

ISSN 1818-0442

Доклады ТУСУРа. №1(35), 2015

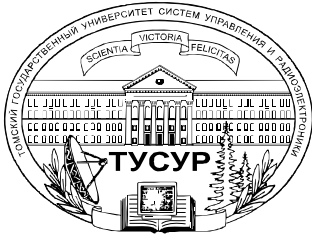
# ДОКЛАДЫ

Томского государственного университета  
систем управления и радиоэлектроники

1(35) • 2015



9 771818 044708 02007



Министерство образования и науки Российской Федерации

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

**1(35) • март 2015**

Периодический научный журнал

Выходит 4 раза в год

Основан в 1997 г.

**ISSN 1818-0442**

**Гл. редактор:**

Ю.А. Шурыгин, д.т.н., проф.

**Зам. гл. редактора:**

А.В. Кобзев, д.т.н., проф.

А.А. Шелупанов, д.т.н., проф.

**Редакционный совет:**

Л.А. Боков, к.ф.-м.н., проф.

А.Г. Буймов, д.т.н., проф.

Ю.П. Ехлаков, д.т.н., проф.

А.М. Кориков, д.т.н., проф.

Е.М. Окс, д.т.н., проф.

И.Н. Пустынский, д.т.н., проф.

В.Н. Татаринов, д.т.н., проф.

С.М. Шандаров, д.ф.-м.н., проф.

Г.С. Шарыгин, д.т.н., проф.

**Ответственный секретарь:**

В.Н. Масленников, к.т.н., доцент

**Адрес редакции:**

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

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

Подписной индекс 20648  
в каталоге Агентства

«Роспечать»: газеты и журналы

**Издательство**

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

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

Подписано в печать 25.03.2015.  
Формат 60×84 1/8.  
Усл. печ. л. 10,2  
Тираж 500. Заказ 4.

**Содержание**

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

**Фисанов В.В.**

Электромагнитные волны в изотропной метакиральной среде ..... 5

**Захаров Ф.Н., Госенченко С.Г., Крутиков М.В.**

Оценка величины зенитной задержки радионавигационных сигналов  
в юго-восточной части Охотского моря по данным метеоизмерений  
вблизи навигационного приемника ..... 9

**Кологривов В.А.**

Модельное исследование многоантенной технологии ..... 18

**Бомбизов А.А.**

Критерий выбора оконной функции для задач частотно-временного  
анализа электромагнитного излучения горных пород ..... 24

**Быков Е.В., Дёмко А.И., Радомский С.А., Семерухина Н.В.**

Результаты исследования электрического сопротивления  
антистатических трубок ..... 28

**Иванов А.С., Рязанцев Р.О., Александрин А.М.,**

**Лемберг К.В., Саломатов Ю.П.**

Диагностика линзовых антенн с использованием сканера  
ближнего поля ..... 33

**Мелихов С.В.**

Уравнение дуплексной радиосвязи сотовой системы ..... 37

**Сучкова Л.И., Хуссейн Х.М., Якунин М.А., Якунин А.Г.**

Исследование долговременной стабильности параметров  
термодатчиков DS18B20 ..... 42

**Добуш И.М., Калентьев А.А., Жабин Д.А.,**

**Гарайс Д.С., Бабак Л.И.**

Разработка МШУ диапазона 1–2 ГГц с использованием  
программы структурного синтеза СВЧ-транзисторных  
усилителей на основе генетического алгоритма ..... 47

**Торхов Н.А., Божков В.Г., Добуш И.М.,**

**Сальников А.С., Бабак Л.И.**

Мощные AlGaIn/GaN HEMT X- и K<sub>u</sub>-диапазонов ..... 52

**Ильин А.А.**

Динамика спектров лазерной плазмы, генерируемой на поверхности  
жидкости наносекундным лазерным излучением ..... 56

**Кондрашов В.А., Неволин В.К., Розанов Р.Ю.**

Наноразмерные мемристорные структуры на основе хлорида меди  
с подслоем графена ..... 60

**Давыдов В.Н., Новиков Д.А.**

Измерительные методики и автоматизированный комплекс  
для исследования приборов опто- и наноэлектроники ..... 64

**Савин А.А.**

Статистический анализ алгоритмов верификации векторных  
анализаторов цепей для зондовых измерений ..... 75

**Дышлок А.В., Витрик О.Б., Кульчин Ю.Н.**

Сверхчувствительный плазмон-поляритонный рефрактометр  
на основе нерегулярного металл-диэлектрического световода ..... 84

## УПРАВЛЕНИЕ, ВЫЧИСЛИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА И ИНФОРМАТИКА

<b>Катаев М.Ю., Бекеров А.А., Лукьянов А.К.</b> Интернет-информационная система накопления, обработки и анализа спутниковых данных MODIS .....	93
<b>Менщиков А.А., Шниперов А.Н.</b> Метод скрытого встраивания информации в векторные изображения.....	100
<b>Дмитриев В.М., Зайченко Т.Н., Ганджа Т.В., Ганджа В.В.</b> Методика сопряжения системы виртуальных инструментов и приборов с универсальным контроллером X-Mega .....	107
<b>Милихин М.М., Гриценко Ю.Б., Рычагов М.М.</b> Комбинированный метод визуализации картографических данных веб-ориентированной геоинформационной системы .....	112
<b>Басов О.О., Богданов С.П., Струев Д.А.</b> Методика выбора аппаратно-программных средств для построения абонентских терминалов полимодальной инфокоммуникационной системы.....	116
<b>Гриценко Ю.Б., Жуковский О.И., Сенченко П.В.</b> Особенности перехода предприятия на программно-целевой метод управления .....	123
<b>Сенченко П.В., Масляев В.С., Лазарев И.В.</b> Веб-ориентированная автоматизированная информационная система поддержки малого и среднего бизнеса Томской области.....	128
<b>Михальков Ф.Д.</b> Применение технологии дополненной реальности в пользовательских интерфейсах .....	135
<b>Перова Ю.П.</b> Технологии тестирования в дистанционном обучении .....	138
<b>Криволапова Л.И., Кравцова О.А., Соколов С.В.</b> Фрактальная размерность – оценочная мера качества поверхности металлопроката .....	142
<b>Щербинин С.В.</b> Планирование траекторий электромехатронных манипуляторов.....	148

## ЭЛЕКТРОТЕХНИКА

<b>Гончаров В.И., Онуфриев В.А.</b> Идентификация двухзвенного манипулятора потолочного типа .....	153
-------------------------------------------------------------------------------------------------------	-----

## СООБЩЕНИЯ

<b>Горлова Т.В., Обрусник В.П.</b> Электропривод, его состояние и перспективы .....	161
Требования.....	165

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

УДК 537.876.22+535.56

В.В. Фисанов

## Электромагнитные волны в изотропной метакиральной среде

Выполнена декомпозиция электромагнитного поля в прозрачной метакиральной биизотропной среде на два поля Бельтрами, которые характеризуются неравными положительными волновыми числами и общим волновым импедансом. Знак волнового импеданса определяется знаками диэлектрической и магнитной проницаемостей среды. Получено условие различения прямых и обратных нормальных волн круговой поляризации.

**Ключевые слова:** метакиральная среда, диэлектрическая проницаемость, магнитная проницаемость, параметр киральности, электромагнитные поля Бельтрами, волновой импеданс, положительные волновые числа, прямые и обратные плоские волны.

Искусственным композитным электромагнитным материалам с экстремальными (в том числе отрицательными) значениями диэлектрической и магнитной проницаемостей в настоящее время уделяется повышенное внимание вследствие многообразия связанных с ними необычных волновых явлений, таких как отрицательное преломление, плоская линза, маскировка объектов. При наличии дополнительного параметра киральности такие материалы называют метакиральными средами. В отличие от обычных киральных сред в них допускается возможность существования не только прямых, но и обратных нормальных волн круговой поляризации. Обратная волна возникает даже при неотрицательных значениях проницаемостей [1, 2]. Следуя В.Г. Веселаго [3], в электродинамике метаматериалов при описании обратных волн применяют термины «отрицательный коэффициент (показатель) преломления», «отрицательное волновое число». Между тем, согласно каноническому определению, волновое число является длиной (модулем) волнового вектора и по этой причине не может принимать отрицательные значения. Налицо присутствует методический парадокс, который требует разрешения.

С этой целью в данной работе для исследования прямых и обратных нормальных волн в биизотропной метакиральной среде применяется новый подход, при котором волновые числа в отсутствие диссипативных потерь полагаются безусловно положительными величинами и применяется уточнённая трактовка волнового импеданса.

**Постановка задачи, декомпозиция уравнений поля.** Для феноменологической характеристики киральных сред используют различные системы материальных уравнений, но применительно к метакиральной среде наиболее употребительным является **ЕН**-представление (представление Теллегена), согласно которому векторы индукций **D** и **B** выражаются через векторы напряжённостей **E** и **H** электрического и магнитного поля в среде (например, [1, 4, 5]). Это представление происходит от предложенных Кондоном [6, 7] и усовершенствованных Силверманом [8] уравнений, предназначенных для описания явления оптической активности. В случае монохроматического поля круговой частоты  $\omega$  и временного фактора  $\exp(-i\omega t)$  система материальных уравнений имеет вид

$$\mathbf{D} = \varepsilon \mathbf{E} + i\kappa \mathbf{H}, \quad \mathbf{B} = \mu \mathbf{H} - i\kappa \mathbf{E}, \quad (1)$$

где параметр киральности  $\kappa = \omega g$  пропорционален коэффициенту гирации  $g$  Кондона–Силвермана,  $i = \sqrt{-1}$ . Диэлектрическая проницаемость  $\varepsilon$ , магнитная проницаемость  $\mu$  и параметр  $\kappa$  принимаются здесь и далее действительными величинами. Энантиоморфные разновидности киральной среды различаются по знаку параметра киральности  $\kappa$ . Уравнения Максвелла после подстановки в них уравнений (1) принимают вид

$$\nabla \times \mathbf{E} = i\omega(\mu \mathbf{H} - i\kappa \mathbf{E}), \quad \nabla \times \mathbf{H} = -i\omega(\varepsilon \mathbf{E} + i\kappa \mathbf{H}), \quad \nabla \cdot \mathbf{E} = 0, \quad \nabla \cdot \mathbf{H} = 0. \quad (2)$$

Далее обычно переходят к дифференциальным уравнениям второго порядка относительно вектора **E** или вектора **H** [4]. Борен [9] предложил иной подход: перейти к уравнениям первого порядка для волновых полей левой круговой поляризации (комплексная амплитуда  $\mathbf{Q}_1$ ) и правой круговой поляризации (комплексная амплитуда  $\mathbf{Q}_2$ ) посредством линейного преобразования

$$\mathbf{E} = \mathbf{Q}_1 - i\eta \mathbf{Q}_2, \quad \mathbf{H} = \mathbf{Q}_2 - i\zeta \mathbf{Q}_1, \quad (3)$$

где  $\eta = \zeta^{-1}$  – волновой импеданс. Поля  $\mathbf{Q}_1$  и  $\mathbf{Q}_2$  пропорциональны своим роторам, т.е. подчиняются дифференциальным уравнениям

$$\nabla \times \mathbf{Q}_1 = \tilde{\gamma}_1 \mathbf{Q}_1, \quad \nabla \cdot \mathbf{Q}_1 = 0, \quad \nabla \times \mathbf{Q}_2 = -\tilde{\gamma}_2 \mathbf{Q}_2, \quad \nabla \cdot \mathbf{Q}_2 = 0 \quad (4)$$

и поэтому называются электромагнитными полями Бельтрами. В обычной киральной среде положительные величины  $\tilde{\gamma}_1$  и  $\tilde{\gamma}_2$  являются волновыми числами соответствующих полей Бельтрами. Действительно, в силу своей соленоидальности поля Бельтрами удовлетворяют уравнению Гельмгольца вида  $\nabla^2 \mathbf{Q}_j + \tilde{\gamma}_j^2 \mathbf{Q}_j = 0$ , где  $j=1,2$ . В метакиральной среде величины  $\tilde{\gamma}_j$  могут изменить знак, поэтому их следует считать просто собственными значениями дифференциального оператора вихря. В терминах гидродинамики величины  $\tilde{\gamma}_j$  являются постоянными коэффициентами пропорциональности между завихренностью ( $\nabla \times \mathbf{Q}_j$ ) и скоростью ( $\mathbf{Q}_j$ ) векторных потоков Бельтрами–Тркала. Волновые числа  $\gamma_j$  определим через них по формулам

$$\gamma_1 = \tilde{\gamma}_1 \operatorname{sgn} \tilde{\gamma}_1, \quad \gamma_2 = \tilde{\gamma}_2 \operatorname{sgn} \tilde{\gamma}_2. \quad (5)$$

Для отыскания волновых чисел подставим формулы (3) в вихревые уравнения Максвелла (2), заменим роторы согласно (4) и перегруппируем слагаемые так, чтобы однотипные поля располагались по разные стороны от знака равенства:

$$(\tilde{\gamma}_1 - \omega\kappa - \omega\mu\zeta)\mathbf{Q}_1 = -i(\eta\tilde{\gamma}_2 - \omega\mu + \omega\kappa\eta)\mathbf{Q}_2, \quad (6)$$

$$-i(\zeta\tilde{\gamma}_1 - \omega\varepsilon - \omega\kappa\zeta)\mathbf{Q}_1 = (\tilde{\gamma}_2 + \omega\kappa - \omega\varepsilon\eta)\mathbf{Q}_2. \quad (7)$$

Приравнявая к нулю коэффициенты при полях  $\mathbf{Q}_1$  и  $\mathbf{Q}_2$ , получим следующие соотношения:

$$\tilde{\gamma}_1 = \omega(\kappa + \mu\zeta) = \omega(\kappa + \varepsilon\eta), \quad \tilde{\gamma}_2 = -\omega(\kappa - \varepsilon\eta) = -\omega(\kappa - \mu\zeta). \quad (8)$$

Из формул (8) следует, что  $\varepsilon\eta = \mu\zeta$  и  $\eta^2 = \mu/\varepsilon$ . Далее, при  $\kappa=0$  (некиральная среда) величины  $\tilde{\gamma}_1$  и  $\tilde{\gamma}_2$  становятся равными волновому числу для полей круговой поляризации в обычной изотропной среде, которое обозначим символом  $k$ , так что

$$k = \omega\varepsilon\eta = \omega\mu\zeta. \quad (9)$$

Так как волновое число  $k$  является положительной величиной, из формулы (9) непосредственно следует, что знак волнового импеданса  $\eta$  (и волнового адмитанса  $\zeta$ ) определяется знаком проницаемостей. В обычном диэлектрике (положительные  $\varepsilon$  и  $\mu$ ) волновой импеданс положительный, равен арифметическому квадратному корню из отношения проницаемостей:  $\eta = \sqrt{\mu/\varepsilon}$ . Однако в среде Веселаго (т.е. в среде с проницаемостями  $\varepsilon < 0$  и  $\mu < 0$ ) импеданс является отрицательной величиной. Обобщённо он вычисляется по формуле

$$\eta = \sqrt{\mu/\varepsilon} \operatorname{sgn} \varepsilon = \sqrt{\mu/\varepsilon} \operatorname{sgn} \mu, \quad (10)$$

при этом имеется в виду, что в прозрачной среде знаки диэлектрической и магнитной проницаемостей совпадают. Формула (10) является справедливой не только для изотропной среды, но и для биизотропной метакиральной среды с материальными уравнениями вида (1). С учётом (9) формулы (8) принимают вид

$$\tilde{\gamma}_1 = k + \omega\kappa, \quad \tilde{\gamma}_2 = k - \omega\kappa. \quad (11)$$

Как следует из формулы (11), случай метакиральности реализуется при выполнении неравенства  $\varepsilon\mu < \kappa^2$ : при любом знаке параметра киральности  $\kappa$  одна из величин  $\tilde{\gamma}_j$  оказывается отрицательной. Вводя показатель преломления  $n = k/k_0$ , где  $k_0$  – волновое число для вакуума, указанное неравенство можно преобразовать к виду  $n < |\kappa|/\sqrt{\mu_0\varepsilon_0}$ , что соответствует либо сильной киральности, либо малому значению показателя преломления эквивалентной некиральной среды ( $\varepsilon_0, \mu_0$  – электрическая и магнитная постоянные).

Электромагнитные поля Бельтрами  $\mathbf{Q}_j$  распространяются без взаимодействия в однородной и безграничной среде. Переносимая ими энергия характеризуется векторами Пойнтинга

$\mathbf{S}_j = S_j \hat{\mathbf{s}}_j = (1/2) \text{Re}(\mathbf{E}_j \times \mathbf{H}_j^*)$ , где  $S_j$  – длина вектора Пойнтинга  $j$ -го поля (положительная величина),  $\hat{\mathbf{s}}_j$  – его орт. Определим плоские волны Бельтрами как  $\mathbf{Q}_j(\mathbf{r}) = \mathbf{Q}_{0j} \exp(i\gamma_j \hat{\gamma}_j \cdot \mathbf{r})$ , где  $\hat{\gamma}_j$  – орт волнового вектора  $\gamma_j$  в направлении движения фазового фронта волны,  $\mathbf{Q}_{0j}$  – комплексная амплитуда. Вместо системы (4) получается совокупность векторных алгебраических уравнений

$$\hat{\gamma}_1 \times \mathbf{Q}_{01} = -i\mathbf{Q}_{01} \text{sgn} \tilde{\gamma}_1, \quad \hat{\gamma}_1 \cdot \mathbf{Q}_{01} = 0; \quad \hat{\gamma}_2 \times \mathbf{Q}_{02} = i\mathbf{Q}_{02} \text{sgn} \tilde{\gamma}_2, \quad \hat{\gamma}_2 \cdot \mathbf{Q}_{02} = 0.$$

Для действительных значений импеданса  $\eta$  вектор Пойнтинга левой волны Бельтрами  $\mathbf{S}_1 = S_1 \hat{\mathbf{s}}_1$  определяется выражением

$$\mathbf{S}_1 = (1/2) \text{Re}(i\zeta \mathbf{Q}_{01} \times \mathbf{Q}_{01}^*) = (1/2) \zeta |\mathbf{Q}_{01}|^2 \hat{\gamma}_1 \text{sgn} \tilde{\gamma}_1. \quad (12)$$

Соответственно для вектора Пойнтинга правой волны Бельтрами  $\mathbf{S}_2 = S_2 \hat{\mathbf{s}}_2$  имеем

$$\mathbf{S}_2 = (1/2) \text{Re}(-i\eta \mathbf{Q}_{02} \times \mathbf{Q}_{02}^*) = (1/2) \eta |\mathbf{Q}_{02}|^2 \hat{\gamma}_2 \text{sgn} \tilde{\gamma}_2. \quad (13)$$

В метакиральной изотропной среде направления переноса энергии (луча) и движения фронта волны могут либо совпадать (прямая волна), либо быть противоположными (обратная волна), т.е.  $\hat{\gamma}_j = (\hat{\mathbf{s}}_j \cdot \hat{\gamma}_j) \hat{\mathbf{s}}_j$ . Подставляя это соотношение в (12) и (13) и учитывая, что  $S_j > 0$ , получим универсальное неравенство  $\eta(\hat{\mathbf{s}}_j \cdot \hat{\gamma}_j) \text{sgn} \tilde{\gamma}_j > 0$ . Из него сразу следует ключевая формула

$$\hat{\mathbf{s}}_j \cdot \hat{\gamma}_j = \text{sgn}(\eta \tilde{\gamma}_j) \quad (14)$$

для определения типа плоских волн Бельтрами: прямой волне соответствует значение знаковой функции  $+1$ , обратной волне – значение  $-1$ . Следует учитывать, что согласно (8) оба числа  $\tilde{\gamma}_j$  с номерами  $j=1$  и  $j=2$  не могут одновременно принимать отрицательные значения. Формула (14) даёт возможность уточнить классификацию нормальных волн круговой поляризации в изотропной киральной среде. В обычной киральной среде с положительными проницаемостями, называемой также средой Пастера [10], положительными являются волновой импеданс  $\eta$  и оба числа  $\tilde{\gamma}_j = \gamma_j$ . Метакиральную среду с двумя отрицательными проницаемостями было предложено назвать средой Пастера–Веселаго [11]. Она характеризуется отрицательным волновым импедансом  $\eta$  и допускает режим с двумя обратными волнами, если оба числа  $\tilde{\gamma}_j$  являются положительными. Смешанные режимы с прямой и обратной нормальными волнами реализуются как при положительном, так и отрицательном волновом импедансе при условии, что числа  $\tilde{\gamma}_j$  имеют противоположные знаки. Если в среде изменяется только знак параметра киральности, то смешанный режим сохраняется, но каждая нормальная волна изменяет свой первоначальный тип противоположным образом.

Отказ от концепции отрицательного волнового числа позволяет устранить отмеченное ранее [11, 12] различие в знаках диэлектрической и магнитной проницаемостей при переходе от системы материальных уравнений в представлении Теллегена к уравнениям в форме Друде–Борна–Фёдорова, которое происходит при достижении сильной киральности.

**Заключение.** Описание обратной волны в метакиральной среде не требует введения для неё нового понятия «отрицательное волновое число», но нуждается в уточнении трактовки волнового импеданса в случае отрицательных значений и диэлектрической, и магнитной проницаемостей. Также следует делать различие между волновым числом и соответствующим ему параметром (собственным числом) уравнения для поля Бельтрами. Плоская волна Бельтрами является обратной при условии, что знаки у волнового импеданса и у собственного числа оказываются противоположными.

#### Литература

1. Waves and energy in chiral nihility / S. Tretyakov, I. Nefedov, A. Sihvola, S. Maslovski, C. Simovski // J. of Electromagn. Waves and Appl. – 2003. – Vol. 17, № 5. – P. 695–706.
2. Pendry J. A chiral route to negative refraction // Science. – 2004. – Vol. 306, № 5700. – P. 1353–1355.

3. Веселаго В.Г. Электродинамика веществ с одновременно отрицательными значениями  $\epsilon$  и  $\mu$  // УФН. – 1967. – Т. 92, вып. 3. – С. 517–526.
4. Chern R.-L. Wave propagation in chiral media: composite Fresnel equations // J. Opt. – 2013. – Vol. 15, № 7. – P. 075702-1–075702-7.
5. Cao Y. Complete band gaps in one-dimensional photonic crystals with negative refraction arising from strong chirality / Y. Cao, J. Li // Phys. Rev. B. – 2014. – Vol. 89, № 11. – P. 115420-1–115420-5.
6. Condon E.U. Theories of optical rotatory power // Rev. Mod. Phys. – 1937. – Vol. 9, № 4. – P. 432–457.
7. Кондон Е. Теория оптической вращающей способности // УФН. – 1938. – Т. 19, вып. 3. – С. 380–430.
8. Silverman M.P. Reflection and refraction at the surface of a chiral medium: comparison of gyrotropic constitutive relations invariant or noninvariant under a duality transformation // J. Opt. Soc. Am. A. – 1986. – Vol. 3, № 6. – P. 830–837.
9. Bohren C.F. Light scattering by an optically active sphere // Chem. Phys. Lett. – 1974. – Vol. 21, № 3. – P. 458–462.
10. Sihvola A.H. Bi-isotropic constitutive relations / A.H. Sihvola, I.V. Lindell // Microwave Opt. Technol. Lett. – 1991. – Vol. 4, № 8. – P. 295–297.
11. Фисанов В.В. Инварианты изотропной киральной среды // Радиотехника и электроника. – 2007. – Т. 52, № 9. – С. 1089–1091.
12. Zhang C. Spatial dispersion and energy in a strong chiral medium / C. Zhang, T.J. Cui // Optics Express. – 2007. – Vol. 15, № 8. – P. 5114–5119.

---

**Фисанов Василий Васильевич**

Д-р физ.-мат. наук, вед. науч. сотрудник СФТИ при НИТГУ, профессор каф. радиофизики  
Национального исследовательского Томского государственного университета  
Тел.: 8 (382-2) 41-20-78  
Эл. почта: fisanov@mail.tsu.ru

Fisanov V.V.

**Electromagnetic waves in an isotropic metachiral medium**

Electromagnetic-field decomposition in a transparent metachiral bi-isotropic medium is performed onto two Beltrami fields, which are characterized by unequal positive wave numbers and common wave impedance. Sign of the wave impedance is determined by signs of permittivity and permeability of the medium. The condition of distinction between forward and backward circularly polarized eigenwaves is obtained.

**Keywords:** metachiral medium, dielectric permittivity, magnetic permeability, chirality parameter, electromagnetic Beltrami fields, wave impedance, positive wave numbers, forward and backward plane waves.

---



УДК 537.876.23

Ф.Н. Захаров, С.Г. Госенченко, М.В. Крутиков

## Оценка величины зенитной задержки радионавигационных сигналов в юго-восточной части Охотского моря по данным метеоизмерений вблизи навигационного приемника

Проведено количественное сравнение точности оценки зенитной тропосферной задержки навигационного сигнала с использованием модельных параметров высотного профиля индекса преломления и экспериментальных профилей, восстановленных по данным аэрологического зондирования атмосферы в юго-восточной части Охотского моря. В качестве моделей рассматривались экспоненциальная и трехэлементная модели. Показано, что использование трехэлементной модели позволяет получить оценки, более близкие к оценкам, полученным по экспериментальным профилям, чем с использованием экспоненциальной модели. Приведены соответствующие количественные значения СКО оценки задержки.

**Ключевые слова:** псевдодальность, задержка навигационного сигнала, тропосфера, индекс преломления, среднеквадратическая ошибка.

В статье рассматривается задача расчёта поправки за счёт влияния тропосферы при оценке псевдодальности в навигационных системах. При работе навигационного приёмника в автономном режиме одним из основных факторов, влияющих на точность определения координат, является задержка навигационного сигнала в тропосфере [1], которая возникает вследствие отличия скорости радиоволны в тропосфере от скорости света.

В случае, когда угол возвышения навигационного космического аппарата (НКА) над горизонтом составляет 90 град, а высота приёмника радионавигационного сигнала составляет  $h_s$ , для расчета тропосферной путевой задержки  $\tau_T$  используется вертикальный профиль индекса преломления  $N(h)$  [2]:

$$\tau_T = \int_{h_s}^H 10^{-6} N(h) dh, \text{ м}, \quad (1)$$

где  $H$  – высота над уровнем моря в метрах, на которой значение индекса преломления можно считать равным нулю. Задержка, вычисленная по формуле (1), называется зенитной. При меньших углах возвышения задержка увеличивается за счёт удлинения пути в тропосфере и определяется с помощью так называемой функции отображения [2, 3].

Известно [2, 3], что в практике использования навигационной аппаратуры потребителя (НАП) зенитная задержка сигнала оценивается по приземным значениям метеоэлементов (давление, влажность, температура) в месте расположения НАП. Алгоритмы оценивания зенитной задержки основаны на знании моделей вертикального профиля метеоэлементов [4] или профиля  $N(h)$  [5–7]. Уточнение расчетов с их использованием ведет к усложнению моделей, прежде всего к увеличению их числа в соответствии с особенностями местных условий. Например, в численной модели распределения температуры и влажности для Северного полушария [8] для приемлемого описания случайных вариаций вертикальных профилей этих метеоэлементов применено 20 локальных статистических моделей зимой и 17 – летом [9].

Целью настоящего сообщения является оценка величины и флуктуаций зенитных задержек в нижнем слое атмосферы 0...100 км в юго-западной части Охотского моря, полученных расчетным путем по вертикальным профилям индекса преломления  $N_j(h)$  ( $j$  – номер профиля в объеме экспериментальных данных), и задержек, рассчитанных по моделям  $N(h)$  [6].

**Экспериментальные данные.** В качестве исходных данных для расчетов экспериментальных профилей  $N_j(h)$  были взяты массивы результатов аэрологического зондирования трех расположенных выше 45° с.ш. аэрологических станций (АС) района Охотского моря – АС «Поронайск», АС «Уруп», АС «Южно-Курильск» – по 20 зондирований в каждом пункте, полученных как в летнее время (июнь–август), так и зимнее время (январь–февраль) в разные сроки зондирования в 1973, 1974 и 1975 гг. Высоты расположения АС  $h_s$  над уровнем моря составляли: для АС «Уруп» – 70 м, для АС «Поронайск» – 2 м, для АС «Южно-Курильск» – 40 м.

Для расчёта задержек во всей толще тропосферы  $\tau_T$  и сопоставления результатов по данным различных АС был проведен пересчет измерений  $N_j(h_s)$ , выполненных на высотах расположения АС  $h_s$ , к значению на уровне моря  $N_0$ .

В связи с отсутствием данных зондирования до высот 100 км оценки зенитных задержек в настоящей работе определяются суммированием задержек в слое 0...30 км, полученным по профилям  $N_j(h)$  стандартного аэрологического зондирования, и задержки в слое 30...100 км, вычисленной в соответствии с Эталонными стандартами атмосферы [10].

**Оценки задержек для слоя атмосферы 0–30 км.** Экспериментально измеренный профиль  $N_j(h_i)$  представляет собой ряд значений индекса преломления, вычисленных по формуле Смита–Вейнтрауба [11] с использованием метеовеличин, измеренных аэрологическим зондом на высотах  $h_i$ :

$$N_j(h_i) = \frac{77,6}{T(h_i)} \left[ P(h_i) + \frac{4810 \cdot e(h_i)}{T(h_i)} \right], \quad (2)$$

где  $T(h_i)$  – измеренное значение температуры на высоте  $h_i$  в градусах Кельвина;  $P(h_i)$  – давление в мбар;  $e(h_i)$  – влажность в мбар.

Расчёт задержки сигнала по экспериментальному профилю  $N_j(h_i)$  осуществлялся по формуле (1) при линейно-ломаной аппроксимации промежуточных значений индекса преломления. Кроме того, расчеты  $\tau_T$  с использованием формулы (1) проведены также для различных математических моделей вертикального профиля индекса преломления при условии измерений метеовеличин вблизи НАП. В качестве математического описания профиля можно рассмотреть модель профиля  $N(h)$  в виде ряда гармоник [12]. Однако в этой модели нет привязки к наземным измерениям  $N(h_s)$ , а используются только многолетние усреднённые данные. Мы ограничимся в расчетах двумя наиболее распространёнными моделями вертикального профиля  $N(h)$  из работы [6].

**Экспоненциальная модель.** Основная идея этой модели заключается в предположении о том, что в среднем вертикальный (высотный) профиль индекса преломления над земной поверхностью для всей толщи атмосферы описывается одной общей экспоненциальной зависимостью [6]:

$$N(h) = N_0 \cdot \exp[-bh], \quad (3)$$

где  $h$  – высота над уровнем моря.

Модель имеет два параметра:  $N_0$  и  $b = \ln(N_0/N_1)$ , где  $N_0, N_1$  – значения индекса преломления на уровне моря и на высоте 1 км соответственно. Распределение среднемесячного параметра  $N_0$  по разным районам земного шара для разных сезонов года представлено в виде мировых карт [13]. Необходимые для расчетов таблицы соотношений между  $N_0, N_1$ , и  $b$  приведены в [6].

**Модель модифицированного эффективного радиуса Земли.** Эта более сложная модель индекса преломления предполагает следующее [6].

1. В пределах высот до 1 км над поверхностью Земли соблюдается концепция эффективного радиуса Земли, при которой существует линейная высотная зависимость  $N(h)$  до 1 км:

$$N(h) = N(h_s) + (h - h_s) \cdot \Delta N, \quad h_s \leq h \leq (1 + h_s), \text{ км}, \quad (4)$$

где  $\Delta N = (N_s - N_1) = 7,32 \exp(0,005577 N_s)$  – разность значений индекса преломления у поверхности Земли и на высоте 1 км, определенная усреднением данных ежедневных наблюдений за 6–8 лет.

2. Выше 1 км индекс преломления изменяется по экспоненциальному закону до некоторого значения  $N_9$  на высоте 9 км над уровнем моря

$$N(h) = N_1 \exp[-b(h - 1 - h_s)], \quad (1 + h_s) \leq h \leq 9, \text{ км}, \quad (5)$$

где  $b = [(8 - h_s) \ln(N_1/N_9)]^{-1}$ .

3. Выше 9 км  $N$ -профиль описывается единой экспонентой

$$N(h) = N_9 \exp[-0,1424(h - 9)], \quad h \geq 9, \text{ км}. \quad (6)$$

В соответствии с рекомендациями [10] при расположении НАП на широтах более 45° с.ш. значение  $N_9$  составляет летом 103,2 N-ед., а зимой 99,8 N-ед.

Для удобства будем называть такую модель *трехэлементной* [6].

**Расчет с использованием экспоненциальной модели.** Для определения параметра  $b$  были использованы карты из [14] с изолиниями параметров  $N_0$  и  $N_0 - N_1$ . В исследуемом районе для февраля и августа использовались значения параметров (в N-ед.)  $N_0 = 310$ ,  $(N_0 - N_1) = 40$  и  $N_0 = 340$ ,  $(N_0 - N_1) = 50$  соответственно, в результате значения  $b$  составили  $0,1382 \text{ км}^{-1}$  для зимы и  $0,1591 \text{ км}^{-1}$  для лета.

Мгновенное значение  $N_{0j}$  каждого профиля должно быть найдено из условия принадлежности этого значения модельному вертикальному профилю  $N(h)$  по формуле  $N_{0j} = N(h_s)\exp(b \cdot h_s)$ .

Расчет зенитной задержки от уровня моря до высоты  $H = 30$  км по экспоненциальной модели проводился с использованием параметров  $N_{0j}$  и  $b$  и соотношения (1) по формуле:

$$\tau_T = 10^{-6} N_{0,j} \int_0^{30} \exp(-bh) dh = \frac{10^{-6} N_{0,j}}{b} [1 - \exp(-bH)] \quad (7)$$

**Расчет с использованием трехэлементной модели.** Для применения трехэлементной модели (4)–(6) необходимо определить приповерхностное значение  $N_{0j}$  по значению  $N_s$  на некоторой высоте, из уравнения:

$$N_s = N_{0j} + h_s \Delta N_{0j},$$

где  $\Delta N_{0j} = -7,32h_s \exp(0,005577N_{0j})$ . Вычисления  $\Delta N_{0j}$ , с учетом линейной связи  $\Delta N_{0j}$  и  $N_{0j}$  в интервале значений от 280  $N$ -ед. до 350  $N$ -ед., выполнялись по формуле

$$\Delta N_{0j} = h_s(0,2375N_{0j} - 32,108).$$

Отсюда

$$N_{0j} = \frac{N_s - 32,108h_s}{1 - 0,2375h_s} \quad (8)$$

Таким образом, расчет задержки  $\tau_{Tj}$  с помощью трехэлементной модели сводится, во-первых, к приведению индекса преломления  $N_s$  к приповерхностному  $N_{0j}$  по формуле (8); во-вторых, к последующему интегрированию на трех участках толщи атмосферы от высоты уровня моря до высоты  $H = 30$  км с использованием соотношений (4)–(5) по формулам:

$$\tau_{Tj} \tau_{Tj} = 10^{-6} \left( \int_0^1 N_j(h) dh + \int_1^9 N_j(h) dh + \int_9^{30} N_j(h) dh \right) = 10^{-6} (I_j + II_j + III_j), \quad (9)$$

где  $I_j = 0,5(N_{0j} + N_{1j})$ ,  $II_j = 8(N_{1j} - N_9) / \ln(N_{1j} / N_9)$ ,  $III_j = N_9 \{1 - \exp[-0,1424(H - 9)]\} / 0,1424$ .

**Результаты расчета задержек в слое 0–30 км.** Для экспериментальных профилей и рассматриваемых моделей по полученным рядам значений  $\tau_{Tj}$  рассчитывались среднее значение  $\overline{\tau_T}$  и СКО. Результаты расчетов использовались для построения гистограмм (полигонов)  $\tau_{Tj}$ . Кроме того, оценивались отклонения  $\Delta\tau_{Tj}$  как разница между экспериментальными и модельными значениями  $\tau_{Tj}$ .

Статистические характеристики зенитной задержки  $\tau_{Tj}$  (среднее  $\overline{\tau_T}$  и СКО флуктуаций  $\sigma_{\tau_T}$ ) и отклонений  $\Delta\tau_{Tj}$  (среднее  $\overline{\Delta\tau_T}$  и СКО флуктуаций  $\sigma_{\Delta\tau_T}$ ) приведены в табл. 1 и 2 соответственно. Гистограммы  $\tau_{Tj}$  представлены на рис. 1 и 2 для лета и зимы соответственно, а гистограммы  $\Delta\tau_{Tj}$  для экспоненциальной и трехэлементных моделей – на рис. 3 и 4 для лета и зимы соответственно.

Таблица 1 показывает, что в слое 0–30 км экспериментальные данные о  $\tau_{Tj}$  проявляют сезонную зависимость средней задержки, имеющей летом величину 246,4 см, зимой 231,7 см, и СКО флуктуаций задержки летом 5,6 см, а зимой 2,1 см. В соответствии с табл. 2 лучшей моделью вертикального профиля индекса преломления по критерию минимума полной ошибки  $\sigma_{\text{ошибки}} = \sqrt{\Delta\tau_T^2 + \sigma_{\Delta\tau_T}^2}$  является трехэлементная модель с ошибкой  $\sigma_{\text{ошибки}}$  5,1 см и 1,9 см летом и зимой соответственно.

