводительных листов можно собрать общую информацию (дата выполнения, некоторые примечания) по каждой операции для всех изделий в партии, которая используется для анализа времени производства, но в ней отсутствует детальная информация, которая определяет качество каждого изделия. Для статистического анализа такая информация требует дополнительной обработки и ввода в программы статистических расчетов.

## СОПРОВОДИТЕЛЬНЫЙ ЛИСТ №324

«...» 2013г.

(Заполнение всех граф обязательно)

Название прибора	Производитель структуры	Эпиэл
	Номер структуры GXG-37-2347	1) 2) 3) 4) 5)
	Диаметр пластины	4"

№ п/п	Наименование Операции	Материалы	Режимы	Дата, время начала и окончания	Подпись	Примечания (Указывать если были переделки операций)
1	2	3	4	8	9	10
1.	Обработка перед фотолитографией	ДМФ ИПС	30°C/-24' с ультразвуком 8' с ультразвуком 2' 1'	21.07	Кост	Обрабатывать при необходимости очистки 045, 30
2.	Фотолитография	нанесение	K1105-2000_4"	22.07 24.07	Кост	073, 3/25 078, 038
3.		экспонирование	4 сек			
4.		проявление	K1805_4"			
5.	Контроль вн. вида	микроскоп	x100, x500			
6.	Д. проявление	O <sub>2</sub>	рецепт №6			
7.	Удаление окисла	НСI:H <sub>2</sub> O=1:11 ДИ вода	1' 2'			
8.	Травление мезы	H <sub>2</sub> PO <sub>4</sub> :H <sub>2</sub> O= 4:70 ДИ вода сушка	100+130нм (одностороннее) 140+160нм (двухстороннее) 2' 1'	26.07	Взв	
9.	Удаление фоторезиста	ДМФ ИПС ДИ вода сушка	30°C/-20' с ультразвуком 5' с ультразвуком 2' 1'	29.07 1.69	Кост Кост	10-13:30 073078

Рис. 2. Пример сопроводительного листа

Поэтому следующим шагом, который позволит сделать использование диаграммы более эффективным, является внедрение ее в комплексе с информационной системой управления производственными процессами, что позволит получать необходимую информацию в более короткие сроки.

**Заключение.** Несмотря на то, что действие закона Мура в его привычном виде заканчивается, в полупроводниковом производстве по сей день наблюдается закономерный рост количества технологических операций, по которым проходит пластина, рост их сложности, уменьшение топологических размеров, что, в свою очередь, приводит к ужесточению требований качества для этих операций. Так как на качество изделия влияет все большее и большее количество факторов, со временем становится все сложнее их учитывать [9, 10]. Анализ практического применения в НОЦ «Нанотехнологии» показал, что использование диаграммы Исикавы для повышения качества продукции затрудняется рядом факторов. Поэтому использование причинно-следственной диаграммы в комплексе с информационной системой управления позволит повысить эффективность применения этого статистического инструмента и, следовательно, добиться большего повышения качества продукции на современном полупроводниковом производстве.

Работа выполнена в рамках реализации гранта Президента РФ № МК-2474.2013.8.

## Литература

1. Ishikawa K. Introduction to Quality Control: 3rd ed. / K. Ishikawa, J.H. Loftus. – Tokyo: 3A Corp., 1990. – 435 p.
2. Стукач О.В. Программный комплекс Statistica в решении задач управления качеством: учеб. пособие для высш. учеб. завед. – Томск: Изд-во ТПУ, 2011. – 163 с.
3. Кумэ Х. Статистические методы повышения качества: пер. с англ. – М.: Финансы и статистика, 1990. – 304 с.
4. Матвеев В.В. Подход к разработке архитектуры информационной системы управления производственными процессами / В.В. Матвеев, К.А. Нечаев, Д.Д. Зыков // Приволжский научный вестник. – 2012. – № 10(14). – С. 12–16.

5. Савчук М.В. Подходы к внедрению ERP-систем на крупных предприятиях / М.В. Савчук, Р.В. Мещеряков // Бизнес-информатика. – 2011. – № 2(16). – С.63–67.
6. Зыков Д.Д. Проблема информационной безопасности производства нанoeлектроники / Д.Д. Зыков, Р.В. Мещеряков, С.С. Бондарчук // Доклады ТУСУРа. – 2010. – № 1(21), ч. 1. – С. 93–94.
7. Мельников М.И. Модуль взаимодействия с мобильным персоналом / М.И. Мельников, М.О. Некрылова, Д.Д. Зыков // Доклады ТУСУРа. – 2010. – № 1(21), ч. 1. – С. 168–169.
8. Миронова В.Г. Анализ этапов предпроектного обследования информационной системы персональных данных / В.Г. Миронова, А.А. Шелупанов // Вестник СибГАУ им. М.Ф. Решетнева. – 2011. – № 2(35). – С. 45–48.
9. Мицель А.А. Автоматизированная система поиска, анализа и обработки защищенной информации / А.А. Мицель, Е.М. Давыдова, А.Ю. Исхаков // Информатика и системы управления. – 2012. – № 1 (31). – С. 35–48.
10. Сунцов С.Б. Исследование влияния угла изгиба и сглаживания печатного проводника электронного модуля на его надежность (долговечность) / С.Б. Сунцов, В.М. Карaban, М.П. Сухоруков, Е.А. Морозов // Изв. вузов. Физика. – 2012. – Т. 55, № 7/2. – С.124–129.

---

**Зыков Дмитрий Дмитриевич**

Канд. техн. наук, заместитель директора Научно-образовательного центра «Нанотехнологии»,  
доцент каф. комплексной информационной безопасности электронно-вычислительных систем ТУСУРа,  
доцент Томского политехнического университета (ТПУ)  
Тел.: (382-2) 41-34-26  
Эл. почта: zdd@keva.tusur.ru

**Матвеев Валерий Валерьевич**

Магистрант ТУСУРа  
Тел.: 8-961-890-40-10  
Эл. почта: akai.no.ishi@gmail.com

**Нечаев Кирилл Алексеевич**

Аспирант ТПУ  
Тел.: 8-909-540-55-40  
Эл. почта: akadelphe@gmail.com

**Карaban Вадим Михайлович**

Канд. физ.-мат. наук, ст. науч. сотрудник, зав. лаб. теплового и механического анализа и синтеза  
НИИ космических технологий ТУСУРа  
Тел.: +7-913-872-45-21  
Эл. почта: karaban\_vm@mail.ru

Zykov D.D., Matveev V.V., Nechaev K.A., Karaban V.M.

**Product quality improvement by using the cause-and-effect diagram in complex with information system of semiconductor production control**

We propose a method of increasing the efficiency of production by improving the quality of the products, which is based on reducing the impact of human factors by implementing statistical quality tools. Ishikawa diagram is considered and the need for its use in complex with the information system of semiconductor production control  
**Keywords:** production quality, control system, semiconductor manufacturing, Ishikawa diagram.

УДК 37:372.8; 57:51-76

Е.М. Давыдова

## Модель образовательного процесса с учетом требований работодателя

Определены параметры образовательного процесса, выделены ресурсы и ограничения. Построена теоретико-множественная модель, учитывающая требования работодателей.

**Ключевые слова:** образование, система, модель.

В своем интервью телевизионной программе «Вести в субботу с Сергеем Брилевым» министр образования и науки России Дмитрий Ливанов заявил: «Мы будем оценивать способность вуза дать своим студентам такое образование, которое позволяет трудоустроиться». В связи с вышесказанным вопрос о мотивации поступления в вуз и выявлении причин выбора специальности является актуальным для учебного заведения и преподавателей кафедр, поскольку от них зависят успеваемость и поведение студентов при обучении, а также дальнейшее трудоустройство. На основании анонимного анкетирования, проведенного среди студентов первого, третьего и пятого курсов кафедры комплексной информационной безопасности электронно-вычислительных систем, в качестве основных мотивов получения высшего образования выделены следующие:

1) глубокие знания в области профессиональной деятельности (52,9% – первый курс, 73,3% – второй курс, 86,9% – пятый курс);

2) возможность карьерного роста (53,7; 40,1; 60,0% соответственно).

Выбор направления подготовки в большинстве своем связан:

1) с личной склонностью к определенному виду деятельности, оценкой собственных способностей (47,0; 53,3; 73,3% соответственно);

2) с престижностью получаемого образования (57,6; 66,7; 46,7% соответственно).

Из проведенного анализа можно сделать вывод, что большинство студентов заинтересовано в получении выбранного образования. Повышение мотивации при обучении возможно при большей информированности студентов о возможном своем трудоустройстве [1, 2]. Большинство из поступивших в вуз по окончании его хотели бы заняться собственным бизнесом и владеть компанией, фирмой, предприятием либо сделать карьеру по полученной специальности.

**Целевые функции участников образовательного процесса.** Анализируя задачи, возникающие в системе образования при подготовке специалистов, необходимо определить, с какой точки зрения будем подходить к их решению:

- с точки зрения студента (родителей);
- с точки зрения образовательной системы;
- с точки зрения преподавателя;
- с точки зрения потребителя (работодателя);
- с точки зрения государства.

Целевые функции у каждого из участников образовательного процесса разные. От позиции, с которой будем рассматривать обучение студента (образовательный процесс), зависят модель системы и методологические вопросы, на решение которых она будет направлена. Для каждого из участников образовательного процесса критерии качественного образования различны.

Для системы образования показатели качества обучения определяются критериальными значениями показателей государственной аккредитации конкретного вуза. Для руководства вуза в качестве основного критерия могут выступать успеваемость и научная активность студентов, что совпадает с основными критериями, определяемыми Министерством образования и науки Российской Федерации. В последнее время вводятся новые критерии определения эффективности работы вузов – трудоустройство и работа выпускников по специальности.

Для преподавателей – знания, умения и навыки, полученные студентом в ходе изучения дисциплины.

Для родителей и самих студентов – насколько «удачно» они устроились после окончания вуза. Данный критерий зависит от многих составляющих: востребованности направления подготовки, рейтинга вуза, профессиональной подготовки студента.



Для работодателей в современном обществе критерии несколько другие. Кроме общепрофессиональной и специальной подготовки, оценивается степень готовности к самостоятельной работе, стремление к непрерывному обучению и коммуникативные качества. Основной задачей преподавателя и системы образования является предоставление качественного образования.

**Определение параметров модели образовательного процесса.** В работе будем анализировать процесс подготовки высококвалифицированного специалиста. Ряд составляющих модели взаимодействия (студента, преподавателя, работодателя) будем рассматривать как внешние воздействия на него. Определим субъекты и объекты образовательного процесса, как они могут повлиять на ресурсы и ограничения студента и преподавателя.

Источники получения знаний. Все типы занятий, методические материалы и т.п. подготавливаются преподавателями. Объём и качество информационных ресурсов напрямую зависят от знаний и квалификации преподавательского состава вуза. Временные ресурсы для студентов зависят от ФГОС ВПО по специальности и преподавателя, для преподавателя – от ФГОС ВПО и учебного плана, разработанного кафедрой. Наличие вычислительной техники и доступа в Интернет зависит от вуза и финансового положения родителей или студента, если студент уже работает. Финансовое положение студента зависит от родителей студента или его самого. Знания и опыт преподавателя зависят только от его квалификации и мотивации. Базовая подготовка студентов – результат предыдущего образовательного процесса, любознательности и мотивации студента. Неоднородность студенческих групп зависит от руководства вуза, в частности от деканата. Наличие учебно-методического материала зависит от преподавателей и руководства вуза. Организационные ограничения зависят от руководства вуза. Материально-технические, финансовые ограничения, а также содержание ФГОС ВПО, в первую очередь, зависят от Министерства образования и науки и в некоторой степени от руководства вуза. Дополнительные финансовые ресурсы преподаватель может заработать, обучая студентов с полным возмещением затрат, но распоряжаться этими финансами может только руководство вуза. Для формального описания системы  $S$  введем обозначения, представленные в таблице.

**Обозначения для описания системы  $S$**

	Ресурсы		Ограничения	
	Наименование	Единицы измерения	Наименование	Единицы измерения
Студент	$C_1$ – источники информации	бит	$O_1$ – информационные источники	бит
	$C_2$ – время	с	$O_2$ – время	с
	$C_3$ – наличие ЭВМ	шт.	$O_3$ – финансы	руб.
	$C_4$ – выход в Интернет	{0,1}	$O_4$ – организационные ограничения	руб., с
	$C_5$ – финансы	руб.		
Преподаватель	$P_1$ – зания и опыт	бит	$Q_1$ – базовая подготовка учащихся	бит
	$P_2$ – время	сек	$Q_2$ – неоднородность групп	бит
	$P_3$ – учебно-методическое обеспечение, информационная среда	бит	$Q_3$ – время	с
	$P_4$ – материально-техническое обеспечение	руб.	$Q_4$ – организационные ограничения	руб., с
			$Q_5$ – материальная база ВУЗа	руб.
			$Q_6$ – ГОС	бит, с
			$Q_7$ – финансы	руб.
			$Q_8$ – информация о требованиях работодателей и рабочих местах	бит

**Модель образовательного процесса.** Система  $S$  с теоретико-множественной точки зрения может быть описана следующим образом. Выделим в качестве объектов системы:  $\Psi$  – преподаватель;  $\Phi$  – студент (в конечном итоге молодой специалист);  $H$  – совокупность (Министерство образования

и науки, вуз, родители студента, работодатели) элементов вне системы передачи знаний от преподавателя к студенту.

Тогда:  $S \subset H \times \Psi \times \Phi$ .

Множество  $H \times \Psi$  – является входным объектом системы,  $\Phi$  – выходным.

$H = \{Q_7', Q_7'', Q_1, Q_8, Q_7'\}$  – финансирование системы образования государством;  $Q_7''$  – финансовые вложения родителей студента;  $Q_8$  – сведения о возможных местах работы и требованиях работодателей.

$\Psi = \{X_1, P_1, P_2, P_3, P_4, Q_1, Q_2, Q_3, Q_4, Q_5, Q_6, Q_7\}$ ,  $X_1$  – характеристики преподавателя. Остальные параметры соответствуют ресурсам и ограничениям, перечисленным выше.

$\Phi = \{X_2, C_1, C_2, C_3, C_4, C_5, Q_1, O_1, O_2, O_3, O_4\}$ ,  $X_2$  – характеристики студента. На данном декартовом произведении зададим отношение «обеспечение функционирования образовательного процесса».

$$\psi_i: (X_1, P_1, P_2, P_3, P_4, Q_1, Q_2, Q_3, Q_4, Q_5, Q_6, Q_7) \rightarrow (P_1, C_1, C_2, O_1, O_2),$$

$$\phi_j: (X_2, C_1, C_2, C_3, C_4, C_5, Q_1, O_1, O_2, O_3, O_4) \rightarrow (Q_1), j = 1, 2, \dots, m.$$

$$h_l: (Q_7') \rightarrow (P_3, P_4, Q_1, Q_2, Q_3, Q_4, Q_5, Q_6, Q_7, C_3, C_4, O_2),$$

$$h_{l+1}: (Q_7'') \rightarrow (C_3, C_4, C_5, O_3),$$

$$h_{r+1}: (Q_1) \rightarrow (O_1, Q_7^*, Q_8) \quad r > l, r < k.$$

$Q_7^*$  – финансы, которые молодой специалист возвращает государству, выполняя работу по специальности у работодателя.

Параметры, входящие в систему, разнородны и измеряются в различных величинах: битах, секундах, рублях. Проведем их анализ и преобразуем к безразмерным величинам.

Рассмотрим параметры  $(Q_4, O_4)$  – организационные ограничения. Они, в конечном счете, связаны с временными и финансовыми потерями или выигрышами. Например, занятия проводятся в одном учебном корпусе или в разных корпусах. Время может тратиться на переход или даже переезд из корпуса в корпус. Поэтому данный параметр можно «объединить» с параметрами временных и финансовых ограничений.

Параметры  $(Q_5, P_4)$  – материально-технические ограничения, можно выразить в рублях (стоимость лабораторной базы, необходимой для проведения занятий). Поэтому этот параметр можно учитывать при рассмотрении финансовых ресурсов и ограничений.

Остальные параметры обозначим следующим образом:

$I_1$  – безразмерная величина: отношение объема информации в существующих (доступных студенту) источниках к объему соответствующей информации, требуемой для изучения дисциплины (в соответствии с ГОС).

$I_1'$  – безразмерная величина: отношение объема информации в существующих (доступных студенту) источниках к объему соответствующей информации, требуемой со стороны работодателя.

$I_2$  – отношение времени, выделенного на изучение дисциплины (с учетом ГОС, организационных ограничений, ограничений, связанных с преподаванием), ко времени, необходимому для ее изучения (реальное время изучения дисциплины конкретным студентом).

$I_3$  – количество вычислительной техники на одного студента.

$I_4$  – отношение, аналогичное предыдущему, – отношение количества подключений к Интернету к количеству студентов.

$I_5$  – отношение наличия финансовых ресурсов к требуемым для обеспечения учебы студента.

$J_1$  – отношение объема знаний преподавателя данной дисциплины к необходимому объему знаний, определяемому ГОС.

$J_2$  – отношение объема информации в информационных средах, учебно-методических материалах, применяемых преподавателем, к объему информации, необходимой для изучения дисциплины (в соответствии с ГОС).

$J_3$  – отношение временных ресурсов, предоставленных (учебным планом, с учетом наличия необходимых материально-технических ресурсов и организационных ограничений) для преподавания дисциплины, к часам, необходимым для изучения дисциплины, в соответствии с требованиями ГОС.