Т а б л и ц а 1

Статистические характеристики зенитных задержек  $\tau_{Tj}$  в слое 0–30 км

№ п/п	Форма представления вертикального профиля $N(h)$	Среднее значение $\overline{\Delta\tau_T}$ , см		СКО $\sigma_{\tau_T}$ , см	
		лето	зима	лето	зима
1	Экспериментальная оценка по данным аэрологического зондирования и линейно-ломаной аппроксимации профиля $N_j(h_i)$	246,4	231,7	5,6	2,1
2	Экспоненциальная модель	208,6	220,8	4,8	3,2
3	Трехэлементная модель	244,5	232,1	2,7	1,4

Статистические характеристики отклонений  $\overline{\Delta\tau_T}$  модельных оценок  $\tau_T$  от экспериментальных в слое 0–30 км

№ п/п	Вертикальный профиль	Среднее значение $\Delta\tau_T$ , см		СКО флуктуаций $\sigma_{\Delta\tau_T}$ , см		Погрешность оценок модели, см $\sigma_{\text{ошибки}} = \sqrt{\Delta\tau_T^2 + \sigma_{\Delta\tau_T}^2}$	
		лето	зима	лето	зима	лето	зима
1	Экспоненциальная модель	-39,8	-11,9	6,6	3,2	40,3	12,3
2	Трехэлементная модель	-1,9	0,5	4,7	1,8	5,1	1,9

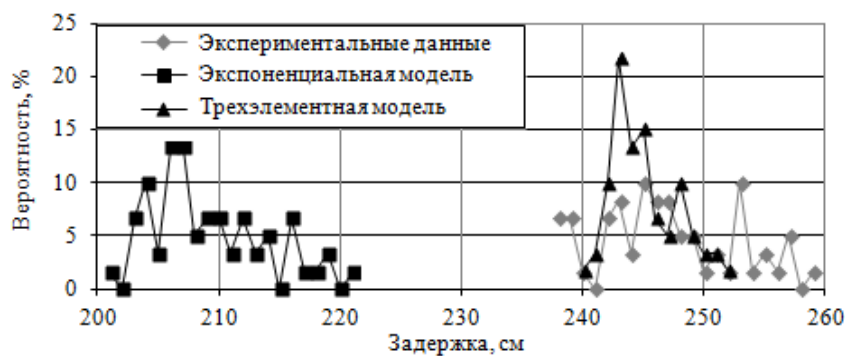


Рис. 1. Вероятность задержек  $\tau_T$  в слое тропосферы 0–30 км, лето

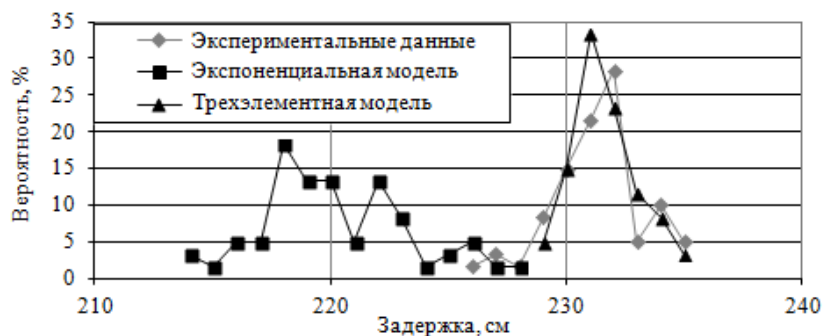


Рис. 2. Вероятность задержек сигнала  $\tau_T$  в слое тропосферы 0–30 км, зима

Гистограммы на рис. 1 и 2 поясняют указанные оценки. Так, экспериментальные значения задержки в летний сезон принимают практически равновероятно значения от 238 до 258 см, в то время как модельные оценки задержки по экспоненциальной модели имеют существенное смещение в область значений от 202 до 222 см с явным максимумом вероятности в области 205–207 см. Зимой смещение расчетов для экспоненциальной модели уменьшается, а значения задержек распределены в области 215–228 см. В то же время при трехэлементной модели вертикального профиля зимой и летом модельные оценки вписываются в пределы существования экспериментальных значений, отличаясь более узким распределением в сравнении с экспериментальными данными.

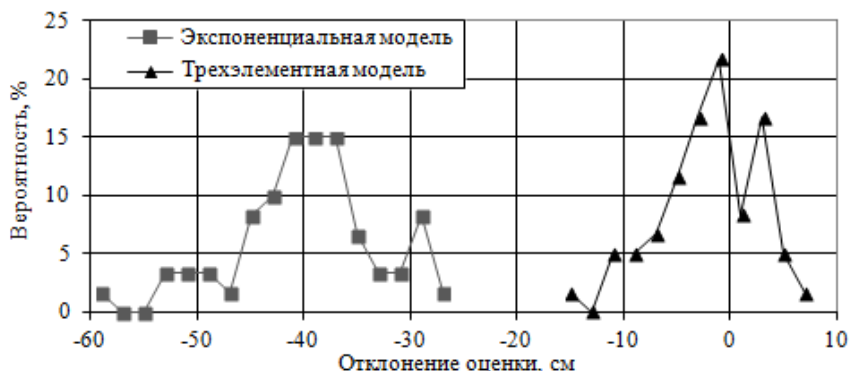
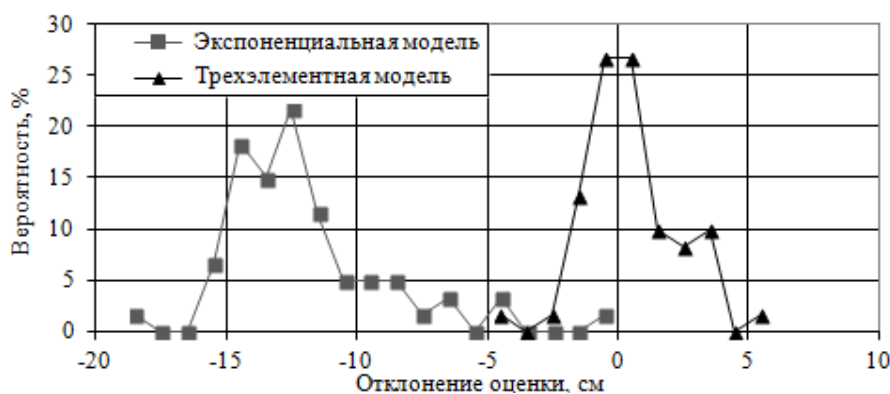


Рис. 3. Вероятность отклонений  $\Delta\tau_T$  модельных и экспериментальных задержек в слое 0–30 км, лето

Рис. 4. Вероятность отклонений  $\Delta\tau_T$  модельных и экспериментальных задержек в слое 0–30 км, зима

Распределения отклонений  $\Delta\tau_T$  в летнем и зимнем сезонах (рис. 3 и 4) указывают на наибольшую близость расчетов по трехэлементной модели к экспериментальным данным.

**Оценки задержек в слое атмосферы 30–100 км.** С использованием приведенных в [10] значений метеовеличин и их градиентов были рассчитаны средние профили  $N(h)$  для каждого сезона года. Затем задержки в слое атмосферы 30–100 км оценивались по формуле (1), в которой нижний предел интегрирования равнялся 30 км, а верхний – 100 км. В результате расчетов оказалось, что средняя задержка в этом слое атмосферы, по данным использованных для расчетов АС в широтах выше 45°с.ш., составила 3,6 летом и 3,0 см зимой. В связи с тем, что указанная рекомендация не определяет флуктуации задержки, то они были оценены эмпирически величиной 10% от величины средней задержки и составили 0,36 и 0,30 см для лета и зимы соответственно. Заметим, что 95% средней задержки определяется нижним участком атмосферы до высоты 50 км, что подтверждается работой [15].

Результаты оценки зенитной задержки в слое 0–100 км для различных сезонов года приведены в табл. 3. Таким образом, в юго-восточной части Охотского моря среднее значение задержки летом может составлять 250 см, а зимой 234,7 см при СКО флуктуаций 5,61 и 2,12 см соответственно.

Таблица 3

Статистические характеристики зенитной задержки  $\tau_T$  в слое 0–100 км, см

№ п/п	Форма представление вертикального профиля $N(h)$	Среднее значение $\tau_T$		СКО $\sigma_{\tau_T}$	
		лето	зима	лето	зима
1	Экспериментальная оценка по данным аэрологического зондирования и линейно-кусочной аппроксимации профиля $N(h)$ в слое 0–30 км	246,40	231,70	5,60	2,10
2	Расчетная оценка по данным модели эталонной атмосферы в слое 30–100 км	3,60	3,00	0,36	0,30
3	Ожидаемая задержка в слое 0–100 км	250,00	234,70	5,61	2,12

**Погрешности экспериментальной оценки зенитной задержки** складываются из аппаратурных ошибок измерения метеовеличин и наличия невыявленных выбросов в реальном профиле  $N(h)$  вследствие слоистого строения нижнего слоя тропосферы.

Аппаратурная ошибка оценки зенитной задержки  $\sigma_{\text{прибор}}$  в значительной мере зависит от качества аэрологических зондов и принятой методики измерений и при наличии предстартовой калибровки по наземным приборам может быть порядка  $\sigma_{N \text{ прибор}} = 0,5 N$ -ед. [16]. В работе [17] показано, что систематические составляющие погрешности измерений по совокупности зондов имеют нулевое значение. Поэтому аппаратурную погрешность оценки зенитной задержки  $\tau_T$  можно оценить из соотношения  $\sigma_{\text{прибор}} = 10^{-6} \int_0^{30} \sigma_{N \text{ прибор}} dh$ , из которого следует, что  $\sigma_{\text{прибор}} = 1,5$  см.

Для оценки влияния крупномасштабных неоднородностей вертикального профиля  $N(h)$  на измерения  $\tau_T$  воспользуемся результатами работы [18]. В этой работе приводятся параметры неоднородностей по результатам зондирования тропосферы самолетным рефрактометром в сезон март–

июнь, перечисленные в табл. 4 с указанием среднего числа неоднородностей  $\bar{q}$  в каждом из пяти почти одинаковых по толщине слоев нижней тропосферы до высот 5 км и среднеквадратического отклонения  $\sigma_g$  (дополнительного отклонения относительно среднего градиента индекса преломления внутри неоднородностей). Там же представлены результаты расчетов среднеквадратического отклонения индекса преломления в слое  $\sigma_N = \sigma_g l_\varepsilon$ , величины фазовых флуктуаций длины (задержки) трассы  $\sigma_\varphi$  в каждом километровом слое нижнего слоя тропосферы и суммарные флуктуации в слое тропосферы от 0 до 5 км  $\sigma_{0-5}^2$ .

Таблица 4

**Флуктуации зенитной задержки из-за влияния крупномасштабных неоднородностей, нижняя тропосфера до 5 км**

№ п/п	Параметр	Значение				
		0,2–1	1–2	2–3	3–4	4–5
1	Нижняя и верхняя границы слоя тропосферы над уровнем моря, км	0,2–1	1–2	2–3	3–4	4–5
2	Толщина слоя $r$ , м	800	1000	1000	1000	1000
3	СКО градиента уклонения $\sigma_g$ , N-ед./м	0,58	0,19	0,06	0,009	0,008
4	Среднее число неоднородностей $\bar{q}$	5,35	4,6	2,9	2,0	1,9
5	Средняя толщина неоднородности $l_\varepsilon$ , м	149,5	217,4	344,6	500,0	526,3
6	СКО флуктуаций индекса преломления в слое $\sigma_N = \sigma_g l_\varepsilon$ , N-ед.	86,7	41,3	20,7	4,5	4,2
7	СКО $\sigma_\varphi$ фазовых флуктуаций в слое высот, см	2,4	1,5	0,9	0,3	0,2
8	СКО флуктуаций длины трассы (задержки) в слое высот 0–5 км $\sigma_{0-5} = \sqrt{\sigma_{0,2-1}^2 + \sigma_{1-2}^2 + \sigma_{2-3}^2 + \sigma_{3-4}^2 + \sigma_{4-5}^2}$	3,00 см				

СКО флуктуаций зенитной задержки радиоволн в неоднородностях рассчитывались по формуле [19]

$$\sigma_\varphi^2 = \frac{\sqrt{\pi r} \sigma_N^2 10^{-12} l_\varepsilon}{2\sqrt{2}}, \quad (10)$$

где  $r$  – толщина слоя тропосферы с крупными неоднородностями.

Например, для слоя высот 0,2–1 км флуктуации длины (задержки) трассы за счет неоднородностей составят

$$\sigma_{\varphi 0,2-1}^2 = \frac{\sqrt{\pi r} \sigma_N^2 10^{-12} l_\varepsilon}{2\sqrt{2}} = 100 \cdot \frac{\sqrt{\pi} \cdot 800 \cdot 86,7^2 \cdot 10^{-12} \cdot 149,5}{2\sqrt{2}} = 0,000563 \text{ м}^2 \text{ или } \sigma_{\varphi 0,2-1} = 2,4 \text{ см.}$$

В работе [18] указывается, что при толщине крупномасштабных неоднородностей 200 м и менее отечественная система зондирования не измеряет их параметров, влияние таких слоев в конечный результат расчетов  $\tau_{Tj}$  не вносится. Однако поскольку эти слои фактически влияют на распространение радиоволн, то возникает дополнительная ошибка в оценках  $\tau_{Tj}$ . Как видно из табл. 4, не регистрируемые системой аэрологического зондирования слои располагаются на высотах до 2 км. Таким образом, дополнительные флуктуации в оценке задержки  $\tau_{Tj}$  за счёт неучтённых крупномасштабных слоёв составляют примерно  $\sigma_{\text{круп}} = 2,83$  см.

Влияние мелкомасштабных неоднородностей тропосферы на задержку определим по данным [19], где размер неоднородности (внешний масштаб турбулентных неоднородностей) принят равным 1 км, величина СКО флуктуаций индекса преломления  $\sigma_N \approx (10^{-3} \dots 10^{-2})N$  или 0,3–3 N-ед. Выполнив расчеты флуктуаций по формуле (10) для  $\sigma_N \approx 3$  N-ед., получим, что дополнительный вклад мелкомасштабных неоднородностей во флуктуации тропосферной задержки в слое 0–5 км составляет  $\sigma_{\text{мелк}} = 0,5$  см и менее, этот вклад учитывается в ходе аэрологического зондирования, если длина

пути зонда внутри неоднородности более 200 м. В противном случае дополнительный вклад мелко-масштабных неоднородностей в флуктуации задержки  $\sigma_{\tau_T}$  не превышает  $\sigma_{\text{мелк}} = 0,1$  см.

Доля флуктуаций задержки радиосигналов вследствие наличия случайных крупно- и мелко-масштабных неоднородностей в нижнем слое тропосферы может составить величину летом  $\sigma_{\text{неод}} = \sqrt{\sigma_{\text{круп}}^2 + \sigma_{\text{мелк}}^2} = \sqrt{2,83^2 + 0,1^2} \approx 2,83$  см и менее, а зимой порядка  $\sigma_{\text{неод}} \approx \sigma_{\text{мелк}} = 0,1$  см.

**Анализ результатов расчетов.** Учёт дополнительных флуктуаций за счет тропосферных слоистых и мелко-масштабных неоднородностей и устранения аппаратурной погрешности позволяет дать оценки СКО флуктуаций задержки, более точно характеризующие флуктуации в тропосферном канале распространения радиоволн. Эти значения  $\sigma_{\tau_T, \text{PPB}}$  составляют 6,1 см летом и 1,5 см зимой и могут быть достигнуты при использовании более точной и менее инерционной аппаратуры зондирования.

Так как единственным измеряемым параметром при оценке величины зенитной задержки является приземное значение индекса преломления  $N_f(h_s)$ , то на ошибку определения зенитной задержки будут оказывать влияние как флуктуации реального профиля индекса преломления  $\sigma_{\tau_T, \text{PPB}}$ , так и расхождение между моделями и реальным профилем  $\sigma_{\Delta\tau_T}$ . Таким образом, СКО оценки тропосферной задержки при расчетах с помощью моделей при наличии измерений только приземного значения индекса преломления определяется по формуле

$$\sigma_{\tau_T, \text{мод}} = \sqrt{\sigma_{\Delta\tau_T}^2 + \sigma_{\tau_T, \text{PPB}}^2} \quad (11)$$

Результаты расчётов по формуле (11) без учёта постоянного смещения  $\Delta\tau_T$  представлены в табл. 5.

Таблица 5

## Результатирующие значения СКО оценок задержек, см

№ п/п	Вертикальный профиль	СКО оценки задержки	Сезон	
			лето	зима
1	Экспериментальный	Экспериментальное СКО $\sigma_{\tau_T}$ , см	5,6	2,1
		СКО флуктуаций задержки в тропосферном канале $\sigma_{\tau_T, \text{PPB}} = \sqrt{\sigma_{\tau_T}^2 + \sigma_{\text{неод}}^2 - \sigma_{\text{прибор}}^2}$	6,1	1,5
2	Экспоненциальный	СКО оценки задержки относительно эксперимента $\sigma_{\Delta\tau_T}$	6,6	3,2
		СКО оценки задержки по модели $\sigma_{\tau_T, \text{мод}} = \sqrt{\sigma_{\Delta\tau_T}^2 + \sigma_{\tau_T, \text{PPB}}^2}$	9,0	3,5
3	Трехэлементный	СКО оценки задержки относительно эксперимента $\sigma_{\Delta\tau_T}$	4,7	1,8
		СКО оценки задержки по модели $\sigma_{\tau_T, \text{мод}} = \sqrt{\sigma_{\Delta\tau_T}^2 + \sigma_{\tau_T, \text{PPB}}^2}$	7,7	2,3

**Выводы.** Представленные выше результаты позволяют сделать следующие выводы.

1. Оценка тропосферной задержки по данным аэрологического зондирования в слое атмосферы 0–30 км в юго-восточной части Охотского моря показывает, что средняя зенитная задержка в слое атмосферы 0–30 км составляет 246 см летом и 232 см зимой, а в слое 0–100 км увеличивается до 250 см летом и 235 см зимой. СКО флуктуаций тропосферной задержки составляют 5,6 см летом и 2,1 м зимой, а в слое 0–100 км могут достигать значений 5,61 и 2,12 см соответственно.

2. СКО фактических флуктуаций тропосферной задержки с учетом того, что аэрологическая аппаратура не регистрирует слои менее 200 м, в слое 0–30 км должно быть увеличено на величину 2,83 см летом и 0,1 см зимой и уменьшено на 1,5 см за счет учета аппаратурных флуктуаций. В итоге СКО составит 6,1 см летом и 1,5 см зимой и может быть получено на безынерционной и точной аппаратуре.

3. Попытки описать вертикальные профили индекса преломления математической моделью указывают на наилучшее соответствие данным аэрологического зондирования трехэлементной модели вертикального профиля, при которой общая ошибка оценки тропосферной задержки относительно

экспериментальных данных составила 4,7 см летом и 1,8 см зимой. Среднее смещение при этом для трехэлементной модели составило –11,9 см летом и 0,5 см зимой.

4. Ошибка оценки тропосферной задержки без учёта постоянного смещения при расчетах с помощью моделей с привязкой к приземному значению индекса преломления для экспоненциальной модели равняется 9,0 см летом и 3,5 см зимой, для трехэлементной модели – 7,7 см летом и 2,3 см зимой. Приведённые значения СКО, по всей видимости, являются пределом точности оценки зенитной тропосферной задержки по описываемым моделям высотного профиля индекса преломления с привязкой к приземному значению, которое достигается при исключении аппаратурной погрешности.

#### *Литература*

1. Захаров Ф.Н. Сравнение точности оценки времени задержки навигационных сигналов при использовании различных моделей высотного профиля индекса преломления тропосферы / Ф.Н. Захаров, М.В. Крутиков // Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. – 2014. – № 2(32). – С. 7–12.
2. Антонович К.М. Использование спутниковых навигационных систем в геодезии: в 2 т. – Т. 1. – М.: ФГУП «Картгеоцентр», 2005. – 334 с.
3. Перов А.И. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования / А.И. Перов, В.Н. Харисов. – М.: Радиотехника, 2010. – 800 с.
4. Саастамойнен Ю. Тропосферная и стратосферная поправки радиослежения ИСЗ / Ю. Саастамойнен // Использование искусственных спутников в геодезии / под ред. С. Хенриксена, А. Манчини, Б. Човица. – М.: Мир, 1975. – С. 349–356.
5. Hopfield H.S. Two-quartic tropospheric refractivity profile for correcting satellite data / H.S. Hopfield // J. of Geophysical Research. – 1969. – Vol. 74, № 18. – P. 4487–4499.
6. Справочник по радиолокации / под ред. М. Скольника; пер.с англ. под общ. ред. К.Н. Трофимова: в 4 т. – Т. 1. Основы радиолокации / под ред. Я.С. Ицхоки. – М.: Сов. радио, 1976. – 456 с.
7. Колосов М.А. Рефракция электромагнитных волн в атмосферах Земли, Венеры и Марса / М.А. Колосов, А.В. Шабельников. – М.: Сов. радио, 1976. – 221 с.
8. Комаров В.С. Справочник. Статистические характеристики полей температуры и влажности в атмосфере Северного полушария. – Ч. 5. – М.: Гидрометеиздат, 1981. – 87 с.
9. Красюк Н.П. Влияние тропосферы и подстилающей поверхности на работу РЛС / Н.П. Красюк, В.Л. Коблов, В.Н. Красюк. – М.: Радио и связь, 1988. – 216 с.
10. Рекомендация МСЭ-R P.835-4. Эталонные стандарты атмосферы [Электронный ресурс]. – Режим доступа: [www.itu.int/dms\\_pubrec/itu-r/rec/p/R-REC-P.835-4-200503-S!!PDF-R.pdf](http://www.itu.int/dms_pubrec/itu-r/rec/p/R-REC-P.835-4-200503-S!!PDF-R.pdf), свободный (дата обращения: 14.02.2014).
11. Бин Б.Р. Радиометеорология / Б.Р. Бин, Е.Дж. Даттон. – Л.: Гидрометиздат, 1971. – 363 с.
12. Новиков А.В. Модель пространственно-временного поля индекса преломления приземного слоя атмосферы / А.В. Новиков, Ю.П. Акулиничев // Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. – 2010. – № 1(21). – С. 36–44.
13. Рекомендация МСЭ-R P.453-10. Индекс рефракции радиоволн: его формула и данные о рефракции [Электронный ресурс]. – Режим доступа: [http://www.itu.int/dms\\_pubrec/itu-r/rec/p/R-REC-P.453-10-201202-I!!PDF-R.pdf](http://www.itu.int/dms_pubrec/itu-r/rec/p/R-REC-P.453-10-201202-I!!PDF-R.pdf), свободный (дата обращения: 14.06.2014).
14. Радиоклиматический тропосферный атлас Тихого океана / под ред. Г.С. Шарыгина. – Томск: Томский гос. ун-т систем управления и радиоэлектроники, 2000. – 171 с.
15. Першин Д.Ю. Сравнительный анализ моделей тропосферной задержки в задаче определения местоположения высокой точности в спутниковых навигационных системах ГЛОНАСС/GPS // Вестник Новосибирского государственного университета. Серия: Информационные технологии. – 2009. – Т. 7. № 1. – С. 84–91.
16. Павлов Н.Ф. Аэрология, радиометеорология и техника безопасности. – Л.: Гидрометеиздат, 1980. – 432 с.
17. Фридзон М.Б. Методология радиозондирования атмосферы и достоверность измерений вертикальных профилей температуры и влажности до высот 35–40 км: дис. ... д-ра техн. наук. – М., 2004. – 323 с.
18. Казаков Л.Я. Неоднородности коэффициента преломления воздуха в тропосфере / Л.Я. Казаков, А.И. Ломакин. – М.: Наука, 1976. – 164 с.



19. Рытов С.М. Введение в статистическую радиофизику. – Ч. II. Случайные поля / С.М. Рытов, Ю.А. Кравцов, В.И. Татарский. – М., 1978. – 464 с.

---

**Захаров Фёдор Николаевич**

Аспирант каф. радиотехнических систем (РТС) ТУСУРа

Тел.: (382-2) 41-38-89

Эл. почта: fzakharov89@gmail.com

**Госенченко Сергей Григорьевич**

Канд. физ.-мат. наук, ст. науч. сотр. НИИ РТС ТУСУРа

Тел.: (382-2) 41-38-89

Эл. почта: gwplab@sibmail.com

**Крутиков Михаил Владимирович**

Зав. лаб. распространения радиоволн НИИ РТС ТУСУРа

Тел.: (382-2) 41-39-69

Эл. почта: gwplab@sibmail.com

Zakharov F.N., Gosenchenko S.G. Krutikov M.V.

**Estimation of zenith tropospheric delay time of navigation signals according to meteorological measurements near the navigation receiver at the South-Eastern area of Okhotsk Sea**

In this paper corrections to the measured values of the tropospheric delay of a navigational signal are calculated using the refractive index height profiles obtained as a result of upper-air sounding of the atmosphere in the southeastern part of the Sea of Okhotsk, as well as two model profiles. It is shown that the three-element model is more consistent with the experimental profiles than the exponential one. Values of the tropospheric delay RMS for these two models are given.

**Keywords:** navigation signal delay, troposphere, refraction coefficient, mean-square error.

УДК 621.39

В.А. Кологривов

## Модельное исследование многоантенной технологии

Разработана функциональная модель многоантенной технологии передачи данных. Выполнено исследование влияния степени статистической зависимости передаваемых антеннами символов на помехоустойчивость системы передачи в условиях многолучевого распространения и федингов каналов передачи. Выявлены перспективные варианты формирования символов, передаваемых антеннами, с точки зрения минимизации вероятности появления ошибок передачи.

**Ключевые слова:** многолучевое распространение, фединг канала, пространственно-временное кодирование, технологии SISO, MISO, SIMO, MIMO.

**Постановка задачи исследования.** Современные стандарты беспроводной передачи WiFi, WiMAX, LTE, использующие многоантенные технологии и пространственного кодирования, обеспечили недостижимые ранее помехоустойчивость и скорости передачи информации в условиях городских многоэтажных застроек, закрытых трасс и замкнутых офисных помещений. В то же время требования, предъявляемые к беспроводным системам передачи, постоянно ужесточаются, что побуждает совершенствовать используемые технологии и выявлять имеющиеся резервы. В связи с этим целесообразно детальное исследование механизмов функционирования многоантенных технологий и поиск возможных направлений развития.

Одним из ключевых направлений многоантенных технологий является обеспечение статистической независимости потоков символов, передаваемых разными антеннами, что облегчает разделение потоков в приемниках, снижает вероятность появления ошибок либо позволяет повысить скорость передачи.

Для проведения подобных исследований была разработана упрощенная функциональная модель многоантенной системы передачи данных, изображенная на рис. 1.

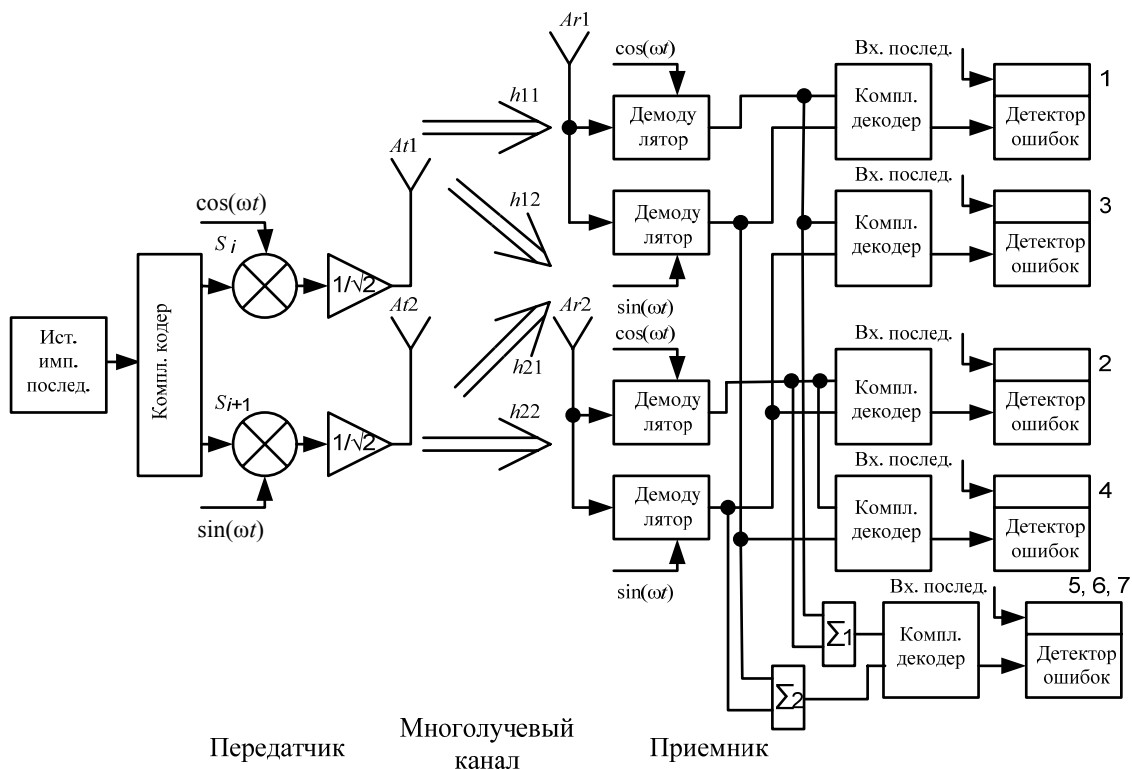


Рис. 1. Функциональная модель многоантенной системы передачи данных

**Описание функциональной модели.** Многоантенные технологии, представленные в работах [1, 2], посвящены описанию алгоритмов передачи, приема и обработки сигналов по схеме Аламути. При всех достоинствах алгоритмического описания в тени остаются механизмы взаимодействия в приемнике символьных потоков с разных передающих антенн и причины, обусловившие выбор данной схемы. Для раскрытия механизмов взаимодействия в приемниках символьных потоков, пришедших с разных передающих антенн, и выбора перспективных вариантов (схем) формирования символов из битового потока данных предлагается использовать упрощенную функциональную модель многоантенной технологии (см. рис. 1), которая позволяла бы достичь поставленных целей.

В основу модели положена многоантенная технология  $(2 \times 2)$  – две передающие –  $At1, At2$  и две приемные –  $Ar1, Ar2$  антенны. Пространственное разнесение передающих и приемных антенн моделируется статистически независимыми федингами и шумами каналов передачи с коэффициентами  $h_{11}, h_{12}, h_{21}, h_{22}$ . Моделирование производится в относительных масштабах времени и частоты.

*Передающая часть* системы представлена источником сигнала в виде псевдослучайной бинарной импульсной последовательности. Комплексный кодер представляет текущий дибит последовательности комплексными символами  $S_i, S_{i+1}$  для антенн  $At1, At2$ . Варианты представления комплексных символов из дибита соответствуют понятиям о «подобных», «ортогональных» и «антиподных» сигналах и представлены далее при обсуждении результатов модельного эксперимента. Далее производится BPSK-модуляция сформированными символьными потоками ортогональных несущих колебаний одной частоты  $\cos(\omega t)$  и  $\sin(\omega t)$ . Заметим, что комплексный символ длиной в дибит обеспечивает снижение полосы спектра частот вдвое. Масштабные множители  $1/\sqrt{2}$  призваны обеспечить суммарную мощность, излучаемую двумя антеннами  $At1, At2$ , равную мощности, излучаемой при одноантенной технологии (прототипе).

*Фазовое разделение каналов* при использовании в передатчиках опорных генераторов одной частоты разнесенных по фазе на  $\pi/2$  радиан ( $\cos(\omega t)$  и  $\sin(\omega t)$ ) и относительной фазовой манипуляции предполагает применение на приемной стороне для разделения каналов схемы восстановления несущей частоты и фазовых детекторов с опорными генераторами этой частоты, разнесенными по фазе на  $\pi/2$  радиан.

*Модель многолучевого канала передачи* включает в себя четыре эквивалентных канала между передающими и приемными антеннами с коэффициентами  $h_{11}, h_{12}, h_{21}, h_{22}$ . Фединги и шумы эквивалентных каналов статистически квазинезависимы, что обеспечивается использованием разных генераторов псевдослучайных последовательностей. Моделирование федингов каналов передач обеспечивается добавлением к основному (невозмущенному) каналу произведения передаваемой символьной последовательности и медленной псевдослучайной последовательности с дисперсией  $\sigma_F$ . Шаг медленной псевдослучайной последовательности определяет минимальное время замираний, а дисперсия – глубину замираний. Предусмотрена возможность моделирования как комплексных, так и действительных федингов каналов передач. Широкополосные шумы канала моделируются быстрыми псевдослучайными последовательностями с дисперсиями  $\sigma_N$ , добавляемыми в канал. Шаг быстрой псевдослучайной последовательности определяет ширину спектра шумов, а дисперсия – мощность шума. Изменение задержек по каналам распространения не моделируется.

*Приемная часть* системы представлена двумя приемными антеннами  $Ar1, Ar2$  и приемниками. Каждый приемник включает в себя демодуляторы сигналов, пришедших с разных передающих антенн и подверженных влиянию федингов и шумов каналов передач. На вторые входы демодуляторов подаются опорные колебания несущей частоты  $\cos(\omega t)$  и  $\sin(\omega t)$ , синхронизированные с точностью до фазы с колебаниями генераторов передающей стороны. Демодулятор включает в себя множитель принимаемой смеси сигналов с колебанием опорного генератора и фильтр нижних частот (ФНЧ), выделяющий информационную составляющую. Особенностью демодуляторов в данном случае является выделение комплексного модулирующего сигнала. Кроме того, для обеспечения последующего декодирования принятых комплексных символов выделенные демодулятором сигналы подвергаются «нормализации» – восстановлению формы и амплитуды принятых символов. Комплексные декодеры восстанавливают (возможно, с ошибками) по принятым комплексным символам исходные биты входной биполярной последовательности. Детектор ошибок, сравнивая исходную

битовую последовательность с принятой, отображает число битовых ошибок. Отношение числа обнаруженных битовых ошибок к длине переданной последовательности, т.е. частоту появления ошибки при большом числе испытаний (большой длине битовой последовательности), принимаем за приближенное значение вероятности битовой ошибки  $P_{err}$ .

**Условия модельного эксперимента.** Заметим, что модель (см. рис. 1) построена так, что обеспечивает исследование технологий MISO, MIMO и SIMO. Так, на детекторах 1 и 2, когда декодируются символы одного из приемников, будем наблюдать результаты передачи и приема по технологии MISO – две передающие антенны, одна приемная. В таблицу испытаний результаты занесены в строки 1 и 2.

Детекторы 3 и 4 и соответствующие им декодеры добавлены в функциональную модель специально для исследования механизма взаимодействия потоков символов, переданных разными антеннами, но принимаемых одной антенной. В данном случае на декодер подаются символы с демодуляторов разных приемников. Так, декодер 3 символ, передаваемый антенной 1, снимает с демодулятора первого приемника, а символ, передаваемый антенной 2, снимает с демодулятора второго приемника. Декодер 2, наоборот, символ, передаваемый антенной 1, снимает с демодулятора второго приемника, а символ, передаваемый антенной 2, снимает с демодулятора первого приемника. В таблицу испытаний результаты занесены в строки 3 и 4.

На выходе 5 будем наблюдать результаты передачи и приема по технологии MIMO. В данном случае на входе декодера суммируются символы, принимаемые первым и вторым приемниками. В таблице испытаний результаты занесены в строку 5.

На выходах 6, 7 (совпадающих с выходом 5) будем наблюдать результаты передачи и приема по технологии SIMO при условии отключения одной из передающих антенн и соответствующего сумматора на входе декодера. Кроме того, масштабные множители (усилители) перед передающими антеннами принимают значения 1 вместо  $1/\sqrt{2}$ . При отключении по очереди антенн 1 и 2 и соответствующих сумматоров на входе декодера в таблицу испытаний результаты занесены в строки 6 и 7.

Для сравнительного анализа результаты испытаний технологии прототипа (по одноантенной технологии – обычный BPSK-модем) занесены в таблицу испытаний строкой 8.

Мощность сигнала, излучаемого при одноантенной технологии (например, системы BPSK) соответствует суммарной мощности, излучаемой антеннами при технологиях MISO и MIMO. При исследовании технологии SIMO излучаемая антенной мощность удваивается и совпадает с таковой при одноантенной технологии.

Модельное исследование многоантенной технологии проводилось при значениях дисперсий федингов  $\sigma_F = \{1/8, 1/4, 1/2\}$  и шумов каналов передач  $\sigma_N = \{1/8, 1/4, 1/2\}$ . Мощности комплексных радиосигналов на выходах модуляторов передатчиков (перед масштабными множителями) равны  $P_S = 1$ . Максимальная длина входной псевдослучайной биполярной последовательности выбрана равной  $10^4$  битов из-за приемлемого времени вычислений, хотя для достижения заметного спада «водопадоподобных характеристик» необходима длина последовательности не менее  $10^5$  битов. Для прояснения механизмов взаимодействия разных символьных потоков в демодуляторах приемников модельное исследование проводилось как при действительных, так и комплексных федингах каналов передач. Результаты модельных исследований сведены в таблицы, столбцы которых соответствуют вариантам формирования символов передающих антенн, а строки – реализуемым технологиям приема и обработки. В данной работе решено было ограничиться двумя таблицами модельных исследований для  $\sigma_F = 1/8$ ,  $\sigma_N = 1/2$  при действительных и комплексных федингах каналов (см. табл. 1 и 2).

**Результаты модельных исследований и пояснения.** Приведем таблицу модельных исследований многоантенных технологий при действительных федингах  $\sigma_F = 1/8$  и шумах каналов передач  $\sigma_N = 1/2$ . Для удобства введены обозначения: элементов дибита –  $x_1 = b_i$ ,  $x_2 = b_{i+1}$ ; символов передающих антенн  $At1$ ,  $At2$  –  $y_1 = S_i$ ,  $y_2 = S_{i+1}$ .

Анализ результатов исследований при действительных федингах каналов показывает:

а) результаты первого и второго вариантов формирования символов (столбцы 1 и 2) полностью совпадают. Это обусловлено тем, что вещественные части символов одинаковы и коррелированы. Фединги и шумы каналов – действительные, поэтому мнимые части символов не взаимодействуют с ними и не оказывают влияния на вероятность ошибок.

Таблица 1

**Вероятности битовых ошибок многоантенных технологий  
при действительных федингах каналов**

$P_{err}$ при $\sigma_F=1/8$ , $\sigma_N=1/2$ , $y_1=x_1+ix_2$ и заданных вариантах формирования $y_2$						
$y_2=x_1+ix_2$	$y_2=x_1-ix_2$	$y_2=-x_2+ix_1$	$y_2=x_2+ix_1$	$y_2=-x_1-ix_2$	$y_2=-x_1+ix_2$	№ detect
0,0017	0,0017	0,0003	0,0002	0,0002	0,0001	1
0,0011	0,0011	0,0005	0,0004	0,0002	0,0001	2
0,0003	0,0003	0,0004	0,0005	0,0008	0,0008	3
0,0008	0,0008	0,0006	0,0005	0,0012	0,0012	4
0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	5
0,0000	0,0000	0,0001	0,0000	0,0002	0,0002	6
0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	7
0,0055	0,0055	0,0055	0,0055	0,0055	0,0055	8

Таблица 2

**Вероятности битовых ошибок многоантенных технологий  
при комплексных федингах каналов**

$P_{err}$ при $\sigma_F=1/8$ , $\sigma_N=1/2$ , $y_1=x_1+ix_2$ и заданных вариантах формирования $y_2$						
$y_2=x_1+ix_2$	$y_2=x_1-ix_2$	$y_2=-x_2+ix_1$	$y_2=x_2+ix_1$	$y_2=-x_1-ix_2$	$y_2=-x_1+ix_2$	№ detect
0,0014	0,0020	0,0005	0,0003	0,0001	0,0002	1
0,0015	0,0018	0,0003	0,0004	0,0001	0,0003	2
0,0004	0,0005	0,0002	0,0008	0,0006	0,0006	3
0,0010	0,0008	0,0006	0,0004	0,0009	0,0008	4
0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	5
0,0001	0,0000	0,0001	0,0001	0,0000	0,0000	6
0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	7
0,0055	0,0055	0,0055	0,0055	0,0055	0,0055	8

Кроме того, вероятности ошибок на выходах 1 и 2 (технология MISO) заметно выше, чем на выходах 3 и 4. Это обусловлено тем, что символы, передаваемые антеннами, сильно коррелируют, что препятствует их безошибочному разделению в приемных трактах. Уменьшение вероятности ошибок на выходах 3 и 4 обусловлено тем, что символы, принятые разными приемниками, частично декоррелированы шумами каналов;

б) результаты пятого и шестого вариантов формирования символов (столбцы 5 и 6) также полностью совпадают. Это обусловлено тем, что действительные части символов, передаваемых антеннами, антикоррелированы, поэтому легче безошибочно разделяются в приемных трактах (выходы 1 и 2, технология MISO). Увеличение вероятности ошибок на выходах 3 и 4 обусловлено тем, что символы, принятые разными приемниками, оказываются частично коррелированными шумами каналов, и вероятность ошибок возрастает;

в) третий и четвертый варианты построения символов (столбцы 3 и 4) отличаются тем, что биты в символах переставлены местами, что делает действительные части символов ортогональными и слабо коррелированными. Изменение знака в такой ситуации также не оказывает сильного влияния на степень корреляции. В связи с этим вероятность ошибок на выходах 1, 2 (технология MISO) оказывается средней. Увеличение вероятности ошибок на выходах 3, 4 объясняется тем, что сигналы, принятые разными антеннами, оказываются более коррелированными за счет воздействия шумов каналов;

г) суммирование принятых символов с приемников первой и второй антенн позволяет существенно уменьшить вероятность ошибок передачи (выход 5, технология MIMO), поскольку вероятность одновременного возникновения глубоких замираний во всех независимых каналах в этом случае более низкая, чем в MISO. Влияние корреляции передаваемых символов на вероятности

ошибок передачи и приема сказывается и в данном случае (что при заданной длине последовательности не видно из численного эксперимента);

д) отключение одной из передающих антенн приводит к тому, что выходы 6 и 7 соответствуют технологии SIMO. Анализ показывает, что вероятность ошибок в данном случае оказывается меньше, чем при MISO. Это объясняется тем, что сигнал излучается одной передающей антенной и влияние взаимной корреляции символов на процесс их разделения в приемниках отсутствует. Кроме того, следует учесть, что мощность, излучаемая одной антенной, при этом удваивается;

е) сравнивая технологии MIMO, MISO, SIMO с технологией SISO, видим, что лучшей помехоустойчивостью обладает MIMO, далее следует SIMO, а затем MISO.