$J_4$  – уровень подготовки – отношение объема информации у студента по предметной области (ПО) к требуемому объему информации по ПО в соответствии с ГОС.

$J_4'$  – уровень подготовки – отношение объема информации у студента по предметной области к требуемому объему информации по ПО в соответствии с запросами работодателя.

$J_4 \pm \varepsilon$ , где  $\varepsilon$  – величина разброса в подготовке студентов.

$J_5$  – отношение финансовых вложений в учебный процесс (со стороны федерального агентства, заработанных самим вузом, с учетом материально-технического обеспечения) к необходимым для обеспечения качественного учебного процесса.

$J_6$  – отношение знаний студента о местах трудоустройства к требуемому объему информации по ПО, в соответствии с запросами работодателя.

Тогда соотношения, приведенные выше, переписутся следующим образом:

$$\begin{aligned}
 \mathbf{S} &\subset \mathbf{H} \times \mathbf{\Psi} \times \mathbf{\Phi}, \\
 \mathbf{H} &= \{J_5, I_5, J_4\}, \\
 \mathbf{\Psi} &= \{J_1, J_2, J_3, J_4 \pm \varepsilon, J_5\}, \\
 \mathbf{\Phi} &= \{I_1, I_2, I_3, I_4, I_5\}, \\
 \psi_i &: (J_1, J_2, J_3, J_4, J_4 \pm \varepsilon, J_5) \rightarrow (J_1, I_1, I_2), \\
 \phi_j &: (I_1, I_2, I_3, I_4, I_5) \rightarrow (I_2), \quad j = 1, 2, \dots, m. \\
 h_l &: (J_5) \rightarrow (J_2, J_3, J_4, J_4 \pm \varepsilon, J_5, I_2, I_3, I_4), \\
 h_{l+1} &: (I_5) \rightarrow (I_3, I_4, I_5), \\
 h_{r+1} &: (I_2, I_5) \rightarrow (I_1', Q^*, J_6), \quad r > l, r < k.
 \end{aligned} \tag{1}$$

$Q^*$  – отношение финансов, которые молодой специалист возвращает государству, выполняя работу по специальности у работодателя, к затраченным на его подготовку.

Вышеприведенная система относится к типу сложных систем [3–11] и состоит из нескольких подсистем. Целью каждой из подсистем является эффективный обмен ресурсами с внешней средой.

$$\begin{aligned}
 V_{\text{преподавателя}} &= \max_{J_1, J_4, J_4} \min_{J_3, J_5} \Psi(\bullet); \\
 V_{\text{студента}} &= \max_{J_4, J_4, J_6} \min_{I_2, I_5} \Phi(\bullet); \\
 V_{\text{министерства}} &= \max_{J_4} \min_{J_3, J_5} H(\bullet).
 \end{aligned} \tag{2}$$

Соотношения (1), (2) определяют модель образовательного процесса.

Используя ресурсы и учитывая ограничения, преподаватель создает информационные ресурсы и задает временные рамки изучения разделов дисциплины. Студент при обучении использует созданные преподавателем информационные ресурсы и в результате повышает свой базовый уровень образования. Необходимо отметить, что даже имея готовые информационные ресурсы, без преподавателя, который строит последовательность «шагов» изучения дисциплины и выделяет промежуточные и конечные цели, которые должен достичь студент, обучение несколько затруднительно и увеличивается по времени. Преподаватель во время обучения ставит необходимые акценты, выделяет основные положения изучаемой дисциплины и добивается их понимания.

Система образования финансирует вузы для подготовки специалистов, соответствующих ФГОС ВПО. Вуз должен быть аттестован и аккредитован. Цель – за меньшее количество ресурсов получить «качественного» молодого специалиста. Вуз подготавливает этого специалиста. Конечной целью преподавателя является обучение студента, передача ему знаний. Конечная цель студента – получение необходимых качественных знаний, вместе с ними диплома и возможности трудоустройства по специальности в престижной организации.

**Определение подготовки студента в соответствии с ФГОС ВПО и требованиями преподавателя.** Обозначим:

$F_c$  – множество знаний, умений, навыков определенных ФГОС ВПО;

$F_3$  – множество знаний, умений, навыков, которые студент освоил в процессе обучения;

$F_p$  – множество знаний, умений, навыков, которые требует работодатель.

Тогда отношение  $|F_3| / |F_c|$  будет определять качество подготовки в соответствии с ФГОС ВПО. Отношение  $|F_3| / |F_p|$  – качество подготовки в соответствии с требованиями работодателя.

$F_c \cup F_p$  – объединенные требования (ГОС и работодатель).

$F_c \cap F_p$  – пересечение требований.

$|F_c \cap F_p| / |F_c \cup F_p|$  – степень соответствия требований работодателя и ФГОС.

Соотношения  $|F_3| / |F_c|$ ,  $|F_3| / |F_p|$ ,  $|F_c \cap F_p| / |F_c \cup F_p|$  показывают соответствие подготовки студентов требованиям ГОС и работодателя.

Разработанная модель и соотношения соответствия подготовки позволяют выделить в образовательном процессе «тонкие» места и усилить подготовку по этим направлениям.

#### *Литература*

1. Шелупанов А.А. Анализ ФГОС по направлению 09000 / А.А. Шелупанов, Е.М. Давыдова, А.А. Конев и др. // Информационная безопасность. Современное образование: проблемы обеспечения качества подготовки специалистов в условиях перехода к многоуровневой системе высшего образования: матер. междунар. науч.-метод. конф., 2–3 февраля 2012 г., Россия, Томск. – Томск: Том. гос. ун-т систем управления и радиоэлектроники, 2012. – С. 21–22.
2. Кумушбаева Н.В. Мотивация студентов / Н.В. Кумушбаева, Е.В. Шмитько, Е.М. Давыдова // Научная сессия ТУСУР–2010: матер. докл. Всерос. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых, Томск, 4–7 мая 2010 г.: в 5 ч. – Ч. 3. – Томск: В-Спектр, 2010. – С. 138–141.
3. Давыдова Е.М. Информационно-организационное обеспечение системы образования // Системная интеграция и безопасность // Вестник Сибирского гос. аэрокосмического ун-та им. акад. М.Ф. Решетнева. – Красноярск: Сибирский гос. аэрокосмический ун-т им. акад. М.Ф. Решетнева, 2006. – С. 39–44.
4. Месарович М. Общая теория систем: математические основы / М. Месарович, Я. Такаха: Пер. с англ. – М.: Мир, 1978. – 311 с.
5. Месарович М. Теория иерархических многоуровневых систем / М. Месарович, Д. Мако, Я. Такаха: пер. с англ. – М.: Мир, 1974. – 344 с.
6. Новиков Д.А. Механизмы функционирования многоуровневых организационных систем. – М.: Фонд «Проблемы управления», 1999. – 161 с.
7. Шумский А.А. Системный анализ в защите информации: учеб. пособие / А.А. Шумский, А.А. Шелупанов. – М.: Гелиос-АРВ, 2005. – 224 с.
8. Мещеряков Р.В. Комплексное обеспечение информационной безопасности автоматизированных систем / Р.В. Мещеряков, А.А. Шелупанов. – Томск: В-Спектр, 2007. – 278 с.
9. Миронова В.Г. Модель нарушителя безопасности конфиденциальной информации / В.Г. Миронова, А.А. Шелупанов // Информатика и системы управления. – 2012. – № 1. – С. 28–35.
10. Мещеряков Р.В. Специальные вопросы информационной безопасности / Р.В. Мещеряков, А.А. Шелупанов. – Томск: Изд-во Института оптики атмосферы СО РАН, 2003. – 224 с.
11. Автоматизированная система предпроектного обследования информационной системы персональных данных «АИСТ-ПА» / А.А. Шелупанов и др. // Доклады ТУСУРа. – 2010. – № 1 (21). – С. 14–22.

---

#### **Давыдова Елена Михайловна**

Доцент каф. комплексной информационной безопасности электронно-вычислительных систем ТУСУРа

Тел.: 8 (382-2) 41-34-26

Эл. почта: dem@kibevs.tusur.ru

Davydova E.M.

#### **Educational process model taking into account the requirements of an employer**

The parameters of educational process, allocated resources and restrictions are determined in this paper. The set-theoretic model taking into account the requirements of employers is built.

**Keywords:** education, system, model.

УДК 004.04

Н.Г. Марков, Д.М. Сонькин, Т.Т. Газизов, Ю.В. Лещик, А.С. Фадеев, А.О. Шемяков

## Комбинированный алгоритм прогнозирования дорожной обстановки на основе методов нечеткого поиска в региональной навигационно-информационной системе мониторинга и управления транспортом

С развитием вычислительной техники и ростом ее производительности подготовка управленческих решений в автоматизированных системах становится отдельным классом задач. Применительно к системам мониторинга и управления транспортом можно выделить множество задач, автоматизированное решение которых позволяет существенно повысить эффективность работы диспетчерской службы. В рамках данной статьи рассматривается задача прогнозирования развития дорожной обстановки (прогнозирование заторов). На основе известных подходов нечеткого поиска в реляционных базах данных предложен комбинированный алгоритм прогнозирования развития дорожной обстановки.

**Ключевые слова:** нечеткие множества, алгоритм нечеткого поиска, автоматизация мониторинга, анализ данных.

Роль интеллектуальных транспортных систем как составной части транспортной инфраструктуры города, постоянно растет. Для поддержания качественного транспортного обслуживания транспортные предприятия активно внедряют автоматизированные системы управления, направленные на сокращение эксплуатационных расходов и упрощение диспетчерского управления транспортом. В последнее время, отдельным классом задач в таких системах становится помощь в принятии управленческих решений. Применительно к системам мониторинга и управления транспортом можно выделить множество задач, решение которых позволяет существенно повысить эффективность работы диспетчерской службы. В рамках данной статьи рассмотрим задачу прогнозирования развития дорожной обстановки на основе методов нечеткого поиска.

В целом региональную навигационно-информационную систему мониторинга и управления транспортом можно представить в виде набора взаимодействующих подсистем. Пример схемы функциональной структуры региональной навигационно-информационной системы представлен на рис. 1.

На основе агрегированной информации становится возможным решать оптимизационные задачи по управлению транспортными средствами, например, городским пассажирским транспортом. Для этого одним из ключевых моментов является своевременное прогнозирование развития дорожной обстановки. Рассмотрим данную задачу более подробно.

Поступающие данные о дорожной обстановке необходимо привести к единому виду (установление принадлежности данных к различным источникам поступления, анализ их типа). Из различных систем могут поступать одни и те же наборы параметров, однако их значения могут при этом отличаться. Например, информация о наличии пробок (затрудненном движении) поступает как от подчиненных транспортных средств, так и из внешних Web-ресурсов, однако из-за различных источников данных значения могут отличаться. Различаться могут и форматы данных, например, оценка дорожной обстановки может быть предоставлена в баллах, где минимум – нет затруднений для движения, а максимум – движение парализовано (или наоборот), или в виде средней скорости движения по улице.

После верификации полученных данных становится возможным сопоставить одинаковые параметры из разных источников, сравнить показатели за разные периоды, определяя тем самым корректность и достоверность данных, выбрать граничные данные для расчета оптимистичного/пессимистичного прогнозов.

На основе подготовленных данных с помощью поисковых алгоритмов становится возможным прогнозирование развития дорожной обстановки.

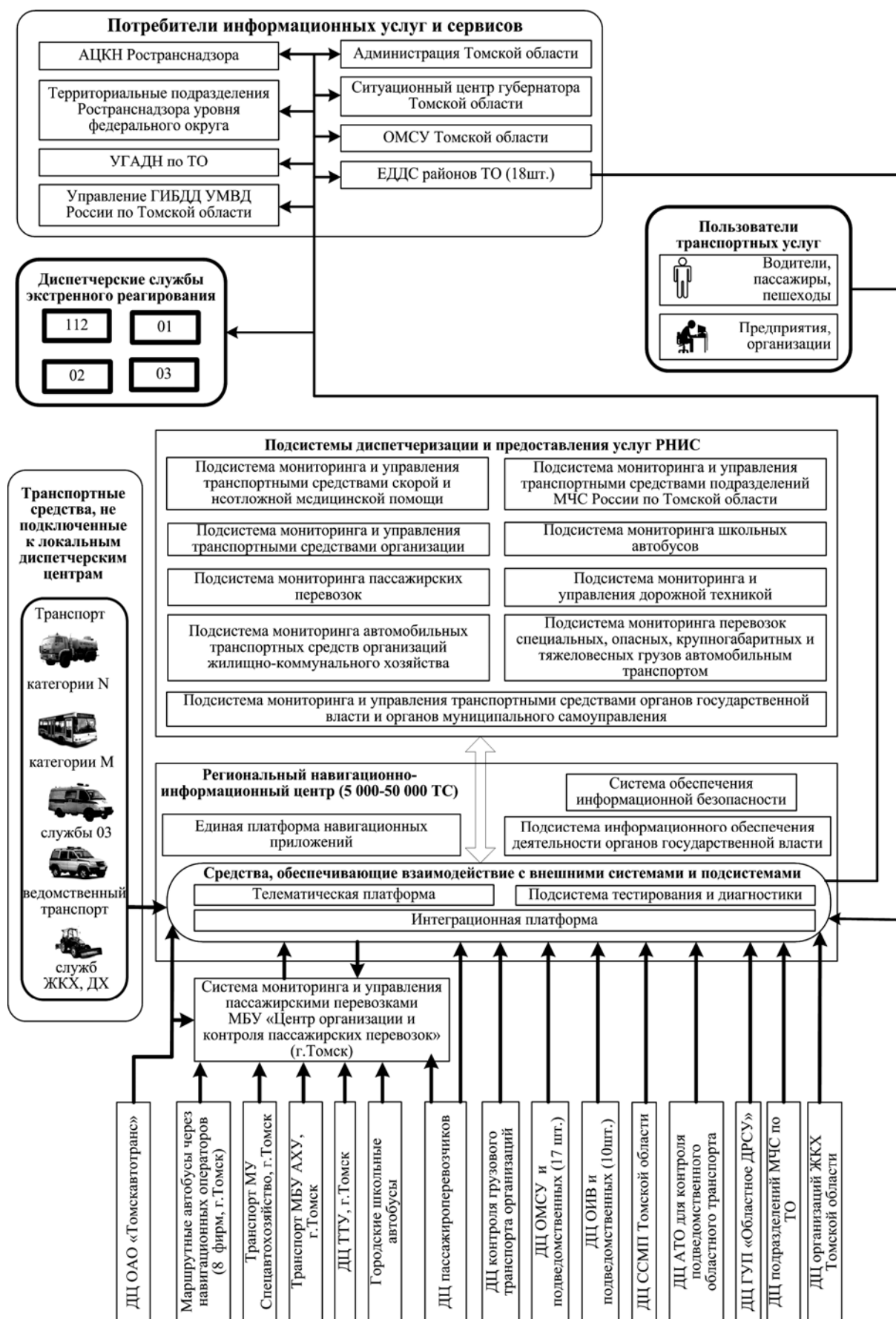


Рис. 1. Схема функциональной структуры региональной навигационно-информационной системы Томской области

Для прогнозирования любого процесса необходимо заранее определить ряд условий, выполнение которых с высокой вероятностью свидетельствует о наступлении контролируемого явления. Например, для прогнозирования развития дорожной обстановки необходимы исторические (статистические) данные по развитию дорожной обстановки с привязкой к времени наступления, динамике развития. Таким образом, задача прогнозирования развития дорожной обстановки может быть сведена к поиску в базе данных набора записей, соответствующих аналогичным условиям. В таком случае задача прогнозирования развития дорожной обстановки может быть решена с применением теории нечетких множеств (далее - на основе алгоритмов и методов нечеткого поиска).

К реализации нечеткого поиска в реляционных базах данных существует несколько подходов. Одним из таких подходов является нечеткий текстовый поиск, когда искомый объект и запись таблицы базы данных преобразуются в строки путем слияния атрибутов, а затем на основе алгоритмов нечеткого поиска строк вычисляется степень их сходства. Поиск по сходству подразумевает отыскание слов, для которых метрика (расстояние до поискового шаблона) не превышает заданную величину. Функция Левенштейна–Дамерау, наиболее популярная из существующих метрик, исчисляется минимальным количеством элементарных операций редактирования, необходимых для преобразования одной строки в другую, в том числе операции замены, вставки и удаления одного символа с учетом транспозиции символов.

На базе метрики Левенштейна–Дамерау построено большое число поисковых алгоритмов, одним из наиболее эффективных алгоритмов является метод  $N$ -грамм [1]. Данная разновидность нечеткого текстового поиска основана на определении функции нечеткого сравнения, которая использует в качестве аргументов две строки и параметр сравнения – максимальную длину сравниваемых подстрок. Подстроки содержат буквы кириллического алфавита и пробел. Результатом работы функции является число, лежащее в пределах от 0 до 1, где 0 соответствует полному несовпадению двух строк, а 1 – полной их идентичности. Сравнение строк происходит по следующей схеме: функция сравнения составляет все возможные комбинации подстрок с длиной вплоть до указанной и подсчитывает их совпадения. Количество совпадений, разделённое на число вариантов, объявляется коэффициентом схожести строк для фиксированного  $N$  и выдаётся в качестве результата работы функции, далее берётся среднее значение для всех коэффициентов. Формула релевантности (1) будет выглядеть следующим образом:

$$R = \frac{\sum_{i=1}^N r(i)}{N}, \quad (1)$$

$$r(i) = \frac{\text{Match}(\text{Str1}, \text{Str2}, i) + \text{Match}(\text{Str2}, \text{Str1}, i)}{\text{Count}(\text{Str1}, i) + \text{Count}(\text{Str2}, i)},$$

где  $\text{Count}(\text{Str}, i) = (\text{len}(\text{Str}) - i + 1)$ ;  $\text{len}(S)$  – длина строки  $S$ ;  $\text{Match}(S1, S2, i)$  = сумма совпадений всех подстрок длиной  $i$  из  $S1$  в строке  $S2$  [2, 3].

Нечеткие запросы также служат одним из подходов к реализации нечеткого поиска в реляционных базах данных. В основу нечетких запросов положена теория нечетких множеств Люфти Заде, где базовой характеристикой нечеткого множества выступает функция принадлежности  $\mu(x)$ , т.е. степень принадлежности элемента  $x$  к нечеткому множеству. Тогда нечетким множеством  $C$  называется множество упорядоченных пар вида  $C = \mu(x)/x$ , при этом  $\mu(x)$  может принимать любые значения в интервале  $[0, 1]$ . Значение  $\mu(x) = 0$  означает отсутствие принадлежности к множеству, 1 – полную принадлежность.

Например, треугольная функция (2) принадлежности определяется тройкой чисел  $(a, b, c)$ , и ее значение в точке  $x$  вычисляется согласно выражению [4]

$$\mu(x) = \begin{cases} \frac{x-a}{b-a}, & a \leq x \leq b, \\ \frac{c-x}{c-b}, & b \leq x \leq c, \\ 0. & \end{cases} \quad (2)$$

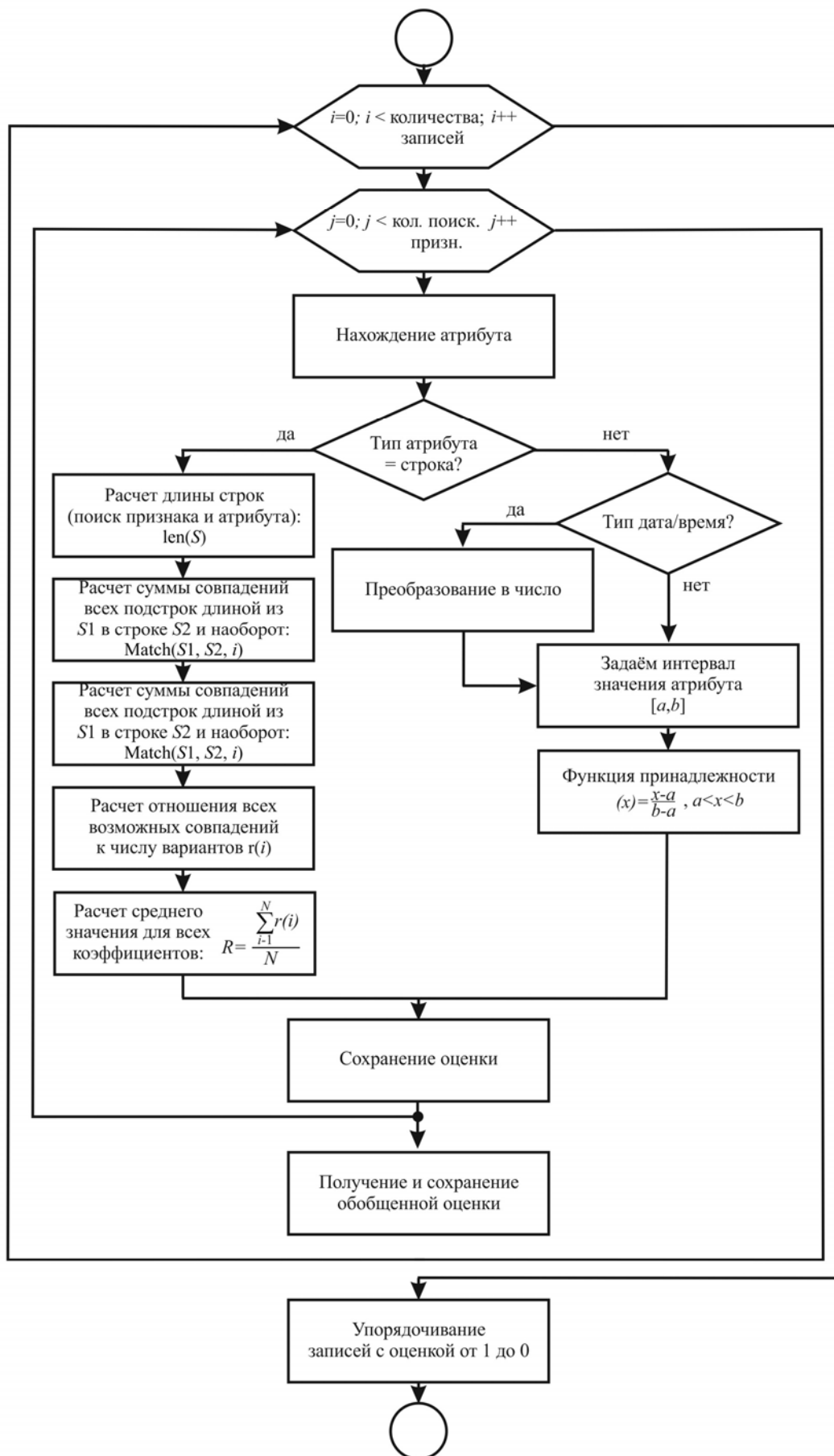


Рис. 2. Блок-схема комбинированного алгоритма прогнозирования развития дорожной обстановки



Рассмотрим указанные подходы применительно к задаче реализации нечеткого поиска для прогнозирования развития дорожной обстановки. В качестве алгоритма нечеткого текстового поиска будем использовать метод  $N$ -грамм. В данном методе функция нечёткого сравнения использует в качестве аргументов две строки и параметр сравнения – максимальную длину сравниваемых подстрок. Подстроки содержат буквы кириллического алфавита и пробел. Результатом работы функции является число, лежащее в пределах от 0 до 1, где 0 соответствует полному несовпадению двух строк, а 1 – полной их идентичности. Применительно к строкам, полученным слиянием атрибутов записей таблиц базы данных, использование метода  $N$ -грамм будет неэффективным, поскольку помимо строковых значений записи таблиц базы данных содержат числовые значения, в отношении которых гораздо результативнее реализовать поиск с помощью нечетких запросов.

Для реализации нечетких запросов необходимо формализованно описать множества значений термов логического выражения. Далее также определяется функция принадлежности элемента множества (числового значения из записи таблицы базы данных) нечеткому множеству (заданному интервалу). Данный подход гораздо эффективнее по отношению к числовым полям, чем алгоритм текстового поиска, однако он неприменим к полям строкового типа.

Таким образом, на основании выявленных особенностей применения приведенных подходов к поиску для прогнозирования развития дорожной обстановки предлагается использовать комбинированный алгоритм нечеткого поиска (рис. 2). Поскольку оба вышеизложенных подхода позволяют осуществлять поиск с использованием функций «сходства», необходимо использовать нечеткий текстовый поиск для нахождения строковых полей, а механизм нечетких запросов – для нахождения числовых полей и полей типа «дата/время».

В общем виде действие комбинированного алгоритма прогнозирования развития дорожной обстановки можно представить в виде следующих шагов:

1. Выделяется первая запись в базе данных.
2. Рассматривается первый поисковый признак, сформулированный в запросе, и его значение.
3. По признаку находится соответствующий атрибут базы данных.
4. Определяется тип атрибута: если атрибут строка, то осуществляется переход на шаг 5, если атрибут является значением даты и/или времени, то переход на шаг 6, в случае числового значения атрибута – переход на шаг 7.
5. Искомое строковое значение, т.е. атрибут *id*, состоящий из 10 символов – разбивается на 5  $N$ -грамм по 2 символа. Далее для значений соответствующего строкового атрибута в таблице базы данных вычисляется функция релевантности по формуле (3). Значение функции релевантности сохраняется. Затем переход на шаг 8.
6. Значение «дата и/или время» преобразуется в число, затем происходит переход на шаг 7.
7. Вычисляется значение функции принадлежности, соответствующей значению признака, в точке, представляющей значение анализируемого атрибута. Полученное значение функции принадлежности запоминается.
8. Рассматривается следующий поисковый признак, и повторяются шаги 3 и 4 до окончания поисковых признаков. В результате будет получен набор значений функций принадлежности и релевантности всех атрибутов анализируемой записи.
9. На основании полученных набора значений вычисляется обобщенная оценка принадлежности анализируемой записи объекту. Полученное обобщенное значение запоминается в рабочем поле базы данных.
10. Осуществляется переход на следующую запись, и повторяется шаг 2. Повторение происходит до тех пор, пока не будут перебраны все записи.

Результатом поиска по нечеткому запросу станет упорядоченная выборка записей по степени их соответствия данному запросу от 1 (полное соответствие) до 0 (полное несоответствие) [5].

Прогнозирование развития дорожной обстановки позволяет существенно повысить эффективность диспетчерского управления пассажирским транспортом за счет оперативного управления транспортом.

#### *Литература*

1. Бойцов Л.М. Классификация и экспериментальное исследование современных алгоритмов нечеткого словарного поиска // Электронные библиотеки: перспективные методы и технологии, электронные коллекции: труды VI Всерос. науч. конф. (RCDL'2004). г. Пущино, 2004 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.rcdl.ru/papers/2004/paper27.pdf> (дата обращения: 20.05.2012).

2. Карахтанов Д.С. Использование алгоритмов нечеткого поиска при решении задачи устранения дубликатов в массивах данных // Молодой ученый. – 2010. – Т. 1, вып. 8(19). – С. 150–155.
3. Карахтанов Д.С. Использование алгоритмов нечеткого поиска при решении задач обработки массивов данных в интересах кредитных организаций // Аудит и финансовый анализ. – 2010. – Вып. 2 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.auditfin.com/2010/2/toc.asp> (дата обращения: 15.05.2012).
4. Потапов Е.Н. Нечеткие множества в хранилище данных // Проектирование корпоративных хранилищ данных. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://разработка-хд.рф/blog/?p=346> (дата обращения: 01.05.2012).
5. Рыжов А.П. Модели поиска информации в нечеткой среде. – М.: Изд-во Центра прикладных исследований при механико-математическом факультете МГУ, 2004. – С. 63–66.

---

#### **Марков Николай Григорьевич**

Д-р техн. наук, профессор, зав. каф. вычислительной техники  
Национального исследовательского Томского политехнического университета (НИ ТПУ)  
Тел.: (382-2) 70-17-77 доб. 22-22, (382-2) 61-20-71  
Эл. почта: [markovng@tpu.ru](mailto:markovng@tpu.ru)

#### **Сонькин Дмитрий Михайлович**

Канд. техн. наук, ассистент каф. информатики и проектирования систем НИ ТПУ  
Тел.: (382-2) 42-67-27  
Эл. почта: [sonkind@tpu.ru](mailto:sonkind@tpu.ru)

#### **Газизов Тимур Тальгатович**

Канд. техн. наук, зам. директора Института прикладной информатики  
Томского государственного педагогического университета  
Тел.: (382-2) 52-11-26  
Эл. почта: [gtt@tspu.edu.ru](mailto:gtt@tspu.edu.ru)

#### **Лещик Юлия Вадимовна**

Аспирант каф. информатики и проектирования систем НИ ТПУ  
Тел.: (382-2) 42-67-27  
Эл. почта: [catlen@ya.ru](mailto:catlen@ya.ru)

#### **Фадеев Александр Сергеевич**

Канд. техн. наук, доцент каф. автоматизированных и компьютерных систем НИ ТПУ  
Тел.: (382-2) 41-89-07  
Эл. почта: [fas@tpu.ru](mailto:fas@tpu.ru)

#### **Шемяков Александр Олегович**

Канд. техн. наук, заместитель проректора Московского авиационного института по научной работе  
Тел.: +7-910-423-84-92  
Эл. почта: [a.shemyakov@gmail.com](mailto:a.shemyakov@gmail.com)

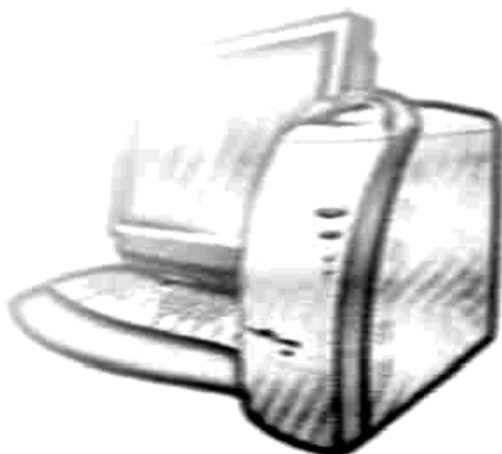
Markov N.G., Sonkin D.M., Gazizov T.T., Leschik Y.V., Fadeev A.S., Shemyakov A.O.

#### **Combined road conditions prediction algorithm based on the methods of fuzzy search in the regional navigation-information system for monitoring and management of transport**

With development of computer technology and increase in its performance, preparation of management decisions in automated systems becomes a separate class of problems. Applied to traffic management and monitoring systems can be identified a variety of tasks, automated solution that can significantly improve the efficiency of dispatching service. In this article consider the problem of road conditions prediction (traffic congestion prediction). On the basis of the known approaches fuzzy search in relational databases is proposed combined road conditions prediction algorithm.

**Keywords:** fuzzy set theory, fuzzy search algorithm, automation, monitoring, data analysis.

## СООБЩЕНИЯ



УДК 338.23

В.Н. Есаулов

## Ситуация в кадрах оборонно-промышленного комплекса: 1990-е, 2000-е годы и настоящее время

Деятельность оборонно-промышленного комплекса (ОПК) в рыночных условиях непременно должна опираться на качественное образование кадров, на достижение науки в области вооружений. К началу 2000-х годов обозначилось неблагоприятное положение с персоналом ОПК. В настоящее время растет дефицит кадров для военной промышленности. В статье дается анализ существующего положения в оборонной промышленности с кадрами и предлагается ряд комплексных мер для исправления ситуации.

**Ключевые слова:** дефицит кадров, подготовка кадров, многоуровневое непрерывное образование, закрепление специалистов, привлечение молодежи.

Стратегия России как развитого государства в быстроизменяющемся мире связана с успешностью выполнения двух важнейших и взаимосвязанных условий – формирование инновационной экономики и защита страны от всех современных угроз и вызовов, ее национальная безопасность. Россия среди всех государств отличается тремя главными особенностями: значительными природными богатствами, своим ОПК, образовательным и научным потенциалом. По всем остальным характеристикам Россия уступает развитым странам [1]. Для развития ОПК необходимо наличие хорошо обученных и подготовленных кадров. Поручением Президента РФ от 10.12.2007 № Пр-2197 предписано сохранить научные и квалифицированные кадры в ОПК.

Постановлением Правительства РФ от 12.09.1997 1162 «О ликвидации и реорганизации образовательных учреждений, находящихся в ведении федеральных органов исполнительной власти», были ликвидированы институты повышения квалификации, которые вели переподготовку кадров для судостроительной, электронной, оборонной промышленности, металлургии, авиационной промышленности, химической и нефтехимической промышленности и др. В результате прошедшей реорганизации отлаженная работа по повышению квалификации, переподготовке кадров с учетом инновационных достижений, непрерывности образования была утрачена.

Мощные предприятия ОПК до реформирования отрасли, отправлявшие на повышение квалификации десятки, сотни своих специалистов в течение года, стали отказываться от образовательных услуг для своих кадров с соответствующими образовательными учреждениями. Отказы предприятий ОПК от услуг институтов повышения квалификации были обусловлены отсутствием ясных перспектив развития самого ОПК и недостатком денежных средств у предприятий военной отрасли. Учреждения по дополнительному профессиональному образованию (ДПО), согласно вышеназванному Постановлению, были ликвидированы, реорганизованы, переданы на региональный уровень, прикреплены к вузам. В итоге были потеряны профильность подготовки и специализация ДПО. Сохранившиеся учреждения ДПО ощущают дефицит в преподавательских кадрах необходимого уровня, имеют недостаточную оснащенность материально-технической базы и программного обеспечения.

В 90-е годы государством было сокращено финансирование учреждений высшего профессионального образования (ВПО). В вузах увеличилась доля платного образования, многие институты стали называться университетами и академиями, но уровень подготовки специалистов ВПО не стал выше. Вузы переключились на выполнение социального заказа. Было введено многоуровневое образование, разработана и принята Федеральная целевая программа (ФЦП) «Государственная поддержка интеграции высшего образования и фундаментальной науки на 1997–2000 годы».

Эта программа должна была создать условия для активного взаимодействия науки и образования, направить результаты научных исследований на совершенствование учебного процесса студентов, аспирантов, на повышение качества фундаментальной подготовки специалистов с ВПО, сокращение отставания содержания вузовских учебников от достижений науки. Однако поставленные цели достигнуты не были.