Анализ результатов исследований при комплексных федингах каналов показывает:

а) все варианты формирования передаваемых символов стали различными по вероятностям возникновения ошибок (технология MISO) поскольку фединги каналов передач стали комплексными;

б) сохранились различия по вероятностям возникновения ошибок на основных (1 и 2) и вспомогательных (3 и 4) выходах, связанные с сильной корреляцией, слабой корреляцией, сильной антикорреляцией и частичной декорреляцией или корреляцией за счет шумов каналов (технология MISO);

в) обработка передаваемых символов при передаче и приеме двумя антеннами ( $2 \times 2$ ) (по технологии MIMO) дает лучший результат по вероятности возникновения ошибок передачи, чем по технологиям MISO и SIMO;

г) обработка передаваемых символов при передаче одной антенной и приемом на две антенны (технология SIMO), как и прежде, имеет меньшую вероятность возникновения ошибок, чем по технологии MISO;

д) как и прежде, сравнивая технологии MIMO, MISO, SIMO с технологией SISO, видим, что лучшей помехоустойчивостью обладает MIMO, далее следует SIMO, а затем MISO.

**Заключение.** Таким образом, в работе предложена достаточно простая и эффективная функциональная модель многоантенной системы пространственно-временного кодирования передаваемой информации, позволяющая исследовать механизмы влияния статистической зависимости передаваемых символов на вероятность возникновения ошибок передачи.

Исследованные варианты формирования передаваемых символов позволили детализировать механизмы влияния степени взаимной корреляции передаваемых символов на вероятность возникновения ошибок передачи. В частности, результаты исследований подтвердили известный тезис о влиянии взаимной корреляции потоков символов на их различимость.

Худшей помехоустойчивостью обладают системы с положительно коррелированными символами, излучаемыми разными антеннами. Лучшей помехоустойчивостью обладают системы с отрицательно коррелированными (антикоррелированными) символами разных антенн. Символы, образованные перестановкой бит, имеют минимальную корреляцию и позволяют реализовать среднее значение вероятности ошибок передачи. Минимальная корреляция символов, полученная перестановкой в них бит, взятых из псевдослучайной биполярной тестовой последовательности, соответствует случаю независимых (псевдоортогональных) символов. На практике с целью возможности организации ортогональных символов исходную последовательность отображают на комплексную плоскость. В статье отображение производится путем представления текущего дибита комплексным символом (комплексный кодер). Для сравнения, в схеме Аламоути [1, 2] биты в зависимости от знака представляются комплексными числами, из которых затем строятся символы.

Перспективными вариантами формирования передаваемых антеннами символов являются варианты 3–6, имеющим признаки «ортогональных» и «антиподных» сигналов. Кроме того, описанный метод комплексного кодирования текущего дибита позволяет вдвое повысить спектральную эффективность.

Влияние шумов канала сводится к декорреляции сильно коррелированных символов или, наоборот, к появлению корреляции между передаваемыми независимыми ортогональными символами.

В целом многоантенные технологии позволяют получить выигрыш по помехоустойчивости из-за того, что одновременные замирания сигнала в пространственно разнесенных каналах маловероятны. Выигрыш по помехоустойчивости можно обратить либо в увеличение скорости передачи, либо уменьшение мощности излучаемого сигнала, либо увеличение дальности передачи.

*Литература*

1. Гепко И.А. Современные беспроводные сети: состояние и перспективы развития / И.А. Гепко, В.Ф. Олейник, Ю.Д. Чайка, А.В. Бондаренко / под ред. В.Ф. Олейника. – К.: ЕКМО, 2009. – 672 с.
2. Сюваткин В.С. WiMAX-технология беспроводной связи: основы теории, стандарты, применение / В.С. Сюваткин, В.И. Есипенко, И.П. Ковалев, В.Г. Сухоробров / под ред. В.В. Крылова. – М.: БХВ-Петербург, 2005. – 368 с.

---

**Кологривов Василий Андреевич**

Доцент каф. средств радиосвязи ТУСУРа

Тел.: 8 (382-2) 41-37-09

Эл. почта: mrc@main.tusur.ru

Kologrivov V.A.

**Model research of multi-antenna technology**

The functional model of multi-antenna technology of data transmission is developed. The paper describes the influence of statistical dependence degree of the symbols transmitted by antenna to a noise stability of transfer system in the conditions of multi-beam distribution and fading of transmitting channels. The study reveals the perspective options in formation of symbols transmitted by antennas from the point of view of minimization of error probability in transmitting.

**Keywords:** multi-beam distribution, channel fading, existential coding, SISO, MISO, SIMO, MIMO technologies.

УДК 621.391.8: 550

**А.А. Бомбизов**

## **Критерий выбора оконной функции для задач частотно-временного анализа электромагнитного излучения горных пород**

Работа посвящена частотно-временному анализу электромагнитного излучения горных пород для определения параметров электромагнитных сигналов, генерируемых при развитии деструктивных процессов в шахтных сооружениях. В статье описывается критерий выбора оконной функции для задач преобразования сигналов в частотно-временное представление, который определяет эффективность подавления побочных гармоник, возникающих в местах разрыва в процессе спектрального преобразования сопутствующей сигналу помехи. Согласно предложенному критерию для различных оконных функций составлена сравнительная таблица по эффективности сохранения признаков сигнала на фоне возникающих побочных гармоник.

**Ключевые слова:** спектральный анализ, идентификация события, стационарные процессы, частотно-временное преобразование, оконные функции, эффект Гиббса.

В работе [1] описан подход к обработке регистрируемого потока электромагнитного излучения горных пород для выделения импульсных сигналов в условиях электромагнитных помех. Приведен анализ электромагнитных сигналов, аналогичных сигналам горных пород при изменении напряженно-деформированного состояния, с наложением стационарного внешнего воздействия, имитирующего электромагнитную обстановку в реальных шахтных условиях. Описанный способ основан на преобразовании исходного сигнала в частотно-временное представление с последующей статистической обработкой каждой отдельной зависимости амплитуды спектральной составляющей сигнала от времени. Преобразование сигнала в частотно-временное представление выполнялось при помощи быстрого преобразования Фурье (БПФ). Известно [2], что в местах разрыва сигнала при выполнении БПФ появляются ложные гармоники, т.е. возникает эффект Гиббса. Данное явление может маскировать полезный сигнал, обладающий более широким спектром, чем сопутствующая помеха. Для устранения ложных гармоник, возникающих в местах разрыва сигнала, применялось оконное взвешивание. Как правило, рассматриваются разные типы окон с позиции наилучшего разрешения по частоте, подавления боковых лепестков и потерь, вызванных оконным взвешиванием. Для оценки эффективности того или иного окна в настоящей работе предложен критерий спектрального контраста, который заключается в сохранении большего количества признаков присутствия полезного сигнала на фоне стационарной помехи после выполнения БПФ.

Для наглядности демонстрации критерия сформирован тестовый фрагмент электромагнитного излучения, который содержит модель, имитирующую стационарную помеху, и модель импульсного сигнала от рудного тела [3], обладающую синусоидальной формой с экспоненциальным нарастанием и спадом амплитуды. Для имитации стационарной помехи выбран амплитудно-модулированный сигнал с частотой модуляции 3 кГц и несущей частотой 50 кГц. Глубина модуляции 100%. Особенностью данной тестовой модели электромагнитного излучения является совпадение центральной частоты тестового сигнала с несущей частотой помехи. На рис. 1 сплошной линией изображен фрагмент смоделированного электромагнитного излучения.

Известно [4], что при применении оконных функций низкий уровень боковых лепестков способствует лучшей фильтрации от побочных спектральных составляющих, порожденных эффектом Гиббса. Но в то же время низкий уровень боковых лепестков приводит к большим потерям на краях анализируемой дискретной выборки сигнала во временной области (см. рис. 1). Соответственно, при обработке каждой выборки часть сигнала будет необратимо потеряна. Выходом из данной ситуации может быть выполнение обработки с использованием наложения окон. То есть каждая последующая выборка захватывает часть предыдущей (см. рис. 1, окна 1–3). Таким образом, наиболее искаженная часть выборки при следующей обработке будет вблизи максимума главного лепестка



окна. Исходя из этого частотно-временное преобразование в данной работе выполнялось по алгоритму, который заключается в последовательной обработке с частотой дискретизации 1 МГц оцифрованного сигнала выборками по 1024 отсчета с наложением 512 отсчетов. Каждая выборка взвешивается целевым окном и преобразуется в частотное представление при помощи БПФ. Для сокращения избыточных объемов выходных данных, вызванных оконным наложением, амплитуды спектральных составляющих смежных пар оконных выборок усредняются.

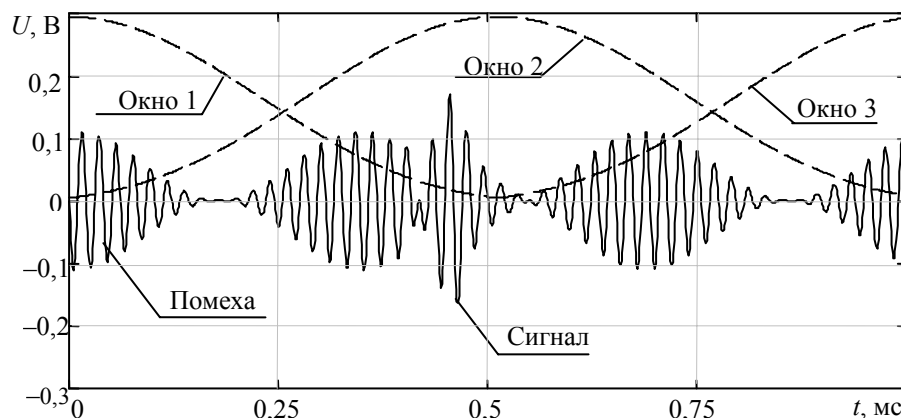


Рис. 1. Тестовый фрагмент суммарного сигнала с помехой

Оценка эффективности оконных функций проводилась в частотной области. Для этого были получены амплитудные спектры выборки фрагмента сигнала с помехой ( $S_{С+П}$ ) и следующей выборки фрагмента ( $S_{П}$ ), в котором присутствует только помеха (см. рис. 2). Базовым для анализа выбрано окно Кайзера с коэффициентом  $\beta = 9$ .

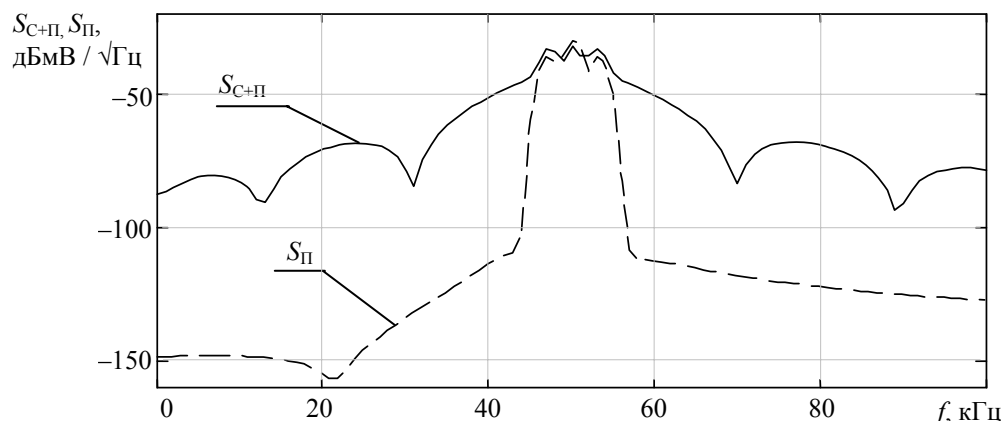


Рис. 2. Амплитудные спектры сигнала с помехой ( $S_{С+П}$ ) и помехи ( $S_{П}$ ), обработанные окном Кайзера

Из приведенной на рис. 2 зависимости сделан вывод, что наиболее высокие значения спектральных амплитуд в характеристике  $S_{С+П}$  по сравнению с  $S_{П}$  соответствуют признакам сигнала, которые сохраняются на фоне помехи после обработки оконной функцией, что может являться критерием по выбору оптимальной оконной функции для выделения сигнала на фоне стационарной помехи. Для явного выявления признаков сигнала может быть выполнено отношение амплитуд спектральных составляющих сигнала с помехой только к помехе ( $S_{С+П} / S_{П}$ ), полученных с использованием выбранной оконной функции. Далее проведена сравнительная оценка с использованием отношения спектральных амплитуд для окон: Кайзера ( $\beta = 9$ ), Блэкмена и косинусоидальной трапеции (20%). Графики полученных отношений представлены на рис. 3.

В связи с тем, что амплитудный спектр сигнала при отдалении от центральной частоты затухает, то наибольший интерес представляет рассмотрение влияния побочных гармоник в окрестностях центральной частоты. Из полученных на рис. 3 зависимостей можно сделать вывод, что в диапазоне частот 40–60 кГц наиболее эффективным является окно Кайзера.

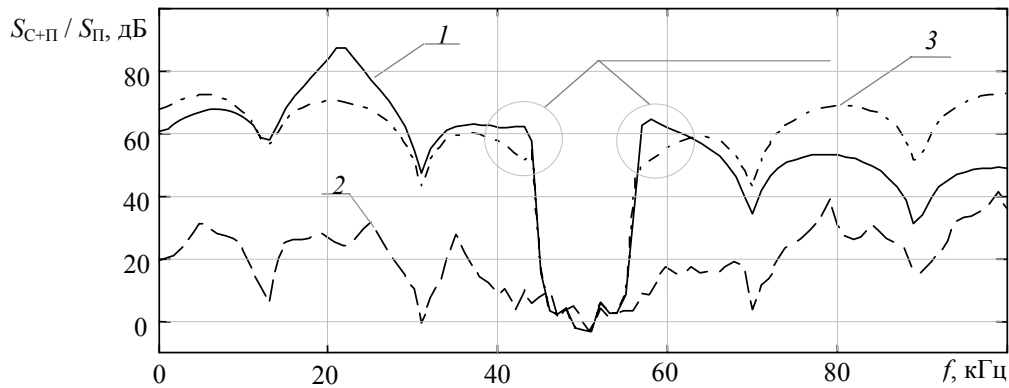


Рис. 3. Отношения амплитуд спектральных составляющих сигнала с помехой ( $S_{C+П}$ ) к помехе ( $S_{П}$ ), обработанные окнами Кайзера (1), косинусоидальной трапеции (2) и Блэкмена (3)

Количественная оценка по представленному критерию для сравнения двух оконных функций в определенном частотном диапазоне проводилась согласно следующему выражению:

$$K_{S1/S2} = \frac{\sum_{i=f_H}^{f_B} S1_{C+П}[i]/S1_{П}[i]}{\sum_{i=f_H}^{f_B} S2_{C+П}[i]/S2_{П}[i]}, \quad (1)$$

где  $f_B, f_H$  – верхняя и нижняя частоты выбранного частотного диапазона для сравнения эффективности оконных функций;  $S1_{C+П}, S1_{П}$  – амплитуды спектральных составляющих сигнала с помехой и помехи, полученные после обработки первым окном;  $S2_{C+П}, S2_{П}$  – после обработки вторым окном.

Согласно выражению (1) составлена сравнительная табл. 1 оценок некоторых оконных функций на примере обработки тестового фрагмента (см. рис. 1) электромагнитного излучения для диапазона частот 40–60 кГц.

Таблица 1

Сравнительная характеристика различных оконных функций, составленная согласно выражению (1)

$K_{S1/S2}$		S2					
		Кайзера ( $\beta = 9$ )	Чебышева ( $A = 80$ )	Блэкмена	Гаусса ( $\sigma = 3$ )	Ханнинга	Косинусоидальной трапеции (20%)
S1	Кайзера ( $\beta = 9$ )	1	1,45	2,46	4,62	9,11	233,8
	Чебышева ( $A = 80$ )	0,69	1	1,7	3,2	6,3	161,8
	Блэкмена	0,41	0,59	1	1,88	3,71	95,2
	Гаусса ( $\sigma = 3$ )	0,22	0,31	0,53	1	1,97	50,6
	Ханнинга	0,11	0,16	0,27	0,51	1	25,7
	Косинусоидальной трапеции (20%)	$4,3 \cdot 10^{-3}$	$6,2 \cdot 10^{-3}$	0,011	0,02	0,039	1

Согласно результатам в приведенной таблице наиболее эффективным по подавлению побочных гармонических составляющих и выделению сигнала на фоне помехи является окно Кайзера и превосходит по предложенному спектральному контрасту окно Чебышева в 1,45 раза. С другой стороны, согласно [5] уровень боковых лепестков для окна Кайзера ( $\beta = 9$ ) составляет  $-66$  дБ, а для окна Чебышева ( $A = 80$ )  $-80$  дБ при ширине главного лепестка 0,108 и 0,105 соответственно. Данные параметры свидетельствуют, что при классическом подходе выбор наиболее эффективного окна должен соответствовать окну Чебышева, а по предложенному критерию выбора наиболее эффективным является окно Кайзера.

По результатам работы сделан вывод, что в задачах частотно-временного анализа электромагнитного излучения важно иметь представление о типах сигналов, которые необходимо оценивать и представлять виды побочного фонового излучения (помехи) анализируемой природной и техногенной среды. Предложенный в данной работе критерий может быть использован для выбора оконной функции, наиболее подходящей для частотно-временного анализа сигналов в присутствии маскирующих шумов и помех.

*Литература*

1. Бомбизов А.А. Способ спектрально-временного анализа электромагнитного излучения горных пород для обнаружения предвестников геодинамических событий // Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. – 2014. – № 1(31), ч. 1. – С. 69–74.
2. Бриллюэн Л. Наука и теория информации. – М.: Физматгиз, 1960. – 391 с.
3. Rabinovitch A. Parameterization of Electromagnetic radiation pulses obtained by triaxial fracture in granite samples / A. Rabinovitch, V. Frid, D. Bahat // Philos. Mag. Lett. – 1998. – Vol. 77 (5). – P. 289–293.
4. Рабинер Л. Теория и применение цифровой обработки сигналов: пер. с англ. / Л. Рабинер, Б. Гоулд; ред. Ю.Н. Александрова. – М.: МИР, 1978. – 846 с.
5. Сергиенко А.Б. Цифровая обработка сигналов: учебник для вузов. – 2-е изд. – СПб.: Питер, 2006. – 751 с.

---

**Бомбизов Александр Александрович**

Мл. науч. сотрудник СКБ «Смена» ТУСУРа

Тел: +7-903-951-15-24

Эл. почта: unclclab@gmail.com

Bombizov A.A.

**Criterion for choice of a window function for time-frequency analysis of the electromagnetic radiation from rocks**

The paper describes a method of time-frequency analysis and processing of electromagnetic radiation from rocks to determine the parameters of electromagnetic signals generated by the development of destructive processes in the mine facilities. The article describes the criterion for choose of a window function for time-frequency signal conversion, which contains quotient in the amplitudes of the spectral components of a signal and the estimated amount of harmonic interference to the interference only. The resulting characteristic determines the degree of preservation of evidence of signal from noise in the processing of the selected window.

**Keywords:** spectral analysis, identification of the event, stationary processes, time-frequency transform, window functions, Gibbs effect.

УДК 620.168.373

Е.В. Быков, А.И. Дёмко, С.А. Радомский, Н.В. Семерухина

## Результаты исследования электрического сопротивления антистатических трубок

Рассмотрены проблемы, связанные с определением удельного электрического сопротивления графитонаполненных фторполимерных трубок, применяемых в датчиках уровня. Приведены результаты серии экспериментальных измерений, проведена их статистическая обработка и обоснована функция распределения удельного сопротивления.

**Ключевые слова:** антистатические трубки, удельное сопротивление, функция распределения.

Калиброванные трубки из антистатических наполненных фторполимеров нашли свое применение в датчиках уровня, предназначенных для использования во взрывоопасных объектах (например, в нефтехранилищах, автозаправочных станциях) [1]. Для этих изделий одним из основных нормируемых параметров является уровень их электропроводности, способный обеспечить стекание статического заряда и предотвратить искрообразование. С 2010 г. ЗАО «Электроннефтемаш» производит антистатические трубки из графитонаполненного фторполимера (Teflon PFA C-980) производства фирмы Du Pont. В сертификате на антистатическое сырьё указывается удельное сопротивление, измеренное на образце в виде плоской прессованной пластины. При сертификации изделий из такого сырья прилагается, как правило, сертификат на исходный антистатический материал, однако это не гарантирует того, что детали, выполненные из данного материала, будут иметь такие же значения удельного сопротивления и в той же мере обладать антистатическими свойствами. В статье приведены (насколько нам известно впервые) результаты исследования удельного электрического сопротивления трубок из антистатического материала, подтверждающие возможность использования таких трубок в изделиях, предназначенных для применения в пожаро- и взрывоопасных средах.

В процессе производства антистатических трубок было обнаружено систематическое превышение результатов измерений удельного сопротивления трубок нормы, указанной в спецификации на исходный материал (0,25 Ом·м). Необходимо было выяснить, чем определяется такое расхождение: методикой измерения или параметрами материала.

Первоначально измерения электрического сопротивления трубок проводились на коротких образцах длиной 200 мм. При этом выяснилось, что контактные сопротивления (в области прикрепления электродов) заметно влияют на конечный результат измерений. Для исключения влияния контактных сопротивлений и увеличения точности измерений сопротивления была предложена описанная ниже методика.

Сопротивление образца трубки может быть представлено в виде суммы следующих составляющих:

$$R = R_{\text{конт}} + R_{\text{труб}} + R_{\text{конт}} = 2R_{\text{конт}} + R_{\text{труб}}, \quad (1)$$

где  $R_{\text{конт}}$  – переходное сопротивление контакта, выполненного в виде хомута;  $R_{\text{труб}}$  – собственное сопротивление образца трубки, которое определяется размерами и удельным сопротивлением:

$$R_{\text{труб}} = \rho \cdot \frac{l}{S}, \quad (2)$$

где  $\rho$  – удельное сопротивление трубки;  $l$  – длина образца трубки;  $S$  – площадь поперечного сечения трубки,

$$S = \pi \cdot \left(\frac{d}{2}\right)^2 - \pi \cdot \left(\frac{d-2\Delta}{2}\right)^2 = \pi \cdot \Delta \cdot (d - \Delta),$$

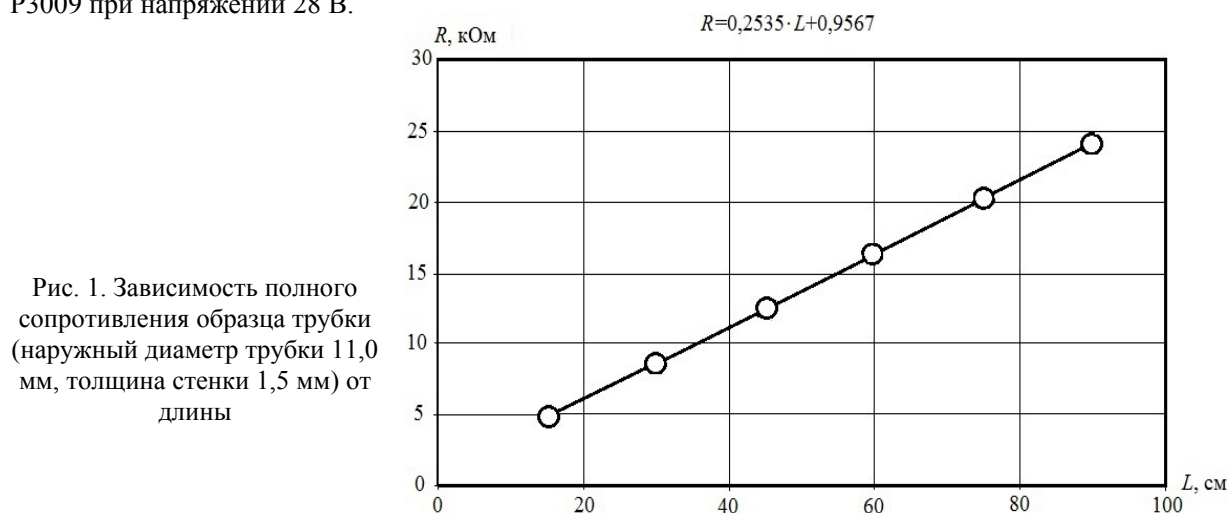
$\Delta$  – толщина стенки трубки;  $d$  – внешний диаметр трубки.

При подстановке (2) в исходное соотношение (1) получается линейная зависимость общего сопротивления от длины образца.

$$R = 2R_{\text{конт}} + \rho \cdot \frac{l}{S} = 2R_{\text{конт}} + l \cdot \frac{\rho}{S}. \quad (3)$$

Зависимость сопротивления  $R$  от длины имеет наклон  $\frac{\rho}{S}$ , значение которого и является иско-  
мой величиной, а свободный член  $2R_{\text{конт}}$  характеризует контактное сопротивление, которое являет-  
ся источником дополнительной ошибки измерения.

Зная геометрию трубки и определив наклон зависимости (3), можно вычислить значение удель-  
ного сопротивления  $\rho$ , свободное от влияния контактных сопротивлений. На рис. 1 приведен при-  
мер зависимости полного сопротивления от длины для трубки с наружным диаметром 11,0 мм и  
толщиной стенки 1,5 мм. Измерения проводились с использованием моста постоянного тока типа  
P3009 при напряжении 28 В.



Предложенная методика измерений позволяет избежать наложения дополнительных специаль-  
ных требований к контактам для уменьшения их сопротивления, т.к. значение контактного сопро-  
тивления не входит в конечный результат измерений. Незначительное увеличение случайной по-  
грешности измерения, вносимой контактными сопротивлениями, можно уменьшить за счет  
увеличения числа точек измерения (из статистики известно, что погрешность убывает пропорцио-  
нально квадратному корню из числа измерений).

Таким образом, предложенная методика позволила исключить влияние систематической по-  
грешности в виде контактного сопротивления на конечный результат измерений удельного сопро-  
тивления. Это обстоятельство дало основание полагать, что расхождение результатов измерений  
удельного сопротивления, полученного на трубках, с нормой, указанной для исходного материала,  
определяется поведением самого материала и не связано с методикой измерения.

Во-первых, сам производитель материала (фирма Du Pont) в спецификации указывает на то, что  
результаты измерений удельного материала зависят от способа приготовления образцов. На наш  
взгляд, это важное замечание, и связано оно с хорошо известным фактом [2, 3] о том, что техно-  
логическая предыстория образца (условия кристаллизации) сильно влияет на формирование надмоле-  
кулярной структуры кристаллизующихся полимеров, которая в свою очередь будет влиять на объ-  
емное распределение наполнителя в полимерной матрице. В этой связи отметим, что нормы для  
удельного сопротивления, приводимые в спецификации на материал, получены на образцах в виде  
прессованных пластин. В рассматриваемом случае использовались изделия в виде трубок, получен-  
ных методом экструзии.

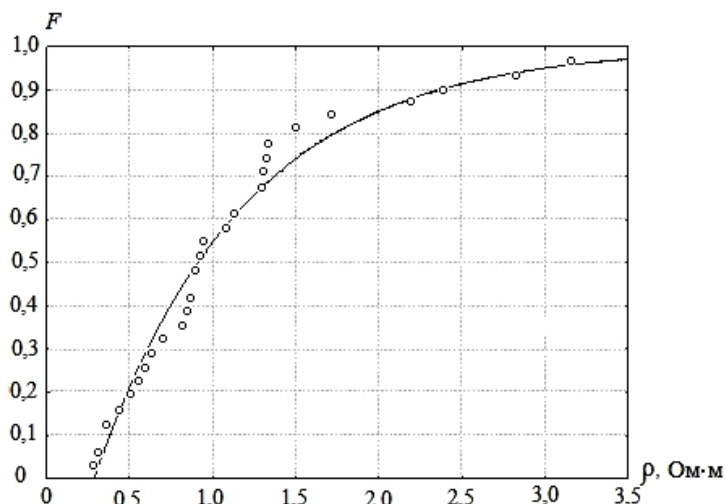
Сказанное становится почти очевидным, если обратиться к работам [4, 5], посвященным изуче-  
нию электропроводности случайных сеток. Здесь, как и в случае наполненных полимеров, проводи-  
мость обеспечивается электропроводящими мостиками, топология которых формируется случай-  
ным образом. Кроме этого, следует учесть наличие случайных вариаций концентрации наполнителя  
от партии к партии в исходном материале. Все это приводит к мысли о необходимости применения  
статистического подхода для анализа наблюдаемых вариаций значений удельного сопротивления,  
полученных при измерениях трубок различных размеров (с наружным диаметром от 8,0 до 15,5 мм

и толщиной стенки от 0,5 до 1,5 мм), изготовленных из различных партий материала на протяжении продолжительного времени.

Анализ статистических данных (30 измерений трубок разных партий) удельного электрического сопротивления трубок показал, что эти значения хорошо описываются экспоненциальным распределением со смещенным началом координат:

$$F = 1 - \exp(-\lambda \cdot (\rho - \rho_0)) \quad (4)$$

и параметрами  $\lambda = 1,11 \text{ Ом}^{-1} \cdot \text{м}^{-1}$ ,  $\rho_0 = 0,289 \text{ Ом} \cdot \text{м}$ .



Экспериментальные данные и аппроксимирующий график представлены на рис. 2, откуда следует достаточно близкое соответствие эксперимента и аппроксимации (коэффициент детерминации 0,9951).

Рис. 2. Интегральная функция (точки – экспериментальные данные) распределения удельного сопротивления

Для большей наглядности того, насколько адекватна данная аппроксимация, на рис. 3 приведен график интегральной функции распределения удельного сопротивления в полулогарифмических координатах:

$$-\ln(1-F) = \lambda \cdot (\rho - \rho_0), \quad (5)$$

в которых экспериментальные данные ложатся на прямую линию (коэффициент детерминации 0,9785).

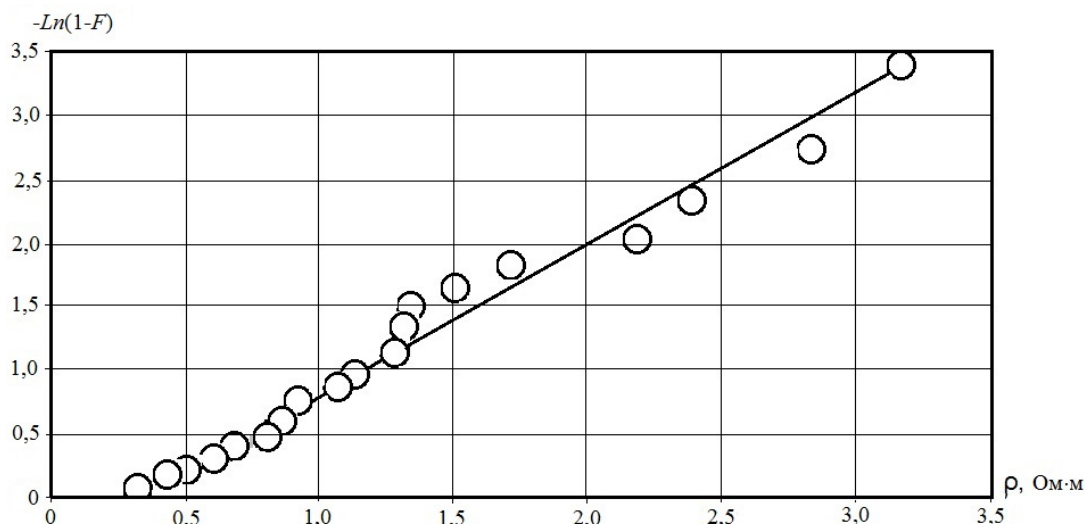


Рис. 3. Логарифм интегральной функции распределения удельного сопротивления

На рис. 4 приведена гистограмма распределения удельного сопротивления образцов трубки с внешним диаметром 13 мм. Из рис. 3 следует, что наиболее вероятные значения удельного сопротивления находятся в интервале от 0,4 до 1,0 Ом·м.

Итак, полученные результаты измерений электропроводности трубок из графитонаполненного фторполимера позволяют сделать следующие выводы:

1. Нормирование удельного электрического сопротивления для изделий в виде трубок целесообразно формулировать в вероятностных терминах. В частности, полученные результаты позволяют констатировать, что для исследованных образцов в 95% случаев удельное сопротивление трубок не превышает значения 2,8 Ом·м.

2. Все результаты измерений удельного электрического сопротивления, проводимые на трубках, оказались выше верхнего предела 0,25 Ом·м, указанного в спецификации на материал. В то же время нижний предел распределения ( $\rho_0 = 0,289$  Ом·м) близок к указанной норме.

3. Результаты исследования удельного электрического сопротивления трубок из антистатического материала подтверждают возможность использования таких трубок в изделиях, предназначенных для применения в пожаро- и взрывоопасных средах.

4. Результаты исследования показывают влияние технологической предыстории изделия на его удельное сопротивление.

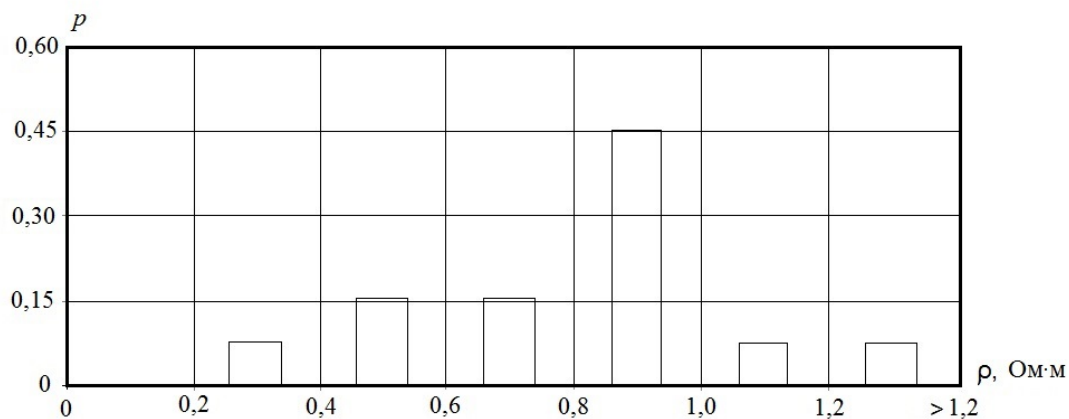


Рис. 4. Гистограмма удельного сопротивления образцов трубки с внешним диаметром 13 мм

Статья печатается в рамках проведения конкурса 2014 г. на соискание премии Ханты-Мансийского автономного округа – Югры на выполнение научно-исследовательских работ, имеющих фундаментальное и прикладное значение.

#### Литература

1. Пат. №134317 РФ, МПК G01F 23/28. Магнитострикционный уровнемер / А.И. Дёмко (РФ), С.А. Радомский (РФ). – №2013119114; заявл. 24.04.13; опубл. 10.11.13, Бюл. № 31.– 2 с.
2. Вундерлих Б. Физика макромолекул. Зарождение, рост и отжиг кристаллов. – М.: Мир, 1979. – Т. 2. – 574 с.
3. Вундерлих Б. Физика макромолекул. Плавление кристаллов. – М.: Мир, 1984. – Т. 3. – 488 с.
4. Эфрос А.Л. Физика и геометрия беспорядка. – М.: Мир, 1982. – 175 с.
5. Займан Д. Модели беспорядка. Теоретическая физика однородно неупорядоченных систем. – М.: Мир, 1982. – 592 с.

---

#### Быков Евгений Владимирович

Канд. физ.-мат. наук, технический директор ЗАО «Электроннефтемаш», Москва  
Тел.: +7 (495) 956-68-18, моб.: +7-916-480-38-47  
Эл. почта: e.v.bykov@yandex.ru

#### Дёмко Анатолий Ильич

Канд. техн. наук, доцент каф. радиоэлектроники и энергетики Политехнического института Сургутского государственного университета, директор ООО «Малое инновационное предприятие «Беспроводные и измерительные технологии» (ООО «БИТ»), Сургут  
Тел.: +7 (346-2) 76-31-24, моб.: +7-922-440-24-88  
Эл. почта: dai321@mail.ru

#### Радомский Сергей Анатольевич

Главный инженер ООО «Средства автоматизации Радомского и компании» (ООО «САРиК»), Сургут  
Тел.: +7 (346-2) 22-31-02, моб.: +7-922-253-40-15  
Эл. почта: radomsky.s@yandex.ru

**Семерухина Надежда Владимировна**

Инженер ЗАО «Электроннефтемаш», Москва

Тел.: +7 (495) 956-68-18

Эл. почта: e.v.bykov@yandex.ru

Bykov E.V., Dyomko A.I., Radomski S.A., Semerukhina N.V.

**The research results of electrical resistivity of antistatic tubes**

The paper investigates the problems of determining the electrical resistivity of graphite-filled fluoropolymer tubes used in level sensors. The results of a series of experimental measurements are given, their statistical processing is carried out and the distribution function of resistivity is proved.

**Keywords:** anti-static tube, the resistivity distribution function.

---



УДК 621.317.7

А.С. Иванов, Р.О. Рязанцев, А.М. Александрин, К.В. Лемберг, Ю.П. Саломатов

## Диагностика линзовых антенн с использованием сканера ближнего поля

Описана конструкция плоского сканера ближнего поля и приведены примеры исследования с его помощью амплитудно-фазовых распределений двух типов линзовых антенн. Показано, что разработанный сканер позволяет эффективно выявлять причины неудовлетворительных характеристик антенн при их разработке.