В учреждениях среднего профессионального образования (СПО), в связи с дефицитом государственного финансирования и плохого государственного контроля за ходом перепрофилирования

СПО в 90-х годах также произошли изменения. Поскольку заказов от оборонных предприятий не было, то вместо специалистов среднего звена для оборонной промышленности стали выпускать бухгалтеров, юристов, менеджеров, экономистов, которых столько со средним специальным образованием в народном хозяйстве не требуется. После 2000 года в учреждениях СПО стала увеличиваться доля платного обучения. Но для экономики страны выпускники СПО становятся невостребованными. Преподавательский состав вследствие невысоких зарплат состоит в значительной степени из пенсионеров. Материально-техническое оснащение техникумов устаревает. И сегодня эта тенденция сохраняется. Чтобы выжить техникумы начинают объединяться с вузами, приобретают статус колледжей. Возьмем пример модернизации транспортного образования. В 2005 г. в состав Росжелдора входило 10 вузов и 47 ссузов, в Росморречфлот – 7 вузов и 20 ссузов, в состав Росавиации – 3 вуза и 13 ссузов. В 2009 г. за счет вертикальной и горизонтальной интеграции 20 вузов и 80 ссузов транспорта созданы 19 крупных образовательных комплексов [3].

Что касается существовавшей системы подготовки и переподготовки рабочих кадров, в которую входили отраслевые институты и центры, осуществлявшие подготовку и переподготовку кадров в тесном взаимодействии с мощными промышленными предприятиями, то эта система также оказалась разрушенной.

За резким сокращением выпуска продукции военной промышленностью в 90-х годах последовало сокращение, а порой и отказ от заказов на подготовку рабочих в системе начального профессионального образования (НПО). Базовые учреждения НПО перестали получать необходимую материальную помощь от предприятий ОПК, снизилось количество подготовки промышленных рабочих для предприятий ОПК в машиностроении, металлообработке, радиоэлектронике и т.д. Учреждения НПО стали срочно перепрофилироваться на выпуск швей, поваров, парикмахеров, продавцов и других специальностей, востребованных на рынке. Другие училища НПО не выдержали рыночную конкуренцию, и были ликвидированы или объединены с другими учреждениями НПО. Потере притока молодых кадров НПО способствовала демографическая ситуация, усиление наркомании, отсутствие определенной работы в школьной среде по привлечению в училища НПО для военной промышленности. Современные молодые люди уверены в неперспективности НПО, считают его образованием для бедных. Семья и школа настраивают их на обязательное получение хоть какого-нибудь высшего образования [4]. В начале 2000-х годов многие учреждения НПО были отданы в региональное управление. При отсутствии контроля федеральных органов образования за дальнейшей судьбой училищ, которые перепрофилируют, ликвидируют и сокращают, рабочие кадры готовятся без учета перспектив развития народного хозяйства. Правда, есть и положительные примеры. В ряде регионов (Омская область, Красноярский край) находятся и воля, и ресурсы для сохранения и поддержки учреждений НПО для ОПК. Часть НПО сохранились в виде подразделений больших предприятий ОПК.

Деятельность ОПК в рыночных условиях непременно должна опираться на качественное образование кадров, на достижение науки в области вооружений. В ОПК сложилась противоречивая ситуация: декларируется рост спроса на сотрудников ОПК с высокой квалификацией, но при этом не растет количество соответствующих конкурентоспособных рабочих мест. В отрасли сохраняются низкие зарплаты и низкая социальная защищенность работников. Сокращается численность сотрудников в научно-исследовательских организациях ОПК, средний возраст сотрудников приближался к пенсионному [2].

В 2003 г. Россия подтвердила свое согласие стать участницей единого образовательного пространства со странами Европы, подписав Болонскую декларацию. Россия перешла на двухуровневую систему подготовки студентов ВПО (бакалавриат–магистратура). Диплом бакалавра удостоверяет, что его обладатель имеет основные профессиональные компетенции по выполнению трудовой деятельности по специальности. Диплом магистра подтверждает, что его владелец имеет усиленную подготовку по специальности и хорошую подготовку для поступления в аспирантуру. Но подготовка бакалавров не отвечает требованиям, предъявляемым к подготовке инженеров для работы на предприятиях современного ОПК: в образовательных стандартах не осталось места для обязательных практик на оборонных производствах и необходимых дисциплин-пререквизитов.

Сложившаяся ситуация обсуждалась 2 ноября 2006 г. на заседании Военно-промышленной комиссии (ВПК) при Правительстве Российской Федерации, где были приняты решения о подготовке и сохранении специалистов для организаций ОПК. Для исполнения этих решений было принято Постановление Правительства Российской Федерации от 30 декабря 2006 г. № 854 «О государствен-

ном плане подготовки научных работников, специалистов и рабочих кадров для организаций оборонно-промышленного комплекса на 2007–2010 годы». Финансирование этого плана осуществлялось за счет федерального бюджета.

Однако нынешняя действительность такова, что даже наиболее значимые для «оборонки» вузы имеют недобор студентов, а поступившая в вуз молодежь в основном не планирует свою работу на предприятиях ОПК. Для молодых людей, получивших рабочую профессию или окончивших вуз, работа в ОПК непрестижна: низкие зарплаты, ограничения в выезде за границу, отсутствие (или сокращение) ведомственных дошкольных учреждений, баз отдыха для детей и взрослых, профилакториев, льгот на получение жилья и др.

Недостаток трудовых ресурсов в ОПК особенно ощутим по рабочим специальностям. Причина сложившейся ситуации не только в дефиците трудоспособного населения, но и в потере престижности рабочих профессий, в отсутствии отношений преемственности между кадровыми работниками и новичками, в неоправданно возросшем количестве вузов, где молодые люди могут «спрятаться» от работы. Проведенный мониторинг федеральных государственных образовательных учреждений высшего профессионального образования и их филиалов по Указу Президента Российской Федерации от 7 мая 2012 г. № 599 выявил, что из 502 государственных вузов 136 вузов и из 930 филиалов 450 филиалов имеют признаки неэффективности. Число студентов за последние 20 лет увеличилось более чем в 3 раза, но качество обучения не улучшилось, об этом свидетельствует мониторинг. Растет число молодых плохо обученных невостребованных специалистов с высшим образованием. Одновременно с этим снижается и квалификация кадров рабочих специальностей. Рынок труда в России превращается в рынок низких квалификаций.

Демографическая картина в Кузбассе, например, как и во всей стране, показывает убыль численности населения. Соотношение в 2007 г. количества выпускников ВПО:СПО:НПО определялось пропорцией 1,0:0,8:0,6. В то же время количество людей, занятых в экономике региона с различным уровнем образования определялось отношением 1,0:1,1:2,7. Иными словами, состояние экономики региона не согласуется с декларациями перехода к экономике знаний: она по-прежнему сохраняет ориентацию на использование неквалифицированного труда, а население не хочет этой ориентации соответствовать или по крайней мере не желает этого своим детям [5]. Для нейтрализации этих перекосов в Кузбассе разработана долгосрочная региональная межведомственная целевая программа «Подготовка квалифицированных рабочих и специалистов для основных направлений экономической деятельности в Кемеровской области на 2008–2015 годы», которая призвана обеспечить необходимыми кадрами Кузбасс.

В Сибирском федеральном округе (СФО) на предприятиях ОПК трудятся около 150 тыс. человек. В основном, оборонные предприятия находятся в Новосибирской и Омской областях, в Алтайском и Красноярском краях. В ОПК СФО входят свыше 100 предприятий оборонной промышленности. Оборонно-промышленный комплекс Сибири – это производственный каркас, на котором могли бы строиться все остальные формы экономики [6].

При исследовании ситуации с кадрами для ОПК в Омской области следует отметить, что здесь работает целая система учебных производственных центров (УПЦ), оснащенных современным оборудованием: УПЦ «Высокие технологии машиностроения», Сибирский ресурсный центр металлообработки на базе училища № 58, студенческое конструкторское бюро на ПО «Полёт» и специализированный класс в Омском государственном техническом университете (ОмГТУ).

Красноярский Сибирский государственный университет им. М.Ф. Решетнева имеет долговременные договоры на подготовку молодых специалистов по госзаказу для предприятий оборонной промышленности, отбор студентов на специальности для ОПК конкурсный, поэтому выбирают лучших. Студенты проходят на базовых предприятиях годовую и полугодовую практику, связанную с будущей профессией. 95–97% выпускников вуза трудоустраиваются на предприятиях оборонной промышленности: на Красноярском машиностроительном заводе и ОАО «Информационные спутниковые системы» им. М.Ф. Решетнева [7].

В нынешней действительности государство уделяет особое внимание качеству ВПО. Постановлением Правительства РФ от 14.02. 2006 г. № 89 был проведен первый конкурс среди вузов, применяющих в образовательном процессе инновации. 17 вузов-победителей получили большую финансовую помощь на дальнейшее развитие инновационных образовательных программ. Во втором конкурсе определено было 40 вузов-победителей. Всего за 2006–2008 гг. 57 вузам-победителям было выделено 30 млрд. рублей. Среди этих инновационных вузов определяются самые лучшие –

Федеральные университеты, которые должны не только обеспечить федеральные образования конкурентоспособными специалистами, но и котируются среди лучших мировых университетов.

Следующие за лидерами учреждения ВПО также имеют инновационную форму образовательной деятельности, а в отдельных направлениях инновационного обучения могут успешно соперничать с вузами-лидерами. Остальные вузы, не попавшие в число лидеров и догоняющих, будут также применять имеющиеся продукты инновационных образовательных программ, созданные лидирующими вузами.

В «Стратегии создания в оборонно-промышленном комплексе системы многоуровневого непрерывного образования на период до 2015 года» указывается на сложности возрастного характера в кадрах ОПК: высокий средний возраст работников ОПК, в судостроительной промышленности – 50,1 года, промышленности боеприпасов – 54 года. Средний возраст работников НИИ и КБ по оборонным отраслям промышленности составляет от 50 до 56 лет. Доля работников до 35 лет на предприятиях ОПК не более 25%, только 30% молодых специалистов идут работать в военную промышленность.

Пока остается нерешенной задача по омоложению кадрового состава работающих в оборонной промышленности. Средний возраст работающих в оборонной отрасли свыше 55 лет, а в научно-исследовательских институтах ОПК – 60 лет. Доля пенсионеров в производственных ОПК составляет третью часть от работающих, а в научных организациях достигает 50% [9].

В 2000–2005 гг. снизился уровень конкурентоспособности российского ВПО. Стало престижно учиться за границей. Выросла доля платного обучения [1]. Вузы, готовившие кадры для ОПК и потерявшие заказы от «оборонки», стали выживать за счет открытия непрофильных рыночно ориентированных направлений обучения, пользующихся в результате перестройки повышенным спросом, но не обеспеченных ни преподавательскими кадрами, ни учебными материалами. Молодые люди, выпускники школ, независимо от уровня подготовки и имеющихся способностей, настроены на получение высшего образования. Входные барьеры с введением платного образования снижаются. Качество обучения падает. Экономика получает плохих специалистов, которые не могут найти работу. По специальности работают менее 30% молодых выпускников вузов [8].

Постановлением Правительства РФ от 19.09.1995 г. № 942 «О целевой контрактной подготовке специалистов с высшим и средним профессиональным образованием» предлагается использовать типовой трехсторонний договор между вузом, предприятием и студентом. Обязательства студента после окончания вуза отработать не менее 3 лет на предприятии ОПК не всегда выполняются и потраченные на обучения специалиста средства не возвращаются, проблема дефицита кадров для ОПК остается. Рыночная экономика не предполагает безвозвратности потраченных государством средств на обучение студентов. Поэтому пришло время пересмотреть эту ситуацию и разработать законодательную базу по возврату государственных средств в случае отказа молодого дипломированного специалиста от работы по присвоенной квалификации согласно диплому ВПО. За учебу будущего специалиста, необходимого в военной промышленности, может платить и заинтересованная в таком специалисте организация ОПК. Такой подход проявится осознанием важности выбора профессии будущим студентом, поскольку если он не хочет свою трудовую деятельность связывать с ней, то наступит обязательность возврата бюджетных средств за учебу.

Работа по закреплению молодых специалистов за предприятиями ОПК – длительный процесс, способы решения этой сложной задачи должны быть комплексными. Может быть учтен и опыт СССР, когда молодой дипломированный специалист по направлению должен был отработать после окончания вуза 3 года на предприятии. За это время специалист окончательно решал оставаться в профессии или применить свои таланты, возможности в других сферах деятельности. Молодые дипломированные специалисты на крупных предприятиях ОПК имели и большие льготы: обеспечение жильем и детскими садами в первую очередь и др. Что-то хорошее, проверенное временем, можно применить и в сегодняшних взаимодействиях государство–вуз–студент–предприятие.

Такая ситуация может быть решена только путем совместной работы учреждения ВПО и заинтересованного предприятия ОПК, направленной на специализацию будущих молодых специалистов для определенной организации оборонной промышленности. Предприятия ОПК заинтересованы в получении молодых специалистов, имеющих качественное первоклассное образование, аргументировано настроенных на профессиональную деятельность в выбранном направлении военной промышленности. Чтобы сберечь имеющиеся опытные кадры и привлечь в ОПК способную высокообразованную молодежь, нужно не только иметь современную производственную базу предприятий

ОПК, но и достаточно высокий уровень зарплаты сотрудников в нем, определенные социальные гарантии в оборонной промышленности.

Часть вузов страны имеют перспективный опыт совместной подготовки будущих специалистов с производственными структурами. При этом в плане учебного процесса, составленного на основании государственного образовательного стандарта, предусматриваются и пожелания предприятий-партнеров по расширению преподаваемых дисциплин, необходимых для полноценной деятельности будущих молодых специалистов в данной области производства. Предприятия ОПК, заинтересованные в притоке молодых квалифицированных кадров с ВПО, организуют у себя филиалы кафедр вуза, специальные студенческие учебные лаборатории, конструкторские группы и др. Преподаватели, являясь профессионалами в технических дисциплинах, совместно со старшекурсниками участвуют в производственном процессе предприятия-партнера. Такое стратегическое партнерство готовит для народного хозяйства, для ОПК молодых специалистов ВПО, обладающих фундаментальными знаниями и приспособленных к освоению более современных технических и технологических процессов, стимулирует участие в научно-исследовательских работах.

Примером такого сотрудничества может быть создание корпоративных университетов холдинга «Сухой», компании «Ростелеком», заключивших договоры с ведущими профильными вузами о создании новых кафедр и подписавших меморандумы с РАН по формированию технологических центров компетенций (ТЦК), и др. Такое сотрудничество производства и ВПО распространено в США и других странах. Освоение студентами базовых знаний теоретического обучения и совместная работа вузов с предприятиями-работодателями по учебной практической деятельности дает хороший результат – выпуск молодых специалистов, готовых к работе в сегодняшних производственных условиях.

Исправление создавшегося положения должно идти по пути постоянного осуществления учреждениями ВПО определенной деятельности среди выпускников школ по их заинтересованности, нацеленности на профессии, связанные с работой в оборонной промышленности. Заинтересованным крупным объединениям ОПК в притоке молодых специалистов необходимо на условиях целевого приема направлять на обучение в вузы перспективную молодежь. Необходима законодательная основа по закреплению и заинтересованности молодежи работать в структурах ОПК.

Есть и другая точка зрения, согласно которой достаточное количество предприятий ОПК не могут быть заказчиками специалистов ВПО высокого уровня, поскольку сами не отличаются высоко-результативной деятельностью, современностью технологических процессов, совершенством менеджмента. Поэтому молодой специалист высокого уровня конкурентоспособности может просто не найти себе полноценного применения на таких предприятиях.

Но из практики развитых мировых держав видно, при росте экономики, опирающейся на инновационные технологии, инвестиции на совершенствование персонала доходят до 70%, а на техническое совершенствование направляется не более 30% финансовых вложений [10]. Поэтому главной задачей инновационного становления военной промышленности остается обучение кадров. Организациям ОПК необходимы специалисты новых возможностей, прошедших переподготовку, повышение профессиональных навыков. Для совершенствования оборонной промышленности нужны работники, умеющие и знающие, как успешно функционировать предприятию в условиях рыночной экономики. Создание отраслевых федеральных университетов является одним из способов подготовки квалифицированных специалистов для нужд ОПК.

В [10] обсуждается идея создания федерального университета оборонных технологий (ФУОТ) для подготовки и переподготовки специалистов в интересах оборонной промышленности. ФУОТ должен иметь право самостоятельно готовить свои учебные планы с учетом требований военной промышленности. Подготовка специалистов для ОПК в настоящее время должна вестись по двум взаимозависимым направлениям: подготовка специалистов, умеющих работать в условиях рыночной экономики, и подготовка специалистов, способных реорганизовать структуру ОПК с учетом требований современной экономики

Силами ДПО необходимо подготовить менеджеров, специалистов для проведения в ОПК преобразований согласно современным условиям. Параллельно, по специальному учебному плану, нужно готовить высококвалифицированных специалистов для ОПК, знающих как и умеющих работать в новых условиях. Это даст военной промышленности результативную когорту управленцев, готовых осуществить требуемые временем и экономическими условиями нововведения в ОПК.



Профессорско-преподавательский состав (ППС) должен обеспечить полноценное обучение студентов университета и провести переподготовку нынешнего состава инженеров ВПК по программам ДПО или второго высшего образования.

Для повышения эффективности работы ФУОТ важно изучить опыт подготовки соответствующих специалистов в ведущих зарубежных вузах. Полученные знания необходимо систематизировать и определить, что из зарубежного опыта можно внедрить в практику преподавания в российских вузах, а что, может быть, вообще не подходит для нашей страны. Финансовой базой для этого направления работ могли бы стать межгосударственные договоры о совместной работе в области образовательных услуг с ведущими странами, а также ФЦП «Научные кадры и научно-педагогические кадры инновационной России». Также важно провести усовершенствование образовательных учреждений НПО и СПО с целью улучшения процесса обучения будущих кадров, изменение профиля подготовки молодых специалистов, принимая во внимание требования рынка труда. Кроме того необходимо улучшить материально-техническую базу учреждений НПО и СПО и повысить уровень подготовленности преподавательского и мастерского состава.