**Ключевые слова:** сканирование ближнего поля, амплитудно-фазовое распределение, линзовые антенны.

При разработке сложных антенных систем на этапе макетирования перед разработчиком зачастую встает задача выяснения причин неудовлетворительных характеристик разрабатываемого изделия, например повышенного уровня боковых лепестков апертурной антенны. Наиболее полную информацию о причинах неудовлетворительной работы такой антенны можно получить, изучив амплитудно-фазовое распределение (АФР) в ее раскрыве. Для измерения амплитудно-фазового распределения может быть использован сканер ближнего поля, состоящий из устройства позиционирования, измерительного зонда, прибора для измерения комплексных коэффициентов передачи и системы управления сканированием. Сканирование может осуществляться по поверхностям различной формы. Для апертурных, в частности линзовых антенн, наиболее подходящим является сканирование на плоскости, которое, кроме того, проще всего реализуется технически. Использование сканирования ближнего поля для диагностики антенн и расчета их характеристик известно с 70-х годов прошлого века [1], а в настоящее время измерительные комплексы для ближнепольных измерений серийно выпускаются рядом фирм [2, 3]. В данной работе описана конструкция сканера ближнего поля, который был разработан для целей проведения диагностики апертурных антенн. Сканер отличается от существующих аналогов отсутствием в конструкции датчиков положения зонда, что позволяет существенно упростить и удешевить ее.

Сканер представляет собой комплекс аппаратуры, находящейся под управлением специальной компьютерной программы. Блок-схема комплекса приведена на рис. 1. В его состав входят векторный анализатор цепей (ВАЦ), набор измерительных зондов и устройство позиционирования зонда, изготовленное из станочного алюминиевого профиля.

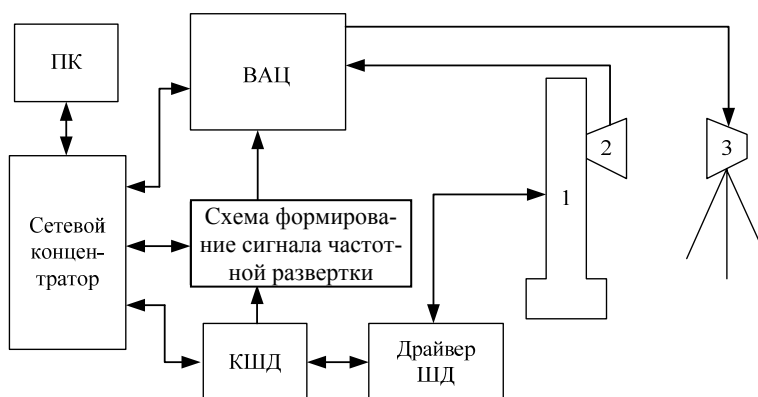


Рис. 1. Блок-схема сканера ближнего поля: 1 – плоский сканер; 2 – зонд; 3 – измеряемая антенна

Для перемещения зонда используются шаговые двигатели (ШД), управление которыми осуществляется при помощи контроллера и драйвера ШД. Управляющее программное обеспечение написано на языке C++/CLI и установлено на персональном компьютере (ПК). Связь ПК с контроллером и ВАЦ осуществляется через сеть Ethernet. В качестве измерительного зонда используется отрезок прямоугольного волновода с открытым концом. Коэффициент перекрытия по частоте такого зонда

составляет около 1,6, что позволяет исследовать широкополосные антенны сразу во всей рабочей полосе.

Особое внимание при разработке сканера было уделено реализации режима непрерывного сканирования без использования датчиков положения зонда. При непрерывном сканировании измерение коэффициента передачи проводится в процессе движения зонда без его остановки, что позволяет существенно увеличить скорость измерения АФР. При этом зонд движется от одного края области сканирования к другому с фиксированной скоростью, например вдоль вертикальной координаты, затем смещается вдоль горизонтальной координаты и движется в обратном направлении вдоль вертикальной координаты с той же скоростью. В процессе измерения при движении зонда в обратном направлении используется обратная частотная развертка для того, чтобы измерения, выполненные на одной частоте, лежали в пространстве на одной линии.

Для реализации возможности непрерывного сканирования необходима синхронизация движения измерительного зонда и процесса измерения коэффициента передачи. Для этого следует обеспечить, во-первых, подачу в нужный момент времени сигнала старта частотной развертки на вход векторного анализатора цепей, и, во-вторых, получение измеренных данных от ВАЦ после окончания развертки.

Для формирования сигнала частотной развертки было использовано отслеживание текущего положения зонда по сигналам, приходящим на драйвер шаговых двигателей. Такое решение обеспечивает высокое быстродействие и точность без использования каких-либо датчиков положения. На драйвер ШД приходят сигналы направления вращения (сигнал «DIR») и сигнал поворота на угол, определяемый конструкцией двигателя и драйвера (сигнал «STEP»). Для подачи сигнала развертки в нужное время в разработанной схеме применен подсчет количества импульсов «STEP», приходящих на соответствующий вход драйвера ШД. Подсчет начинается синхронно с началом движения зонда. Счетчик импульсов реализован на микроконтроллере ATmega328, команда начала и окончания счета передается на счетчик по сети Ethernet из основной программы. Сигнал развертки с выхода счетчика подключен к входу внешней развертки ВАЦ с использованием опторазвязки (см. рис. 1).

Получение измеренных данных после окончания частотной развертки было реализовано посредством специальной программы, устанавливаемой на анализатор цепей и собирающей данные после каждого измерения в собственный буфер. Сигналом для сбора данных при этом служит программное событие, генерируемое ВАЦ после каждого измерения. В конце каждого столбца (строки), пока зонд движется перпендикулярно направлению сканирования, происходит отправка всех данных по сети в основную программу и очистка буфера. Максимальная скорость движения зонда в процессе сканирования при этом ограничивается в первую очередь не механическими параметрами сканера, а параметрами измерения: числом точек в области сканирования, расстоянием между ними, шириной фильтра ПЧ измерительного прибора. Скорость, с которой движется зонд при непрерывном сканировании, выбирается такой, чтобы векторный анализатор успел до прихода следующего сигнала развертки произвести измерение и сохранение данных.

За исключением векторного анализатора цепей разработанный сканер состоит из недорогих доступных компонентов. Он установлен в безэховой камере и имеет размер области сканирования  $2700 \times 2000$  мм<sup>2</sup>, при этом точность позиционирования зонда по каждой из трех осей не хуже 0,1 мм, а отклонение поверхности сканирования от плоскости не более 0,5 мм. Внешний вид сканера показан на рис. 2.

С помощью разработанного сканера возможно проведение диагностики линзовых антенн. Линза Люнеберга, предложенная в [3], состоит из плоских слоев диэлектрика различного диаметра, набранных на одной оси таким образом, чтобы эффективная диэлектрическая проницаемость по радиусу линзы изменялась по заданному закону. Макет такой линзы показан на рис. 3, а. При проведении испытаний данного макета измерения в дальней зоне по-

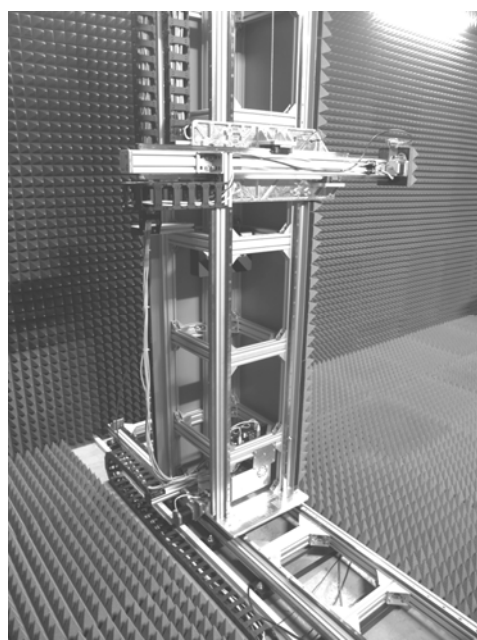


Рис. 2. Внешний вид плоского сканера

казали, что он имеет повышенный уровень боковых лепестков относительно расчетного. Причиной этого могут быть как неточности в наборе слоев линзы, так и, например, переоблучение ее края. Для выяснения причин повышенного уровня боковых лепестков был использован разработанный сканер ближнего поля. Было установлено, что амплитудное и фазовое распределения в раскрыве антенны имеют существенную неравномерность вследствие слишком уплотненного расположения диэлектрических слоев в центральной области линзы (рис. 3, а, б).

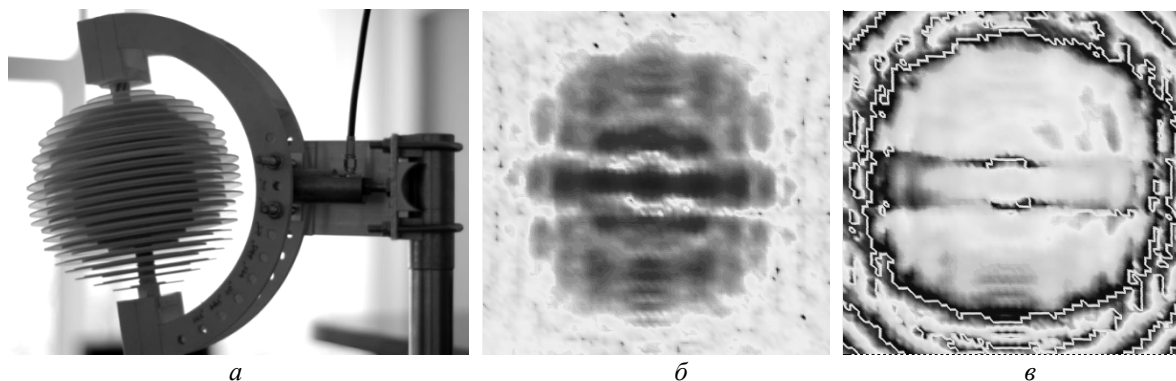


Рис. 3. Макет линзы Лунеберга (а), амплитудное (б) и фазовое (в) распределения в ее раскрыве

Еще один пример использования сканера – диагностика антенной решетки, состоящей из линз Микаэляна (рис. 4, а) [5, 6]. Решетка состоит из четырех подрешеток, между которыми мощность разделяется с помощью волноводного делителя. В данном случае причиной низкого коэффициента усиления являлось неравномерное деление мощности и расфазировка подрешеток, что хорошо видно из измеренных амплитудно-фазовых распределений (рис. 4, б, в).

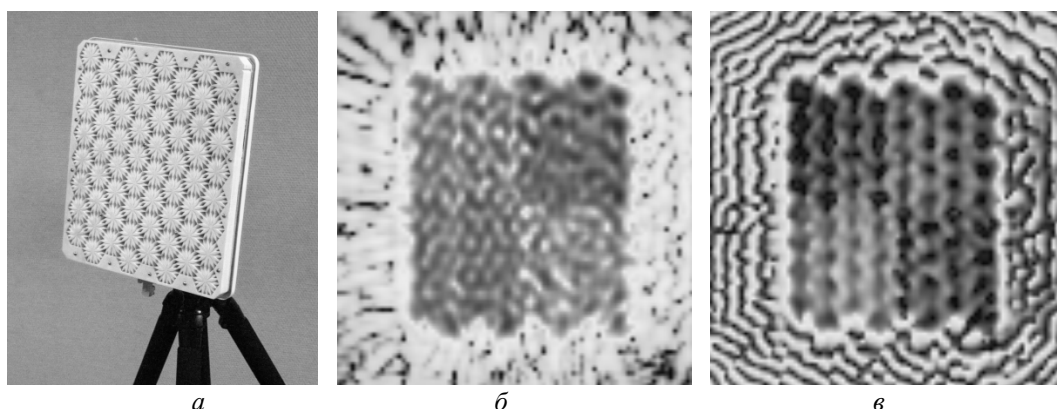


Рис. 4. Макет антенной решетки линзовых излучателей (а), амплитудное (б) и фазовое (в) распределения в ее раскрыве

Таким образом, разработанный сканер ближнего поля позволяет выполнять задачи диагностики апертурных, и в частности линзовых антенн. При этом за счет примененных технических решений он отличается простотой реализации и невысокой стоимостью компонентов. В дальнейшем планируется разработка алгоритмов и программного обеспечения для расчета по измеренным амплитудно-фазовым распределениям диаграмм направленности в дальней зоне измеряемой антенны, что позволит существенно расширить возможности разработанного комплекса.

Работа выполнена при поддержке Министерства образования и науки РФ (базовая часть НИР, выполняемой по государственному заданию в ФГАОУ ВПО «Сибирский федеральный университет», договор № 02.G25.31.0041).

#### Литература

1. Бахрах Л.Д. Методы измерения параметров излучающих систем в ближней зоне / Л.Д. Бахрах, С.Д. Кременецкий, А.П. Курочкин и др. – Л.: Наука, 1985. – 272 с.

2. Nearfield systems [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://nearfield.com/products/Near-FieldSystems.aspx>, свободный (дата обращения: 03.09.2014).
3. Комплексы для измерения параметров антенн [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://trimcom.ru>, свободный (дата обращения: 03.09.2014).
4. Пат. 2 485 646 РФ, МПК Н 01 Q 15/02. Устройство для фокусировки типа «Линза Люнеберга» / Р.О. Рязанцев, Ю.П. Саломатов (РФ). – № 2 012 109 411 / 08; заявл. 12.03.12; опубл. 20.06.13, Бюл. № 16. – 3 с.
5. Александрин А.М., Саломатов Ю.П. Широкополосная антенная решётка с использованием структур из искусственного неоднородного диэлектрика // Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. – 2012. – Т. 26, № 2. – С. 7–10.
6. Пат. 2 504 056 РФ, МПК Н 01 Q 15/08. Цилиндрическая линза / А.М. Александрин, Ю.П. Саломатов (РФ). – № 2 012 126 433 / 08; заявл. 25.06.12; опубл. 10.01.14, Бюл. № 1. – 3 с.

---

**Иванов Александр Сергеевич**

Аспирант каф. радиотехники Сибирского федерального университета (СФУ)  
Тел.: 8 (391-2) 91-22-78  
Эл. почта: [iwanow\\_s@mail.ru](mailto:iwanow_s@mail.ru)

**Рязанцев Роман Олегович**

Инженер каф. радиотехники СФУ  
Тел.: 8 (391-2) 91-22-78  
Эл. почта: [ryazantzev@sfu-kras.ru](mailto:ryazantzev@sfu-kras.ru)

**Александрин Антон Михайлович**

Ассистент каф. радиотехники СФУ  
Тел.: 8 (391-2) 91-22-78  
Эл. почта: [aalexandrin@sfu-kras.ru](mailto:aalexandrin@sfu-kras.ru)

**Лемберг Константин Вячеславович**

Канд. физ.-мат. наук, ст. преп. каф. радиотехники СФУ  
Тел.: 8 (391-2) 91-22-78  
Эл. почта: [klemberg@sfu-kras.ru](mailto:klemberg@sfu-kras.ru)

**Саломатов Юрий Петрович**

Канд. техн. наук, зав. каф. радиотехники СФУ  
Тел.: 8 (391-2) 91-22-78  
Эл. почта: [ysalomatov@sfu-kras.ru](mailto:ysalomatov@sfu-kras.ru)

Ivanov A.S., Ryazantzev R.O., Alexandrin A.M., Lemberg K.V., Salomatov Y.P.

**Lens antenna diagnostics using nearfield scanner**

The paper describes the construction of a planar near-field scanner and shows the examples of amplitude and phase distributions analysis using this scanner. The analysis was carried out for two types of lens antennas. It is shown that the developed scanner can help effectively to identify the causes of poor antenna performance during design process.

**Keywords:** nearfield scanning, amplitude and phase distribution, lens antennas.

УДК 621.396.41

С.В. Мелихов

## Уравнение дуплексной радиосвязи сотовой системы

Предложено уравнение дуплексной радиосвязи сотовой системы, в которое входят все основные параметры приемопередающей аппаратуры базовой станции и мобильной станции. Решение уравнения возможно относительно любого параметра приемопередающей аппаратуры. Определены условия сбалансированной радиосвязи в нисходящем и восходящем каналах соты. Обсуждена необходимость использования антенного малошумящего усилителя на базовой станции при существенных потерях в комбайнере или антенном фидере.

**Ключевые слова:** сотовая система, дуплекс, базовая станция, мобильная станция, нисходящий канал, восходящий канал, малошумящий усилитель.

Упрощенные структурные схемы приемопередающей аппаратуры (ППА) базовой станции (БС) и мобильной станции (МС) изображены на рис. 1. В составе ППА БС может входить «комбайнер» – блок объединения-распределения радиосигналов, позволяющий нескольким передатчикам работать с одной передающей антенной и нескольким приемникам работать с одной приемной антенной. В состав приемного канала БС может входить антенный малошумящий усилитель (МШУ) с полосовым фильтром (ПФ) на входе. ПФ необходим для защиты МШУ от внеполосных мешающих радиосигналов. Структурная схема ППА МС, на которой изображены два фидера и две антенны, представлена в таком виде для вывода обобщенного уравнения сбалансированной дуплексной радиосвязи (что сделано ниже). Как правило, в малогабаритных переносных МС нет необходимости в фидерах и используется одна приемопередающая антенна.

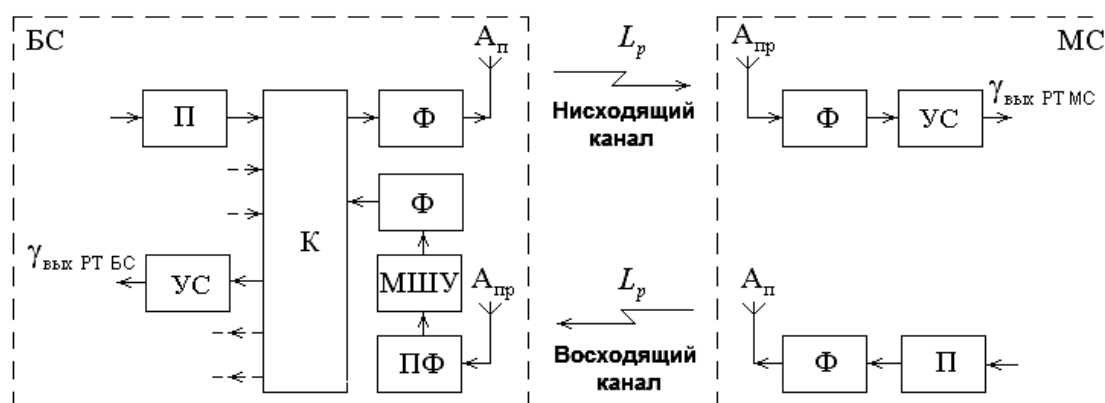


Рис. 1. Упрощенные структурные схемы ППА БС и МС: П – передатчик; УС – усилитель-селектор (выполняет функции основного усиления и селекции радиосигнала); К – комбайнер; Ф – фидер; МШУ – малошумящий усилитель; ПФ – полосовой фильтр;  $A_{пр}$  – передающая антенна;  $A_{пр}$  – приемная антенна

При проектировании сотовой системы на «квазигладкой местности» [1] оценивается возможность радиосвязи в нисходящем канале: от БС к МС. Для этого определяется допустимое ослабление мощности радиоволны на трассе распространения ( $L_p$ ) из условия [1, 2]

$$P_{с\text{ вх } МС} = P_{с\text{ вх } 0\text{ МС}}, \quad (1)$$

где

$$P_{с\text{ вх } МС} = \frac{P_{БС} G_{п\text{ БС}} G_{пр\text{ МС}}}{\eta_{п\text{ БС}} L_p} - \quad (2)$$

мощность радиосигнала на входе приемника МС (в антенне МС);

$$P_{с\text{ вх } 0\text{ МС}} = \gamma_{в\text{ых } РТ\text{ МС}} P_{ш0} \left[ (N_{\Sigma\text{ МС}} - 2) + \eta_{пр\text{ Ф } МС} N_{УС\text{ МС}} \right] - \quad (3)$$

реальная чувствительность приемника МС [3];  $P_{\text{БС}}$  – мощность передатчика БС;  $G_{\text{п БС}}$  – коэффициент усиления антенны БС в режиме передачи;  $G_{\text{пр МС}}$  – коэффициент усиления антенны МС в режиме приема;  $\eta_{\text{п БС}} = \eta_{\text{п Ф БС}} \eta_{\text{п К БС}}$  – потери мощности радиосигнала в фидере ( $\eta_{\text{п Ф БС}}$ ) и в комбайнере ( $\eta_{\text{п К БС}}$ ) БС в режиме передачи (комбайнер – блок объединения-распределения радиосигналов, позволяющий нескольким передатчикам и приемникам БС работать с одной антенной);  $\gamma_{\text{вых РТ МС}}$  – отношение средней мощности сигнала к средней мощности шума на выходе радиотракта (РТ) приемника МС, которое характеризует качество связи нисходящего канала;  $P_{\text{ш0}} = kT_0 B_{\text{ш}}$  – номинальная мощность теплового шума;  $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$  Дж/К – постоянная Больцмана;  $T_0 = 290$  К (считается, что комнатная температура 17 °С);  $B_{\text{ш}}$  – шумовая полоса приемника;  $N_{\Sigma \text{ МС}}$  – результирующий коэффициент внешнего шума для приемника МС;  $\eta_{\text{пр Ф МС}}$  – потери в фидере МС в режиме приема;  $N_{\text{УС МС}}$  – коэффициент шума усилителя-селектора приемника МС.

По допустимому затуханию  $L_p$  с использованием моделей Окамуры–Хата рассчитывается радиус соты  $r$  (т.е. радиус круговой зоны обслуживания БС для «квазигладкой местности» различного характера: «большой город»; «малый город»; «пригород»; «сельская местность»; «открытая местность»).

Например, для «квазигладкого пригорода» («квазигладкий пригород» – крупный населенный пункт с низкой плотностью застройки жилых домов и хозяйственных построек высотой 3, 4 этажа) затухание радиоволны по модели Окамуры–Хата [4]:

$$L_p[\text{дБ}] = \left\{ 63,35 - 13,82 \lg(h_{\text{БС}}) + 27,72 \lg(f) - 2[\lg(f/28)]^2 - [1,1 \lg(f) - 0,7] h_{\text{МС}} \right\} + \\ + \left\{ 44,9 - 6,55 \lg(h_{\text{БС}}) \right\} \lg(r) = A + B \lg(r), \quad (4)$$

где  $h_{\text{БС}}, h_{\text{МС}}$  – высоты антенн БС и МС, м;  $f$  – несущая радиочастоты, МГц;

$$A = \left\{ 63,35 - 13,82 \lg(h_{\text{БС}}) + 27,72 \lg(f) - 2[\lg(f/28)]^2 - [1,1 \lg(f) - 0,7] h_{\text{МС}} \right\}; \\ B = \left\{ 44,9 - 6,55 \lg(h_{\text{БС}}) \right\}.$$

Из (4) радиус круговой зоны обслуживания БС (радиус соты):

$$r[\text{км}] = 10^{(L_p - A)/B}. \quad (5)$$

Однако при такой методике расчета зоны обслуживания БС не учитываются особенности восходящего канала: от МС к БС.

Целью настоящей работы является получение уравнения, связывающего технические параметры ППА БС и МС с учетом особенности как нисходящего, так и восходящего каналов. Использование такого уравнения позволяет определить условия для сбалансированной дуплексной радиосвязи соты.

**Уравнение сбалансированной дуплексной радиосвязи сотовой системы.** Под термином «сбалансированная дуплексная радиосвязь» будем понимать одинаковое качество радиосвязи в нисходящем и восходящем каналах ( $\gamma_{\text{вых РТ МС}} = \gamma_{\text{вых РТ БС}}$ , где  $\gamma_{\text{вых РТ БС}}$  – отношение средней мощности сигнала к средней мощности шума на выходе РТ приемника БС) при максимальном удалении МС от БС (т.е. при нахождении МС на границе соты).

По аналогии с (1)–(3) запишем следующие выражения для восходящего канала:

$$P_{\text{с вх БС}} = P_{\text{с вх 0 БС}}, \quad (6)$$

где

$$P_{\text{с вх БС}} = \frac{P_{\text{МС}} G_{\text{п МС}} G_{\text{пр БС}}}{\eta_{\text{п Ф МС}} L_p} - \quad (7)$$

мощность радиосигнала на входе приемника БС (в антенне БС, рис. 1);

$$P_{\text{с вх 0 БС}} = \gamma_{\text{вых РТ БС}} P_{\text{ш0}} \left\{ (N_{\Sigma \text{ БС}} - 2) + \eta_{\text{п Ф}} \left[ N_{\text{МШУ}} + (1/k_{\text{МШУ}}) (\eta_{\text{пр БС}} N_{\text{УС БС}} - 1) \right] \right\} - \quad (8)$$

реальная чувствительность приемника МС (данное выражение получено с использованием методики, предложенной в [3]);  $P_{\text{МС}}$  – мощность передатчика МС;  $G_{\text{п МС}}$  – коэффициент усиления ан-

тенны МС в режиме передачи;  $G_{\text{пр БС}}$  – коэффициент усиления антенны БС в режиме приема;  $\eta_{\text{п Ф МС}}$  – потери мощности радиосигнала в фидере МС в режиме передачи;  $N_{\Sigma \text{ БС}}$  – результирующий коэффициент внешнего шума для приемника МС;  $\eta_{\text{ПФ}}$  – потери полосового фильтра;  $N_{\text{МШУ}}$ ,  $k_{\text{МШУ}}$  – коэффициент шума и коэффициент усиления по мощности МШУ;  $\eta_{\text{пр БС}} = \eta_{\text{пр Ф БС}} \eta_{\text{пр К БС}}$  – потери мощности радиосигнала в фидере ( $\eta_{\text{пр Ф БС}}$ ) и комбайнере ( $\eta_{\text{пр К БС}}$ ) БС в режиме приема;  $N_{\text{УС БС}}$  – коэффициент шума усилителя-селектора приемника БС.

Заметим, что в силу принципа взаимности значение  $L_p$  в (2) и (7) равновелико.

Поделим (1) на (6) с учетом (2), (3), (7), (8), считая, что качество радиосвязи в нисходящем и восходящем каналах одинаково ( $\gamma_{\text{вых РТ МС}} = \gamma_{\text{вых РТ БС}}$ ). Получим:

$$\frac{P_{\text{БС}} G_{\text{п БС}} G_{\text{пр МС}} \eta_{\text{п Ф МС}}}{P_{\text{МС}} G_{\text{п МС}} G_{\text{пр БС}} \eta_{\text{п БС}}} = \frac{(N_{\Sigma \text{ МС}} - 2) + \eta_{\text{пр Ф МС}} N_{\text{УС МС}}}{(N_{\Sigma \text{ БС}} - 2) + \eta_{\text{ПФ}} [N_{\text{МШУ}} + (1/k_{\text{МШУ}})(\eta_{\text{пр БС}} N_{\text{УС БС}} - 1)]}. \quad (9)$$

Поскольку уравнение (9) связывает основные параметры ППА БС и МС при дуплексной радиосвязи, то целесообразно назвать его «уравнением дуплексной радиосвязи сотовой системы».

Заметим, что уравнение (9) может быть решено относительно любого параметра ППА БС и МС.

**Необходимая мощность передатчика БС.** Исходными параметрами ППА БС и МС, которые определяются разработчиком при проектировании сотовой системы, являются:

$G_{\text{п БС}}$ ;  $G_{\text{пр БС}}$ ;  $\eta_{\text{п БС}}$ ;  $\eta_{\text{пр БС}}$ ;  $\eta_{\text{ПФ}}$ ;  $k_{\text{МШУ}}$ ;  $N_{\text{МШУ}}$ ;  $G_{\text{п МС}}$ ;  $G_{\text{пр МС}}$ ;  $\eta_{\text{п Ф МС}}$ ;  $\eta_{\text{пр Ф МС}}$ ;  $P_{\text{МС макс}}$ , где  $P_{\text{МС макс}}$  – максимальная мощность передатчика МС.

Если известны перечисленные исходные параметры, то из (9) следует, что оптимальная мощность передатчика БС ( $P_{\text{БС опт}}$ ), необходимая для сбалансированной дуплексной радиосвязи на максимальном удалении МС от БС (т.е. при нахождении МС на границе соты), выражается следующим образом:

$$P_{\text{БС опт}} = \frac{P_{\text{МС макс}} G_{\text{п МС}} G_{\text{пр БС}} \eta_{\text{п БС}} [(N_{\Sigma \text{ МС}} - 2) + \eta_{\text{пр Ф МС}} N_{\text{УС МС}}]}{G_{\text{п БС}} G_{\text{пр МС}} \eta_{\text{п Ф МС}} [(N_{\Sigma \text{ БС}} - 2) + \eta_{\text{ПФ}} [N_{\text{МШУ}} + (1/k_{\text{МШУ}})(\eta_{\text{пр БС}} N_{\text{УС БС}} - 1)]]}. \quad (10)$$

На основе (10) можно сделать очевидные выводы:

- 1) если мощность передатчика БС  $P_{\text{БС}}$  будет больше, чем  $P_{\text{БС опт}}$  ( $P_{\text{БС}} > P_{\text{БС опт}}$ ), то дальность радиосвязи нисходящего канала будет больше, чем дальность радиосвязи восходящего канала;
- 2) если мощность передатчика БС  $P_{\text{БС}}$  будет меньше, чем  $P_{\text{БС опт}}$  ( $P_{\text{БС}} < P_{\text{БС опт}}$ ), то дальность радиосвязи нисходящего канала будет меньше, чем возможная дальность радиосвязи восходящего канала.

При коэффициенте усиления МШУ  $k_{\text{МШУ}} \approx (40-100) \approx (16-20)$  дБ слагаемым  $(1/k_{\text{МШУ}})(\eta_{\text{пр БС}} N_{\text{УС БС}} - 1)$  в (10) можно пренебречь. Тогда

$$P_{\text{БС опт}} = \frac{P_{\text{МС макс}} G_{\text{п МС}} G_{\text{пр БС}} \eta_{\text{п БС}} [(N_{\Sigma \text{ МС}} - 2) + \eta_{\text{пр Ф МС}} N_{\text{УС МС}}]}{G_{\text{п БС}} G_{\text{пр МС}} \eta_{\text{п Ф МС}} [(N_{\Sigma \text{ БС}} - 2) + \eta_{\text{ПФ}} N_{\text{МШУ}}]}. \quad (11)$$

Если дуплексная радиосвязь осуществляется на радиочастотах  $f > 500$  МГц (при этом  $N_{\Sigma \text{ МС}} = N_{\Sigma \text{ БС}} = N_{\text{зем}} = 2$  [3]), то выражение (11) упрощается:

$$P_{\text{БС опт}} = \frac{P_{\text{МС макс}} G_{\text{п МС}} G_{\text{пр БС}} \eta_{\text{п БС}} \eta_{\text{пр Ф МС}} N_{\text{УС МС}}}{G_{\text{п БС}} G_{\text{пр МС}} \eta_{\text{п Ф МС}} \eta_{\text{ПФ}} N_{\text{МШУ}}}. \quad (12)$$

На практике, как правило:  $G_{\text{п БС}} \approx G_{\text{пр БС}}$ ;  $G_{\text{п МС}} \approx G_{\text{пр МС}}$ ;  $\eta_{\text{пр Ф МС}} = \eta_{\text{п Ф МС}} = 1$  (в малогабаритных переносных МС антенный фидер отсутствует). При этом из (12) следует, что

$$P_{\text{БС опт}} = P_{\text{МС макс}} \eta_{\text{п БС}} \frac{N_{\text{УС МС}}}{\eta_{\text{ПФ}} N_{\text{МШУ}}}. \quad (13)$$

Если  $\eta_{\text{ПФ}} \approx 1$  и  $N_{\text{УСМС}} \approx N_{\text{МШУ}}$ , то из (13) следует, что оптимальная мощность передатчика БС должна быть больше максимальной мощности передатчика МС приблизительно в  $\eta_{\text{ПБС}}$  раз:

$$P_{\text{БС опт}} \approx P_{\text{МС макс}} \eta_{\text{ПБС}}. \quad (14)$$

Потери мощности радиосигнала в комбайнере и фидере БС могут достигать существенного значения ( $\eta_{\text{ПБС}} = \eta_{\text{ПКБС}} \eta_{\text{ПФБС}} = 10 = 10 \text{ дБ}$  и более).

Существенные потери  $\eta_{\text{ПКБС}} \approx (2-5) \approx (3-7) \text{ дБ}$  характерны для многоканальных комбайнеров [5], объединяющих радиосигналы с различными частотами от нескольких передатчиков БС (использование нескольких передатчиков позволяет повысить возможный трафик БС).

Существенные потери в фидере ( $\eta_{\text{ПФБС}}$ ) имеют место при большой высоте антенн БС (в этом случае длина фидера может достигать несколько десятков метров [6]) или при высокой радиочастоте (потери фидера увеличиваются с ростом радиочастоты). Например, для фидера RFA 1/2"-50 при его длине 100 м и радиочастоте 1000 МГц  $\eta_{\text{ПФБС}} \approx 5,3 \approx 7,2 \text{ дБ}$ , а при радиочастоте 2000 МГц –  $\eta_{\text{ПФБС}} \approx 11,8 \approx 10,7 \text{ дБ}$  [7]. Большая высота подъема антенн БС характерна для соты с большим радиусом обслуживания (1 км и более).

Как правило, потери в комбайнере и фидере БС в режиме приема равны потерям в режиме передачи ( $\eta_{\text{прБС}} = \eta_{\text{ПБС}}$ ). Поэтому для компенсации существенных потерь фидера и комбайнера БС в режиме приема (т.е. для обеспечения работы восходящего канала) необходимо использование антенного МШУ (с ПФ на входе), имеющего коэффициент усиления  $k_{\text{МШУ}} \approx (40-100) \approx (16-20) \text{ дБ}$ . При этом для оценки чувствительности приемника БС, как следует из (8), необходимо использовать формулу

$$P_{\text{с вх 0 БС}} = \gamma_{\text{вых}} \text{РГБС} P_{\text{ш0}} \left[ (N_{\Sigma \text{ БС}} - 2) + \eta_{\text{ПФ}} N_{\text{МШУ}} \right]. \quad (15)$$

Если на БС МШУ с ПФ не используется, то оптимальная мощность передатчика БС выражается из (10) при  $\eta_{\text{ПФ}} = 1$ ,  $N_{\text{МШУ}} = 1$ ,  $k_{\text{МШУ}} = 1$ :

$$P_{\text{БС опт}} = \frac{P_{\text{МС макс}} G_{\text{ПМС}} G_{\text{прБС}} \eta_{\text{ПБС}} \left[ (N_{\Sigma \text{ МС}} - 2) + \eta_{\text{прФМС}} N_{\text{УСМС}} \right]}{G_{\text{ПБС}} G_{\text{прМС}} \eta_{\text{ПФМС}} \left[ (N_{\Sigma \text{ БС}} - 2) + \eta_{\text{прБС}} N_{\text{УСБС}} \right]}. \quad (16)$$

В этом случае при дуплексной радиосвязи на частотах  $f > 500 \text{ МГц}$  ( $N_{\Sigma \text{ МС}} = N_{\Sigma \text{ БС}} = N_{\text{зем}} = 2$ )

$$P_{\text{БС опт}} = \frac{P_{\text{МС макс}} G_{\text{ПМС}} G_{\text{прБС}} \eta_{\text{ПБС}} \eta_{\text{прФМС}} N_{\text{УСМС}}}{G_{\text{ПБС}} G_{\text{прМС}} \eta_{\text{ПФМС}} \eta_{\text{прБС}} N_{\text{УСБС}}}. \quad (17)$$

Если  $G_{\text{ПБС}} \approx G_{\text{прБС}}$ ,  $G_{\text{ПМС}} \approx G_{\text{прМС}}$ ,  $\eta_{\text{ПБС}} \approx \eta_{\text{прБС}}$ ,  $\eta_{\text{прФМС}} = \eta_{\text{ПФМС}} = 1$ , то

$$P_{\text{БС опт}} = P_{\text{МС макс}} \frac{N_{\text{УСМС}}}{N_{\text{УСБС}}}. \quad (18)$$

При  $N_{\text{УСМС}} \approx N_{\text{УСБС}}$  из (18) следует, что, в случае отсутствия антенного МШУ с ПФ, оптимальная мощность передатчика БС должна быть приблизительно равна максимальной мощности передатчика МС:

$$P_{\text{БС опт}} \approx P_{\text{МС макс}}. \quad (19)$$

Из (8) следует, что чувствительность приемника БС при отсутствии антенного МШУ с ПФ ( $\eta_{\text{ПФ}} = 1$ ,  $N_{\text{МШУ}} = 1$ ,  $k_{\text{МШУ}} = 1$ )

$$P_{\text{с вх 0 БС}} = \gamma_{\text{вых}} \text{РГБС} P_{\text{ш0}} \left[ (N_{\Sigma \text{ БС}} - 2) + \eta_{\text{прБС}} N_{\text{УСБС}} \right]. \quad (20)$$

Из сравнения (20) и (15) следует, что при существенных потерях  $\eta_{\text{прБС}}$  ( $\eta_{\text{прБС}} > \eta_{\text{ПФ}} \approx 1 \text{ дБ}$  [8]) чувствительность приемника БС без МШУ хуже, чем чувствительность приемника БС с МШУ, т.е.  $(P_{\text{с вх 0 БС}})_{\text{без МШУ}} > (P_{\text{с вх 0 БС}})_{\text{МШУ}}$ , поскольку при  $N_{\text{УСБС}} \approx N_{\text{МШУ}}$

$$\eta_{\text{прБС}} N_{\text{УСБС}} > \eta_{\text{ПФ}} N_{\text{МШУ}}. \quad (21)$$

**Вывод:** использование на БС антенного МШУ увеличивает дальность радиосвязи восходящего канала (см. формулу (5)), т.к., исходя из (6) и (7), допустимое ослабление мощности радиоволны на



трассе распространения  $L_p$  увеличивается при уменьшении  $P_{с\text{вх}0\text{БС}}$  (при улучшении чувствительности приемника БС):

$$L_p = \frac{P_{\text{МС макс}} G_{\text{П МС}} G_{\text{пр БС}}}{\eta_{\text{П Ф МС}} P_{\text{свх}0\text{БС}}}. \quad (22)$$

**Заключение.** Полученное уравнение (9) связывает между собой основные технические параметры приемопередающей аппаратуры базовой станции и мобильной станции. Его использование при проектировании сотовой сети позволяет обеспечить сбалансированную дуплексную радиосвязь (с одинаковым качеством приема) в нисходящем и восходящем каналах соты за счет выбора оптимальной мощности передатчика базовой станции.

Полученное уравнение сбалансированной радиосвязи может быть использовано и для других систем, работающих, например, в полудуплексном режиме или в симплексном режиме.