За предшествующие 2 десятилетия существенно уменьшилась численность работающих в ОПК и составляет сейчас 1,5 млн человек [11]. Опыт других стран показывает, что предприятия, превратившие свою производственную деятельность и уволившие работников, в будущем никогда не восстанавливаются. Такая ситуация наблюдается сейчас и в России. Предприятия ОПК, уволившие своих кадровых работников, когда не было госзаказов, загрузки производства, не могут теперь найти на рынке труда необходимых квалифицированных специалистов. Поэтому в кризисное время предприятие должно идти не по пути максимального сокращения численности, а сберегать наиболее перспективных и квалифицированных специалистов. Отсутствие необходимой квалифицированной рабочей силы становится препятствием для экономического развития предприятия.

Существует такая тенденция, что специалисты, окончившие вузы и оказавшиеся в статусе безработных, очень трудно относятся к ухудшению своего положения в обществе и неохотно переучиваются на менее престижные и менее квалифицированные профессии, предпочитая оставаться безработными, и не желая менять профессию, и только 14,5% изменили свою профессию. Высокооплачиваемых специалистов с высшим образованием незначительная доля – 3,2%, а почти всем остальным специалистам предприятий оборонной промышленности необходима социальная помощь со стороны государств [12].

С предприятий ОПК увольняются работники, долго проработавшие по специальности, имеющие высокую квалификацию. Поэтому необходимо постоянно проводить переобучение ИТР (инженерно-технических работников), чтобы не терять такие кадры. Поскольку в ОПК РФ сосредоточено более 70% всего научного продукта, и в нем работает свыше 50% научных сотрудников, военная промышленность является хорошей базой для освоения российской промышленностью наукоемкой современной продукции. Концентрация научного потенциала в ОПК необходима, так как новейшие военные достижения имеют высокий спрос и окупаемость [13].

В условиях рыночной экономики управленцы и специалисты должны иметь знания в области менеджмента, логистики, информационных технологий в экономике, безопасности бизнеса и других. При переучивании работников ОПК для работы в новых условиях учреждения ДПО в своих учебных планах это предусматривают, обучающиеся получают необходимые знания по востребованным программам управления организацией в условиях экономической нестабильности и рыночных отношений.

В среднем ежегодно около 15000 работников предприятий ОПК проходит переподготовку в учреждениях ДПО, а если следовать прежним нормам – переподготовка через 5 лет, то ежегодно повышать свою квалификацию должны примерно 250 тыс. человек [2]. Такой поток слушателей не готовы на должном уровне обучить учреждения ДПО в силу своей слабой оснащенности, особенно по техническим специальностям. Предприятия ОПК также не всегда готовы оплатить обучение своих кадров.

Сейчас в оборонной промышленности трудятся 400 тыс. специалистов с высшим образованием. Для естественной смены специалистов необходимо ежегодное укомплектование до 10% численности ОПК выпускниками технических вузов, т.е. 40 тыс. специалистов. Возможности вузов ограничены 20 тыс. выпускников [14].

В 2011 г. только 25% выпускников школ сдали ЕГЭ по физике, а это основная дисциплина технических вузов. Поэтому, видимо, следует ввести физику в обязательную учебную дисциплину для

экзамена по ЕГЭ. Вузы пока не имеют от военной промышленности перечень и количество нужных для нее молодых специалистов с высшим образованием с необходимыми профессиональными компетенциями [14].

Возрождение обучения школьников в учебно-производственных комбинатах (УПК), обучение молодых людей рабочим профессиям, также вызывает у школьников интерес к техническим знаниям, при этом важно, чтобы УПК имели производственную базу на промышленных предприятиях ОПК [14].

Подготовку кадров для ОПК следовало бы вести ступенчато. Вначале реанимировать ДПО, заводы-вузы, создать Федеральные исследовательские университеты (ФИУ). Затем необходимо дать оценку проделанной работы, внести коррективы, создать правовую базу. На последней ступени подготовки и обеспечения кадрами для ОПК нужна финансовая поддержка новых перспективных специальностей, востребованных на рынке труда.

В сегодняшней действительности все очевиднее становится, что самая сильная сторона преуспевающих компаний – это свои сотрудники, поэтому все более широкое распространение принимает корпоративное образование и собственные корпоративные университеты. В существующих условиях, когда приток молодых специалистов в оборонную промышленность очень мал, наиболее предпочтительной становится переквалификация собственных кадров, их дополнительное обучение.

Для привлечения в учебные учреждения НПО, СПО, ВПО молодежи для будущей работы на предприятиях ОПК нужно обеспечить ей какие-то привилегии. Например, бюджетные места при обучении, гарантированное устройство на работу на предприятие оборонной промышленности, работа молодого специалиста в ОПК после окончания учебы в течение 3–5 лет без перерыва освобождает его от службы в армии и другие меры стимулирования работы в ОПК. Необходимо восстановить то лучшее, что было в ОПК: самые квалифицированные работники, самые передовые научные разработки, самые талантливые ученые, оснащенность лучшим оборудованием.

#### *Литература*

1. Виноградов Б. Подготовка кадров для ВПК // Золотой лев. – 2009. № 173–174) [Электронный ресурс]. – URL: [http://www.zlev.ru/173/173\\_4.htm](http://www.zlev.ru/173/173_4.htm) (дата обращения: 06.11.2013 г.).
2. Приказ Минпромторга России от 13.04.2009 № 256 «Стратегия создания в оборонно-промышленном комплексе системы многоуровневого непрерывного образования на период до 2015 года» [Электронный ресурс]. – URL: [http://www.rosrep.ru/documents/index.php?print=y&ELEMENT\\_ID](http://www.rosrep.ru/documents/index.php?print=y&ELEMENT_ID) (дата обращения: 15.04.2013 г.).
3. Лёвин Б.А. Университетский комплекс: проблемы и решения [Электронный ресурс]. – URL: [http://www.zdt-magazine.ru/publik/kadri/2009/09-09/09-09\\_1.htm](http://www.zdt-magazine.ru/publik/kadri/2009/09-09/09-09_1.htm) (дата обращения: 05.11.2013 г.).
4. Виноградов Б. Проблемы подготовки специалистов для ВПК // Промышленные ведомости. 2009. – № 1–2, [Электронный ресурс]. – URL: <http://www.promved.ru/articles/article.phtml?id=1606&number=57> (дата обращения: 06.11.2013 г.).
5. Анализ реализуемых программ профильными (по профилям отрасли) образовательными учреждениями начального, среднего, высшего и дополнительного профессионального образования [Электронный ресурс]. – URL: <http://www.krirpo.ru/etc.htm?action=getfile&id=1036&n=13> (дата обращения: 13.04.2013 г.).
6. Макеенко В. Госзаказ для оборонки // Ведомости. – Новосибирск, 2011. № 1109. – 28 янв.
7. Лукьянова А. Кадры для ОПК: проблемы и мнения // Матер. III Всерос. совещания «Проблемы реализации государственного плана подготовки кадров для предприятий оборонно-промышленного комплекса». – Ижевск [Электронный ресурс]. – URL: <http://www.old.istu.ru/news/uso/5781/> (дата обращения: 05.04.2013 г.).
8. Поспелова О. ОПК – острая проблема кадров? // Красная звезда. – 2007 [Электронный ресурс]. – URL: [http://old.redstar.ru/2007/03/15\\_03/1\\_02.html](http://old.redstar.ru/2007/03/15_03/1_02.html) (дата обращения: 12.04.2013 г.).
9. Цициев М. От советского ОПК к ОПК новой России // Бюджет. – 2007. № 5. Май [Электронный ресурс]. – URL: <http://www.forum-msk.org/material/economic/2293038.html> (дата обращения: 12.04.2013 г.).
10. Виноградов Б. О решении структурных и кадровых проблем ОПК / Б. Виноградов, А. Борейшо // Агентство политических новостей. – 2009. – 12 февр. [Электронный ресурс]. – URL: <http://www.apn.ru/publications/article22196.htm> (дата обращения: 12.04.2013 г.).

11. Калышева Е. Российский оборонно-промышленный комплекс работает в основном на экспорт // Российская бизнес-газета. – 2011. – № 812. – 30 авг. [Электронный ресурс]. – URL: [http://www.sovinformburo.com/news/detail/?item\\_id=8000&type=0](http://www.sovinformburo.com/news/detail/?item_id=8000&type=0) (дата обращения: 07.11.2013 г.).
12. Социальная адаптация инженеров оборонного комплекса в условиях конверсии [Электронный ресурс]. – URL: <http://www.bib.convdocs.org/v31035/?download=9> (дата обращения: 12.04.2013 г.).
13. Иванов С. Оборонка – локомотив российской экономики // Русская линия. – 2006. – 15 июня [Электронный ресурс]. – URL: <http://www.riadagestan.ru/news/print?id=39841> (дата обращения 12.04.2013 г.).
14. Иванов С.В. В «Военмехе» обсудили проблемы подготовки специалистов для ОПК // [Электронный ресурс]. – URL: <http://www.press-release.ru/branches/education/70a3de5313231/> (дата обращения: 15.04.2013 г.).

---

**Есаулов Владимир Николаевич**

Канд. экон. наук, доцент каф. экономики и автоматизированных систем управления факультета экономики и менеджмента Юргинского технологического института (филиала) Национального исследовательского Томского политехнического университета, Юрга  
Тел.: +7-923-496-3960  
Эл. почта: [elaesy@mail.ru](mailto:elaesy@mail.ru)

Esaulov V.N.

**The situation with personnel in the military-industrial complex (MIC): 1990s, 2000s and today**

The activity of the defense industry in market conditions must necessarily be based on quality education of the personnel, on the achievements of science in the field of weapons. By the beginning of the 2000s the situation with MIC staff was unfavorable. Today there is an increasing shortage of personnel for the military industry. This article analyzes the existing situation with the staff in the defense industry and offers a number of comprehensive measures to address the situation.

**Keywords:** shortage of personnel, training of personnel, multi-level continuing education, consolidation of specialists, youth attraction.

---

УДК 303.732.4

Д.О. Тей, В.М. Татьянкин, Т.Д. Карминская, М.А. Русанов

## Модель регионального рынка труда в задаче управления региональным заказом на подготовку квалифицированных специалистов

Рассматривается вопрос повышения эффективности системы управления профессиональным образованием. Проведён анализ существующих способов прогнозирования кадровых потребностей региональной экономики. Предложен способ определения кадровых потребностей региональной экономики на основе определения коэффициента занятости населения. Проведен сравнительный анализ эффективности предложенного способа и существующих методик определения кадровых потребностей региональной экономики.

**Ключевые слова:** прогнозирование, кадровая потребность, ротация, коэффициент занятости, пенсионный возраст.

Разработка системы управления профессиональным образованием на базе среднесрочного прогнозирования кадровых потребностей региона является стратегической задачей в концепции долгосрочного социально-экономического развития Российской Федерации на период до 2020 г. и в стратегии инновационного развития Российской Федерации на период до 2020 г. [1, 2]. Обязательным элементом требуемой системы управления является подсистема прогнозирования кадровых потребностей, и в соответствии с Постановлением Правительства РФ №440 от 03.06.2011 прогноз кадровых потребностей региональной экономики рекомендовано разрабатывать органам исполнительной власти субъектов РФ.

Разработанные в настоящее время способы управления региональным заказом на подготовку кадров используют методы прогнозирования кадровых потребностей [3, 4], которые не обеспечивают анализ факторов региональной экономики, оказывающих существенное влияние на рынок труда и систему профессионального образования. Ярким примером этого является способ, описанный в [3], согласно которому при определении кадровых потребностей региона на 5 лет вперед не учитывается накопленный выпуск из учреждений профессионального образования (далее – УПО) за этот период. Также в методике [3] естественное выбытие занятого в экономике населения определяется как 1/25 от всего занятого населения, т.е. константа, что является грубым допущением, не соответствующим действительности. В методике [4. С. 100] не учитываются трудовые потоки, такие как вахтовые рабочие, миграция.

В статье рассматривается вопрос формирования математической модели регионального рынка труда Ханты-Мансийского автономного округа – Югры, обеспечивающей функционирование системы управления региональным заказом на подготовку квалифицированных кадров. Предложена методика определения кадровых потребностей, основанная на коэффициенте занятости населения, которая обеспечивает увеличение точности прогнозирования и эффективность системы управления региональным заказом на подготовку кадров. В первом разделе рассматривается модель регионального рынка труда Ханты-Мансийского автономного округа – Югры, основанная на коэффициентах занятости населения. Во втором разделе приведена численная апробация математической модели.

**Применение коэффициента занятости населения в модели регионального рынка труда Ханты-Мансийского автономного округа – Югры.** Использование постоянного коэффициента ротации предполагает равномерное половозрастное распределение занятого населения. На рис. 1 пунктирной линией приведен график половозрастного распределения, для которого можно применить постоянный коэффициент ротации, сплошной линией – существующее половозрастное распределение в ХМАО–Югре. Существенное отличие данных на рис. 1 показывает неэффективность применения постоянного коэффициента ротации в Ханты-Мансийском автономном округе – Югре. Кроме того, постоянный коэффициент ротации не учитывает возможность работы в пенсионном возрасте, что является существенным недочетом для региона. Так, например, в Ханты-Мансийском автономном округе – Югре средний возраст выхода на пенсию составляет 53 года, при этом более 53% специалистов, вышедших на пенсию, продолжают осуществлять трудовую деятельность (табл. 1).

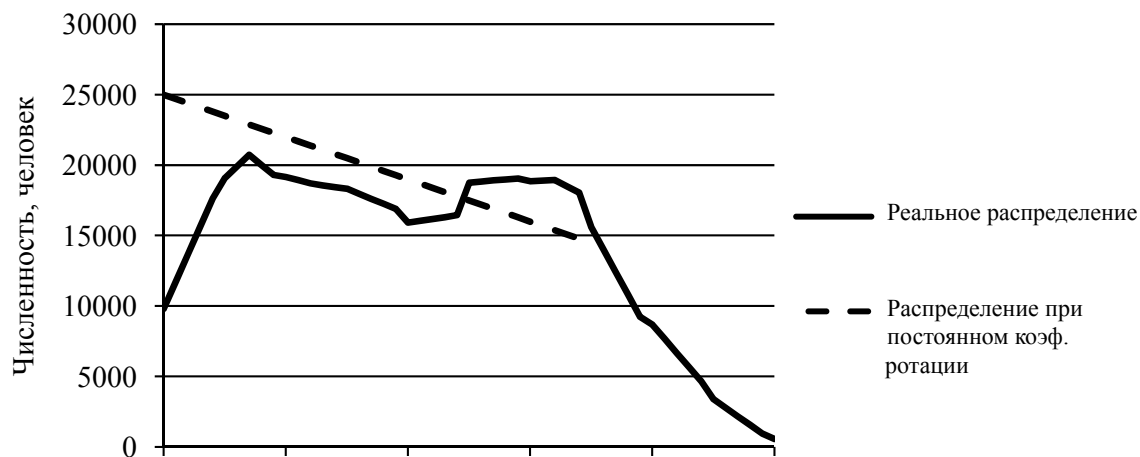


Рис. 1. Возрастная структура занятых в экономике ХМАО – Югры

Таблица 1

## Сведения о гражданах пенсионного возраста

Год	2003	2004	2005	2006	2007	2008	2009
Вышло на пенсию, чел.	21824	25856	24546	26030	27890	26064	30186
Осталось работать, чел.	11948	14239	13215	15168	16084	14797	10722
Доля раб. Пенсионеров, %	35	39	42	46	49	52	53

Использование постоянного коэффициента ротации не позволяет учесть «северную», военную и другие виды «специальных» пенсий, службу в армии, декретный отпуск. При этом для конкретного региона можно подобрать соответствующий ему коэффициент ротации, однако, например, динамика увеличения занятых среди пенсионеров, неравномерное половозрастное распределение делают эту задачу крайне трудоемкой и неэффективной. Для преодоления недостатка использования усредняющего коэффициента ротации можно использовать коэффициент занятости населения, который соответствует распределению работающих специалистов по возрастам, полу, уровню образования и укрупненным группам специальностей (далее – УГС). В этом случае коэффициент занятости определяет отношение количества работающих специалистов к общему количеству имеющих специалистов в регионе:

$$K_{zan_s^{j,l}} = \frac{Rab_s^{j,l}}{Nas_s^{j,l}}, \quad (1)$$

где  $K_{zan_s^{j,l}}$  – коэффициент занятости населения в возрасте  $l$ ;  $Rab_s^{j,l}$  – количество работающих специалистов в возрасте  $l$ ;  $Nas_s^{j,l}$  – всего специалистов в возрасте  $l$ ;  $j$  – уровень образования,  $s$  – пол.

Модель регионального рынка труда Ханты-Мансийского автономного округа – Югры описывается выражениями (2)–(7) и позволяет учесть следующие факторы:

- внешние миграционные потоки населения, включая вахтовых рабочих;
- динамику выпуска специалистов из региональной сети профессионального образования;
- динамику выпуска специалистов вне региональной сети профессионального образования;
- количество работающих пенсионеров;
- особые социальные льготы (декретный отпуск, служба в армии).

$$\begin{aligned} Balans_i^j(t) &= spros_i^j(t) - predlojenie_i^j(t), \\ Balans_i^j(t) &\rightarrow 0, \end{aligned} \quad (2)$$

где  $Balans_i^j(t)$  – дополнительная потребность региональной экономики в трудовых ресурсах;  $spros_i^j(t)$  – требуемое количество трудовых ресурсов для запланированного развития региональной экономики;  $predlojenie_i^j(t)$  – количество трудовых ресурсов, которым располагает региональная экономика;  $i$  – номер УГС;  $j$  – уровень образования;  $t$  – период времени.

Спрос на трудовые ресурсы в прогнозном периоде определяется с учетом экономического развития региона по следующему выражению:

$$spros_i^j(t) = spros_i^j(t-1) + \sum_{k=1}^n \Delta Iconomika_k(t) * Edu_k^j * A_{k,i}^j - BT_i^j(t-1), \quad (3)$$

где  $\Delta Iconomika_k$  – изменение численности занятых по видам экономической деятельности за один год;  $k=1..n$  – виды экономической деятельности;  $Edu_k^j$  – структура численности занятых по видам экономической деятельности  $k$  и уровням образования  $j$ ;  $A_{k,i}^j$  – матрица соответствий между видами экономической деятельности  $k$  и УГС  $i$  по уровням образования  $j$ ;  $BT_i^j(t-1)$  – разница между вакансиями и безработными, стоящими на учёте в службе занятости.

Количество специалистов региона способных к трудовой деятельности, определяется следующим выражением:

$$predlojenie_i^j(t) = \sum_{s=1}^2 \sum_{l=1}^v naselenie_{i,s}^{j,l}(t) * K\_zan_{i,s}^{j,l}(t) + Vahta_i^j(t), \quad (4)$$

где  $naselenie_{i,s}^{j,l}(t)$  – численность человек, проживающих в регионе, в возрасте  $l$ ;  $i$  – номер УГС;  $j$  – уровень образования;  $t$  – период времени;  $K\_zan_{i,s}^{j,l}(t)$  – коэффициент занятости;  $Vahta_i^j(t)$  – количество вахтовых специалистов, работающих в регионе;  $i$  – номер укрупнённой группы специальностей;  $j$  – уровень образования;  $v$  – предельный возраст;  $s$  – пол.

Население региона по уровням образования изменяется в соответствии с выпуском системы профессионального образования, коэффициентов смертности и внешними потоками (5)–(6).

$$naselenie_{i,s}^{j,l}(t) = Stud\_R_{i,s}^j(t) + V\_Potoki_{i,s}^{j,l}(t), \quad (5)$$

$$naselenie_{i,s}^{j,l}(t) = naselenie_{i,s}^{j,l-1}(t-1) * K\_S^{l-1}(t-1) + V\_Potoki_{i,s}^{j,l}(t), \quad (6)$$

где  $Stud\_R_{i,s}^j(t)$  – количество выпускников своего региона;  $i$  – номер укрупнённой группы специальностей;  $j$  – уровень образования;  $t$  – период времени;  $V\_Potoki_{i,s}^{j,l}(t)$  – внешние потоки восполнения экономики региона специалистами;  $s$  – пол,  $K\_S^{l-1}(t-1)$  – коэффициент смертности.

Внешние потоки включают в себя миграцию и жителей, обучающихся не в ХМАО–Югре:

$$V\_Potoki_{i,s}^{j,l}(t) = \Delta Mig_{i,s}^{j,l}(t) + Stud\_ZR_{i,s}^{j,l}(t), \quad (7)$$

где  $\Delta Mig_{i,s}^{j,l}(t)$  – разница между иммигрантами и эмигрантами региона в возрасте  $l$ ;  $i$  – номер укрупнённой группы специальностей;  $j$  – уровень образования;  $t$  – период времени,  $Stud\_ZR_{i,s}^{j,l}(t)$  – количество граждан, обучившихся не в ХМАО–Югре;  $s$  – пол.

**Численная апробация модели регионального рынка труда Ханты-Мансийского автономного округа – Югры, основанная на определении коэффициента занятости населения.** Апробация предложенной модели и методики, описанной в [3], будет проведена на данных Ханты-Мансийского автономного округа – Югры (табл. 2–4). Предполагается, что численность занятых в региональной экономике остается постоянной, выпуск специалистов мужского пола равен выпуску специалистов женского пола, численность вахтовых рабочих не изменяется. Численность занятого населения, миграционные потоки работников с высшим профессиональным образованием (далее ВПО) и средним профессиональным образованием (далее СПО) в ХМАО до 2015 г. приведены в табл. 2. Принято, что возрастная структура миграции аналогична возрастной структуре проживающего населения.

Таблица 2

**Начальные условия (в тысячах человек)**

Год	2011		2012		2013		2014		2015	
	ВПО	СПО	ВПО	СПО	ВПО	СПО	ВПО	СПО	ВПО	СПО
Уровень образования										
Численность занятых	252	352	252	352	252	352	252	352	252	352
Миграция	-1	3	-1	3	-1	3	-1	3	-1	3
Выпуск специалистов	5	3	5	3	5	-	5	-	-	-

Математическая модель, предложенная в работе [3], может быть описана следующей системой уравнений:

$$\begin{cases} \Delta S(t_{i+1}) = L(t_{i+1}) - L(t_i) + L^-(t_{i+1}), \\ L^-(t_{i+1}) = L_{SC}^-(t_{i+1}) + L_M^-(t_{i+1}), \\ \Delta P(t_{i+1}) = L_{PE}^+(t_{i+1}) + L_U^+(t_{i+1}) + L_M^+(t_{i+1}), \\ Balans = \Delta P(t_{i+1}) - \Delta S(t_{i+1}), \\ L_{SC}^-(t_{i+1}) = L(t_i) / 25, \end{cases} \quad (8)$$

где  $L(t_{i+1})$  – прогнозируемая численность занятых в экономике региона на год  $i+1$ ;  $L(t_i)$  – численность занятых в экономике региона в году  $i$ ;  $L^-(t_{i+1})$  – поток выбытия трудовых ресурсов с рынка труда в году  $i+1$ ;  $L_{SC}^-(t_i)$  – естественно возрастное выбытие;  $L_M^-(t_{i+1})$  – эмигранты в году  $i+1$ ;  $\Delta S(t_{i+1})$  – спрос на трудовые ресурсы в прогнозном году  $i+1$ ;  $\Delta P(t_{i+1})$  – предложение трудовых ресурсов в году  $i+1$ ;  $L_{PE}^+(t_{i+1})$  – выпускники УПО в году  $i+1$ ;  $L_U^+(t_{i+1})$  – переподготовленные и переобученные безработные в году  $i+1$ ;  $L_M^+(t_{i+1})$  – прогнозируемые мигранты в году  $i+1$ ;  $Balans$  – баланс трудовых ресурсов.

Кадровая потребность региона, рассчитанная в соответствии методикой (8) Петрозаводского государственного университета (далее – ПетрГУ) по уровням образования СПО и ВПО с использованием коэффициента ротации, представлена на рис. 2.

Для определения кадровой потребности способом, предложенным в статье, понадобятся следующие данные (табл. 3–4): коэффициент смертности (КС), половозрастная структура по уровням образования (ПВС), коэффициент занятости (КЗ). Начальная ПВС определяются из всероссийской переписи населения 2010 г. [5]. В табл. 5 содержится половозрастная структура населения по уровням образования на прогнозный период, рассчитанная с помощью выражений (5)–(6). На рис. 2 представлена кадровая потребность региона, определенная согласно предлагаемой методике и данным табл. 2–5. В качестве оценки адекватности результатов представлен анализ количества специалистов, которые выйдут на пенсию в ХМАО – Югре согласно имеющейся половозрастной структуре. Лучший результат прогнозирования кадровой потребности региона получен посредством разработанной методики, тогда как результат способа ПетрГУ показал значительную недооценку потребности в специалистах с СПО и переоценку потребности в специалистах с ВПО.

Таблица 3

**Коэффициенты смертности, занятости и половозрастное распределение (ВПО)**

Возраст, лет	20	21	...	30	31	...	40	41	...	50	51	...	60
КС (мужчины)	2,7	2,7	...	4,6	4,6	...	9,8	9,8	...	19,4	19,4	...	39
КС (женщины)	0,8	0,8	...	1,9	1,9	...	3,1	3,1	...	6,2	6,2	...	13,2
ПВС (мужчины)	839	1522	...	4113	4027	...	2368	2345	...	2117	2061	...	1021
ПВС (женщины)	1565	2630	...	6350	6170	...	3445	3447	...	3263	3117	...	1320
КЗ (мужчины)	0,63	0,83	...	0,95	0,95	...	0,95	0,95	...	0,91	0,91	...	0,66
КЗ (женщины)	0,73	0,77	...	0,91	0,91	...	0,92	0,92	...	0,89	0,87	...	0,50

Таблица 4

**Коэффициенты смертности, занятости и половозрастное распределение (СПО)**

Возраст, лет	20	21	...	30	31	...	40	41	...	50	51	...	60
КС (мужчины)	2,7	2,7	...	4,6	4,6	...	9,8	9,8	...	19,4	19,4	...	39
КС (женщины)	0,8	0,8	...	1,9	1,9	...	3,1	3,1	...	6,2	6,2	...	13,2
ПВС (мужчины)	3562	3697	...	4246	4227	...	4663	4702	...	5584	5582	...	2342
ПВС (женщины)	2651	2777	...	3608	3690	...	4496	4591	...	6583	6792	...	3373
КЗ (мужчины)	0,71	0,73	...	0,87	0,87	...	0,89	0,89	...	0,85	0,82	...	0,36
КЗ (женщины)	0,71	0,74	...	0,82	0,83	...	0,93	0,93	...	0,93	0,89	...	0,48

Таблица 5

**Половозрастная структура населения**

ВПО	Возраст, лет	20	21	...	30	31	...	40	41	...	50	51	...	60
Мужчины		0	2488	...	3942	4162	...	3313	3144	...	2046	2026	...	1532
Женщины		0	2492	...	6251	6757	...	5214	4900	...	3285	3294	...	2317
СПО	Возраст, лет	20	21	...	30	31	...	40	41	...	50	51	...	60
Мужчины		0	1535	...	4409	4379	...	4585	4614	...	5606	5507	...	3241
Женщины		0	1530	...	3534	3608	...	4400	4486	...	6504	6494	...	4586

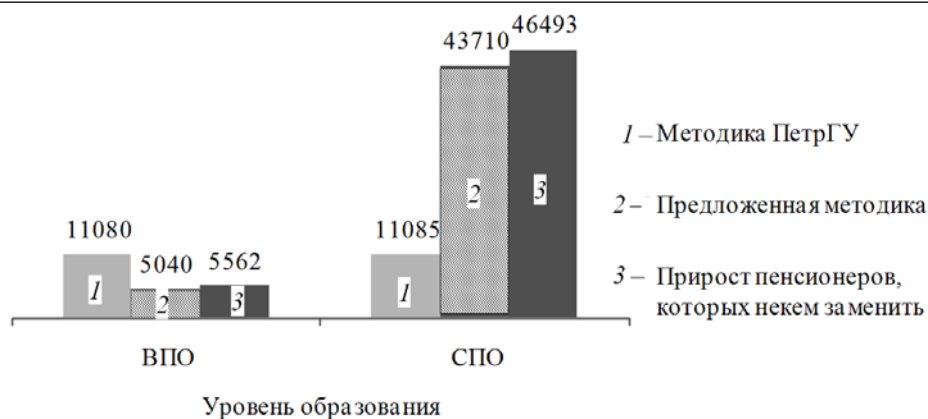


Рис. 2. Дополнительная кадровая потребность

**Заключение.** Развитие систем управления регионального рынка труда является комплексной задачей, которая требует совершенствования модели регионального рынка труда. Одним из элементов, определяющих эффективность системы управления региональным рынком труда, является система прогнозирования кадровых потребностей региона. Апробация известных методик прогнозирования кадровой потребности выявила существенные параметры, оказывающие значительное влияние на результат прогнозирования и как следствие приводящие к значительной ошибке системы регулирования регионального рынка труда. Такими параметрами являются: постоянный коэффициент ротации, отсутствие инструмента анализа половозрастной структуры занятого населения, отсутствие в моделях миграционных потоков и потока вахтовых рабочих. Для большинства северных территорий такие допущения в значительной степени искажают представление о рынке труда, делая прогноз кадровых потребностей не соответствующим динамике развития региона.

В статье предложена новая модель регионального рынка труда, обеспечивающая повышение точности прогнозирования кадровых потребностей региона. В модели используется коэффициент занятости населения, который обеспечивает анализ параметров половозрастной структуры занятого населения, миграционных потоков, специалистов, работающих вахтовым методом, особые условия выхода на пенсию. Численная апробация моделей регионального рынка труда выявила эффективность использования коэффициента занятости населения. Так, ошибка прогнозирования кадровых потребностей, полученная с использованием предложенной модели, не превышает 5%.

#### Литература

1. Проект Концепции долгосрочного социально-экономического развития Российской Федерации на период до 2020 года. – URL: <http://www.economy.gov.ru/minec/press/news/doc1224245909936> (дата обращения: 18.07.2013).
2. Проект Стратегии инновационного развития Российской Федерации на период до 2020 г. – URL: [http://www.economy.gov.ru/minec/activity/sections/innovations/doc20101231\\_016](http://www.economy.gov.ru/minec/activity/sections/innovations/doc20101231_016) (дата обращения: 18.07.2013).
3. Алгоритмы и математические модели макроэкономической методики прогнозирования потребностей экономики в квалифицированных кадрах. – URL: <http://www.labourmarket.ru/Pages/metodika/03.php> (дата обращения: 18.07.2013).
4. Мокронос А.Г и др. Прогнозирование потребности региональной экономики в подготовке кадров. – Екатеринбург: РГППУ, 2010. – 111 с.
5. Половозрастная структура населения Ханты-Мансийского автономного округа – Югры в 2010 году. – URL: [http://www.gks.ru/free\\_doc/new\\_site/perepis2010/croc/perepis\\_itogi1612.htm](http://www.gks.ru/free_doc/new_site/perepis2010/croc/perepis_itogi1612.htm) (дата обращения: 18.07.2013).

#### Тей Дмитрий Олегович

Канд. техн. наук, доцент каф. автоматизированных систем обработки информации и управления (АСОИиУ) Югорского государственного университета  
Тел.: (346-7) 35-78-54  
Эл. почта: teyd@ugrasu.ru



**Татьянкин Виталий Михайлович**

Аспирант каф. АСОИиУ

Тел.: 8-950-501-05-98

Эл. почта: bambar@bk.ru

**Карминская Татьяна Дмитриевна**

Канд. техн. наук, ректор Югорского государственного университета

Тел.: (346-7) 35-75-04

Эл. почта: ktd@mail.ru

**Русанов Михаил Александрович**

Аспирант кафедры АСОИиУ

Тел.: 8-951-980-48-91

Эл. почта: rusanov\_misha@bk.ru

Tey D.O., Tatjankin V.M., Karminskaya T.D., Rusanov M.A.

**Labour-market model for regional demand in personnel training**

In the paper we considered the problem of labour force balance in Khanty-Mansiysky avtonomny okrug – Yugra. The existing methods of forecasting recruitment needs were analyzed in the regional economy. We propose a method to determinate the demand for personnel, which is based on the employment rate of the population. The comparative analysis of classical and the proposed methods was made and the efficiency of the proposed method was shown.

**Keywords:** Forecast, the need for personnel, rotation, employment rate, working pensioners.

---

УДК 303.732.4

Т.Д. Карминская, В.М. Татьянкин, Д.О. Тей, М.А. Русанов

## Использование кластерного анализа и нейронных сетей в задаче управления региональным рынком труда

Рассматривается вопрос повышения эффективности системы управления региональным рынком труда посредством применения кластерного анализа и нейронных сетей. Сформированы кластеры из отраслей региональной экономики согласно факторам, влияющим на численность занятых. Приведены результаты апробации разработанного способа прогнозирования численности занятых.

**Ключевые слова:** прогноз, кластерный анализ, нейронные сети, кадровая потребность.

Совершенствование управления системой рынка труда является стратегической задачей в Концепции долгосрочного социально-экономического развития Российской Федерации на период до 2020 г. и в Стратегии инновационного развития Российской Федерации на период до 2020 г. [1, 2]. Основой таких систем управления являются подсистемы прогнозирования кадровых потребностей региона. В настоящее время известно о двух внедрённых и функционирующих системах прогнозирования кадровой потребности [3, 4]. Способы прогнозирования численности занятых, используемые в системах [3, 4], имеют ряд недостатков, вследствие чего прогноз кадровых потребностей не соответствует требованиям регионального рынка труда.

Далее проводится анализ существующих способов определения кадровых потребностей региональной экономики. Также представлен способ прогнозирования численности занятых по ВЭД, основанный на использовании нейронных сетей, приведен пример прогнозирования численности занятых по ВЭД для Ханты-Мансийского автономного округа – Югры (далее – ХМАО – Югры).

**Анализ способов прогнозирования численности занятых по видам экономической деятельности.** Модель, разработанная в [3], может быть записана следующими выражениями:

$$L(t_{i+1}) = I_L(t_i) * L(t_i), \quad (1)$$

$$I_L(t_i) = \frac{I_X(t_{i+1})}{I_F(t_{i+1})}, \quad (2)$$

где  $L(t_{i+1})$  – прогнозируемая численность работников;  $L(t_i)$  – фактическая существующая численность работников на рынке труда;  $I_L(t_i)$  – индекс изменения численности занятого населения;  $I_X(t_{i+1})$  – индекс изменения валового регионального продукта (далее – ВРП);  $I_F(t_{i+1})$  – индекс изменения производительности труда.