#### Литература

1. Маковеева М.М. Системы связи с подвижными объектами / М.М. Маковеева, Ю.С. Шинаков. – М.: Радио и связь, 2002. – 440 с.
2. Попов В.И. Основы сотовой связи стандарта GSM. – М.: Эко-Трендз, 2005. – 296 с.
3. Мелихов С.В., Кологривов В.А. Оценка чувствительности радиоприемников с настроенными антеннами // Труды ТУСУРа (Томск). – 2006. – №6. – С. 63–67.
4. Милютин Е.Р. Методы расчета поля в системах связи дециметрового диапазона / Е.Р. Милютин, Г.О. Василенко, М.А. Сиверс, А.Н. Волков, Н.В. Певцов. – СПб.: Трида, 2003. – 159 с.
5. Что такое комбайнер и для чего он нужен [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://www.r2c-pro.ru/info/>, свободный (дата обращения: 29.12.2014).
6. Стандарты и технологии сотовой связи [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://celnet.ru/standarts.php>, свободный (дата обращения: 29.12.2014).
7. Кабель 50 Ом RFA 1/2"-50 [Электронный ресурс]. Режим доступа: [http://www.tt-telecom.ru/catalog/sistemy\\_radiosvyazi/kabel-aksessuary/kabel-s-malymi-poteryami-0-4000-mgts-/9275/](http://www.tt-telecom.ru/catalog/sistemy_radiosvyazi/kabel-aksessuary/kabel-s-malymi-poteryami-0-4000-mgts-/9275/), свободный (дата обращения: 29.12.2014).
8. Пивоваров И., Похвалин А. Опыт проектирования высокочастотных фильтров [Электронный ресурс]. – Режим доступа: [http://www.kit-e.ru/assets/files/pdf/2007\\_04\\_190.pdf](http://www.kit-e.ru/assets/files/pdf/2007_04_190.pdf), свободный (дата обращения: 29.12.2014).

---

#### Мелихов Сергей Всеволодович

Зав. каф. средств радиосвязи (СРС) ТУСУРа, д-р техн. наук, профессор

Тел.: (382-2) 41-37-09, 8-913-820-02-58

Эл. почта: [mrc@main.tusur.ru](mailto:mrc@main.tusur.ru)

Melikhov S.V.

#### The equation of duplex radio cellular system

The paper deals with the equation of a duplex cellular radio communication system, which includes all key parameters of transmit equipment of a base station and mobile station. The solution of the equation is possible with respect to any parameter of transmission equipment. The conditions of the balanced radio communication in the descending and ascending channels of cells are defined. The need of use of the antenna low-noise amplifier on a base station at essential losses in the combine operator or an antenna feeder is discussed.

**Keywords:** cellular system, duplex, base station, mobile station, downlink, uplink, a low noise amplifier.

УДК 621.317.75: 004.856

Л.И. Сучкова, Х.М. Хуссейн, М.А. Якунин, А.Г. Якунин

## Исследование долговременной стабильности параметров термодатчиков DS18B20

По данным более чем двухлетних результатов мониторинга температуры с двух расположенных в непосредственной близости друг от друга температурных датчиков DS18B20 установлено, что разброс их показаний за все время испытаний не превысил трех младших значащих разрядов. При этом систематическая погрешность за этот период не претерпела никаких изменений. Это делает возможным применение данных датчиков в качестве прецизионного инструмента для выявления долговременных флуктуаций температуры объекта контроля с интервалом выборки менее 30 с и абсолютной погрешностью, не превышающей 0,1 °С вместо заявленных производителем 0,5 °С.

**Ключевые слова:** долговременная стабильность, температурный мониторинг, термодатчик DS18B20.

При проектировании систем долговременного температурного мониторинга большое значение имеет стабильность показаний используемых для этих целей температурных датчиков. Высокая стабильность показаний позволяет повысить межповерочный интервал, повысить надежность измерений и сократить эксплуатационные расходы. Если требуемая точность контроля температуры невысока, эти требования легко выполняются для большинства современных сенсоров. Однако когда речь заходит о необходимости контролировать температуру с абсолютной погрешностью менее 0,5 °С на протяжении нескольких лет, выбор датчика для таких применений сталкивается с большими проблемами [1, 2].

Если не брать во внимание сложных и весьма дорогостоящих тепловизионных систем, способных на расстоянии улавливать перепады температуры объектов контроля менее чем 0,1 °С, но, тем не менее, имеющих при этом абсолютную погрешность измерения 1 °С и более и не пригодных для измерения температуры газообразных сред, современная компонентная база электроники предлагает для широкого применения следующие типы температурных датчиков: термопреобразователи на основе полупроводников (терморезисторы, термосопротивления, термисторы), металлические термометры сопротивления (или термосопротивления, чаще всего платиновые), термоэлектрические преобразователи на основе эффекта Зеемана (термопары) и термоэлектрические преобразователи в интегральном исполнении. В последних для измерения температуры наряду с перечисленными выше термопреобразователями могут использоваться и другие физические явления, проявляющиеся, например, в зависимости емкости конденсатора от температуры [1]. Кроме того, датчики в интегральном исполнении могут иметь как аналоговый, так и цифровой выход. Наилучшие значения показателей для каждого из перечисленных типов датчиков приведены в таблице. В этой таблице и далее по тексту цены актуальны на первый квартал 2015 г. Как видно из этой таблицы, наилучшие метрологические характеристики обеспечивают термопары и термометры сопротивления.

В то же время из всех рассмотренных групп приборов это и наиболее дорогостоящая группа. Так, на российском рынке типичный представитель первой группы – выпускаемая фирмой Актаком термопара К-типа АТА-2008 [3], предназначенная для работы в диапазоне –5...+400 °С, имеет массу 10 г при диаметре 1,75 мм, длину соединительного провода 0,98 м, постоянную времени порядка 20 с (точные данные отсутствуют) и стоит 738 руб. А температурный зонд АТА-2210 этой же фирмы на основе платинового сопротивления [4] имеет диаметр 3,2 мм при длине 152 мм (с ручкой – 245 мм), постоянную времени порядка 60 с и погрешность измерения в диапазоне –50...+400 °С ± (0,1%±0,3 °С). При этом цена такого зонда составляет у производителя 6785 руб. При этом собственно измеритель температуры АТТ-2002, к которому подключаются данные датчики [5], стоит порядка 12036 руб. Отчасти такая стоимость прибора объясняется необходимостью линеаризации градуировочной характеристики первичных измерительных преобразователей полиномами высоких степеней, что усложняет программное обеспечение и требует применения более мощного контроллера, встраиваемого в прибор.

Таблица 1

## Сравнительная характеристика различных типов термопреобразователей

Показатель	Тип датчика			
	Термопара	Термометр сопротивления	Термистор	Интегральный аналоговый/цифровой датчик
Диапазон температур, °С	-270...1800	-250...900	-100...450	-55...150
Абсолютная погрешность измерения, °С	±0,5	±0,01	±0,1	±0,5
Порог чувствительности, °С	0,01	0,02	0,05...0,1	0,05...0,2
Чувствительность	10 мВ/°С	0,00385 %/°С	1...10 %/°С	2 мВ/°С, или 50 м.з.р./°С,
Степень полинома для описания градуировочной кривой	4	2	3	1
Вес, г	2...10	10...100	3...10	3...10
Эксплуатационные свойства	Критичны к качеству и длине соединительных проводов, требуют дополнительной защиты от среды	Низкая надежность при наличии вибраций	Герметичны, устойчивы к вибрациям	Герметичны, влагостойки, устойчивы к вибрациям
Постоянная времени, с	Менее 1	1...10	1...5	4...60
Выходной сигнал	Напряжение	Сопротивление	Сопротивление	Цифровой код, ток или напряжение
Цена, \$	1...50	25...1000	2...10	1...10

*Примечание.* м.з.р. – младший значащий разряд оцифрованного значения температуры.

Поэтому в тех случаях, когда в системе предполагается вести многоточечный одновременный контроль температуры одного или нескольких объектов, применение в качестве датчиков термопар или термометров сопротивления может оказаться слишком дорогим решением. В частности, к таким системам можно отнести системы экологического мониторинга, климатического контроля, системы температурного мониторинга помещений офисных и жилых зданий [3–6]. В частности, при решении таких задач, как исследование атмосферных турбулентностей и выявление нештатных ситуаций в системах температурного контроля техногенных объектов, требуется знание не столько точного абсолютного значения температуры объекта, сколько разности температур между конечным числом размещенных на объекте контрольных датчиков [7–10]. При этом разность температур должна оцениваться с высокой степенью точности, неизменной за все время эксплуатации системы, и составлять величину порядка 0,01...0,1 °С, тогда как к температурному диапазону не предъявляется сколь угодно высоких требований.

Поэтому для решения подобных задач было признано целесообразным отказаться от использования дорогостоящего оборудования и в качестве температурных датчиков применить бюджетные датчики таких известных на мировом рынке фирм, как MicroChip [11] или Dallas semiconductor [12–14]. После сопоставительного анализа выбор был сделан в пользу датчиков серии DS1820 фирмы Dallas semiconductor, а именно датчиков DS18S20 [15] и DS18B20 [16]. При этом использование последних оказалось предпочтительнее как по соображениям их стоимости (у производителя – \$1,85 вместо \$2,16), так и по значению порога температурной чувствительности, достигающей величины 0,0625 °С в диапазоне -55...+125 °С. При этом в силу малых размеров их постоянная времени не превышает 10...30 с, что весьма важно при решении задачи выявления нештатных ситуаций. К тому же, как это следует из [17], значение постоянной времени можно достаточно просто алгоритмически уменьшить как минимум в 4 раза. Абсолютная погрешность измерения, составляющая у данных датчиков ±0,5 °С во всем диапазоне измерений, также оказалась вполне достаточной для решения поставленных задач.

Однако в имеющейся технической документации на интегральные термопреобразователи работчики не указали даже такого важного параметра, как постоянная времени, не говоря уже о том, чтобы привести информацию о долговременной стабильности показаний прибора. Ведь низкое значение порога температурной чувствительности само по себе еще не означает, что с течением времени величина систематической погрешности во всем диапазоне измерений будет сохранять свое значение, а если и будет меняться, то по одинаковой для всех приборов зависимости. И если с течением времени возможен значительный дрейф систематической погрешности, то такие приборы нельзя применять в дифференциальных схемах измерения.

В этой связи было принято решение провести дополнительное исследование, направленное на оценку величины такого дрейфа. Суть проведенного эксперимента заключалась в том, что на протяжении нескольких лет осуществлялся непрерывный температурный мониторинг с двух рядом расположенных температурных датчиков DS1820, взятых из разных партий. Для сравнения воспроизводимости результатов эксперимента изначально снимались данные с нескольких пар датчиков, однако в связи с тем, что для каждой пары результаты оказались примерно одинаковы, в дальнейшем в опыте была оставлена одна пара. При этом периодически, примерно раз в 10–30 дней делалась оценка статистических свойств разности показаний между датчиками пары путем обработки выборки из 5000 наблюдений (при интервале между отсчетами 30 с продолжительность выборки составляла чуть менее двух суток). Данный эксперимент повторялся при перемещении датчиков в разные места как внутри помещения, так и вне его для того, чтобы оценить влияние температуры на статистические свойства наблюдаемых выборок.

В результате проведенных исследований были сделаны следующие выводы.

1. Между любыми парами датчиков, помещенными в одинаковые условия, разность их показаний остается неизменной на протяжении продолжительного, измеряемого годами времени, и эта разность не превышает трех младших значащих разрядов (м.з.р.), т.е.  $0,18\text{ }^{\circ}\text{C}$ . Коэффициент корреляции между показаниями в паре составляет  $0,998$ , а величина среднеквадратического отклонения разности показаний (СКО) не превышает  $0,2$  м.з.р. как на коротких, так и на длительных интервалах времени, поэтому данную разность можно считать стационарным эргодическим процессом. Это позволяет произвести компенсацию имеющейся температурной разности и впоследствии осуществлять ее измерение с абсолютной погрешностью, сопоставимой с СКО.

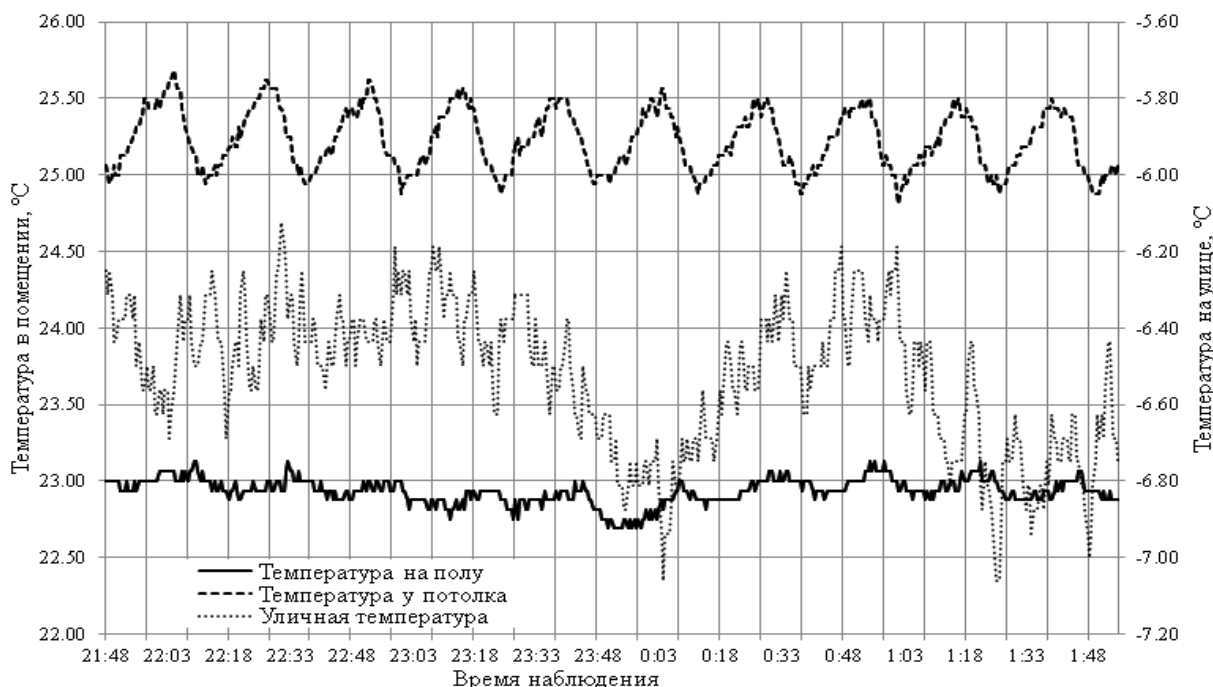


Рис. 1. Колебания уличной температуры, на полу и у потолка помещения

2. Высокая температурная чувствительность в сочетании с малой инерционностью и низкой стоимостью делают датчики DS18B20 весьма перспективными для применения в системах температурного мониторинга, ориентированных на решение задач, связанных с регистрацией малых темпе-

ратурных колебаний, в алгоритмах которых требуется использовать как величину этих колебаний, так и разность показаний с датчиков, установленных в различных местах контролируемого объекта. В качестве примера на рис. 1 проиллюстрирована возможность выявления с помощью системы термомониторинга включения электрообогревателя. На нем изображены суточные колебания уличной температуры, температуры на полу и у потолка помещения. На потолке графика четко просматриваются осцилляции температуры размахом 0,5–0,7 °С из-за стоящего на полу включенного масляного электрообогревателя с автоматическим регулятором релейного типа. Как видно из рисунка, высокое температурное разрешение рассмотренных датчиков позволяет по данным мониторинга однозначно идентифицировать факт использования в помещении электрообогрева. Проведенные исследования показали, что данная система позволяет идентифицировать и другие происходящие в контролируемом помещении события, например такие, как проветривание, появление людей, освещение солнцем через оконные проемы. А по данным, установленным на открытых пространствах, при использовании соответствующих конструктивных решений можно отслеживать такие процессы, как, например, изменение состояния облачного покрова и вызванные перемещением облаков и перемещением воздушных масс температурные флуктуации.

#### Литература

1. Линевер Ф. Измерение температур в технике: справочник / под ред. Л.А. Чарихова. – М.: Металлургия, 1980. – 543 с.
2. Al-Hawari T. Selection of Temperature Measuring Sensors Using the Analytic Hierarchy Process / T. Al-Hawari, S. Al-Bo'ol, and A. Momani // Jordan Journal of Mechanical and Industrial Engineering. – Oct. 2011. – Vol. 5, № 5. – P. 451–459.
3. Сучкова Л.И. Особенности аппаратной реализации систем оперативного контроля энергоресурсов / Л.И. Сучкова, А.В. Юрченко // Контроль, диагностика. – 2012. – № 13. – С. 153–157.
4. Абрамова, Е.В. Оптимизация диагностических систем теплового контроля // Дисс. ... к.т.н. по специальности 05.11.13 // Приборы и методы контроля природной среды, веществ, материалов и изделий / Науч.-исслед. ин-т интроскопии Моск. науч.-производ. объединения «Спектр». – М., 2011. – 220 с.
5. Тепловой неразрушающий контроль зданий и строительных сооружений / О.Н. Будадин, Е.В. Абрамова, М.А. Родин, О.В. Лебедев // Дефектоскопия. – 2003. – № 5. – С. 77–94.
6. Кунц Р.В. Разработка кроссплатформенного программного обеспечения для системы оперативного контроля жизнеобеспечения университетского кампуса / Р.В. Кунц, Л.И. Сучкова, А.Г. Якунин // Измерение, контроль, информатизация: матер. 13-й междунар. науч.-техн. конф. – Т. 2 / под ред. Л.И. Сучковой. – Барнаул: Изд-во АлтГТУ, 2012. – С. 186–188.
7. Сучкова Л.И. Интервальный метод идентификации нештатных ситуаций в системах оперативного контроля / Л.И. Сучкова, А.Г. Якунин // Глобальный научный потенциал. – 2012. – № 2(11). – С. 72–74.
8. Сучкова Л.И. Прогнозирование контролируемых параметров в системах жизнеобеспечения техногенных объектов с применением паттернов поведения // Materiały VIII Międzynarodowej naukowo-praktycznej konferencji «Aktualne problemy nowoczesnych nauk». – 2012. – Vol. 43. Nowoczesne informacyjne technologie. – Przemysł: Nauka i studia, 2012. – P. 32–34.
9. Сучкова Л.И. Применение систем температурного мониторинга для выявления нештатных ситуаций, связанных с потреблением энергоресурсов / Л.И. Сучкова, А.Г. Якунин // Сб. науч. трудов 2-й Всерос. науч.-практ. конф. «Научные и технические средства обеспечения энергосбережения и энергоэффективности в экономике РФ». – СПб.: Изд-во политехн. ин-та, 2012. – С. 41–45.
10. Якунин А.Г. Об идентификации состояния объекта по данным термомониторинга // Измерение, контроль, информатизация: матер. 14-й междунар. науч.-техн. конф. / под ред. Л.И. Сучковой. – Барнаул: Изд-во АлтГТУ, 2013. – Т. 1. – С. 9–11.
11. Microchip. Temperature Sensor Design Guide [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/21895d.pdf>, свободный (дата обращения: 17.03.2015).
12. Шитиков А. Цифровые датчики температуры от Dallas Semiconductor // Компоненты и технологии. – 2001. – №2 [Электронный ресурс]. [http://kit-e.ru/assets/files/pdf/2001\\_02\\_48.pdf](http://kit-e.ru/assets/files/pdf/2001_02_48.pdf), свободный (дата обращения: 17.03.2015).

13. Шитиков А. Цифровые датчики температуры от Dallas Semiconductor // Компоненты и технологии. – 2001. – №3 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: [http://kit-e.ru/assets/files/pdf/2001\\_03\\_116.pdf](http://kit-e.ru/assets/files/pdf/2001_03_116.pdf), свободный (дата обращения: 17.03.2015).
14. Temperature Sensors. Parametric Search [Электронный ресурс]. – Режим доступа: [http://para.maximintegrated.com/en/results.mvp?fam=temp\\_sens/](http://para.maximintegrated.com/en/results.mvp?fam=temp_sens/), свободный (дата обращения: 14.08.2014).
15. DS18S20. 1-Wire Parasite-Power Digital Thermometer [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.maximintegrated.com/datasheet/index.mvp/id/2815/>, свободный (дата обращения: 17.08.2014).
16. DS18B20. 1-Wire Parasite-Power Digital Thermometer [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.maximintegrated.com/datasheet/index.mvp/id/2812/>, свободный (дата обращения: 17.08.2014).
17. Гайский П.В. Метод уменьшения инерционности измерителя температуры // Системы контроля окружающей среды: сб. науч. трудов. – 2012. – № 17 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: [http://archive.nbu.gov.ua/portal/natural/skns/2012\\_17/articles/12gpviit.htm](http://archive.nbu.gov.ua/portal/natural/skns/2012_17/articles/12gpviit.htm) (дата обращения: 17.08.2012).

---

**Сучкова Лариса Иннокентьевна**

Д-р техн. наук, профессор каф. вычислительных систем и информационной безопасности (ИВТ и ИБ) Алтайского государственного технического университета им. И.И. Ползунова (АлтГТУ)  
Тел.: +7 (385-2) 29-07-86  
Эл. почта: [lis@agtu.secna.ru](mailto:lis@agtu.secna.ru)

**Хуссейн Хуссейн Шнабат Аль хамд Могахед**

Аспирант каф. ИВТ и ИБ АлтГТУ  
Тел.: +7 (385-2) 29-07-86  
Эл. почта: [helphs@yahoo.com](mailto:helphs@yahoo.com)

**Якунин Максим Алексеевич**

Аспирант кафедры радиофизики и теоретической физики Алтайского государственного университета  
Тел.: +7 (385-2) 36-70-75  
Эл. почта: [yakunin\\_m@alt.ru](mailto:yakunin_m@alt.ru)

**Якунин Алексей Григорьевич**

Д-р техн. наук, зав. каф. ИВТ и ИБ АлтГТУ  
Тел.: +7 (385-2) 29-07-86  
Эл. почта: [yakunin@agtu.secna.ru](mailto:yakunin@agtu.secna.ru)

Suchova L.I., Hussein H.M., Yakunin M.A., Yakunin A.G.

**Study of long-term stability parameters of thermal sensors DS18B20**

According to the more than two years of monitoring the temperature with two located in close proximity to each other temperature sensors it was found that the spread of their testimony for all the tests did not exceed the three least significant digits. In this case, the systematic error in this period did not change. This makes it possible to use the sensor as a precision tool to identify long-term fluctuations of temperature of a control object with sampling intervals less than 30 s and the absolute error not exceeding 0.1 °C instead of 0.5 °C, given the manufacturer in datasheet.

**Keywords:** long-term stability, temperature monitoring, temperature sensor DS1820.

УДК 621.375.4

И.М. Добуш, А.А. Калентьев, Д.А. Жабин, Д.С. Гарайс, Л.И. Бабак

## Разработка МШУ диапазона 1–2 ГГц с использованием программы структурного синтеза СВЧ-транзисторных усилителей на основе генетического алгоритма

Описывается процесс разработки одно- и двухкаскадного малошумящих усилителей (МШУ) диапазона частот 1–2 ГГц, выполненных по технологии печатного монтажа, с помощью программы структурно-параметрического синтеза СВЧ-транзисторных усилителей (ТУ) «Geneamp» на основе генетического алгоритма. Реализованный в Geneamp подход, в отличие от существующих, позволяет синтезировать СВЧ ТУ с использованием наборов  $S$ -параметров пассивных элементов, что дает возможность разработчику получать реализуемые схемотехнические решения с учетом реальных характеристики электронных компонентов выбранного производителя. Проведено сравнение результатов моделирования МШУ с измерениями.

**Ключевые слова:** СВЧ-транзисторный усилитель, МШУ, структурно-параметрический синтез, генетический алгоритм, наборы  $S$ -параметров, SMD-компонент.

Для решения задач синтеза (генерации) принципиальных схем линейных и малошумящих СВЧ-транзисторных усилителей (ТУ) по заданным требованиям к характеристикам в Лаборатории интеллектуальных компьютерных систем (ЛИКС) ТУСУРа были разработаны подход и программа структурно-параметрического синтеза «Geneamp», основанные на генетическом алгоритме (ГА) [1, 2].

Развитие подхода к автоматизированному проектированию ТУ на основе ГА, с точки зрения использования моделей пассивных элементов в процессе синтеза, можно условно разделить на три этапа [1–5]:

1) Модели идеальных пассивных элементов [1, 2], в том числе идеальные емкости, индуктивности, сопротивления, линии передачи (ЛП) и др.

2) Параметрические модели пассивных элементов в виде эквивалентных схем (ЭС) [3, 4]. Данный вариант программы был преимущественно ориентирован на GaAs-, InP- и GaN-технологии изготовления СВЧ-монолитных ТУ и использовал модели пассивных монолитных элементов, в частности, полупроводниковых и тонкопленочных резисторов, МДМ-конденсаторов, квадратных и круглых спиральных катушек индуктивности, ЛП с потерями и др.

3) Модели пассивных элементов в виде наборов  $S$ -параметров [5], такой подход имеет два главных преимущества. Во-первых, отсутствует необходимость в трудоемкой процедуре построения параметрических моделей в виде ЭС, так как измеренные  $S$ -параметры пассивных элементов различных номиналов могут быть непосредственно применены в процессе синтеза. Во-вторых, открывается возможность синтеза не только монолитных усилителей, но и ВЧ/СВЧ ТУ, выполненных по технологии печатного монтажа с использованием SMD-компонентов (Surface Mounted Device – прибор для поверхностного монтажа). В последнем случае могут быть использованы измеренные  $S$ -параметры резисторов, конденсаторов и катушек индуктивности, предоставляемые большинством производителей электронной компонентной базы (ЭКБ) в стандартных форматах файлов \*.s2p или \*.mdf и соответствующие ряду типономиналов изготавливаемых в виде чипов компонентов.

Примеры синтеза СВЧ ТУ на основе идеальных и ЭС-моделей пассивных элементов представлены в работах [1–4]. Целью настоящей работы является демонстрация эффективности реализованного в программе Geneamp алгоритма, позволяющего осуществить структурный синтез СВЧ ТУ при использовании моделей пассивных элементов в виде наборов  $S$ -параметров [5], на примере разработки одно- и двухкаскадного малошумящих усилителей (МШУ) диапазона 1–2 ГГц. Усилители выполнены в микрополосковом тракте на печатных платах (ПП) с использованием SMD-компонентов. Описаны основные этапы проектирования, проведено сравнение результатов измерений, разработанных МШУ с параметрами коммерческих отечественных и зарубежных аналогов.

**Алгоритмы синтеза СВЧ ТУ на основе ГА**, использующие идеальные и ЭС-модели пассивных элементов, исследованы и подробно описаны в [1–4]. Для реализации возможности синтеза ТУ

на SMD-компонентах алгоритм был модифицирован [5]. В частности, были внесены изменения в способ кодирования-декодирования хромосомы [1, 2], описывающей СВЧ ТУ. При этом в хромосоме кодируется в бинарном виде номер типономинала каждого пассивного элемента. После декодирования хромосомы из mdif-файла выбирается набор  $S$ -параметров пассивного элемента, соответствующий выбранному номеру типономинала, он используется при расчете характеристик усилителя. Также была введена модель пассивного элемента в виде набора  $S$ -параметров. В качестве моделей транзисторов используются наборы  $S$ - и шумовых параметров на фиксированных частотах.

Модифицированный алгоритм был включен в новую версию программы Geneamp [5], в качестве исходных данных при работе в программе пользователь задает: требования к комплексу характеристик усилителя в полосе частот  $\Delta f$  (коэффициент усиления  $G$ , коэффициент шума  $NF$ , уровни согласования на входе  $|S_{11}|$  и выходе  $|S_{22}|$ , устойчивость  $k$ ); ограничения на структуру усилителя (число усилительных каскадов, использование или неиспользование входной, выходной и межкаскадных согласующих цепей (СЦ)); ограничения на структуру каждого усилительного каскада (использование или неиспользование определенных включений цепей коррекции и обратной связи (ОС), типы и число элементов в каждой цепи); ограничения на структуру каждой СЦ (число и способ включения ветвей, типы и число элементов в каждой ветви), кроме того, выбираются ряды типономиналов для каждого пассивного SMD-компонента и загружаются файлы, содержащие  $S$ - и шумовые параметры активных элементов (АЭ) для разных конструкций или рабочих точек.

В процессе синтеза программа, исходя из требований к характеристикам ТУ, автоматически генерирует его принципиальную схему и номиналы всех элементов, а также проводит вариацию и выбор АЭ. При этом ГА синтезирует несколько различных вариантов схем ТУ. Особенностью программы Geneamp является возможность полного контроля структуры и значений элементов синтезируемых усилителей, что позволяет получать практически реализуемые решения.

**Автоматизированное проектирование МШУ диапазона 1–2 ГГц.** В табл. 1 приведены требования, предъявляемые к характеристикам одно- и двухкаскадных усилителей. В качестве АЭ использовались малошумящие корпусированные GaAs-полевые транзисторы от следующих производителей: TriQuint, Avago Technologies, Mitsubishi Electric и Renesas Electronics. В качестве пассивных элементов применялись SMD-компоненты фирм Coilcraft и Panasonic.

Таблица 1

Требования к характеристикам МШУ

Тип МШУ	$\Delta f$ , ГГц	$G$ , дБ	$NF$ , дБ	$ S_{11} $ , дБ	$ S_{22} $ , дБ	$k$
Однокаскадный	1–2	$13 \pm 0,7$	$\leq 0,8$	$\leq -10$	$\leq -10$	$> 1$
Двухкаскадный	1–2	$29 \pm 1$	$\leq 0,8$	$\leq -10$	$\leq -10$	

С использованием результатов измерений, полученных из справочных данных производителей активных и пассивных элементов, для осуществления синтеза МШУ в диапазоне частот до 6 ГГц были сгенерированы наборы

$S$ - и шумовых параметров для АЭ в различных рабочих точках, а также наборы  $S$ -параметров пассивных элементов. Эти данные были загружены в программу Geneamp.

На структуру усилителей были наложены следующие ограничения: СЦ должны содержать элементы подачи напряжений питания и смещения на транзисторы, а также элементы развязки по постоянному току; в цепи истоков транзисторов разрешено использование индуктивной последовательной ОС; для уменьшения коэффициента шума параллельная ОС в усилительных каскадах не использовалась.

В результате 10 запусков процедуры синтеза для каждого из МШУ получены по 5 различных схем, удовлетворяющих требованиям. На рис. 1 показаны схемы и смоделированные частотные характеристики МШУ, имеющих наилучшие параметры и использующие рНЕМТ-транзисторы компании Avago Technologies.

На заключительном этапе были добавлены цепи питания, разработаны топологии тестовых ПП и выполнено с использованием программы «Microwave Office» моделирование характеристик МШУ (рис. 2, в, г). Размеры ПП МШУ: однокаскадный –  $35 \times 25$  мм<sup>2</sup>, двухкаскадный –  $45 \times 25$  мм<sup>2</sup>.

После изготовления тестовых ПП и монтажа МШУ (рис. 2, а, б) были проведены измерения их СВЧ-характеристик (рис. 2, в, г). При напряжении питания 4 В ток потребления однокаскадного МШУ составляет 60 мА, двухкаскадного – 140 мА.

В табл. 2 и 3 сведены требования к основным параметрам одно- и двухкаскадного МШУ, а также данные моделирования и эксперимента. Как видно, результаты моделирования и эксперимента имеют хорошее совпадение.



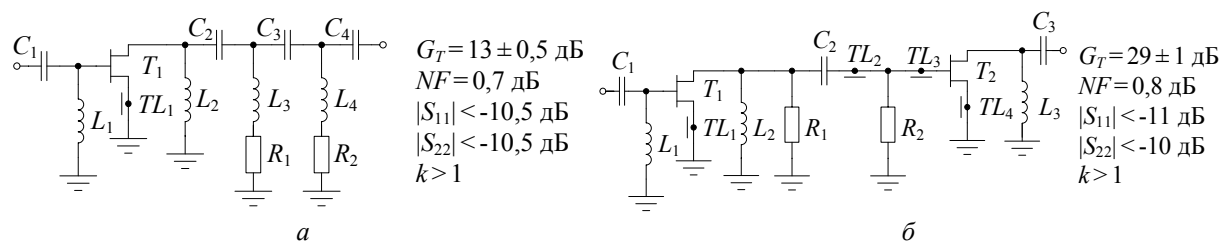


Рис. 1. Схемы МШУ, синтезированные в Geneamp: однокаскадный – а; двухкаскадный – б

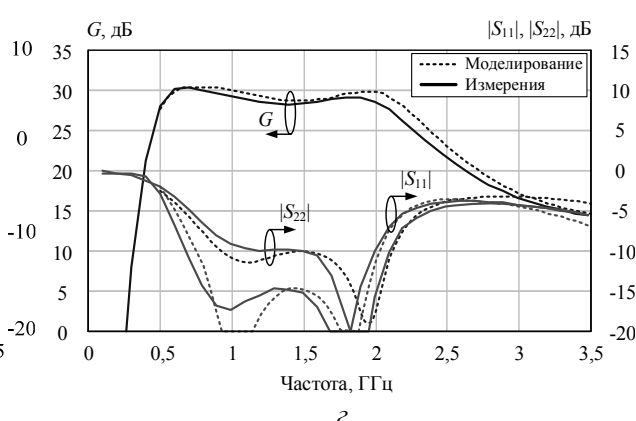
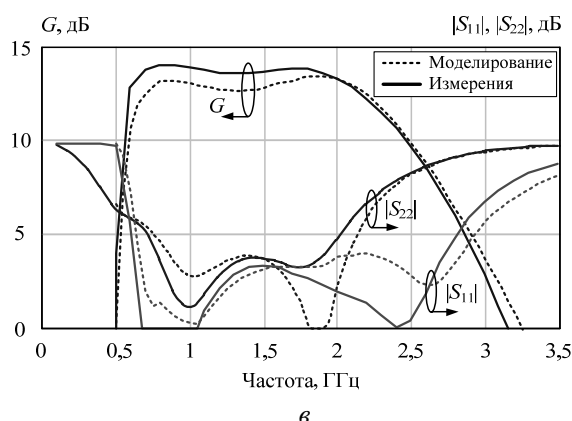
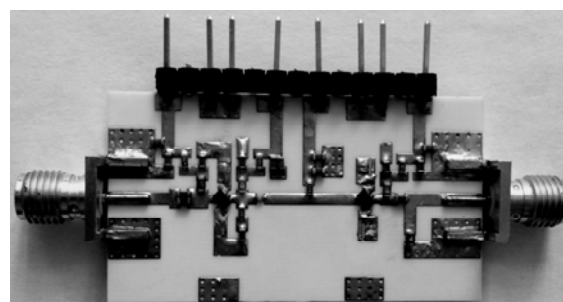
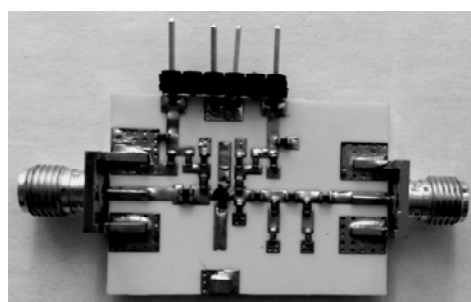


Рис. 2. Фотографии экспериментальных образцов МШУ 1–2 ГГц, а также результаты их моделирования и измерений: однокаскадный – а, в; двухкаскадный – б, г

Таблица 2

Параметры однокаскадного МШУ: требования, моделирование и эксперимент							
Этапы разработки	$\Delta f$ , ГГц	$G$ , дБ	$NF$ , дБ	$ S_{11} $ , дБ	$ S_{22} $ , дБ	$V_{п}/I_{потр.}$ , В/мА	Размеры платы, мм <sup>2</sup>
Требования	1–2	$13 \pm 0,7$	$\leq 0,8$	$\leq -10$	$\leq -10$	4/60	–
Моделирование	1–2	$13 \pm 0,5$	$\leq 0,7$	$\leq -10,5$	$\leq -10,5$	4/60	35×25
Эксперимент	1–2	$13,6 \pm 0,3$	$\leq 0,9$	$\leq -13$	$\leq -10,2$	4/60	35×25

Таблица 3

Параметры двухкаскадного МШУ: требования, моделирование и эксперимент							
Этапы разработки	$\Delta f$ , ГГц	$G$ , дБ	$NF$ , дБ	$ S_{11} $ , дБ	$ S_{22} $ , дБ	$V_{п}/I_{потр.}$ , В/мА	Размеры корпуса, мм <sup>2</sup>
Требования	1–2	$29 \pm 1$	$\leq 0,8$	$\leq -10$	$\leq -10$	4/140	–
Моделирование	1–2	$29 \pm 1$	$\leq 0,8$	$\leq -11$	$\leq -10$	4/140	45×25
Эксперимент	1–2	$28,7 \pm 0,5$	$\leq 0,85$	$\leq -9,6$	$\leq -9,1$	4/140	45×25

В табл. 4 приведены характеристики существующих коммерческих аналогов созданных МШУ. Как видно, с использованием программы структурно-параметрического синтеза СВЧ ТУ Geneamp на основе ГА разработаны МШУ диапазона 1–2 ГГц с параметрами на уровне лучших отечественных и зарубежных образцов.

Параметры прямых аналогов разработанных МШУ

Производитель (модель)	$\Delta f$ , ГГц	$G$ , дБ	$NF$ , дБ	$ S_{11} $ , дБ	$ S_{22} $ , дБ	$V_p/I_{потр}$ , В/мА	Размеры корпуса, мм <sup>3</sup>
Miteq (AFD4-010020-06)	1–2	44±1,25	0,6	–9,54	–9,54	15/175	39×19,3×2,87
Микран (010020-02)	1–2	35	0,8	–9,54	–9,54	8..15/–	–
Mercury Systems (7216)	1–2	20±1	0,8	–9,54	–9,54	5/50	34,29×25,4×10,16
RFCOMP (HD30157)	1–2	35±4	1	–10,16	–8,52	12/180	31,75×31,75×14,29
Daico (DAML6274)	0,7–2,1	30	1,35 (1,5)	–12,6	–12,6	5/350	50,8×17,78×10,16
Mini-Circ. (ZRL-2150)	0,95–2,15	25±1,8	1,5 (2,2)	–17,69	–20,83	12/255	95,25×50,8×20,32
Mini-Circ. (ZEL-1217LN)	1,2–1,7	20±1	1,5	–7,36	–7,36	15/70	22,86×22,86×17,15
MWT (AN12201N)	1,2–1,8	28/31±0,5	1,7	–	–	12/180	–
RFCOMP (HD24854)	0,95–2,15	55±1	2	–10,88	–10,88	12/475	41,3×19,3×8,43
Тантал (M42143)	1–2	25±1	2,5	–7,36	–7,36	–12/–	66×35×15,5
Исток (M421173-1)	1,4–1,7	20±0,75	2,5	–9,54	–9,54	9/30	бескорпусной
Тантал (M42143-1)	1–2	30±1	3	–7,36	–7,36	–12/–	66×35×15,5
Исток (AM 0918)	0,9–1,8	20±1	3	–9,54	–9,54	9/40	9×12 (плата)

**Заключение.** Предложенный и реализованный в программе Geneamp подход на основе ГА, в отличие от существующих подходов, позволяет синтезировать линейные СВЧ-транзисторные усилители с использованием наборов  $S$ -параметров пассивных элементов. Это дает возможность разработчику получать реализуемые схемотехнические решения с учетом реальных характеристик ЭКБ выбранного производителя. Эффективность подхода продемонстрирована на примере разработки МШУ диапазона 1–2 ГГц с параметрами на уровне лучших отечественных и зарубежных аналогов.