Особенность модели, предложенной в [3], заключается в использовании универсального подхода для определения численности занятых по ВЭД, где численность занятых зависит от ВРП. На практике по ряду ВЭД наблюдается слабая зависимость численности занятых от ВРП. Это объясняется тем, что при подсчёте ВРП учитывается цена произведённого продукта, которая подвержена существенным ценовым колебаниям, т.е. объём произведённой продукции сохраняется, а ВРП может изменяться. Ярким примером является вид экономической деятельности «добыча полезных ископаемых», где за период с 2008 по 2011 г. ВРП изменялся на 25%, а объём продукции оставался постоянным (рис. 1). При этом численность занятых за тот же период существенно не изменялась, что ставит под сомнение адекватность прогнозирования численности занятых через ВРП по ВЭД «добыча полезных ископаемых».

Значения показателей ВЭД «добыча полезных ископаемых» за период с 2009 по 2011 г. нормированы к значению 2008 г.

В [4] была предложена следующая модель, описывающая изменение численности занятых по ВЭД:

$$PT_t = PT_{t-1} * IndPT_t, \quad (3)$$

$$IndPT_t = IndY_t - \Delta IndPrTr_t - \frac{\Delta inf_t}{100}, \quad (4)$$

$$\Delta \text{IndPrTr}_t = \text{IndInv}_t * \text{IndInn}_t, \quad (5)$$

где  $PT_t$  – потребность в трудовых ресурсах в году  $t$ ;  $PT_{t-1}$  – потребность в трудовых ресурсах в году  $t-1$ ;  $\text{IndPT}_t$  – индекс потребности в трудовых ресурсах в году  $t$ ;  $\text{IndY}_t$  – индекс выпуска товаров в году  $t$ , рассчитываемый как отношение значения показателя выпуска продукции в текущем периоде к значению соответствующего показателя в предыдущем периоде;  $\Delta \text{IndPrTr}_t$  – индекс производительности труда;  $\Delta \text{inf}_t$  – инфляция в году  $t$  принимает значения в пределах 5–7%;  $\text{IndInv}_t$  – индекс инвестиционной привлекательности региона, рассчитываемый как отношение инвестиций, поступивших в регион в году  $t$  к значению показателя в предыдущем периоде;  $\text{IndInn}_t$  – индекс ввода инноваций, рассчитываемый как отношения объёма инновационного оборудования в году  $t$  к соответствующему показателю в предыдущем периоде.

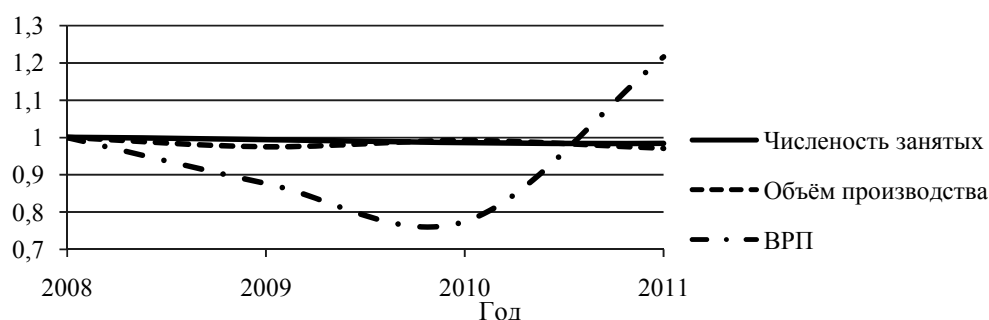


Рис. 1. Показатели ВЭД «добыча полезных ископаемых» (ХМАО – Югра)

В модели (3)–(5) значительное влияние на численность занятых оказывает степень использования инновационного оборудования. При этом внедрение инноваций не приводит к значительному изменению численности занятых в течение одного года. Естественным затруднением является определение степени высокотехнологичности или инновационности оборудования, используемого в производстве, а также его объемов по ВЭД.

Значительным ограничением использования модели (4) является появление отрицательной численности занятых, если индекс выпуска товаров меньше, чем сумма индекса производительности труда и инфляции.

#### Способ прогнозирования численности занятых по видам экономической деятельности

*Кластеризация ВЭД для прогнозирования численности занятых в экономике.* В ХМАО – Югре имеются предприятия по 14 из 17 ВЭД. Для определения параметров, оказывающих наибольшее влияние на численность занятых по ВЭД, был проведен корреляционный анализ. В результате были выделены 4 кластера. В первый кластер включены следующие ВЭД: добыча полезных ископаемых, обрабатывающие производства, производство и распределение электроэнергии, газа и воды. Ко второму кластеру отнесены ВЭД: строительство, транспорт и связь, торговля, сельское хозяйство. В третий кластер входят ВЭД: финансовая деятельность, операции с недвижимым имуществом, гостиницы и рестораны, прочие услуги. В четвертый кластер входят ВЭД: образование, здравоохранение, государственное и муниципальное управление.

Численность занятых по ВЭД, которые относятся к первому кластеру, в большей степени определяется объемом произведенной продукции:

$$Ch_{z_{j,i+n}} = \frac{V_{j,i+n}}{alf_j}, \quad (6)$$

$$alf_j = \frac{V_{j,i}}{Ch_{z_{j,i}}}, \quad (7)$$

где  $Ch_{z_{j,i+n}}$  – численность занятых по  $j$  ВЭД на прогнозный год  $n$ ;  $V_{j,i+n}$  – объем продукции, произведенный  $j$  ВЭД в прогнозном году  $n$ ;  $Ch_{z_{j,i}}$  – численность занятых по  $j$  ВЭД в настоящее время;  $V_{j,i}$  – объем продукции, произведенный  $j$  ВЭД в настоящее время.

Во втором и третьем кластере определение объема произведенной продукции является сложной комплексной задачей (жилое и нежилое строительство, дорожное строительство, ремонт дорог и объектов недвижимости, объем оказанных услуг нематериального характера). Численность занятых в этих кластерах определяется произведенным валовым региональным продуктом:

$$Ch_{-z_{j,i+n}} = \frac{VDS_{j,i+n}}{alf_{-p_j}}, \quad (8)$$

$$alf_{-p_j} = \frac{VDS_{j,i}}{Ch_{-z_{j,i}}}, \quad (9)$$

где  $Ch_{-z_{j,i+n}}$  – численность занятых по  $j$  ВЭД на прогнозный год  $n$ ;  $VDS_{j,i+n}$  – валовая добавленная стоимость продукции в ценах года  $i$ , произведенная  $j$  ВЭД в прогнозном году  $n$ ;  $Ch_{-z_{j,i}}$  – численность занятых по  $j$  ВЭД в настоящее время;  $VDS_{j,i}$  – валовая добавленная стоимость продукции, произведенная  $j$  ВЭД в настоящее время.

Четвертый кластер содержит непроектные ВЭД, в которых численность занятых зависит от численности населения региона:

$$Ch_{-z_{j,i+n}} = F(Naselenie_{i+n}, I_{i+n}), \quad (10)$$

$$Naselenie_{i+1} = Naselenie_i \left(1 + \frac{KP_i}{1000}\right) + M_{i+1},$$

где  $Ch_{-z_{j,i+n}}$  – численность занятых по  $j$  ВЭД на прогнозный год  $n$ ;  $Naselenie_{i+n}$  – численность населения в прогнозном году  $n$ ;  $Ch_{-z_{j,i}}$  – численность занятых по  $j$  ВЭД в настоящее время;  $Naselenie_{j,i}$  – численность населения в настоящее время;  $KP_i$  – коэффициент естественного прироста;  $M_{i+1}$  – миграция в году  $i+1$ ;  $F(Naselenie_{i+n}, I_{i+n})$  – функция активации многослойной сети [6];  $I_{i+1}$  – объем планируемых инвестиций в году  $i+1$ .

*Нейросетевой подход к прогнозированию численности занятых в регионе.* Для прогнозирования объема произведенной продукции используется многослойная нейронная сеть [6]. Архитектура многослойной нейронной сети состоит из входного, скрытого и выходного слоя. В качестве нейронных элементов входного слоя, которые выполняют распределительные функции, используются:

$$x_1 = V_i, \quad x_2 = I_{i+1}, \quad x_3 = SF_i, \quad x_4 = SIF_i, \quad (11)$$

где  $x_i$  – нейронные элементы входного слоя;  $V_i$  – объем продукции, произведенный в году  $i$ ;  $I_{i+1}$  – объем планируемых инвестиций в году  $i+1$ ;  $SF_i$  – стоимость основных фондов в году  $i$ ;  $SIF_i$  – степень износа основных фондов в году  $i$ .

Аналогично прогнозированию объемов производства определяется будущий объем валового регионального продукта по ВЭД. Отличия имеются в организации входного слоя, который можно определить следующими выражениями:

$$x_1 = VDS_i, \quad x_2 = I_{i+1}, \quad x_3 = SF_i, \quad x_4 = SIF_i. \quad (12)$$

Входной слой для прогнозирования валового регионального продукта по ВЭД в третьем кластере имеет следующий вид:

$$x_1 = VDS_i, \quad x_2 = I_{i+1}, \quad x_3 = SF_i, \quad x_4 = SIF_i, \quad x_5 = V_{i+1}. \quad (13)$$

Применение многослойной нейронной сети обусловлено особенностью прогнозируемых данных. Методы классического прогнозирования (экстраполяция, регрессия) являются неэффективными при прогнозировании временных рядов, описывающих состояние социальных экономических систем, которые характеризуются существенными колебаниями значений [7].

Сравним на примере ХМАО – Югры способ прогнозирования численности занятых [3] по ВЭД и способ, основанный на кластеризации ВЭД региона. Прогноз выполним для двух видов экономической деятельности:

- 1) добыча полезных ископаемых (рис. 2);
- 2) здравоохранение (см. рис. 2).

Прогнозирование проводилось для периода, в котором известна численность занятого населения с 2008 по 2011 г. Таким образом, можно оценить ошибку прогнозирования путем сравнения результатов прогнозирования численности занятых с реальными данными за период 2008–2011 гг. Для

оценки различных способов расчета численности занятых в экономике в качестве входных данных использовались известные данные о ВРП, объемах производства, численности населения.

Анализ полученных результатов показывает, что в случае абсолютно точного прогнозирования ВРП ошибка определения численности занятого населения по способу [3] превышает 10% для отрасли добычи полезных ископаемых и 25% для здравоохранения. В случае использования предложенного способа кластеризации ошибка определения численности занятого населения не превышает 5% для отрасли добычи полезных ископаемых и 8% для здравоохранения.

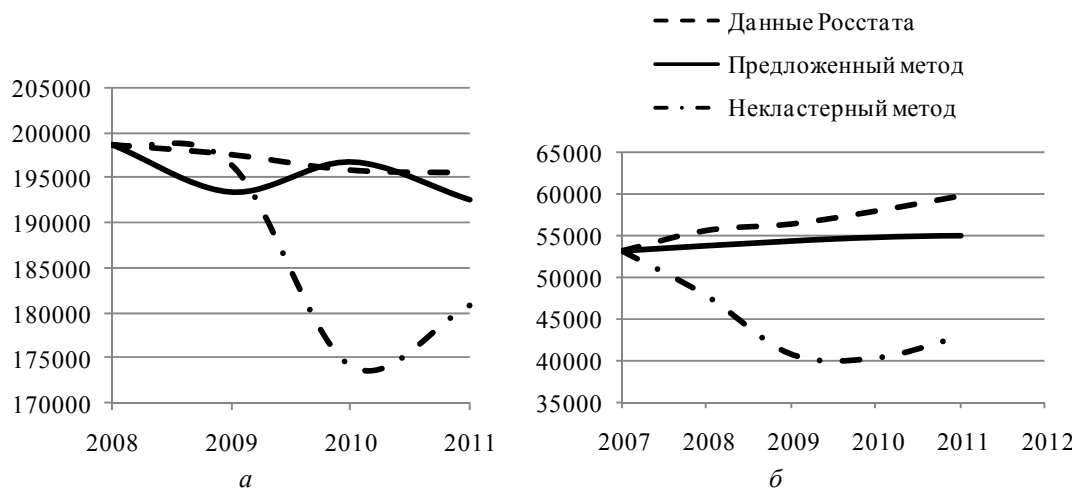


Рис. 2. Численность занятых по ВЭД «добыча полезных ископаемых» (а) и «здравоохранение» (б)

**Заключение.** Результаты исследования имеющихся математических моделей, используемых для определения кадровых потребностей в задаче управления региональным рынком труда, выявили недостатки, которые приводят к значительным ошибкам в прогнозировании кадровых потребностей. Анализ недостатков систем определения кадровых потребностей региона позволил разработать модель и способ прогнозирования кадровых потребностей, которые учитывают отраслевые, демографические особенности региона и в значительной степени увеличивают точность прогнозирования, а значит, эффективность системы управления региональным рынком труда.

Апробация предложенного способа прогнозирования кадровых потребностей, использующего многослойную нейронную сеть, кластеризацию отраслей региональной экономики, показала его эффективность по сравнению с известными способами прогнозирования численности занятых.

#### Литература

1. Проект по Концепции долгосрочного социально-экономического развития Российской Федерации на период до 2020 года. – URL: <http://www.economy.gov.ru/minrec/press/news/doc1224245909936> (дата обращения: 18.07.2013).
2. Проект Стратегии инновационного развития Российской Федерации на период до 2020 года. – URL: [http://www.economy.gov.ru/minrec/activity/sections/innovations/doc20101231\\_016](http://www.economy.gov.ru/minrec/activity/sections/innovations/doc20101231_016) (дата обращения: 18.07.2013).
3. Алгоритмы и математические модели макроэкономической методики прогнозирования потребностей экономики в квалифицированных кадрах. – URL: <http://www.labourmarket.ru/Pages/metodika/03.php> (дата обращения: 18.07.2013).
4. Косоруков О.А. и др. Комплексный подход моделирования рынка труда. URL: [http://www.prognozkadrov.ru/information/public/docs/integrated\\_model\\_is\\_suitable\\_lution\\_of\\_the\\_labor\\_market.pdf](http://www.prognozkadrov.ru/information/public/docs/integrated_model_is_suitable_lution_of_the_labor_market.pdf) (дата обращения: 18.07.2013).
5. Территориальный орган Федеральной службы государственной статистики по ХМАО–Югре. – URL: <http://www.khmstat.gks.ru> (дата обращения: 18.07.2013).
6. Головкин В.А. Нейронные сети: обучение, организация и применение: учеб. пособие для вузов / Общ. ред. А.И. Галушкина. – М.: ИПРЖР, 2000. – 199 с.
7. Методы прогнозирования. – URL: [http://www.neuroproject.ru/forecasting\\_tutorial.php](http://www.neuroproject.ru/forecasting_tutorial.php) (дата обращения: 18.07.2013).

**Карминская Татьяна Дмитриевна**

Канд. техн. наук, ректор Югорского государственного университета (ЮГУ)

Тел.: (346-7) 35-75-04

Эл. почта: ktd@mail.ru

**Татьянкин Виталий Михайлович**

Аспирант каф. автоматизированных системы обработки информации и управления (АСОИиУ) ЮГУ

Тел.: 8-950-501-05-98

Эл. почта: bambar@bk.ru

**Тей Дмитрий Олегович**

Канд. техн. наук, доцент каф. АСОИиУ

Тел.: (346-7) 35-78-54

Эл. почта: teyd@ugrasu.ru

**Русанов Михаил Александрович**

Аспирант кафедры АСОИиУ

Тел.: 8-951-980-48-91

Эл. почта: rusanov\_misha@bk.ru

Karminskaya T.D., Tatjankin V.M., Tey D.O., Rusanov M.A.

**Human resources forecasting within economic activities with the use of cluster analysis and neural networks**

This paper presents the problem of Human resources forecasting method which is based on the cluster analysis and neural networks. The specific factors, which strongly effect the forecasting results are determined for every economic activity. The comparative analysis of classical and designed methods was made and the efficiency of the proposed method was shown.

**Keywords:** Forecast, economic activities, cluster analysis, neural networks, the need for personnel.

УДК 621.313-57: 621.313.3

В.П. Обрусник, Т.В. Горлова

## Проблемы надежного пуска шахтных конвейеров

Проанализированы семь способов пуска шахтных конвейеров. Показан наилучший способ обеспечения надежного пуска двигателя с минимальными динамическими перегрузками при максимально возможном темпе разгона. Обоснованы параметры и схемные решения системы автоматического управления электроприводом.

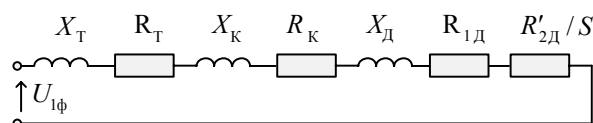
**Ключевые слова:** асинхронный двигатель, индуктивное сопротивление, ёмкость, пусковой ток, естественная механическая характеристика.