#### Литература

1. Babak L.I. A new technique for synthesis of low noise amplifiers based on genetic algorithm and morphological approach / L.I. Babak, A.A. Kokolov, A.A. Kalentyev // 21th Int. Crimean Conf. @Microwave and Telecommunication Technology@ (CriMiCo'2011). – 2011. – P. 228–229.
2. Babak L.I. A new genetic-algorithm-based technique for low noise amplifier synthesis / L.I. Babak, A.A. Kokolov, A.A. Kalentyev, D.V. Garays // 7-th European Microwave Integrated Circuits Conference (EuMIC). – 2012. – P. 381–384.
3. Калентьев А.А. Структурный синтез СВЧ-транзисторных усилителей на основе генетического алгоритма с использованием параметрических моделей монолитных элементов / А.А. Калентьев, Д.В. Гарайс, Л.И. Бабак, А.А. Коколов, И.М. Добуш // Сб. трудов 22-й Междунар. Крымской конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии». – 2012. – Т. 1. – С. 131–132.
4. Калентьев А.А. Структурно-параметрический синтез СВЧ-транзисторных усилителей на основе генетического алгоритма с использованием моделей монолитных элементов / А.А. Калентьев, Д.В. Гарайс, И.М. Добуш, Л.И. Бабак // Доклады ТУСУРа. – 2012. – № 2 (26). – С. 104–112.
5. Калентьев А.А. Структурный синтез СВЧ-транзисторных усилителей на основе генетического алгоритма с применением моделей пассивных элементов в виде наборов  $S$ -параметров / А.А. Калентьев, Д.А. Жабин, И.М. Добуш, Д.В. Гарайс, Л.И. Бабак // Сб. трудов 24-й Междунар. Крымской конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии». – 2014. – Т. 1. – С. 117–118.

#### Добуш Игорь Мирославович

Канд. техн. наук, ст. науч. сотрудник Лаб. интеллектуальных компьютерных систем (ЛИКС) ТУСУРа  
Тел. (раб.): +7-913-827-52-91  
Эл. почта: igadobush@gmail.com

#### Калентьев Алексей Анатольевич

Аспирант каф. компьютерных систем в управлении и проектировании (КСУП),  
мл. науч. сотрудник ЛИКС ТУСУРа  
Тел. (раб.): +7-913-827-52-91  
Эл. почта: alexey.kalentyev@gmail.com

**Жабин Дмитрий Александрович**

Аспирант каф. КСУП  
Тел. (раб.): +7-913-827-52-91  
Эл. почта: zhabin91g@gmail.com

**Гарайс Дмитрий Викторович**

Аспирант каф. КСУП  
Тел. (раб.): +7-913-827-52-91  
Эл. почта: dvgarays@gmail.com

**Бабак Леонид Иванович**

Д-р техн. наук, зам. директора НОЦ «Нанотехнологии» ТУСУРа, профессор каф. КСУП  
Тел. (раб.): +7-913-827-52-91  
Эл. почта: leonid.babak@rambler.ru

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

**LNAs 1-2 GHz development using genetic algorithm based on software tool «Geneamp»**

The design of 1-2 GHz single- and double-stage LNAs on PCB is demonstrated using the genetic-algorithm-based software tool Geneamp that provides the structural-parametric synthesis of microwave transistor amplifiers. The new approach, implemented in Geneamp, allows synthesis of the microwave transistor amplifiers using sets of S-parameters. The approach allows generating the schematics according to real performance of chosen manufacturer's components. The comparison of modeled and measured performances of LNAs is presented.

**Keywords:** microwave transistor amplifier, LNA, structural and parametric synthesis, genetic algorithm, sets of S-parameters, SMD-component.

УДК 621.382

Н.А. Торхов, В.Г. Божков, И.М. Добуш, А.С. Сальников, Л.И. Бабак

## Мощные AlGaIn/GaN HEMT X- и Ku-диапазонов

Представлен мощный AlGaIn/GaN транзистор с высокой подвижностью электронов X- и Ku-диапазонов. Подобранный конструкция слоев гетероэпитаксиальной структуры разработанного транзистора позволила получить параметры статических и СВЧ-характеристик, близких к зарубежному аналогу CGHV1J006D производства компании Cree Inc. В отличие от аналога соединение истоков отдельных секций транзистора осуществлялось не металлизированными отверстиями, а более короткими двойными воздушными мостами. Ток стока в импульсном режиме составил  $I_{Dmax} = 1,1$  А, пробивное напряжение 60 В, малосигнальный коэффициент усиления на частоте 10 ГГц составил  $G_{SS} \approx 14$  дБ. Оценка максимального значения выходной мощности в импульсном режиме составила  $P_{sat} \approx 6,8$  Вт. В отличие от аналога CGHV1J006D характеристики разработанного транзистора были дополнены его малосигнальной моделью.

**Ключевые слова:** AlGaIn/GaN, HEMT, импульсные статические и СВЧ-характеристики, линейная модель.

Использование широкозонных полупроводников, таких, как GaN, обладающих по сравнению с GaAs большей шириной запрещенной зоны ( $E_g = 3,49$  эВ) и большей теплопроводностью (2 Вт/см/К) [1], позволяют получать HEMT-структуры на основе эпитаксиальных AlGaIn/GaN-гетерослоев, обладающих большими предельными значениями электрических полей ( $E \approx 3,3 \times 10^6$  В/см) и, как следствие, большими пробивными напряжениями ( $> 100$  В) для HEMT X- и Ku-диапазонов. Использование чужеродных подложек 4H-SiC (0001), обладающих в несколько раз большей теплопроводностью (4,5 Вт/см/К), позволяет значительно расширить температурный режим работы HEMT см-диапазона повысить их мощностные характеристики. В качестве примера можно привести зарубежный серийно выпускаемый AlGaIn/GaN HEMT CGHV1J006D с полной шириной затвора  $6 \times 200$  мкм = 1200 мкм (1,2 мм) и длиной 0,25 мкм производства Cree Inc [2], с пробивными напряжениями  $U_{BD} = 100$  В и током стока насыщения  $I_{Dmax} \approx 1,1$  А, с уровнем выходной СВЧ-мощности в импульсном режиме на частоте  $f = 10$  ГГц более  $P_{sat} = 6$  Вт при малосигнальном коэффициенте усиления  $G_{SS} = 17$  дБ. Соединение истоков отдельных секций HEMT CGHV1J006D осуществлялось сквозными металлизированными отверстиями размерами  $20 \times 65$  мкм и глубиной 100 мкм. Отсутствие описания конструкции гетероэпитаксиальной структуры (ГЭС) и линейной модели в DataSheet HEMT CGHV1J006D затрудняет понимание происходящих в нем электрофизических процессов токопереноса и то, как они связаны со статическими и СВЧ-характеристиками транзистора.

В связи с этим в настоящей работе представлена подобранная на основе расчетов конструкция гетероэпитаксиальной AlGaIn/GaN структуры и результаты разработанного на ее основе мощного AlGaIn/GaN HEMT сантиметрового диапазона с длиной затвора 0,3 мкм и шириной 1,2 мм, измерены его статические и СВЧ-характеристики, проведена оценка его мощностных характеристик, восстановлены параметры линейной модели.

Исследуемые в работе транзисторы (рис. 1) изготавливались на основе эпитаксиальных  $Al_{30}Ga_{70}N/GaN$  гетероструктур выращенных MOCVD-методом на полуизолирующей подложке из карбида кремния 4H-SiC {0001} в ОАО «Элма-Малахит» г. Зеленоград, Москва. Конструкция гетероэпитаксиальной структуры была представлена слоями: верхний (капсулирующий) слой GaN имел толщину 2 нм, нижний легированный ( $1,5 \times 10^{18}$  см<sup>-3</sup>) слой  $Al_{30}Ga_{70}N$  – 14 нм, спэйсер  $i-Al_{30}Ga_{70}N$  – 2,5 нм, слой AlN – 0,7 нм, буферный  $i-GaN$  – 2500 нм. Расчет электрофизических и приборных характеристик ГЭС осуществлялся с использованием САПР Synopsys Sentaurus TCAD [3]. В отличие от аналога соединение истоков отдельных секций транзистора осуществлялось не металлизированными отверстиями, а более короткими двойными воздушными мостами. Концентрация электронов в двумерном (2D) электронном газе составляла  $N_s = 1,34 \times 10^{13}$  см<sup>-2</sup>, подвижность  $\mu(T = 300$  К) =  $1850$  см<sup>2</sup>/(В×с), плотность дислокаций  $< 10^8$  см<sup>-2</sup>. Мезаизоляция активной области глубиной 70 нм формировалась реактивным ионным травлением по маске фоторезиста. Омические контакты стока и

истока формировались методом взрывной литографии, напылением металлизации TiAlNiAu с последующим отжигом в атмосфере азота при температуре 750 °С в течение 30 с. Длина канала сток-исток составляла 5 мкм, а длина Т-образного углубленного NiAu-затвора – 0,3 мкм.

Полная ширина затвора составляла 12×100 (мкм) = 1200 мкм (1,2 мм). Контакты истока соединялись между собой двойными воздушными мостами (см. рис. 1). Утонение подложки до 100 мкм осуществлялось методом динамической полировки. Для обеспечения теплоотвода на обратную сторону подложки напылялся слой золота Au толщиной 0,3 мкм. Разделение пластины на кристаллы осуществлялось дисковой резкой.

Измерения проводились на полуавтоматической зондовой станции Cascade 12000M с использованием векторного анализатора цепей PNA-X N5245A.

Измеренные выходные характеристики полученных HEMT представлены на рис. 2, а. Максимальное значение тока стока при полностью открытом транзисторе, измеренное в непрерывном режиме, составляет  $I_{Dmax} \approx 750$  мА (в импульсном режиме  $I_{Dmax} \approx 1,1$  А), максимальное удельное значение крутизны для импульсного режима  $g_{max}(U_D = 10 \text{ В}) \approx 250$  мА/(В×мм), напряжение  $U_{DSS} \approx 60$  В. Из частотной зависимости коэффициента усиления по мощности  $G_{max} = G_{max}(f)$  видно (рис. 2, б), что предельное значение частоты  $f_i$  составляет  $\approx 29$  ГГц, а  $f_{max} \approx 50$  ГГц. Усиление  $G_{SS}$  на частоте  $f = 10$  ГГц составило  $\approx 14$  дБ.

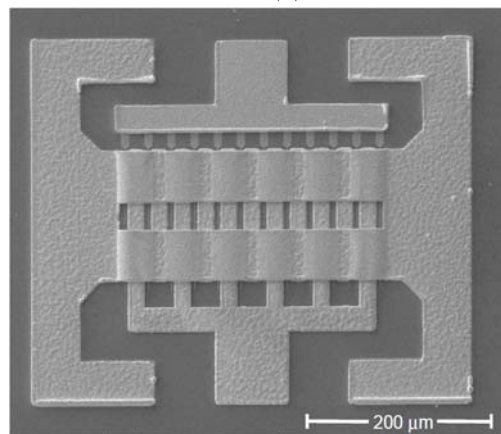


Рис. 1. Электронно-микроскопическое изображение кристалла AlGaN/GaN HEMT с длиной затвора 0,3 мкм и шириной 1,2 мм

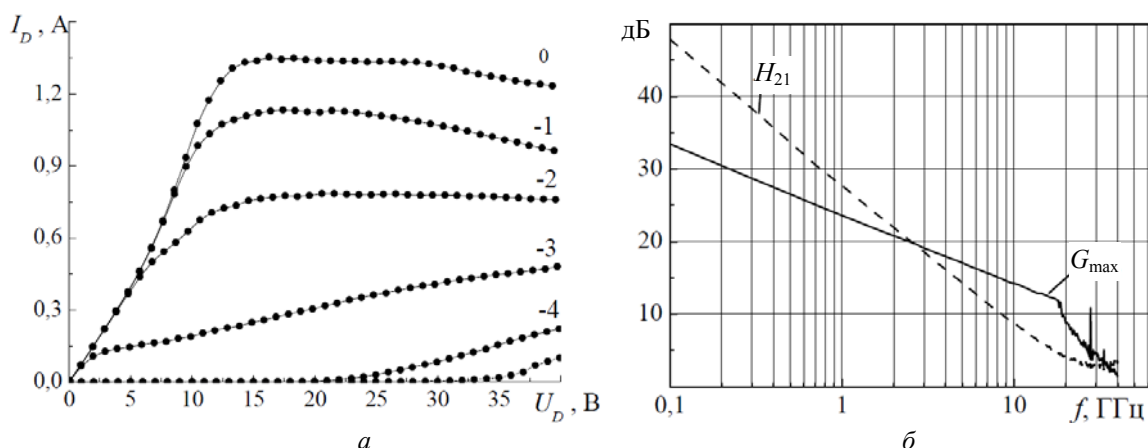


Рис. 2. Выходная характеристика AlGaN/GaN HEMT, измеренная в импульсном режиме – а.

Частотные зависимости коэффициента усиления по мощности  $G_{max}(f)$  и по току  $H_{21}(f)$  при  $U_{ds} = 15$  В,  $I_{ds} = 150$  мА и  $U_g = -2,2$  В – б

Оценка мощностных характеристик осуществлялась по приближенной формуле (1) [4].

$$P_{out} = \frac{I_{Dmax}(U_{dss} - U_{ds})}{2} \tag{1}$$

Полагая  $U_{dss} = 60$  В, а  $U_{ds} = 10$  В, получим в непрерывном режиме  $P_{out} \approx 6,8$  Вт.

Для понимания связи конструктивных элементов транзистора с параметрами его эквивалентной схемы было проведено восстановление значений параметров эквивалентной схемы его линейной модели. Экстракция параметров модели проводилась с использованием специализированного программного обеспечения [5]. Эквивалентная схема малосигнальной модели представлена на рис. 3, а. Элементы  $L_g, L_s, L_d, R_g, R_s, R_d, C_{pd}$  и  $C_{pg}$  относятся к внешней части транзистора. К внутренней части (см. рис. 3, а, выделено пунктиром) относятся межконтактные ёмкости  $C_{gs}, C_{gd}, C_{ds}$ , сопротивление затвора  $R_i$ , сопротивление канала  $R_{ds}$  и внутренний источник тока с крутизной  $g_m$  и постоянной времени частотной зависимости источника тока  $t$ . На рис. 3, б представлены восстановленные значения

параметров внутренней части транзистора. На рис. 4 представлено сравнение измеренных и смоделированных частотных характеристик исследуемого транзистора.

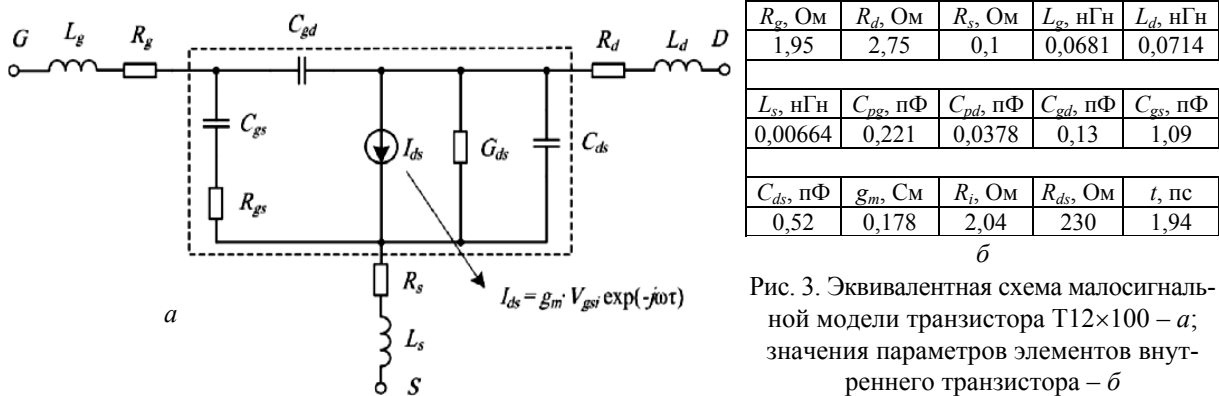


Рис. 3. Эквивалентная схема малосигнальной модели транзистора T12×100 – а; значения параметров элементов внутренней части транзистора – б

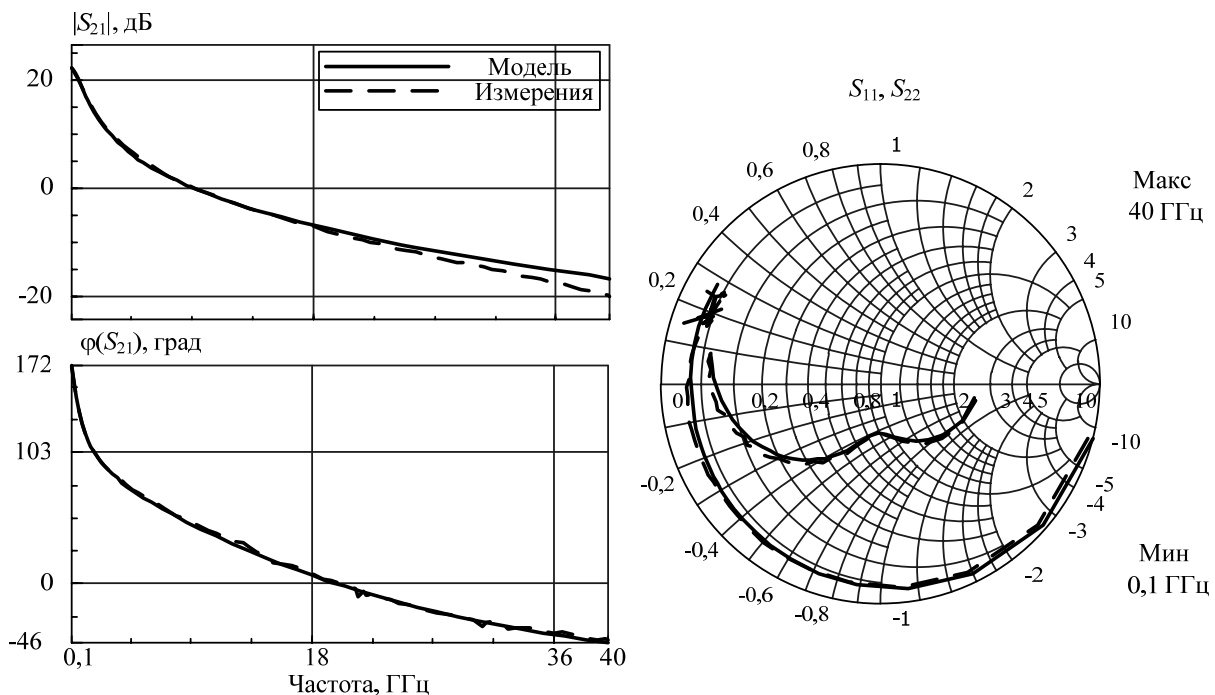


Рис. 4. Частотные зависимости S-параметров измеренного GaN-транзистора 12×100 мкм и полученной модели для режима  $U_{ds} = 15$  В;  $I_{ds} = 150$  мА;  $U_{gs} = 2,2$  В

Таким образом, в результате проделанной работы была подобрана конструкция AlGaIn/GaN ГЭС на подложке из карбида кремния и на ее основе были разработаны и изготовлены мощные AlGaIn/GaN HEMT, по СВЧ-характеристикам близкие к аналогу CGHV1J006D производства компании Cree Inc. Кроме этого, были восстановлены параметры линейной модели изготовленного HEMT, что позволяет проследить связь электрофизических параметров гетероэпитаксиальных слоев с приборными характеристиками изготовленных AlGaIn/GaN HEMT.

#### Литература

1. Thermal properties of indium nitride / S. Krukowski et al. // Journal of Physics and Chemistry of Solids. – 1998. – Vol. 59, № 3. – P. 289–295.
2. Cree corp. GaN HEMT CGHV1J006D Specification [Электронный ресурс]. – Режим доступа: [http://download.siliconexpert.com/pdfs/2014/8/25/7/45/28/870/cree\\_manual/2cghv1j006d.pdf](http://download.siliconexpert.com/pdfs/2014/8/25/7/45/28/870/cree_manual/2cghv1j006d.pdf), свободный (дата обращения: 10.10.2014).
3. Радченко Д. Моделирование СВЧ-транзистора на основе эпитаксиальной структуры (HEMT) с помощью САПР Synopsys Sentaurus TCAD / Д. Радченко, К. Сбитнев, Н. Малеев // Производство электроники: технологии, оборудование, материалы. – 2009. – № 7–8. – С. 57–61.

4. AlGaN/GaN-СВЧ HEMT-транзисторы с пробивным напряжением выше 100 В и с предельной частотой усиления по мощности  $f_{\max}$  до 100 ГГц / В.Г. Мокеров и др. // Физика и техника полупроводников. – 2009. – №43(4). – С. 561–567.

5. Программное обеспечение для автоматизации измерений, деэμβеддинга и построения линейных моделей СВЧ-полевых транзисторов / И.М. Добуш и др. // Доклады ТУСУРа. – Томск: Изд-во ТУСУРа. – 2011. – № 2 (24), ч. 2. – С. 99–105.

---

**Торхов Николай Анатольевич**

Вед. науч. сотрудник НИИ полупроводниковых приборов (НИИПП), Томск

Тел.: +7-952-807-49-98

Эл. почта: trkf@mail.ru

**Божков Владимир Григорьевич**

Д-р техн. наук, проф., нач. отд. НИИПП

**Добуш Игорь Мирославович**

Науч. сотрудник каф. компьютерных систем в управлении и проектировании (КСУП) ТУСУРа

Тел.: +7 (382-2) 41-47-17

Эл. почта: igadobush@gmail.com

**Сальников Андрей Сергеевич**

Мл. науч. сотрудник каф. КСУП

Тел.: +7 (382-2) 41-47-17

Эл. почта: ansalnikov@gmail.com

**Бабак Леонид Иванович**

Д-р техн. наук, директор НОЦ «Нанотехнологии», доц. каф. КСУП

Тел.: +7 (382-2) 41-47-17

Эл. почта: leonid.babak@rambler.ru

Torkhov N.A., Bozhkov V.G., Dobush I.M., Salnikov A.S., Babak L.I.

**Powerful AlGaN/GaN HEMT X- and Ku-band**

A powerful AlGaN/GaN high electron mobility transistor for X- and Ku-band is presented. Selected design heteroepitaxial structure layers of developed transistor parameters allow to achieve static and microwave performance closed to their foreign counterparts CGHV1J006D by Cree Inc. Unlike this transistor the presented one was carried out by shorter dual air bridges to connect separate transistor section instead of plated holes. Drain current in pulsed mode is  $ID_{\max} = 1,1$  A, the breakdown voltage is 60 V, the small-signal gain at 10 GHz is  $G_{SS} \approx 14$  dB. Estimation of the maximum output power in the pulsed mode is  $P_{\text{sat}} \approx 6,8$  W. Unlike analog CGHV1J006D characteristics of the developed transistor were supplemented his small-signal model.

**Keywords:** AlGaN/GaN, HEMT, pulse microwave-static and power characteristics, linear model.

УДК 535.338.3

А.А. Ильин

## Динамика спектров лазерной плазмы, генерируемой на поверхности жидкости наносекундным лазерным излучением

Исследована динамика интенсивности линий Na I, Ca II, Mg II и мультиплетов ионов азота и кислорода. Показано, что время жизни линий мультиплетов  $\sim 500$  нс. Дублет Mg II 279,6 и 280,3 нм регистрируется почти сразу после действия лазерного импульса, линии Na I 589,0 и 589,6 нм, а также Ca II 393,4 и 396,8 нм регистрируются с некоторой задержкой, обусловленной высокой интенсивностью сплошного спектра. Мультиплеты N II и O II с большим значением энергии уровней регистрируются раньше мультиплетов с меньшим значением энергии уровней.

**Ключевые слова:** лазерная искровая спектроскопия, азот, кислород, магний, кальций, натрий, сплошной спектр.

Динамика спектров лазерной плазмы, генерируемой на поверхности жидкости, активно исследуется в настоящее время [1, 2]. Прежде всего такие исследования связаны с определением элементного состава – лазерной искровой спектроскопией (ЛИС) [3]. Основным фактором, ограничивающим чувствительность ЛИС при возбуждении плазмы наносекундным лазерным импульсом, является интенсивное излучение сплошного спектра, образованное тормозным излучением электронов и рекомбинацией ионов (по сравнению с фемтосекундным возбуждением плазмы). Стоит отметить, что в спектре плазмы пробоя на поверхности жидкости присутствуют в значительном количестве мультиплеты азота и кислорода, а также молекулярные полосы, которые перекрывают интенсивные линии элементов, растворенных в жидкости. Вышеперечисленные спектральные элементы мешают детектированию линий элементов и усложняют идентификацию линий в спектре излучения плазмы.

Структура переходов мультиплетов азота, кислорода и молекулярных газов при лазерном пробое на поверхности жидкости до настоящего момента детально не изучалась, хотя лазерная искровая спектроскопия активно используется при исследовании элементного состава жидкостей. Основные компоненты излучения плазмы пробоя наносекундным лазерным излучением на поверхности жидкости в нормальной атмосфере – сплошной спектр, линии атомов и ионов атмосферы и элементов, растворенных в жидкости. Однако на временном интервале порядка 10 мкс регистрируется излучение молекулярных полос. В настоящей работе приведены результаты исследования динамики сплошного спектра и эмиссионных линий Na, Mg, Ca при лазерном пробое на поверхности морской воды. Выбор Na, Mg, Ca обусловлен тем, что эти элементы входят в макросостав морской воды, средняя концентрация  $[Na] = 10$  г/кг,  $[Mg] = 1$  г/кг,  $[Ca] = 0,04$  г/кг. Для исследований использовалась экспериментальная установка, описанная в работе [4]. Излучение Nd:YAG лазера ( $\lambda = 1064$  нм, энергия в импульсе 0,3 Дж) фокусировалось линзой с фокусным расстоянием 15 см в кювету объемом 200 мл, плотность мощности лазерного излучения на поверхности воды составляла величину  $I \sim 5 \cdot 10^{10}$  Вт/см<sup>2</sup>. Использовались следующие параметры оптического многоканального анализатора: время экспозиции  $t_e = 50$  нс, ширина аппаратной функции – 0,4 нм для исследования временной динамики эмиссионных линий на временном интервале до 800 нс. Исследования проводились в спектральных диапазонах, в которых наблюдаются наиболее интенсивные линии Mg II 279,6, Ca II 393,4 и Na I 589,0 нм.

**Динамика эмиссионных спектров.** На рис. 1 представлены спектры пробоя на поверхности морской воды с задержками относительно лазерного импульса  $t_d = 0, 50, 100$  и  $400$  нс для рис. 1, а, для рис. 1, б и рис. 1, в  $t_d = 0, 200, 400$  и  $800$  нс. Для данных экспериментальных параметров дублеты Mg и Na не разрешаемы, с увеличением  $t_d$  сплошной спектр быстро спадает и возрастает контраст линейчатого спектра. При  $t_d = 0$  нс излучение плазмы в основном представлено сплошным спектром, на фоне которого выделяются слабые линии неразрешимого дублета Mg II 279,6 и



280,3 нм (рис. 1, а) и мультиплета азота  $\lambda = 567$  нм (рис. 1, в). Характеристики мультиплеты описаны в таблице.

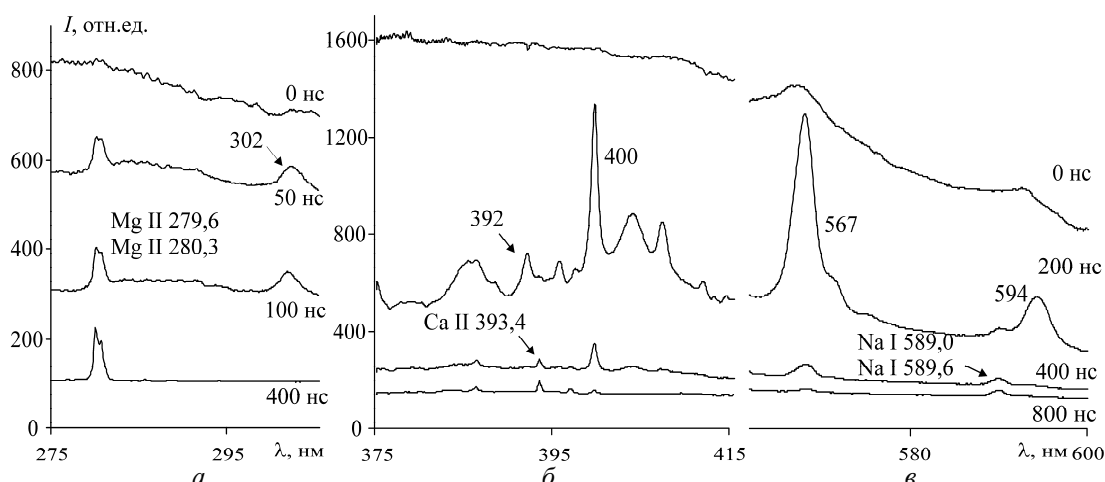


Рис. 1. Мгновенные спектры излучения лазерной плазмы, время экспозиции  $t_e = 50$  нс. При  $t_d = 0$  нс интенсивность излучения уменьшена в 1,5 раза для (а), для (б) и (в) – в 2 раза. Величины задержек и интенсивностей одинаковы для (б) и (в). 302, 392, 400, 567 и 594 – длины волн неразрешаемых мультиплетов

Ранее нами проводились исследования динамики спектральных линий при пробое в нормальной атмосфере [4]. При  $I \sim 10^{11}$  Вт/см<sup>2</sup> интенсивный мультиплет азота N II 333 нм наблюдался до  $t_d = 500$  нс, что совпадает со временем жизни мультиплетов N II 567 и 594 нм (рис. 1, в). Равенство «времен жизни» мультиплета при пробое в воздухе и на поверхности жидкости, может говорить о том, что растворенный в воде азот не вносит значительного вклада в излучение плазмы. Отметим также, что в нашем случае для  $0 \leq t_d \leq 80$  мкс и  $10 \leq t_e \leq 500$  нс не зарегистрировано излучения второй положительной или первой отрицательной систем молекулы азота. Возможная причина отсутствия линий излучения второй положительной системы – тушение верхнего уровня  $C^3\Pi_u$  при столкновениях с молекулами воды и кислорода, соответствующие константы скоростей тушения  $k_q^{H_2O} = 5 \cdot 10^{-10}$  и  $k_q^{O_2} = 3 \cdot 10^{-10}$  см<sup>3</sup>/с [5].

### Характеристики мультиплетов

Мультиплет $\lambda$ (нм)	Термы уровней	Энергии термов, эВ
N II 302	$2s^2 2p4d \ ^1P^o - 2s^2 2p 3p \ ^1D$	26,2–22,1
O II 315	$2s^2 2p^2(^3P)4s \ ^4P - 2s^2 2p^2(^3P) 3p \ ^4D^o$	29,61 – 25,65
O II 407	$2s^2 2p^2(^3P)3d \ ^4F - 2s^2 2p^2(^3P) 3p \ ^4D^o$	28,69 – 25,65
O II 444	$2s^2 2p^2(^3P)3p \ ^2D^o - 2s^2 2p^2(^3P)3s \ ^2P$	26,24 – 23,43
N II 593	$2s^2 2p 3d \ ^3D^o - 2s^2 2p 3p \ ^3P$	23,23 – 21,14
N II 400	$2s^2 2p 3p \ ^1D - 2s^2 2p 3s \ ^1P^o$	21,59 – 18,49
N II 567	$2s^2 2p 3p \ ^3D - 2s^2 2p 3s \ ^3P^o$	20,65 – 18,46

Динамика интенсивности сплошного спектра для трех длин волн показана на рис. 2. Быстрее всего интенсивность сплошного спектра падает в УФ-области, для  $\lambda = 393,4$  и  $\lambda = 500$  нм наблюдается одинаковое поведение интенсивности. При  $t_d > 400$  нс интенсивность практически не меняется. Для  $t_d > 0$  нс наблюдается различие в динамике спектральных линий в УФ- и видимом диапазоне. Интенсивность линии Mg превосходит интенсивность линий Ca и Na, хотя концентрация последнего на порядок больше. Данный факт объясняется низкой интенсивностью сплошного спектра в УФ диапазоне и быстрым ее спадом (рис. 2), высокой температурой плазмы, о чем говорят энергии переходов преобладающих линий (табл.), а также тем, что на линии Na и Ca налагаются крылья мультиплетов  $\lambda = 392$  и  $594$  нм. Это обстоятельство приводит к тому, что Na надежно регистрируется при  $t_d > 300$  нс, а Ca – при  $t_d > 360$  нс.

При  $t_d = 400$  нс интенсивность сплошного спектра уменьшается более чем в 8 раз (см. рис. 2), большая часть линий и мультиплетов атмосферных газов исчезает, но линия N II 399,5 нм регистрируется вплоть до  $t_d = 800$  нс. При  $t_d > 100$  нс можно считать, что энергия верхнего уровня мульти-

плета 302 нм примерно 26 эВ, энергии уровней мультиплетов 400, 567 и 594 нм – 22, 21 и 23 эВ соответственно, с падением температуры и электронной плотности интенсивность мультиплета 302 нм уменьшается быстрее мультиплетов видимого диапазона, к тому же в базе данных Atomic Spectra Database ([http://physics.nist.gov/PhysRefData/ASD/lines\\_form.html](http://physics.nist.gov/PhysRefData/ASD/lines_form.html)) относительная интенсивность линий мультиплета 302 является наименьшей из вышеперечисленных, поэтому он не регистрируется через 300 нс, а мультиплеты 400, 567 и 594 нм наблюдаются через 400 нс.

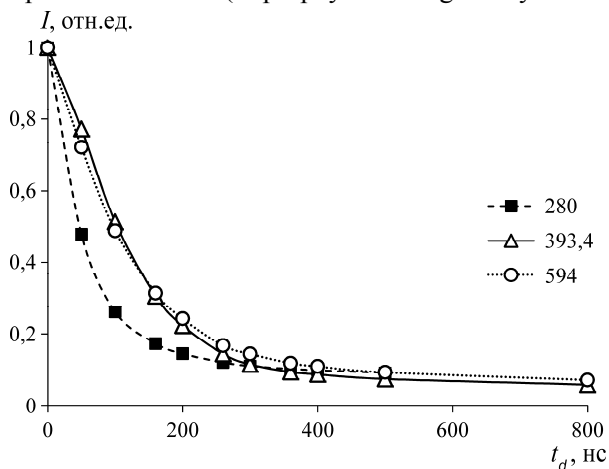


Рис. 2. Динамика интенсивности излучения сплошного спектра для  $\lambda = 280, 393,4$  и  $594$  нм

Таким образом, при  $t_d > 400$  нс можно считать, что в излучении плазмы практически отсутствуют линии ионов атмосферных газов, что значительно упрощает идентификацию спектральных линий.

Проведенные выше рассуждения подтверждаются ходом временной зависимости интенсивностей линий и мультиплетов (рис. 3). Максимальное значение интенсивности Mg, Na, Ca наблюдаются при  $t_d = 400, 500$  и  $800$  нс соответственно. Для мультиплетов максимальные значения находятся в интервале  $50 < t_d < 160$  нс, затем интенсивность мультиплетов быстро падает, и при  $t_d = 400$  нс большие значения интенсивности остаются у  $\lambda = 400$  и  $567$  нм. Обращает на себя внимание схожее поведение временной зависимости у этих мультиплетов, что скорее всего связано с близкими значениями энергии уровней.

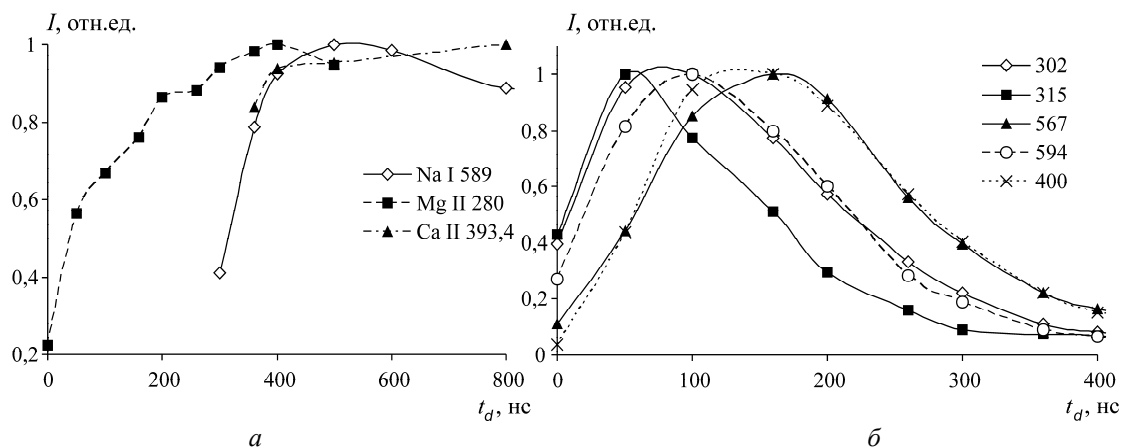


Рис. 3. Динамика интенсивностей линий (а) и мультиплетов (б). Интенсивности нормированы на максимальные значения

**Заключение.** Таким образом, в работе показано, что излучение мультиплетов ионов азота и кислорода вносит существенный вклад только на ранних этапах эволюции лазерной плазмы, и при задержках регистрации эмиссионного спектра более 500 нс вклад мультиплетов в общее излучение плазмы незначителен. Быстрее всего интенсивность сплошного спектра падает в УФ-области, сплошной спектр вносит существенный вклад в излучение плазмы при  $t_d < 400$  нс. Линии элементов, расположенные в диапазоне длин волн  $\lambda < 300$  нм, высвечиваются раньше линий в видимой области спектра, что обусловлено высокой интенсивностью сплошного спектра в видимой области, задержка для регистрации линий элементов в УФ-области может выбираться в диапазоне менее 500 нс. Для линий элементов, расположенных в видимой области спектра, задержка регистрации спектра должна быть более 500 нс.

Работа выполнена в Дальневосточном федеральном университете при поддержке гранта РФФИ (соглашение № 14-50-00034) с использованием оборудования ЦКП ЛаМИ ИАПУ ДВО РАН. Спектральные характеристики плазмы исследовались при поддержке Министерства образования и науки, соглашение №14.575.21.0063, уникальный идентификатор RFMEFI57514X0063.

#### *Литература*

1. Ilyin A.A., Golik S.S. Femtosecond laser-induced breakdown spectroscopy of sea water // *Spectrochimica Acta Part B: Atomic Spectroscopy*. – 2013. – Vol. 87. – P. 192–197 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0584854713001511>, платный (дата обращения: 16.03.2015).
2. Ильин А.А. Динамика спектров излучения плазмы, возбуждаемой излучением фемтосекундного лазера при воздействии на поверхность морской воды / А.А. Ильин, Е.Б. Соколова, С.С. Голик и др. // *Журнал прикладной спектроскопии (Минск)*. – 2011. – Т. 78, № 6. – С. 926–931.
3. Голик С.С. Определение пределов обнаружения элементов в воде методом фемтосекундной лазерно-искровой спектроскопии / С.С. Голик, А.А. Ильин, О.А. Букин и др. // *Журнал прикладной спектроскопии (Минск)*. – 2012. – Т. 79, № 3. – С. 485–489.
4. Букин О.А. Взаимодействие лазерных плазм при оптическом пробое в нормальной атмосфере / О.А. Букин, А.А. Ильин, Ю.Н. Кульчин, И.Г. Нагорный, А.Н. Павлов, А.В. Буланов // *Квантовая электроника (Москва)*. – 2006. – Т. 36, № 6. – С. 553–556.
5. Pancheshnyi S., Nudnova M., Starikovskii A. Development of a cathode-directed streamer discharge in air at different pressures: Experiment and comparison with direct numerical simulation // *Physical Review E*. – 2005. – Vol. 71. – P. 016407 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://journals.aps.org/pre/abstract/10.1103/PhysRevE.71.016407>, платный (дата обращения: 16.03.2015).