**Анализ предыдущих исследований.** Шахтные конвейеры, транспортирующие добываемый уголь к подъему на поверхность, имеют электроприводы довольно большой мощности. Например, в шахте «Заречная» в г. Белово Кемеровской обл., 250, 315, 400 кВт при напряжении линейном 660 В. При длине штрека 1 км стоят 3 конвейера, имеющих 11 двигателей ( $4 \times 250 + 4 \times 315 + 3 \times 400$ ) кВт. Большая длина кабеля, подводящего напряжение к двигателям, приводит к большим падениям напряжения при пусках – (25÷30)% от номинального значения, что не всегда обеспечивает нормальный пуск при полной загрузке углем конвейера. Начинают «раскачку» до нескольких десятков пусков, пока не преодолется момент сопротивления покоя, который всегда больше номинального [1]. Эти пуски плохо сказываются на двигателе, часто его вообще не удается запустить. Поэтому проблема надежного пуска актуальна.

Проанализируем способы надежного запуска шахтных конвейеров.

Схема замещения фазы электрического питания асинхронного двигателя (АД) конвейера приведена на рис. 1.

Рис. 1. Схема замещения фазы системы электропитания АД конвейера: Т – трансформатор; К – кабель; Д – двигатель;  $R_T = R_{1T} + R'_{2T}$



Способы надежного пуска АД:

*1-й способ:* компенсация индуктивных сопротивлений  $X_T$ ,  $X_K$ ,  $X_D$  за счет  $-X_C$ , емкости, последовательно включенной в каждую фазу [2]. При этом обеспечивается естественная механическая характеристика (МХ), когда:

а)  $X_C = X_K + X_T$ , (остается  $X_D$ );

б)  $X_C = X_T + X_K + 2X_D$ ,

здесь  $X_D$  становится со знаком «-», что обеспечивает естественная МХ при меньшем значении емкости.

Вариант «б» можно считать лучшим. Если принять  $X_C = X_T + X_K + X_D$ , что обеспечивает полную компенсацию  $X_{L\Sigma}$ , то остаются только активные сопротивления, и пусковой ток АД становится недопустимым (в 2÷3 раза больше, чем  $I_{1кз}$  естественной МХ).

Для варианта «б» потребуется значение (величина) емкости

$$|X_C| = \frac{1}{\omega \cdot C} = X_T + X_K + 2X_D, \text{ где } \omega = 2\pi f_1,$$

отсюда следует

$$C = \frac{1}{(X_T + X_K + 2X_D) \cdot 2\pi f_1} [\text{Ф}], \text{ где } f_1 = 50 \text{ Гц.}$$

*2-й способ:* увеличение выходного (вторичного) напряжения питающего трансформатора за счет выбора другого стандартного трансформатора (если это возможно) или включения вольтодобавочного трансформатора (подобрать стандартный или изготовить) [2, 3].

Требуемое новое значение  $U_{1\phi}$ , принимается  $U'_{2\phi} \cong U_{1\phi}$

Возможны два варианта получения требуемого  $U_{1\phi}$ :

а) из условия получения одинаковых значений пускового тока естественной МХ ( $I_{1ке}$ ):

$$I_{1ке} = \frac{U_{1\phi н}}{\sqrt{X_{Д}^2 + R_{Д}^2}}; \quad (1)$$

где  $R_{Д} = R_{1Д} + R'_{2Д}$ ;

$$I_{1ки} = \frac{U_{1\phi}}{\sqrt{(X_{Д} + X_{Т} + X_{К})^2 + (R_{Д} + R_{Т} + R_{К})^2}} = \frac{U_{1\phi}}{Z_{ки}}. \quad (2)$$

Приравнивая правые части выражений (1) и (2), получаем  $\frac{U_{1\phi н}}{Z_{ке}} = \frac{U_{1\phi}}{Z_{ки}}$ , откуда следует

$$U_{1\phi} = U_{1\phi н} \cdot \frac{Z_{ки}}{Z_{ке}}; \quad (3)$$

$$U_{1\phi} = U_{1\phi н} \cdot \sqrt{\frac{(X_{Д} + X_{Т} + X_{К})^2 + (R_{Д} + R_{Т} + R_{К})^2}{X_{Д}^2 + R_{Д}^2}}; \quad (4)$$

б) из условия одинаковых значений критического и пускового момента на естественной МХ:

$$M_{ке} = \frac{3U_{1\phi н}^2}{2\omega_0(\sqrt{X_{Д}^2 + R_{Д}^2} + R_{Д})} = \frac{3U_{1\phi н}^2}{2\omega_0(Z_{ке} + R_{Д})}; \quad (5)$$

$$M_{ки} = \frac{3U_{1\phi}^2}{2\omega_0\left(\sqrt{(X_{Д} + X_{Т} + X_{К})^2 + (R_{Д} + R_{Т} + R_{К})^2} + R_{\Sigma ц}\right)} = \frac{3U_{1\phi}^2}{2\omega_0(Z_{ки} + R_{\Sigma ц})}. \quad (6)$$

Приравнивая правые части выражений (5) и (6), получаем:  $\frac{U_{1\phi н}^2}{Z_{ке} + R_{Д}} = \frac{U_{1\phi}^2}{Z_{ки} + R_{\Sigma ц}}$ , отсюда следует

$$U_{1\phi} = \sqrt{\frac{Z_{ки} + R_{\Sigma ц}}{Z_{ке} + R_{Д}}} \cdot U_{1\phi н}. \quad (7)$$

Сравнение значений  $U_{1\phi}$ , требуемых для нормального пуска АД по естественной МХ, получаемых по формулам (3) и (7), позволяет сделать вывод, что  $U_{1\phi}$  по (7)  $<$   $U_{1\phi}$  по (3).

Для пуска АД более целесообразным выбрать вариант  $U_{1\phi}$  по (3), так как при этом пусковой ток останется таким же, как на естественной МХ, но пусковой момент увеличится:

$$M_{Пи} = M_{Пе} \cdot \left(\frac{Z_{ки}}{Z_{ке}}\right)^2 \cdot \frac{Z_{ке} + R_{Д}}{Z_{ки} + R_{\Sigma ц}}; \quad (8)$$

$$M_{Пи} \cong M_{Пе} \cdot \frac{Z_{ки}}{Z_{ке}}. \quad (9)$$

Примерно, так как при  $Z_{ке} \gg R_{Д}$ ,  $Z_{ки} \gg R_{\Sigma ц}$ .

Итак, необходимое напряжение для нормального пуска должно быть равным:

$$U_{1\phi} = U_{1\phi н} \cdot \frac{Z_{ки}}{Z_{ке}}.$$

3-й способ. Увеличение мощности приводных двигателей [2, 3]. Для определения новой (увеличенной) мощности АД для нормального его запуска по естественной МХ, следует воспользоваться двумя выражениями:

а) новая мощность  $P_{и} = 3U_{1\phi} \cdot I_{1\phi н} \cdot \cos\phi_{и} \cdot \eta_{и}$ ;

б) номинальная мощность на естественной МХ, которая выбрана для АД:



$$P_{1н} = 3U_{1фн} \cdot I_{1фн} \cdot \cos\varphi_{н} \cdot \eta_{н},$$

здесь  $U_{1ф}$  по выражению (3);  $\cos\varphi_{н}$ ,  $\eta_{н}$  – номинальные значения коэффициента мощности и КПД АД;  $\cos\varphi_{и}$ ,  $\eta_{и}$  – коэффициент мощности и КПД реальной схемы АД;

$$\frac{P_{1и}}{P_{1н}} = \frac{U_{1ф} \cdot I_{1фн} \cdot \cos\varphi_{и} \cdot \eta_{и}}{U_{1фн} \cdot I_{1фн} \cdot \cos\varphi_{н} \cdot \eta_{н}} = \frac{U_{1ф} \cdot \cos\varphi_{и} \cdot \eta_{и}}{U_{1фн} \cdot \cos\varphi_{н} \cdot \eta_{н}}. \quad (12)$$

Подставим выражения:

$$\begin{aligned} \cos\varphi_{н} &= \frac{X_{Д}}{R_{Дн}} = \frac{X_{Д}}{R'_{2}/S_{н} + R_{1Д}}, & \eta_{н} &= \frac{R'_{2}/S_{н}}{R'_{2}/S_{н} + R_{1Д}}; \\ \cos\varphi_{и} &= \frac{X_{Д} + X_{Т} + X_{К}}{R'_{2}/S_{н} + R_{1Д} + R_{Т} + R_{К}}, & \eta_{и} &= \frac{R'_{2}/S_{н}}{R'_{2}/S_{н} + R_{1Д} + R_{Т} + R_{К}}; \\ \frac{P_{1и}}{P_{1н}} &= \frac{U_{1ф}}{U_{1фн}} \cdot \frac{X_{Д} + X_{Т} + X_{К}}{R'_{2}/S_{н} + R_{1Д} + R_{Т} + R_{К}} \cdot \frac{R'_{2}/S_{н}}{R'_{2}/S_{н} + R_{1Д} + R_{Т} + R_{К}} \cdot \frac{R'_{2}/S_{н} + R_{1Д}}{X_{Д}} \cdot \frac{R'_{2}/S_{н} + R_{1Д}}{R'_{2}/S_{н}}. \end{aligned}$$

После преобразований получаем:

$$\frac{P_{1и}}{P_{1н}} = \frac{U_{1ф}}{U_{1фн}} \cdot \frac{(R'_{2}/S_{н} + R_{1Д})^2}{(R'_{2}/S_{н} + R_{1Д} + R_{Т} + R_{К})^2} \cdot \frac{X_{Д} + X_{Т} + X_{К}}{X_{Д}}. \quad (13)$$

С учетом  $U_{1ф}$  по формуле (3):  $U_{1ф} = U_{1фн} \cdot \frac{Z_{ки}}{Z_{ке}}$ ;

$$P_{1и} = P_{1н} \frac{Z_{ки}}{Z_{ке}} \left( \frac{R'_{2}/S_{н} + R_{1Д}}{R'_{2}/S_{н} + R_{1Д} + R_{Т} + R_{К}} \right)^2 \cdot \frac{X_{Д} + X_{Т} + X_{К}}{X_{Д}}, \quad (14)$$

где  $Z_{ки} = \sqrt{(X_{Д} + X_{Т} + X_{К})^2 + (R_{Д} + R_{Т} + R_{К})^2}$ ;  $Z_{ке} = \sqrt{X_{Д}^2 + R_{Д}^2}$ .

Для реальных параметров  $P_{1и} \geq 1,5P_{1н}$ . В реальных условиях это нецелесообразно!

*4-й способ.* Если статорная обмотка двигателя включена по схеме «звезда», тогда нужно её переключить в «треугольник». При этом потребляемая мощность АД не изменится, ток в фазе уменьшится, а напряжение увеличится в  $\sqrt{3}$  раз [2, 3]. Ожидаемое повышение напряжения  $U_{1ф}$  в  $\sqrt{3} \cdot 0,75 \cong 1,25$  раз. Здесь 0,75 – снижение напряжения при пуске за счет потерь в кабеле. Это не опасно, но пусковой момент увеличится против естественного значения в  $(1,25)^2 \cong 1,56$  раза (рис. 2).

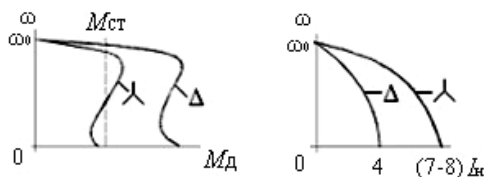


Рис. 2. Сравнение МХ при включении по схеме «звезда» и «треугольник»

*5-й способ.* Включение в каждую фазу статора АД по два встречно включенных ключа, например тиристора (рис. 3), позволит управлять процессом пуска без толчков, плавно, и уменьшить напряжение после разгона АД, что обеспечит при том же моменте нагрузки на валу (например, номинальном), уменьшенное потребление мощности из сети [2, 3].

*6-й способ.* Включение регулятора частоты со звеном постоянного тока (АИН или АИТ) [1, 2]. Инвертор требуется на каждый АД (на шахте «Заречная» их:  $3 \times 400$  кВт +  $4 \times 315$  кВт +  $4 \times 250$  кВт = 3460 кВт). Это очень дорого и ради пуска, так как скорость регулировать не требуется, нецелесообразно!

*7-й способ.* Пуск по методу профессора Д.И. Родькина (КрНУ, Украина). Требуется включение в каждую фазу статора АД по симистору или по два встречно включенных управляемых диода, например, тиристора. Диодам обеспечивается квазичастотное управление, при котором ступенчато

понижается частота в 2, 3 или более раза при  $U_{1\phi}/f_1 = \text{const}$  с возможностью плавного регулирования напряжения для ограничения пускового тока [2, 3].

Пусковой момент при этом увеличивается, обратно пропорционально частоте (рис. 4).

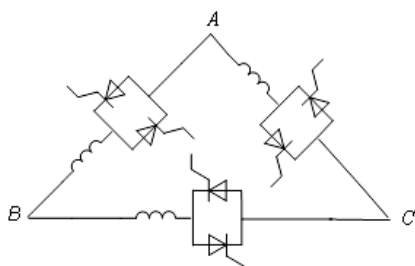


Рис. 3. Схема включения в каждую фазу статора АД по два встречно включенных тиристора

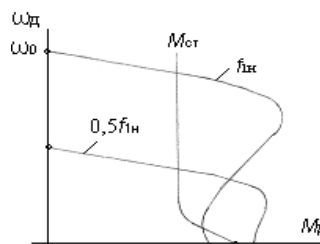


Рис. 4. МХ при включении в каждую фазу статора АД тиристора

После запуска АД управляемые вентили можно отключить.

**Заключение.** В результате исследования седьмой способ является наилучшим для надежного запуска шахтных конвейеров с минимальными динамическими перегрузками при максимально возможном темпе разгона.

#### Литература

1. Тиристорный электропривод рудничных и взрывозащищённых электроустановок / под ред. А.И. Пархоменко. – М.: Недра, 1991. – 173 с.
2. Чиликни М.Г. Общий курс электропривода / М.Г. Чиликни, А.С. Сандлер. – М.: Энергоатомиздат, 1981. – 576 с.
3. Обрусник В.П. Электрические машины: учеб. пособие. – Томск: ТУСУР, 2007. – 207 с.

#### Обрусник Валентин Петрович

Д-р техн. наук, профессор кафедры промышленной электроники ТУСУРа

Тел.: (382-2) 42-30-16

Эл. почта: vai@ie.tusur.ru

#### Горлова Татьяна Валентиновна

Ст. преп. каф. информационно-управляющих систем Кременчугского национального университета им. Михаила Остроградского, Украина

Тел.: (8-10-380-53-66) 2-60-25

Эл. почта: gorlova58@list.ru

Obrusnik V.P., Gorlova T.V.

#### Problems of reliable starting of mine conveyers

Seven methods of starting of mine conveyers are analysed in the paper. The best method of providing of the reliable engine starting is shown with minimum dynamic overloads at the maximally possible rate of acceleration. The parameters and schematics of the automated control system of an electric drive are proved.

**Keywords:** asynchronous motor, inductive resistance, capacity, starting current, natural mechanical description.

**Требования к подготовке рукописей статей,  
представляемых для публикации в журнале  
«Доклады Томского государственного университета  
систем управления и радиоэлектроники»**

1. Оригинал на бумажном носителе должен полностью соответствовать электронному варианту.
  2. Электронный вариант 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.
  3. Текст статьи должен быть набран без принудительных переносов через один интервал (множитель 1,05) шрифтом Times New Roman 10,5 кегля; распечатан на одной стороне листа белой писчей бумаги формата А4 с полями шириной 25 мм, без помарок и вставок. Шаблон статьи размещен на сайте: [http://www.tusur.ru/ru/science/tusur\\_reports\\_magazine/template.dot](http://www.tusur.ru/ru/science/tusur_reports_magazine/template.dot). Размер статьи со всеми атрибутами должен быть, как правило, не более пяти страниц.
  4. Одни и те же символы в тексте, формулах, таблицах и рисунках должны быть единообразными по написанию. Русские и греческие символы, а также цифры и все математические знаки: скобки, плюсы, минусы и т.д. – набираются прямым шрифтом; переменные, обозначенные латинскими буквами – курсивом, кроме слов, их сокращений, имен функций ( $\text{const}$ ,  $\text{input}$ ;  $U_{\text{in}}$ ;  $I_{\text{вх}}$ ;  $T_z$ ;  $\beta_1$ ;  $\sin x_i$ ), программ, названий фирм и химических формул ( $\text{H}_2\text{O}$ ).
  5. Все употребляемые обозначения и сокращения должны быть пояснены.
  6. Единицы измерения физических величин должны соответствовать Международной системе единиц (СИ).
  7. 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, 10 пт. На все рисунки и таблицы должны быть ссылки в тексте (... на рис. 3, ... в табл. 2).
  8. Рисунки и фотографии должны быть **черно-белыми**, четкими, контрастными, аккуратными, сгруппированными. Графики – не жирно, сетка – четко. Единицы измерения – на русском, шрифт – не жирным. Десятичная запятая (не точка).
  - Рисунки могут быть выполнены в программах CorelDraw, Illustrator, Word, Visio и должны давать возможность внесения исправлений.
  9. Иллюстрации, разрешением не менее 300 dpi, дублируются отдельными файлами. Если это возможно, должны быть предоставлены оригиналы иллюстраций, пригодные для полиграфического исполнения. Масштаб изображения – наиболее мелкий (при условии читаемости).
  10. Формулы должны быть набраны в формульном редакторе (Equation, MathType) программы Word.
  11. 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.
  12. 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.
- Бумажный вариант рукописи статьи должен быть подписан авторами и иметь сопроводительное письмо на бланке организации (для сторонних авторов).
- Плата за публикацию статей 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.

**Примечание.** Адрес для переписки: [vnmas@main.tusur.ru](mailto:vnmas@main.tusur.ru). Тел.: 7-382-2-512121).