---

#### **Ильин Алексей Анатольевич**

Канд. физ.-мат. наук, с.н.с. Института автоматизации и процессов управления ДВО РАН,  
Дальневосточный федеральный университет, Владивосток  
Тел.: 8 (423-2) 31-09-11  
Эл. почта: [triplecks@mail.ru](mailto:triplecks@mail.ru)

Ilyin A.A.

#### **Dynamics of spectra of laser plasma induced on liquid surface by nanosecond laser pulse**

The dynamics of the intensity of the lines of Na I, Ca II, Mg II and multiplets of nitrogen and oxygen ions is investigated. It is shown that the lifetime of the lines of multiplets is ~ 500 ns. Doublet of Mg II 279,6 and 280,3 nm recorded immediately after the laser pulse action, lines of Na I 589,0 and 589,6 nm as well as Ca II 393,4 and 396,8 nm are recorded with some delay due to the high intensity of the continuous spectrum. The multiplets of N II and O II with a large value of the energy levels recorded before the multiplets with lower energy levels.

**Keywords:** laser induced breakdown spectroscopy, nitrogen, oxygen, magnesium, calcium, sodium, continuous spectrum.

УДК 537.226.83/539.219.3+539.216.2+539.23

В.А. Кондрашов, В.К. Неволин, Р.Ю. Розанов

## Наноразмерные мемристорные структуры на основе хлорида меди с подслоем графена

Разработан метод получения графена под тонкой медной плёнкой в структуре Cu/SiO<sub>2</sub>. Предложена модель формирования графеновых плёнок в данных структурах. Также продемонстрировано одно из возможных применений данных плёнок в виде тонких проводящих прозрачных электродов к мемристорам.

**Ключевые слова:** графен, тонкие плёнки, мемристор, зондовая микроскопия, комбинационное рассеяние света.

Графен является перспективным материалом с множеством применений в области оптоэлектроники, сенсорики, возмещения ущерба окружающей среде, антикоррозионных покрытий поверхности, метаматериалов, солнечных батарей, светодиодов, фотоники, плазмоники, фотоприёмников, ультрабыстрой электроники и биоэлектроники [1–3]. Столь широкой областью возможного применения графена обусловлено большое количество работ по изготовлению плёнок данного материала большой площади на различных подложках и созданию приборов на их основе.

Целью данной работы является разработка технологии создания графеновых структур на кремниевых пластинах методом газофазного осаждения углерода из пропана. В разработанной методике используется тонкий слой меди, обладающий меньшим структурным совершенством, по сравнению с фольгой, для подслоного выращивания графена. Также в работе на основе выращенных плёнок были изготовлены мемристоры, что демонстрирует высокое качество получаемого материала и возможность его использования в качестве сверхтонких прозрачных подводящих электродов.

**Экспериментальная часть.** Для создания графеновых структур разработана и создана установка, имеющая вертикальный индукционный реактор с возможностью нагрева до 1700 °С с водяным охлаждением стенок. Размеры реактора позволяют размещать стандартные пластины кремния диаметром до 50,8 мм (2").

Пластина кремния в установке размещается на молибденовом столике, нагрев которого осуществляется бесконтактно за счет индукции. Температура задается регулятором мощности источника питания индуктора.

Для экспериментов использовались кремниевые подложки ориентации (001) с термически выращенным слоем оксида кремния толщиной не менее 250 нм. Перед загрузкой в реактор пластины подвергались очистке в кипящих органических растворителях, а также стандартному методу очистки RCA в химических растворах. На поверхность оксида кремния методом магнетронного распыления мишени в установке Emitech K575X был нанесен слой меди толщиной не менее 600 нм.

В начале процесса камера продувалась аргоном. Затем проводился нагрев в присутствии негорючей аргон-водородной смеси. После проводился рост графена в течение 10 мин. Заканчивался процесс продувкой аргоном и охлаждением.

Стоит отметить, что адгезионная связь меди с поверхностью SiO<sub>2</sub> является сильной связью. Вероятно, предварительный отжиг в вакууме в потоке водорода при температурах более 900 °С способствует частичному восстановлению кремния из оксида, и тем самым снижает энергию расщепления слоев Cu/SiO<sub>2</sub>, что в свою очередь приводит к проникновению углерода в межслойное пространство по межзеренным границам кристаллизовавшихся кластеров меди.

При температуре отжига 1050 °С тонкая пленка меди находится на пороге плавления, что приводит к рекристаллизации аморфной пленки меди. Изображения среза пленки (рис. 1, а) в электронном микроскопе подтвердили наличие вертикальных межзеренных границ. Водород может проходить насквозь зерен меди, в то время как углерод перемещается вглубь образца только посредством кристаллизации на границах зерен (рис. 2).

В связи с малой растворимостью углерода в меди атомы углерода диффундируют по межзеренным границам вглубь пленки вплоть до границы раздела Cu/SiO<sub>2</sub>.

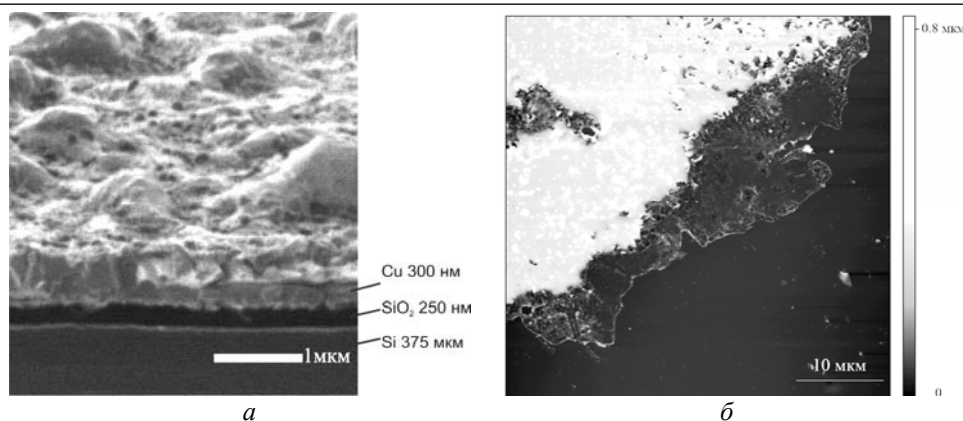


Рис. 1. Изображение во вторичных электронах среза структуры Cu/SiO<sub>2</sub> на кремниевой подложке – *a*; *b* – АСМ-изображение, полученное в зондовом микроскопе

Таким образом, медная пленка способствует медленному проникновению углерода на границу раздела Cu/SiO<sub>2</sub> и качественно структурирует графеновую пленку. Варьируя толщину пленки меди, можно варьировать толщину графеновых структур при неизменных других параметрах.

После проведения процесса роста графенового слоя в медной плёнке вскрывалось окно. Для этого использовался 25% водный раствор аммиака, который образует водорастворимый комплекс. Далее проводились исследования полученного материала методами оптической, зондовой и электронной, микроскопии, а также методом комбинационного рассеяния света (рис. 1, *b*).

Спектр комбинационного рассеяния полученной плёнки *1* показан на рис. 3. Из рис. 3 видно, что присутствуют характерные пики колебаний  $D$   $1332\text{ см}^{-1}$  и  $G$   $1586\text{ см}^{-1}$ , соответствующие углероду. Также на спектрах присутствуют пики 94, 288, 510,  $950\text{ см}^{-1}$ , которые характеризуют подложку, а именно SiO<sub>2</sub>/Si. Три пика расшифровать не удалось. Они соответствуют  $141, 323, 385\text{ см}^{-1}$ .

Отношение  $D$ -пика к  $G$ -пику на полученном спектре равно 0,69, ширина на полувысоте и положение  $2D$ -пика равны  $49$  и  $2670\text{ см}^{-1}$  соответственно, что подтверждает получение многослойного графена до 10 слоев. АСМ-изображение (рис. 1, *b*) показывает, что высота слоя составила 3,5 нм. Это в совокупности с данными спектров комбинационного рассеяния подтверждает получение графена на поверхности оксида кремния под медной пленкой. Полученные данные согласуются с зарубежными результатами [4]. Качество графеновых структур сравнимо с результатами, получаемыми на медной фольге [5].

Рис. 3. Спектры комбинационного рассеяния:  
*1* – спектр плёнки под медью;  
*2* – спектр медной плёнки после хлорирования

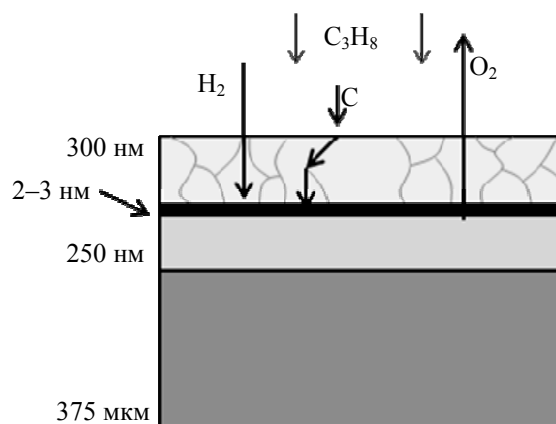
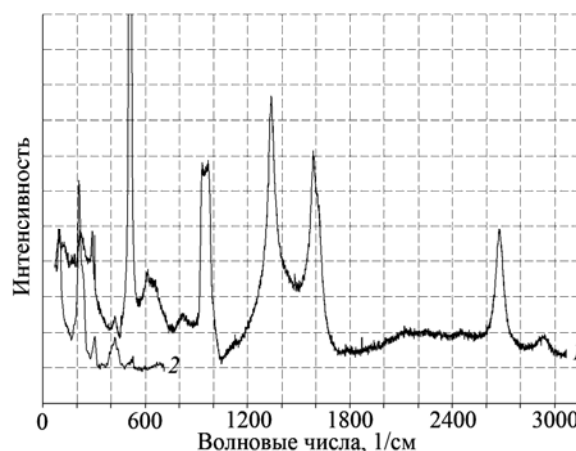


Рис. 2. Схематичное изображение процесса формирования графена под поликристаллической пленкой меди



Плёнки графена, полученные предложенным способом, возможно непосредственно использовать во множестве приложений, благодаря тому, что материал выращивается непосредственно на диэлектрической подложке. В данной работе была продемонстрирована возможность использования

выращиваемых графеновых слоёв в качестве сверхтонких прозрачных подводящих электродов к мемристорам.

В качестве активного слоя мемристора использовался хлорид меди ( $\text{CuCl}_2$ ), переключение сопротивления которого обуславливается возникновением и разрывом проводящих нитей под действием прикладываемого напряжения. Для создания мемристорных структур полученные структуры помещались в атмосферу хлора и проводилось хлорирование оставшегося медного катализатора. Полученный хлорид меди являлся активным слоем мемристорных структур. Спектр комбинационного рассеяния света плёнки меди после хлорирования представлен на рис. 3 (спектр 2). Наличие пиков 88, 200, 216, 412  $\text{cm}^{-1}$  подтверждает получение необходимого материала.

Исследование электрических характеристик с целью выявления мемристорных свойств созданных элементов проводилось при помощи зондового микроскопа. Для указанных исследований использовались проводящие кантилеверы с платиноиридиевым покрытием. Для проведения измерений зонд приводился в контакт с плёнкой хлорида меди и на него подавался пилообразный импульс напряжения в диапазоне  $\pm 5$  В. Во время проведения измерений графеновая плёнка заземлялась. На

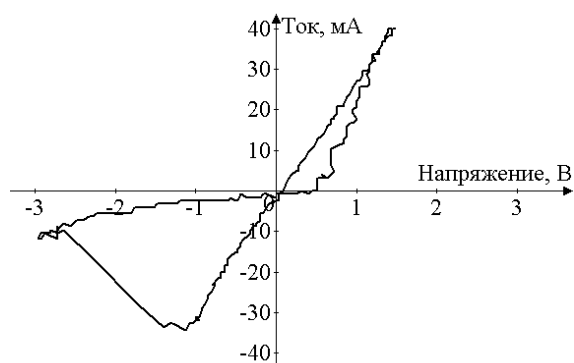


рис. 4 представлена одна из характеристик созданных элементов, на которой видна характерная для мемристоров петля гистерезиса с разницей сопротивлений в полтора порядка величины. Напряжения переключения созданных структур и значения сопротивлений в высокоомном и низкоомном состояниях не уступают мировым аналогам [6, 7].

Рис. 4. Вольт-амперная характеристика сформированных мемристорных элементов

**Выводы.** В данной работе реализован метод выращивания графеновых слоёв на границе раздела  $\text{Cu}/\text{SiO}_2$ , а также предложена модель роста данных слоёв. При помощи методов зондовой микроскопии и комбинационного рассеяния света показано, что получаемый данным методом материал не уступает зарубежным аналогам. Кроме того, показано одно из возможных приложений получаемых плёнок в виде контактов к мемристорным структурам. Продемонстрированы мемристорные структуры на основе хлорида меди, процесс создания которых хорошо совместим с методом подслоного выращивания графена. Данные структуры обладают способностью запоминания состояния проводимости и обладают широкой петлёй гистерезиса. По данным параметрам элементы не уступают мировым аналогам.

#### Литература

1. Bonaccorso F. Graphene photonics and optoelectronics / F. Bonaccorso, Z. Sun, T. Hasan, A.C. Ferrari // *Nature Photon.* – 2010. – Vol. 4, I. 9. – P. 611–622.
2. Ferrari A.C. Raman Spectrum of Graphene and Graphene Layers / A.C. Ferrari, J.C. Meyer, V. Scardaci et al. // *Phys. Rev. Lett.* – 2006. – Vol. 97, I. 18. – P. 187401-1–187401-4.
3. Geim A.K. The rise of grapheme / A.K. Geim, K.S. Novoselov // *Nature Mater.* – 2007. – Vol. 6, I. 3. – P. 183–191.
4. Tommi Kaplas. Few-layer graphene synthesis on a dielectric substrate / Tommi Kaplas, Deepika Sharma, Yuri Svirko // *Carbon.* – 2012. – Vol. 50, I. 4. – P. 1503–1509.
5. Hawaldar R. Large-area high-throughput synthesis of monolayer graphene sheet by Hot Filament Thermal Chemical Vapor Deposition / R. Hawaldar, P. Merino, M.R. Correia et al. // *Sci. Rep.* – 2012. – Vol. 2. – P. 682-1–682-9.
6. Jeong D.S. Characteristic electroforming behavior in Pt/TiO<sub>2</sub>/Pt resistive switching cells depending on atmosphere / D.S. Jeong, H. Schroeder, U. Breuer, R. Waser // *J. Appl. Phys.* – 2008. – Vol. 104. – P. 123716-1–123716-8.
7. Yang J. Joshua. Engineering nonlinearity into memristors for passive crossbar applications / J. Joshua Yang, M.-X. Zhang, Matthew D. Pickett et al. // *Appl. Phys. Lett.* – 2012. – Vol. 100. – P. 113501-1–113501-4.

**Кондрашов Владислав Андреевич**

Аспирант Национального исследовательского университета «МИЭТ», научно-образовательный центр «Зондовая микроскопия и нанотехнология» (НОЦ ЗМНТ), Москва, Зеленоград

Тел.: 8-499-720-89-22

Эл. почта: kondrashovva@mail.ru

**Неволин Владимир Кириллович**

Д-р ф.-м.н., профессор каф. квантовой физики и наноэлектроники

Национального исследовательского университета «МИЭТ», руководитель НОЦ ЗМНТ

Тел.: 8-499-720-89-22

Эл. почта: vkn@miee.ru

**Розанов Роман Юрьевич**

Аспирант Национального исследовательского университета «МИЭТ», НОЦ ЗМНТ

Тел.: 8-963-693-01-73

Эл. почта: roman-roz@yandex.ru

Kondrashov V.A., Nevolin V.K., Rozanov R.Yu.

**Nanosized memristor-based structures of copper chloride with a graphene sublayer**

Method of growing graphene layers under a thin copper film in the structure of Cu/SiO<sub>2</sub> was developed in this work. The model of formation graphene films in these structures was proposed. One of the possible applications of these films in the form of thin conductive transparent electrodes to memristor was also shown.

**Keywords:** graphene, thin films, memristor, probe microscopy, Raman scattering.

УДК 621.315.592

В.Н. Давыдов, Д.А. Новиков

## Измерительные методики и автоматизированный комплекс для исследования приборов опто- и наноэлектроники

Определен набор взаимно дополняющих характеристик, а также выбраны реализующие их измерительные методики, используемые для исследования электрических свойств полупроводниковых приборов и структур. Выбор методик основан на достижении широкого частотного и динамического диапазонов, высокой точности измерений, а также технической простоты реализации методики и возможности ее автоматизации. Приведено описание конструкции и измерительных возможностей разработанного автоматизированного комплекса. Экспериментальные исследования емкостных свойств гетероструктур из InGaN/GaN и шумового напряжения фоторезистора из CdSe подтвердили широкие метрологические возможности и высокую точность измерения параметров полупроводникового прибора.

**Ключевые слова:** автоматизированный комплекс, метод емкостного делителя, мостовой метод, метод проходного конденсатора, амплитудно-фазовый метод, вольт-фарадная характеристики, фотопроводимость, шумовое напряжение.

В настоящее время для исследования свойств полупроводниковых структур, содержащих один или несколько  $p-n$ -переходов, а также структур металл-диэлектрик-полупроводник (МДП) разработано большое количество методик и устройств, их реализующих. Многие из этих устройств, имея вывод данных на персональный компьютер (PC), тем не менее не позволяют управлять процессом измерения, что приводит к большим временным затратам и повышает трудоемкость. Устройства, имеющие двухстороннее сопряжение с PC, позволяют это сделать, но, как правило, обладают ограниченными метрологическими возможностями при высокой стоимости. Эти обстоятельства вынуждают исследователей самим разрабатывать новые методики и средства измерения параметров полупроводниковых приборов структур с использованием средств автоматизации (см., например, [1–6]). Часто в качестве основы измерительного комплекса используется система LabView [7] или другие стандарты западных производителей измерительной аппаратуры: 4200-SCS фирмы Keithley и др. Однако для них, как правило, характерны следующие недостатки: невозможность адаптации сценария эксперимента под исследуемый объект, отсутствие аппаратного и программного сопровождения, невозможность ремонта, плохая совместимость с измерительными установками отечественного производства, высокая стоимость.

Целью данной работы является обзор современных методов измерения параметров полупроводниковых приборов, а также разработка на их основе автоматизированного комплекса (АК), в котором должны сочетаться предельные метрологические возможности с широким диапазоном измеряемых характеристик и параметров, высокая точность и низкая себестоимость, а также возможность обработки и отображения результатов измерений современными программными средствами.

**Выбор характеристик для исследования.** При исследовании электрических свойств полупроводниковых приборов и гетероструктур важным является вопрос определения оптимального набора их характеристик, сочетание которых позволило бы получить максимальное количество взаимодополняющей информации об электронных процессах, происходящих в исследуемом объекте. Среди возможных характеристик выделим наиболее доступные и используемые, определив их в следующей классификации:

- электрофизические (вольт-амперные характеристики – ВАХ, вольт-фарадные характеристики – ВФХ, вольт-сименсные характеристики – ВСХ, измеряемые при различных частотах тестового сигнала и различных напряжениях смещения);
- фотоэлектрические (зависимости фотоЭДС или фотопроводимости от напряжения смещения и частоты модуляции светового потока);
- шумовые (зависимости дисперсии шумового процесса от напряжения на полупроводниковом приборе, частоты измерения шума, температуры прибора).



В этой связи необходимо помнить, что различные электрические характеристики объекта несут различную информацию о свойствах объекта.

Исследование ВАХ полупроводникового прибора позволяет количественно оценить качество прибора, например, по обратному току  $p-n$ -перехода или по «параметру качества» –  $n$  [8]. Измерение высокочастотной ВФХ дает информацию об уровне легирования прибора и величине энергетического барьера, плотности поверхностных состояний в поверхностно-барьерных структурах [4]. Однако ввиду высокой частоты измерения в этих измерениях нет информации о медленной перезарядке дефектных состояний полупроводника, структурной перестройке примесно-дефектных состояний и других процессах, ответственных за шокли-ридовскую генерацию и рекомбинацию носителей заряда. Эта информация в полной мере содержится в фотоэлектрических характеристиках полупроводниковых приборов, которые в силу большого числа нетрадиционных процессов перестройки и перезарядки примесно-дефектных состояний недоступны к наблюдению электрофизическими методами, весьма сложны в интерпретации. Шумовые измерения часто дают информацию, недоступную для других методов исследования, поскольку чувствительны к малым флуктуациям числа носителей заряда и изменениям зарядового состояния примесно-дефектных комплексов [9–11]. Это позволяет обнаруживать процесс образования метастабильных состояний, их развитие и последующий распад при действии допороговых внешних воздействий: фоновая засветка видимым излучением, воздействие импульсного электрического и магнитного поля [10], слабые упругие напряжений. Приведенное выше описание возможностей различных измерительных методик позволяет выбрать в качестве базовых методик, необходимых для исследования полупроводниковых приборов и структур, следующие: метод ВАХ, метод высокочастотной ВФХ, измерение фотоэлектрических и шумовых свойств прибора. Перечисленные методики могут комбинироваться между собой, а также дополняться внешними воздействиями, повышающими их информативность [4].

За последние годы среди перечисленных параметров для исследования полупроводниковых приборов в части методики и ее схемотехнических решений наиболее серьезные изменения произошли в измерении емкостных и резистивных свойств, тогда как другие изменились незначительно [2, 4]. По этой причине рассмотрим методы измерения емкости.

**Методы измерения полупроводниковой емкости.** Проанализируем наиболее используемые методики измерения полупроводниковой емкости с позиции построения измерителя, обладающего широким диапазоном измеряемых емкостей (более трех порядков), который оценивается по функции преобразования тестового сигнала измерительной цепью, и точностью измерения, оцениваемой по производной функции преобразования тестового сигнала (1% и менее), а также возможности автоматизации процесса измерения. Будем считать, что емкость не имеет омических потерь.

**Метод емкостного делителя.** Одним из технически простых методов измерения эквивалентной емкости полупроводникового прибора является метод, основанный на измерении падения тестового напряжения малой амплитуды  $U_x$  на измеряемой емкости  $C_x$ , включенной последовательно с эталонной емкостью известной величины  $C_{эт}$ . Образовавшийся емкостный делитель запитан от источника тестового напряжения величиной  $U_T$  ( $|U_T| < kT/q$ ) и частотой  $\omega$  (см. рис. 1, а) [4]. В этом случае падение напряжения на измеряемой емкости будет равно

$$U_x = U_T \left( \frac{C_{эт}}{C_{эт} + C_x} \right) = U_T \left( \frac{1}{1 + C_x/C_{эт}} \right). \quad (1)$$

Выражение (1) показывает, что зависимость  $y = (U_x/U_T)$  от переменной  $x = (C_x/C_{эт})$  имеет ограниченный диапазон изменения:  $0 < y < 1$ . Точность измерения емкости этим методом определяется производной функции  $y = y(x)$ :

$$\frac{\partial y}{\partial x} = \frac{1}{(1+x)^2}.$$

Она не имеет экстремума в области конечных значений  $x$  и принимает максимальное значение при малых значениях аргумента, что указывает на максимальную точность метода при  $C_x \ll C_{эт}$ . Полагая точность измерения напряжения равной 3% – типичное значение аппаратной точности измерения параметров, найдем диапазон возможного изменения функции:  $0,03 < y < 0,97$ . Из этого

следует, что область значений аргумента, в пределах которой функция изменяется в указанном диапазоне, составит  $0,03 < x < 30$ . Это соответствует значениям измеряемой емкости в пределах трех порядков относительно эталонной емкости: на два порядка ниже и на порядок выше эталона.

Таким образом, метод емкостного делителя позволяет с удовлетворительной точностью измерить емкость двухполюсника, отличающуюся от эталонной емкости не более, чем на три порядка. При этом эталонная емкость емкостного делителя находится внутри указанного диапазона. Заметим, что в данном методе выходное напряжение измерительной цепи зависит от величины измеряемой емкости по нелинейному закону, что является нежелательным, т.к. в практической реализации обычно сводится к необходимости построения градуировочных кривых.

Данный вывод хорошо согласуется с экспериментальными исследованиями [4], где при  $C_{эТ} = 100$  пФ диапазон корректного измерения емкости составлял от 3 до 1000 пФ. Вариации данного метода, например применением вычитания сигналов, на диапазон и точность измерения емкости существенного влияния не оказывают.

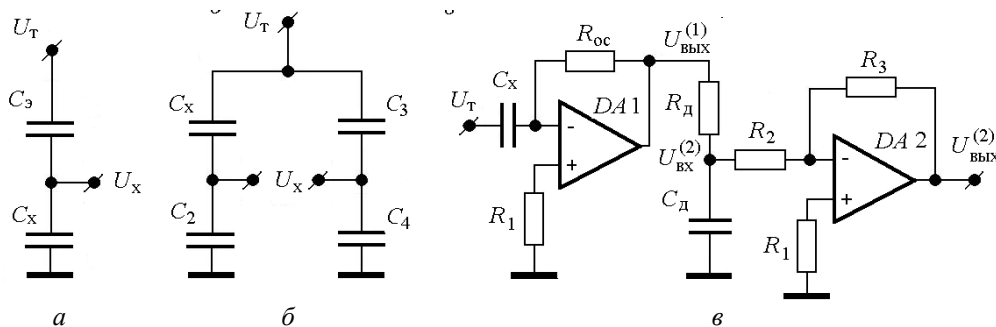


Рис. 1. Методы измерения полупроводниковой емкости методом емкостного делителя – а; мостовым методом – б; методом проходного конденсатора – в

**Мостовой метод измерения.** Мостовые методы широко используются в измерительной технике особенно в модификации балансного устройства ( $RCL$ -измерители марки «Agilent»). Этот метод может быть применен для измерения полупроводниковой емкости  $C_x$ , если составить мост из калиброванных емкостей (см. рис. 1, б) и сбалансировать его на емкости  $C_x^0$  из диапазона измеряемых емкостей:  $C_x^0 = C_3 \left( \frac{C_2}{C_4} \right)$ . При измерении неизвестной емкости  $C_x$  напряжение в диагонали моста будет

$$U_x = U_T \left( \frac{1}{1 + C_2/C_4} \right) \cdot \left( \frac{C_x/C_3 - C_2/C_4}{C_x/C_3 + 1} \right).$$

Обозначив через  $y = U_x/U_T$ ;  $a = C_2/C_4$ ,  $x = C_x/C_3$ , выражение для функции преобразования неизвестной емкости в напряжение с помощью моста переписывается в виде

$$y(x) = \left( \frac{1}{1+a} \right) \cdot \left( \frac{x-a}{x+1} \right). \quad (2)$$

Из выражения (2) следует, что минимальное значение напряжение в диагонали моста достигает при  $x=0$  и составляет  $y(0) = -a/(1+a)$ , а максимальное значение равно  $y(\infty) = 1/(1+a)$ . Другими словами, это означает, что максимальный диапазон изменения напряжения в диагонали моста равен напряжению тестового сигнала  $U_T$ . Как и в предыдущем методе, функция преобразования емкости в напряжения  $y(x)$  не имеет экстремумов при всех возможных значениях аргумента, поскольку ее производная

$$\frac{\partial y}{\partial x} = \frac{1+a}{(1+x)^2}$$

быстро убывает с ростом аргумента  $x$ . Максимальное ее значение достигается при малых значениях измеряемых емкостей. Оценим диапазон возможных значений измеряемой емкости при точности

измерения напряжения  $U_x$  на краях диапазона в 3%. Для этого найдем значения аргумента функции (2)  $x_1$  по уровню  $0,97/(1+a)$  и  $x_2$  по уровню  $-0,97a/(1+a)$ . Тогда получим, что  $x_1 \approx 30(1+a)$ ,  $x_2 \approx 0,03a/(1+a) \approx 0,03 \approx 0$ . Это значит, что при  $a \ll 1$  диапазон измеряемых мостовым методом емкостей совпадет с таковым при измерении емкостным делителем. Если же выбрать  $a \gg 1$ , то можно расширить диапазон измеряемых емкостей в сторону больших значений емкости в соответствующее число раз. Так, выбрав  $C_2 = 100 \cdot C_4$ , диапазон измеряемых емкостей будет  $0 < x < 30a = 3 \cdot 10^3$ , в котором верхний предел в сравнении с методом емкостного делителя оказывается больше в 100 раз. При этом емкость  $C_3$  в такое же число раз должна быть меньше максимального значения неизвестной емкости  $C_x$ .

В заключение заметим, что, как и в предыдущем методе, в данном методе выходное напряжение измерительной цепи зависит от величины измеряемой емкости по нелинейному закону, что является нежелательным, т.к. в практической реализации обычно сводится к необходимости построения градуировочных кривых выходного напряжения при подключении к измерительной цепи калиброванных емкостей.

Таким образом, мостовой метод измерения емкости по сравнению с методом емкостного делителя позволяет расширить диапазон измеряемых емкостей во столько раз, во сколько раз отличаются емкости вспомогательного плеча моста  $C_2$  и  $C_4$ .

**Метод проходного конденсатора операционного усилителя.** В работе [12] предложено измерять емкость, подключив ее к инверсионному входу операционного усилителя (ОУ) вместо токозадающего резистора (рис. 1, в). Поскольку коэффициент усиления каскада на DA1 равен

$$G = 1 + R_{oc} / X_c = 1 + \omega C_x R_{oc},$$

то при  $G \gg 1$  напряжение на выходе ОУ будет пропорционально величине тестового напряжения  $U_T$  и измеряемой емкости  $C_x$ :

$$U_{\text{ВЫХ}}^{(1)} \cong U_T \omega C_x R_{oc}.$$

Поскольку частота тестового сигнала обычно составляет 1 МГц, а амплитуда тестового напряжения  $U_T < kT/q \approx 26$  мВ, то выбором сопротивления обратной связи  $R_{oc}$  можно задать максимальный коэффициент усиления выбранной микросхемы ОУ.

Важным преимуществом данного метода измерения емкости по сравнению с рассмотренными выше методами является принципиально линейная зависимость выходного напряжения ОУ от величины измеряемой емкости, что кроме расширения динамического диапазона измеряемых емкостей повышает и точность измерений. Однако данный метод имеет недостаток, связанный с зависимостью коэффициента усиления ОУ от частоты тестового сигнала. Его можно устранить, если на выходе ОУ1 установить  $R_d C_d$ -делитель (см. рис. 1, в), коэффициент передачи которого равен

$$\frac{U_{\text{ВХ}}^{(2)}}{U_{\text{ВЫХ}}^{(1)}} = \frac{1/j\omega C_d}{R_d + 1/j\omega C_d} = \frac{1}{1 + j\omega \tau_d},$$

где  $\tau_d = R_d C_d$  – время перезарядки емкости делителя. Поскольку в данном методе фазовые изменения измерителем не отслеживаются, о величине выходного напряжения можно судить по его модулю, получаемому после квадратичного детектирования напряжения с  $R_d C_d$ -делителем:

$$\left| \frac{U_{\text{ВХ}}^{(2)}}{U_{\text{ВЫХ}}^{(1)}} \right| = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \sqrt{\operatorname{Re} \left( \frac{U_{\text{ВХ}}^{(2)}}{U_{\text{ВЫХ}}^{(1)}} \right)^2 + \operatorname{Im} \left( \frac{U_{\text{ВХ}}^{(2)}}{U_{\text{ВЫХ}}^{(1)}} \right)^2} = \frac{2/\sqrt{\pi}}{\sqrt{1 + \omega^2 \tau_d^2}}.$$

Значит, если выбрать параметр  $\tau_d$  достаточно таким, чтобы на низшей частоте измерения емкости  $\omega_{\min}$  выполнялось условие:  $\omega_{\min} \tau_d = 50 \div 100$ , то по известному сопротивлению  $R_d$  определим необходимую емкость

$$C_d = \frac{50 \div 100}{\omega_{\min} R_d}.$$

Так, при минимальной частоте измерения 10 кГц, сопротивлении  $R_d = 160$  кОм и 1%-й точности измерения на граничной частоте получим  $C_d = 1000$  пФ. Тогда в диапазоне (10÷1000) кГц

$$\left| \frac{U_{\text{ВХ}}^{(2)}}{U_{\text{ВЫХ}}^{(1)}} \right| = \frac{2/\sqrt{\pi}}{\sqrt{1+\omega^2\tau_d^2}} \cong \frac{2/\sqrt{\pi}}{\omega\tau_d}.$$

В итоге общий коэффициент усиления измерителя емкости с делителем на его выходе будет

$$G_1 = \omega C_x R_{\text{Ос}} \left( \frac{1}{\omega R_d C_d} \right) = C_x \frac{R_{\text{Ос}}}{R_d C_d}.$$

В реальных условиях общий коэффициент усиления этой схемы будет невелик. Поэтому целесообразно на выходе измерителя ВФХ поставить дополнительный ОУ с полосой пропускания – (10÷1000) кГц и коэффициентом усиления  $G_2 = R_3/R_2 = 100$ . На рис. 1, в он выполнен на микросхеме DA2. Так удастся расширить диапазон частот измерения полупроводниковой емкости, а также сохранить линейность амплитудной характеристики и высокую точность метода. Динамический диапазон измерителя полупроводниковой емкости может быть расширен применением программного переключения коэффициента усиления  $G_2$  за счет изменения резистора  $R_3$ . Окончательное выражение для нахождения неизвестной емкости будет иметь вид

$$C_x = C_d \cdot \left( \frac{U_{\text{ВЫХ}}^{(2)}}{U_T} \right) \cdot \left( \frac{R_2}{R_3} \right) \cdot \left( \frac{R_d}{R_{\text{Ос}}} \right). \quad (3)$$

Говоря о динамическом диапазоне измерения емкости данным методом, отметим, что он определяется параметрами ОУ. Так, максимальная емкость  $C_x^{(\text{max})}$  может быть найдена из условия, что амплитуда выходного напряжения ОУ равна напряжению питания ОУ:

$$\omega C_x^{(\text{max})} R_{\text{Ос}} \cdot U_T = V_{\text{ПИТ}}.$$

Если напряжение питания составляет 15 В, напряжение тестового сигнала 3 мВ, то на частоте 1 МГц при  $R_{\text{Ос}} = 19$  кОм получим

$$C_x^{(\text{max})} = \frac{V_{\text{ПИТ}}}{U_T} \left( \frac{1}{2\pi f \cdot R_{\text{Ос}}} \right) = \frac{15}{3} \left( \frac{1}{6,28 \cdot 10^6 \cdot 10^2} \right) \approx 100 \text{ (пФ)}.$$

Минимальная измеряемая емкость  $C_x^{(\text{min})}$  определяется величиной шума на выходе ОУ  $U_{\text{шум}}$  порядка 3 мВ:

$$C_x^{(\text{min})} = \frac{U_{\text{шум}}}{U_T} \left( \frac{1}{2\pi f \cdot R_{\text{Ос}}} \right) = \frac{3 \cdot 10^{-3}}{3} \left( \frac{1}{6,28 \cdot 10^6 \cdot 10^4} \right) \approx 0,01 \text{ (пФ)}.$$

Как следует из проведенного расчета, динамический диапазон метода проходного конденсатора составляет почти четыре порядка, что представляется достаточным. Смещение диапазона измеряемых емкостей в сторону больших значений можно достичь уменьшением либо частоты тестового сигнала, что не всегда возможно, либо уменьшением сопротивления в цепи обратной связи операционного усилителя.

Важное преимущество данного метода перед другими – принципиально линейная зависимость выходного напряжения от величины измеряемой емкости остается неизменной во всем диапазоне изменяемых величин.

**Амплитудно-фазовый метод измерения.** В рассмотренных выше методах измерения полупроводниковой емкости игнорировались активные потери  $R_x$ , отражающие наличие в твердом теле механизмов диссипации энергии. Влияние активных потерь на результаты измерения емкости возрастает с понижением частоты тестового сигнала и при  $R_x \leq 1/\omega C_x$ , доминирующим эквивалентным элементом полупроводникового прибора становится его активное дифференциальное сопротивление. Для нахождения двух неизвестных величин: емкости и сопротивления прибора – необходимо два измерения его параметров или их комбинаций. Таковыми целесообразно взять ампли-

туду напряжения тестовой частоты, измеренной на выходе измерительной цепи, например квадратичным детектором, и его фазу  $\varphi$  относительно тестового напряжения  $U_T$ :  $\varphi = \varphi_T - \varphi_x$ . Измерение разности фаз возможно фазовым детектором.

*Вариант 1.* Последующие нахождения реальной и мнимой частей импеданса исследуемого полупроводникового двухполюсника сводятся к умножению амплитуды сигнала измерителя на геометрические функции разности фаз:

$$\operatorname{Re}(U_x) = R_x \cdot J_T = \frac{2}{\sqrt{\pi}} |U_x| \cdot \cos \varphi; \quad \operatorname{Im}(U_x) = \left( \frac{1}{\omega C_x} \right) \cdot J_T = \frac{2}{\sqrt{\pi}} |U_x| \cdot \sin \varphi.$$

Здесь  $J_T$  – ток через измеряемый двухполюсник. Если в качестве источника тестового сигнала использовать генератор тока  $J_T$ , то неизвестные составляющие импеданса полупроводникового прибора будут найдены по выражениям:

$$R_x = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \cdot \frac{|U_x|}{J_T} \cdot \cos \varphi; \quad C_x = \frac{\sqrt{\pi}}{2} \cdot \frac{J_T}{|U_x|} \cdot \left( \frac{1}{\omega \cdot \sin \varphi} \right). \quad (4)$$

Как следует из выражений (4), в данном методе отсутствуют ограничения на величину измеряемой емкости, поскольку последняя определяется синусом разности фаз и потому может меняться от конечной величины до очень больших значений, когда разность фаз приближается к нулю.

*Вариант 2.* Одна из конкретных реализаций данного подхода к измерению емкости, основанная на методе проходного конденсатора, расширяет метрологические возможности этого метода за счет учета активного сопротивления полупроводникового прибора и использования фазового детектора для разделения напряжения.

В этом случае параллельно емкости  $C_x$  подключается активное сопротивление  $R_x$  (см. рис. 1, в). Тогда вместо емкости на входе ОУ необходимо рассматривать импеданс двухполюсника  $Z_x$ :

$$Z_x = \frac{R_x \cdot (1/j\omega C_x)}{R_x + (1/j\omega C_x)} = \frac{R_x}{1 + \omega^2 \tau_x^2} - j \frac{\omega R_x \tau_x}{1 + \omega^2 \tau_x^2},$$

где  $\tau_x = R_x C_x$ . Напряжение на выходе первого ОУ будет

$$U_{\text{ВЫХ}}^{(1)} \cong U_T \left[ \frac{R_{\text{ОС}}}{\operatorname{Re}(Z_x) + j \operatorname{Im}(Z_x)} \right] = U_T \left[ \frac{R_{\text{ОС}} (1 + \omega^2 \tau_x^2)}{R_x (1 - j\omega \tau_x)} \right] = U_T \frac{R_{\text{ОС}}}{R_x} (1 + j\omega \tau_x).$$

Если частота тестового сигнала мала:  $\omega \tau_x \ll 1$ , то  $U_{\text{ВЫХ}}^{(1)} \cong U_T R_{\text{ОС}} / R_x$ , т.е. на выходе измерительной цепи будет напряжение, обратно пропорциональное активному сопротивлению  $R_x$ . Если же частота тестового сигнала велика так, что  $\omega \tau_x \gg 1$ , то  $U_{\text{ВЫХ}}^{(1)} \cong j U_T \omega C_x R_{\text{ОС}}$ , что подтверждает правильность вычислений. Значит, по реальной и мнимой частям напряжения  $U_{\text{ВЫХ}}^{(1)}$  можно найти эквивалентную емкость и эквивалентное сопротивление полупроводникового прибора:

$$\left( \frac{U_{\text{ВЫХ}}^{(1)}}{U_T} \right) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \sqrt{\left( \frac{R_{\text{ОС}}}{R_x} \right)^2 + (\omega C_x R_{\text{ОС}})^2} \cdot \exp(j\varphi).$$

Откуда найдем:  $\left( \frac{R_{\text{ОС}}}{R_x} \right) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \cdot \frac{|U_{\text{ВЫХ}}^{(1)}|}{U_T} \cdot \cos(\varphi)$ ;  $(\omega C_x R_{\text{ОС}}) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \cdot \frac{|U_{\text{ВЫХ}}^{(1)}|}{U_T} \cdot \sin(\varphi)$ .

Окончательные выражения для нахождения компонент двухполюсника будут

$$R_x = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \cdot \frac{|U_T|}{|U_{\text{ВЫХ}}^{(1)}|} \cdot \left( \frac{R_{\text{ОС}}}{\cos(\varphi)} \right); \quad C_x = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \cdot \frac{|U_{\text{ВЫХ}}^{(1)}|}{|U_T|} \cdot \frac{\sin(\varphi)}{\omega R_{\text{ОС}}}. \quad (5)$$

*Вариант 3.* С. Другая реализация данного метода, основанная на методе емкостного делителя с вычитанием тестового сигнала из сигнала с измеряемого прибора, описана в работе [4]. Для последовательной схемы замещения емкость и сопротивление получены из следующих выражений:

$$C_x = C_{ЭТ} \left( \frac{\frac{2}{\sqrt{\pi}} \cdot \frac{|U_x|}{J_T} \cdot \sqrt{1 + \operatorname{tg}^2(\varphi)}}{1 - 2 \frac{2}{\sqrt{\pi}} \cdot \frac{|U_x|}{J_T} \cdot \sqrt{1 + \operatorname{tg}^2(\varphi)}} \right); \quad R_x = \frac{\operatorname{tg}(\varphi)}{\omega C_{ЭТ}} \cdot \left( \frac{C_{ЭТ} + 2C_x}{C_x} \right). \quad (6)$$

Они показывают, что измерение фазы позволяет значительно расширить диапазон измеряемой емкости, дополняя это возможностью измерения активного сопротивления прибора.

Как показали экспериментальные исследования, в данном методе определяющее влияние на точность измерения емкости оказывает точность определения фазы (в отечественных фазометрах на частоте 1 МГц она составляет величину порядка  $1^\circ$  и больше). Значительную ошибку может внести также квадратичный детектор из-за узкого динамического диапазона, так, даже если он выполнен из современных комплектующих мировых производителей, например, на микросхеме AD536D14.

Использование цифровой техники позволяет расширить диапазон измеряемых параметров двухполюсника, повысить точность их определения, а также уменьшить количество приборов, необходимых для реализации измерителя емкости [13]. На рис. 2 показана блочная структура аппаратно-программного модуля, использующая цифровую технику и программирование. Применение данного модуля позволяет исключить из схемы измерения квадратичный детектор и фазометр, заменив их двумя аналого-цифровыми преобразователями (АЦП) с буферной памятью и применив программу обработки массивов  $U_x(t)$  – временной зависимости напряжения на выходе блока измерения импеданса прибора, например, по методу проходного конденсатора и  $U_T(t) - U_x(t)$  – временной

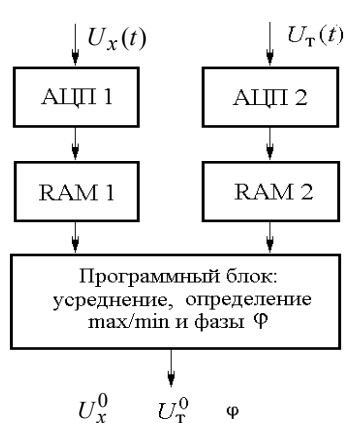


Рис. 2. Аппаратно-программный модуль измерения амплитуды и фазы

зависимости тестового напряжения. Результатом обработки являются амплитуды напряжений –  $U_x^0$  и  $U_T^0$ , сдвиг фаз между ними  $\varphi$ , а также аналитические выражения для  $U_x(t)$  и  $U_T(t)$ :  $U_x(t) = U_x^0 \sin(\omega t + \varphi)$  и  $U_T(t) = U_T^0 \sin(\omega t)$ . Последнее позволяет снизить ошибку определения фазы до ошибки измерения напряжения АЦП (до 0,015%).

На основании проведенного рассмотрения методов измерения эквивалентных параметров приборов можно сделать вывод, что метод проходного конденсатора с дополнением его аппаратно-программным модулем измерения амплитуды и фазы напряжения позволяет создать измеритель параметров полупроводникового прибора с широким диапазоном измерения емкости и сопротивления, высокой точностью измерения, исследовать параметры двухполюсника в широком частотном диапазоне, а также уменьшить массогабариты и стоимость комплекса. Применение микропроцессорной техники и программы управления измерением делает такой комплекс полностью автоматизированным.

**Структура автоматизированного комплекса.** Разработанный автоматизированный комплекс (АК) предназначен для исследования свойств полупроводниковых приборов:  $p-n$ -переходов, гетероструктур, МДП-структур, диодов Шоттки и т.д. путем измерения оптимального набора характеристик: ВФХ и ВАХ, фотопроводимости и фотоЭДС, а также флуктуационных свойств исследуемого прибора. Характеристики могут быть измерены в зависимости от таких независимых переменных, как напряжение на двухполюснике требуемой формы, частота тестового сигнала, мощность фоновой засветки, длина волны оптического излучения.

Конструктивно комплекс представляет устройство, состоящее из взаимосвязанных блоков: аналогового блока, оптического блока, цифрового блока, блока коммутации, адаптера «USB 2.0 – Com», зондового устройства, блока питания. Состав отдельных блоков показан на рис. 3.

Аналоговый и цифровой блоки собраны в отдельных корпусах для исключения влияния цифровых наводок на входы аналоговых модулей комплекса. Аналоговый блок представляет собой печатную плату, на которой собраны модули, реализующие на элементном уровне выбранные методики измерения: ВФХ, ВАХ, фотоЭДС и шумового напряжения исследуемого прибора. Переключение модулей аналогового блока в соответствии с заданной программой измерения осуществляет блок коммутации, состоящий из девяти электромагнитных реле со схемой светодиодной индикации состояниями реле. Этими же реле исследуемый полупроводниковый прибор, располагаемый в зондо-

вом устройстве, подключается к аналоговым модулям. Управление их работой осуществляется кодом, генерируемым выходным регистром.

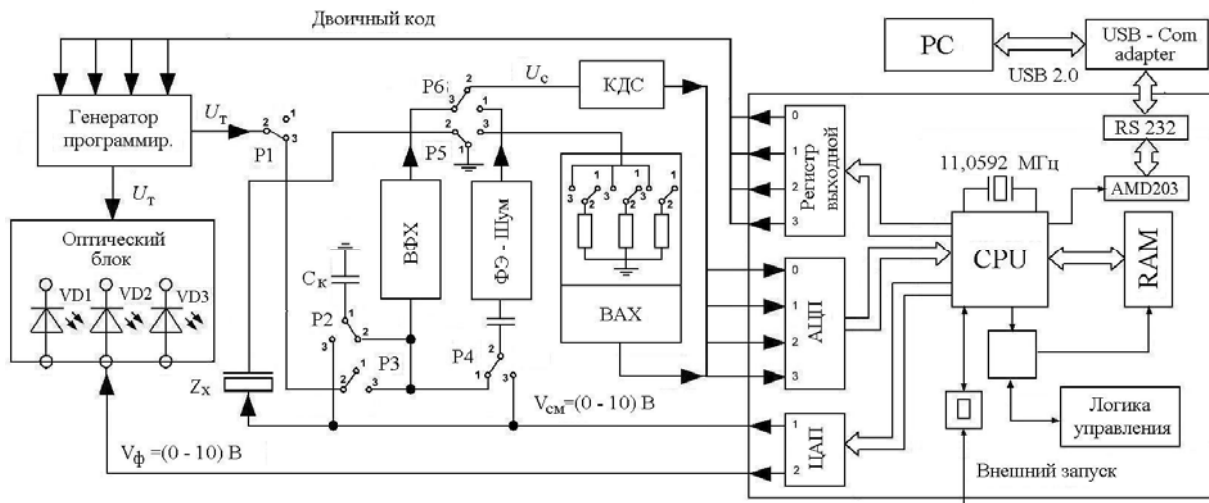


Рис. 3. Блочная структура автоматизированного комплекса

Цифровой блок собран на базе микроконвертора ADuC812, дополненного шестью 8-разрядными выходными регистрами ввода и шестью 8-разрядными входными регистрами для работы с внешними устройствами. Микропроцессор чипа принимает команды с центрального процессора – PC и управляет работой мультиплексированным 12-разрядным АЦП, двумя 12-разрядными цифро-аналоговыми преобразователями (ЦАП), регистрами ввода и выхода. Поскольку микропроцессор обменивается данными с внешними устройствами по протоколу RS232, который на современных PC заменен на USB 2.0, то для связи микропроцессора ADuC812 с центральным процессором используется адаптер «USB 2.0 – Com», собранный на микросхеме FT232RL.

Помимо аналогового и цифрового модулей в состав АК входит оптический блок, задача которого – засветка исследуемого прибора излучением с требуемыми параметрами при исследовании фотоэлектрических и шумовых характеристик. Для этой цели в корпусе оптического блока размещены светодиоды на длины волн 0,45, 0,55 и 0,64 мкм. Светодиоды переключаются программно и могут работать как в режиме немодулированного излучения регулируемой мощности, так и в режиме модуляции излучения переменным напряжением с частотой от 10 Гц до 1 МГц. Для этого в оптическом блоке размещен программируемый генератор синусоидального напряжения амплитудой 15 В, управляемый, как и переключение светодиодов, двоичным кодом, генерируемым выходным регистром цифрового блока.

Программное обеспечение комплекса включает в себя программу управления процессом измерения перечисленных характеристик при различных значениях параметров, а также программы обработки результатов измерений как по стандартным методикам, так и уникальным. Программы написаны на языках высокого уровня, обеспечивающих наглядный интерфейс пользователя, удобство и простоту управления экспериментом, а также высокую скорость обработки результатов, наглядность их отображения.

Работа с комплексом заключается в загрузке в PC программы измерения, установке в зондовое устройство комплекса исследуемого полупроводникового прибора и последующем управлении процессом измерения по запросам, выдаваемым программой в местах выбора условий измерения и обработки.

**Экспериментальные результаты.** Экспериментальные исследования светодиодных гетероструктур из InGaN/GaN и фоторезисторов из CdSe и других полупроводниковых приборов показали, что данный автоматизированный комплекс обладает оптимальным набором измерительных возмож-



Рис. 4. Внешний вид автоматизированного комплекса

ностей, удобным конструктивом, а также наглядным пользовательским интерфейсом. При этом достигнуты следующие диапазоны измерения параметров и точности их определения:

- измерение постоянного тока в диапазоне от 10 пА до 6 мкА с точностью 1 пА;
- измерение ВФХ на частотах от 10 кГц до 1 МГц в диапазоне  $(0,5 \div 4000)$  пФ с точностью не хуже 0,1 пФ;
- диапазон напряжения смещения на исследуемом объекте от  $-10$  до  $+10$  В с точностью выставления 4 мВ;
- диапазон измерения фотоэдс/фотопроводимости от 100 мкВ до 100 мВ в частотном диапазоне от 10 Гц до 100 кГц с точностью 10 мкВ;
- диапазон измерения шумового напряжения от 1 мкВ до 10 мВ с точностью не хуже 1% в частотном диапазоне от 10 Гц до 10 кГц.

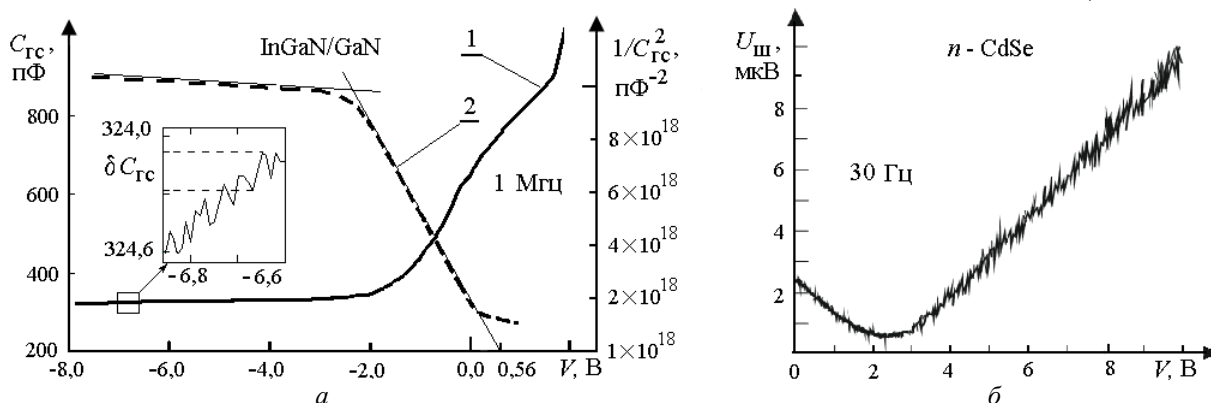


Рис. 5. ВФХ гетероструктуры InGaN/GaN (1) и рассчитанная из нее зависимость  $1/C^2(V)$  (2) – а; зависимость шумового напряжения на частоте 200 Гц от напряжения смещения фоторезистора CdSe при фоновой засветке – б [16]

В качестве демонстрации метрологических возможностей автоматизированного комплекса и информативности получаемых с его помощью результатов на рис. 5, а показана экспериментальная ВФХ гетероструктуры InGaN/GaN фирмы «SemiLED», измеренная на частоте 1 МГц [14]. На вставке к рисунку показан фрагмент ВФХ, доказывающий возможность вычисления энергетического барьера в гетероструктуре и достигнутую точность измерения емкости на уровне 0,05%. На рис. 5, б приведена полевая зависимость шумового напряжения фоторезистора [15] из CdSe в условиях фоновой засветки видимым излучением [16]. Из данного рисунка видно, что разработанный комплекс уверенно выделяет шум фоторезистора на фоне аппаратных шумов в широком диапазоне напряжений смещения, регистрируя также изменение уровня шумового напряжения с изменением мощности фоновой засветки.

**Выводы.** На основании выполненного обзора информативности различных характеристик полупроводниковых приборов предложен оптимальный набор параметров, исследование зависимостей которых от различных независимых переменных позволяет получить максимальный объем взаимодополняющей информации об электрических свойствах исследуемого прибора. К таким параметрам отнесены: эквивалентная емкость и эквивалентная проводимость двухполосника, фотоЭДС и фотопроводимость (или обратные им мощность генерируемого электромагнитного излучения), шумовое напряжение, измеряемые в зависимости от напряжения смещения, частоты тестового сигнала, длины волны оптического излучения, мощности фоновой засветки.

Проведено сравнение различных методик измерения полупроводниковой емкости с позиций размеров их частотного и динамического диапазонов, а также точности измерения. Установлено, что для исследования высокочастотной емкости лучшие результаты измерений обеспечивает метод проходного конденсатора в модификации с расширителем его частотных свойств. Для исследования емкости и сопротивления прибора лучшими параметрами обладает амплитудно-фазовый метод совместно с аппаратно-программным блоком на основе АЦП с буферной памятью.

Описана структурная схема разработанного автоматизированного комплекса, реализующего широкие метрологические возможности измерительных методик с высокой точностью измерения,



малыми габаритами и низкой себестоимостью. Указаны основные измеряемые характеристики, диапазоны изменения независимых параметров процесса измерения и достигаемая точность измерения. На примере приведенных результатов экспериментальных исследований емкостных свойств гетероструктур на основе InGaN/GaN и шумов фоторезисторов из CdSe доказана применимость комплекса для учебных целей и научных исследований.

#### Литература

1. Беляков А.В. Программный комплекс для исследования статистических характеристик шумовых процессов / А.В. Беляков, М.Ю. Перов, А.В. Якимов // Вестник ННГУ им. Н.И. Лобачевского. Серия: Радиофизика. – 2004. – Вып. 2. – С. 143–153.
2. Костюков С.А. Измерительный комплекс спектроскопии низкочастотных шумов полупроводниковых диодных структур / С.А. Костюков, А.В. Ермачихин, В.Г. Литвинов и др. // Измерительная техника. – 2013. – № 9. – С. 61–64.
3. Сергеев В.А. Автоматизированная установка для измерения вольт-фарадных характеристик гетеропереходных светодиодов с повышенным разрешением / В.А. Сергеев, И.В. Фролов, А.А. Широков // Приборы и техника эксперимента. – 2014. – № 1. – С. 137–138.
4. Войцеховский А.В. Фотоэлектрические МДП структуры из узкозонных полупроводников / А.В. Войцеховский, В.Н. Давыдов. – М.: Сов. радио, 1990. – 327 с.
5. Смирнов В.И. Аппаратно-программный комплекс для измерения теплового импеданса светодиодов / В.И. Смирнов, В.А. Сергеев, А.А. Гавриков, Д.И. Корунов // Приборы и техника экспериментов. – 2013. – № 1. – С. 135–136.
6. Зубков В.И. Автоматизированная установка для емкостных исследований на базе МЦЕ-13АМ / В.И. Зубков, А.В. Соломонов // Изв. ЛЭТИ. – 1986. – Вып. 365. – С. 97–100.
7. Тревис Дж. LabView для всех / Дж. Тревис. – М.: ДМК; ПриборКомплект, 2004. – 537 с.
8. Зи С. Физика полупроводниковых приборов / пер. с англ. под ред. Р.А. Сурица. – М.: Мир, 1984. – 453 с.
9. Разуменко Д. Низкочастотные шумы электронных компонентов как инструмент диагностики внутренних дефектов // Компоненты и технологии. – 2008. – № 9. – С. 168–174.
10. Давыдов В.Н. Запаздывающие структурные изменения в полупроводниках, стимулированные магнитным полем / В.Н. Давыдов, Е.А. Лоскутова, Е.П. Найден // Физика и техника полупроводников. – 1989. – Т. 23, № 9. – С. 1696–1700.
11. Закгейм А.Л. Низкочастотный шум в исходных и деградировавших синих InGaN/GaN-светодиодах / А.Л. Закгейм, М.Е. Левинштейн, В.П. Петров, Н.М. Шмидт // Физика и техника полупроводников. – 2012. – Т. 46, № 2. – С. 219–223.
12. Зайцев Н.Г. Измерение емкости МДП-структуры с помощью дифференцирующего усилителя / Н.Г. Зайцев, В.Н. Давыдов, П.Е. Троян // Матер. Всерос. науч.-техн. конф. «Научная сессия ТУСУР–2006». 4–7 мая 2006. – Томск: В-Спектр, 2006. – Ч. 4. – С. 77–80.
13. Ратхор Т.С. Цифровые измерения. АЦП/ЦАП. – 2-е изд. / пер. с англ. под ред. Е.Л. Свинцова. – М.: Техносфера, 2006. – 394 с.
14. Давыдов В.Н. Профиль концентраций носителей заряда в квантово-размерных гетероструктурах / В.Н. Давыдов, В.Л. Олейник // Матер. Всерос. науч.-техн. конф. «Научная сессия ТУСУР–2013», 15–17 мая 2013 г. – Томск: В-Спектр, 2013. – Ч. 2. – С. 44–49.
15. Мирский Г.Я. Аппаратное определение характеристик случайных процессов. – М.: Энергия, 1972. – 456 с.
16. Давыдов В.Н. Шумовые свойства фоторезисторов на основе селенида кадмия при фоновой засветке / В.Н. Давыдов, И.М. Мусина, А.С. Гребенников // Изв. вузов. Физика. – 2012. – № 3. – С. 90–96.

---

#### Давыдов Валерий Николаевич

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

Тел.: (8-382-2) 41-35-07

Эл. почта: dvn@fet.tusur.ru

**Новиков Денис Александрович**

Студент 5-го курса каф. электронных приборов ТУСУРа

Тел.: (8-382-2) 41-35-07

Эл. почта: dvn@fet.tusur.ru

Davydov V.N., Novikov D.A.

**Measuring methods and automated system for investigation of opto- and nanoelectronic devices**

In the research, we defined a set of complementary features, and implemented their chosen measuring methods, which are used to study the optical and electrical properties of semiconductor devices and structures. The choice of methodology is based on achieving wide frequency and dynamic ranges, high accuracy, and technical ease of implementation and the possibility of automation. The design and measurement capabilities of the developed automated system is described. Experimental studies of the capacitive properties of the InGaN/GaN heterostructures and the noise voltage of CdSe photoresistor confirmed extensive metrological capability and high measurement accuracy of semiconductor devices.

**Keywords:** automated complex, the method of capacitive divider, bridge method, method of through capacitor, amplitude-phase method, current-voltage characteristics, photoconductivity, noise voltage.

---

УДК 621.317.7

А.А. Савин

## Статистический анализ алгоритмов верификации векторных анализаторов цепей для зондовых измерений

Рассмотрены алгоритмы верификации векторных анализаторов цепей, основанные на использовании специальной модели прибора во временной области. Выполнено моделирование алгоритмов и статистический анализ оценок эффективных параметров в диапазоне частот до 110 ГГц для условий, характерных использованию в составе зондовой установки.

**Ключевые слова:** векторный анализатор цепей, S-параметры, калибровка, эффективные параметры, верификация, систематическая погрешность

**Алгоритмы верификации векторных анализаторов цепей.** Измерения электрических параметров полупроводниковых приборов выполняются при помощи зондовой станции, позволяющей подключить средства измерений непосредственно к тестируемому устройству. Для определения S-параметров зонды станции подключают к векторному анализатору цепей (ВАЦ) [1]. Калибровка измерительной установки должна обеспечивать плоскость измерений в области чувствительных элементов зондов. Для этого калибровочные элементы можно изготовить на полупроводниковой пластине вместе с тестируемыми устройствами. Однако часто используют специальные калибровочные пластины, которые могут быть изготовлены из различных материалов, в том числе диэлектрических. Основная задача такой пластины – обеспечить для используемых зондов калибровку в нужном сечении и с требуемым волновым сопротивлением. Используемые пластины должны быть механически прочными, а электрические параметры калибровочных элементов должны иметь высокую повторяемость.

Прецизионную точность векторных измерений можно реализовать при использовании специальных алгоритмов семейства TRL и качественных калибровочных мер на пластине. Основные аспекты алгоритмов калибровки ВАЦ рассмотрены в [2]. Подтверждение метрологических характеристик современных ВАЦ выполняется при помощи специальной процедуры, называемой верификацией. Некоторые из известных способов верификации требуют наличия эталонного калибровочного набора мер [3]. В настоящее время существуют отечественные эталонные (верификационные) стандарты, которые позволяют проследить точность измерений в коаксиальном и волноводном трактах. Для зондовых измерений существуют только зарубежные эталоны. Между тем методы, которые используются в коаксиальном тракте, можно адаптировать и использовать на пластине. В работе [4] впервые предложен подобный алгоритм верификации ВАЦ, позволяющий определить оценки эффективных параметров одного порта прибора. Алгоритм выполняет квазиоптимальную фильтрацию измерений при разделении эффективных параметров во временной области. Важно отметить, что формируемые с помощью данного алгоритма комплексные (векторные) оценки могут быть использованы для выполнения дополнительной коррекции измерений, что существенно повышает их точность [5]. Возможность применения синтезированных на основе марковской теории нелинейной фильтрации алгоритмов экспериментально подтверждена для коаксиальных измерений в многочисленных работах [4–7]. Работоспособность при низком разрешении во временной области показана в [6]. Результаты при верификации одновременно двух портов ВАЦ приведены в [7], где также выполнен эксперимент на пластине в диапазоне частот до 110 ГГц. Однако использование сигма-точечного фильтра Калмана (или UKF от unscented Kalman filter) при формировании оценок требует значительных вычислительных ресурсов. По этой причине синтезирован и рассмотрен в работе [8] упрощенный алгоритм получения оценок эффективных параметров ВАЦ. Данный алгоритм использует линейную модель верификационных измерений, и решение определяется с помощью метода наименьших квадратов (МНК). Экспериментальная апробация алгоритма выполнена при помощи измерений на пластине в диапазоне до 110 ГГц. Дальнейшее упрощение, которое предполагает постоянство эффективных параметров в некоторой узкой полосе частот, сделано в [9]. Применимость и точность показаны путем сопоставления оценок различных алгоритмов при обра-

ботке данных, которые получены в коаксиальном тракте. Необходимо выделить адаптивный алгоритм формирования оценок, который приведен в [10]. Данный алгоритм не требует априорной информации о параметрах отражения верификационных стандартов. Подробные экспериментальные исследования выполнены на двухпортовой зондовой установке, работающей в диапазоне до 70 ГГц.

Основой всех разработанных алгоритмов является специальная модель измерительной системы. Модель состоит из набора компонент, каждая из которых обладает собственными уникальными частотными свойствами. Используя различные аппроксимации, производится описание частотных свойств компонент с помощью набора опорных отчетов. Возможность выделения (фильтрации) при наблюдении суммарного сигнала определена разнесением компонент во временной области за счет использования линии передачи в качестве основного верификационного стандарта. В настоящее время актуальной является проблема построения отечественной эталонной базы для выполнения прецизионных измерений параметров устройств на полупроводниковой пластине. С целью подтверждения возможности применения разрабатываемых алгоритмов при верификации ВАЦ необходимо выполнить их статистическое исследование. В данной работе рассмотрены два основных алгоритма (UKF и МНК) и путем адаптированного математического моделирования определены статистические характеристики точности формируемых оценок эффективных параметров двухпортового ВАЦ. Под адаптацией в данном случае понимается использование реальных условий измерений при работе ВАЦ в составе зондовой станции и специально разработанный метод формирования реализаций частотных характеристик эффективных параметров, которые максимально приближены к наблюдаемым характеристикам при физических измерениях в диапазоне до 110 ГГц.

**Условия верификации векторного анализатора цепей в составе зондовой станции.** Большинство существующих калибровочных пластин содержат меры, которые позволяют выполнить калибровку по типу TRL. Существуют две основные особенности данного класса калибровок ВАЦ. Первая заключается в том, что для выполнения калибровки в широкой полосе частот необходимо использовать несколько прецизионных линий передачи различной длины. Для верификации ВАЦ с использованием технологии разделения эффективных параметров во временной области также необходимо использовать прецизионную линию передачи. Следует отметить, что верификационная линия не должна использоваться при калибровке и ее длина должна быть максимальной. Качественно изготовить линию большой длины на пластине достаточно сложная задача. При выполнении экспериментальных исследований на установке в диапазоне до 70 ГГц были использованы линии длиной 7,115 и 20,245 мм. Между тем на использованной верификационной пластине из арсенида галлия максимальная линия имеет длину 40,55 мм. Однако анализ полученных результатов показывает увеличение коэффициента отражения уже для 20 мм линии. По всей видимости, дополнительные отражения возникают на неоднородностях материала подложки, распределенных по длине линии, а также из-за влияния множества соседних элементов на пластине, которые изменяют электродинамические свойства пластины вдоль длины линии. Для исследований в диапазоне до 110 ГГц использована копланарная линия длиной 8,25 мм, изготовленная на пластине из оксида алюминия. Данное сочетание ширины диапазона частот и длины линии обеспечивает наиболее приемлемую разрешающую способность во временной области и максимально точные оценки эффективных параметров. Необходимо подчеркнуть, что верификационная линия не должна быть включена в набор калибровочных линий, качество ее изготовления должно быть на соответствующем уровне, так как данная линия считается эталонной при расчете оценок эффективных параметров ВАЦ.

Вторая особенность калибровки TRL состоит в том, что перед выполнением калибровки используется специальная коррекция переключателя, изменяющего направление зондирования сигнала. В результате число неизвестных параметров в модели ВАЦ (потокосом графе) уменьшается до 8. Возможность применения коррекции переключателя должна быть обеспечена высокой стабильностью его параметров во времени (т.е. отсутствием дрейфа). Свойства переключателя являются внутренним параметром прибора, и технология его исключения может быть использована как при коаксиальных измерениях, так и при измерениях на пластине. При этом прочие параметры ВАЦ зависят от волнового сопротивления калибровочного набора. Обычно коаксиальные калибровочные меры обеспечивают волновое сопротивление прибора равным 50 Ом. При работе на пластине волновое сопротивление калиброванного прибора определяется характеристическим сопротивлением калибровочных линий. Как правило, это сопротивление отлично от 50 Ом, особенно в диапазоне до 10–20 ГГц. Алгоритм multiline TRL [11] позволяет определить волновое сопротивление прибора

(линий на пластине) с высокой точностью, поэтому при необходимости можно выполнить пересчет в тракт 50 Ом во всей полосе частот.

С помощью TRL можно выполнить калибровку ВАЦ, который имеет два или более портов. При числе портов более двух можно проводить стандартную двухпортовую TRL калибровку для каждой пары портов. На рис. 1 показан потоковый граф модели калиброванного двухпортового ВАЦ. На рис. 1 обозначены эффективные (действующие после калибровки) параметры прибора:  $D$  – направленность порта;  $M$  – согласование порта;  $T$  – трекинг передачи;  $R$  – трекинг отражения. Нижние индексы указывают на принадлежность параметра первому или второму порту. К параметрам низкого уровня относятся все отражения:  $D$  и  $M$ . Их значения, как правило, не превышают –30 дБ. Остальные параметры – параметры высокого уровня, значения которых близки к 0 дБ.

Оценки эффективных параметров формируются специальным алгоритмом при обработке верификационных измерений. В результате проведенных исследований выработан специальный порядок верификации ВАЦ при работе в составе зондовой станции. Для получения всех необходимых измерений достаточно использовать линию передачи в качестве единственного верификационного стандарта. Минимальное количество манипуляций обеспечивает следующая последовательность. Зонд первого порта ВАЦ подключается к входу первого порта верификационной линии и измеряется коэффициент отражения при прямом зондировании (из первого порта во второй). При этом второй порт линии оказывается ненагруженным, т.е. работает в режиме холостого хода. Далее, не перемещая зонд первого порта, зонд второго порта ВАЦ подключается ко входу второго порта линии. Выполняются измерения полной матрицы  $S$ -параметров верификационной линии в рабочей полосе частот ВАЦ. И, наконец, отключается зонд первого порта, обеспечивая режим холостого хода первого порта линии, и производится измерение коэффициента отражения при обратном зондировании (из второго порта в первый). Порядок измерений схематично показан на рис. 2.

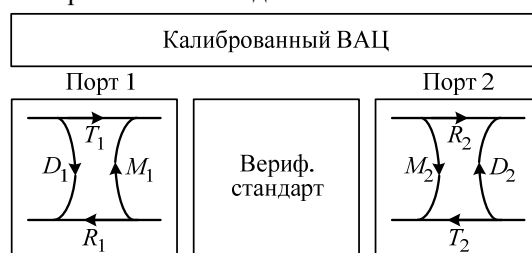


Рис. 1. Модель двухпортового ВАЦ

Определим математические модели верификационных измерений. В частотно-панорамном приборе измерения поступают последовательно во времени при перестройке частоты зондирующего сигнала (обычно при увеличении частоты). Обозначим через  $k$  номер частотной точки, а общее число измерение –  $K$ . Тогда измеренное значение коэффициента отражения на первом шаге верификации в соответствии с моделью калиброванного ВАЦ (см. рис. 1) можно записать в виде

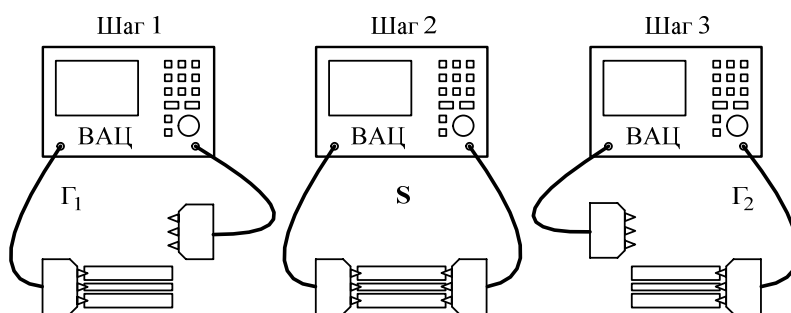


Рис. 2. Последовательность действий при верификации

$$\Gamma_1(k) = D_1(k) + T_1(k)R_1(k) \cdot [L^2(k)G(k)] + M_1(k) \cdot T_1(k)R_1(k) \cdot [L^2(k)G(k)]^2 + n_1(k), \quad (1)$$

где  $L$  – коэффициент передачи линии в одном направлении;  $G$  – коэффициент отражения открытого порта линии; здесь и далее с помощью  $n$  обозначаем шум соответствующих измерений. Выражение (1) записано без учета многократных отражений, уровень которых ввиду малости эффективных параметров соизмерим с уровнем шума измерительной установки. Параметры линии  $L$  и  $G$  можно записать в виде:  $L = L_C \cdot \Delta L$  и  $G = G_C \cdot \Delta G$ , причем  $L_C$  и  $G_C$  – известные расчетные значения,  $\Delta L$  и  $\Delta G$  – погрешности расчета. Выражение для  $\Gamma_2$  при реализации третьего шага верификации аналогично (1), в котором следует заменить индекс 1 на 2. Таким образом, за счет распространения сигнала в линии с коэффициентом  $L_C$  и отражения с коэффициентом  $G_C$  оказываются разделенными во временной области следующие неизвестные сигналы:  $D$ ,  $TR \cdot (\Delta L^2 \Delta G)$  и  $M \cdot TR \cdot (\Delta L^2 \Delta G)^2$  (для обоих портов). При выполнении второго шага верификации производятся измерения матрицы  $S$ -параметров:

$$\mathbf{S}(k) = \begin{bmatrix} S_{11}(k) & S_{12}(k) \\ S_{21}(k) & S_{22}(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} D_1(k) + M_2(k) \cdot T_1(k) R_1(k) \cdot L^2(k) & T_2(k) R_1(k) \cdot L(k) \\ T_1(k) R_2(k) \cdot L(k) & D_2(k) + M_1(k) \cdot T_2(k) R_2(k) \cdot L^2(k) \end{bmatrix} + \mathbf{n}(k). \quad (2)$$

В записи матрицы (2) можно выделить еще несколько сигналов, которые разделены во временной области:  $D_1$ ,  $D_2$ ,  $M_2 \cdot T_1 R_1 \cdot \Delta L^2$ ,  $M_1 \cdot T_2 R_2 \cdot \Delta L^2$ ,  $T_1 R_2 \cdot \Delta L$ ,  $T_2 R_1 \cdot \Delta L$ . Формулы (1) и (2) получены в предположении, что коэффициенты передачи линии в прямом и обратном направлении равны, а также при равенстве коэффициентов отражения портов линии при работе в режиме холостого хода. Это предположение подтверждается на практике. Отметим три важных обстоятельства. Во-первых, информация о направленности портов содержится и в (1), и в (2). Поэтому точность определения направленности должна быть выше и число неизвестных парциальных сигналов снижается с 12 (общее количество информативных слагаемых из (1) для двух портов и (2)) до 10. Во-вторых, согласование каждого порта можно определить двумя способами: из третьего слагаемого в (1) или из второго слагаемого диагональных элементов в (2). Экспериментальные исследования показали, что на точность определения  $M$  при обработке (1) существенно влияет боковой лепесток во временной области от сигнала высокого уровня (второе слагаемое в (1)). По этой причине в качестве основной оценки согласования будем использовать оценку, полученную при обработке измерений (2). В-третьих, трекинги передачи и отражения присутствуют только в виде произведения. В результате раздельное определение составляющих  $T$  и  $R$  невозможно. Введем обозначения всех информативных сигналов:

$$\begin{aligned} x_1 = D_1; \quad x_2 = T_1 R_1 \cdot (\Delta L^2 \Delta G); \quad x_3 = M_1 \cdot T_1 R_1 \cdot (\Delta L^2 \Delta G)^2; \quad x_4 = M_2 \cdot T_1 R_1 \cdot \Delta L^2; \quad x_5 = T_1 R_2 \cdot \Delta L; \\ x_6 = D_2; \quad x_7 = T_2 R_2 \cdot (\Delta L^2 \Delta G); \quad x_8 = M_2 \cdot T_2 R_2 \cdot (\Delta L^2 \Delta G)^2; \quad x_9 = M_1 \cdot T_2 R_2 \cdot \Delta L^2; \quad x_{10} = T_2 R_1 \cdot \Delta L. \end{aligned} \quad (3)$$

Определение неизвестных из (3) выполняется с помощью технологии фильтрации, которая разработана в [4–10] и предполагает совместную оценку сигналов. Для построения алгоритма необходимо определить векторы состояния и наблюдения. Компоненты вектора наблюдений заданы (1) и (2). Важным этапом синтеза алгоритма является определение взаимосвязи наблюдения и состояния. Для формирования этой связи в работах [4–10] использована специальная модель измерительной системы со спектрально-селективными компонентами. Основная особенность модели в том, что каждый парциальный сигнал в наблюдаемой сумме локализован в окрестности известного значения параметра (при верификации ВАЦ – задержка) и его спектральные свойства заданы ограниченным набором опорных отсчетов. Количество точек измерений  $K$  в полосе работы ВАЦ может быть достаточно большим. Число опорных отсчетов для представления эффективных параметров может быть существенно ниже  $K$ . Так, например, экспериментальные исследования в коаксиальном тракте выполнены в диапазоне частот от 10 МГц до 32 ГГц при выполнении измерений с шагом 10 МГц. Общее число точек измерений равно 3200. При использовании линии длиной 75 мм оптимальный шаг при размещении опорных точек равен 2 ГГц. В результате опорные точки располагаются на частотах 10 МГц, 2 ГГц, 4 ГГц, ..., 32 ГГц, т.е. опорные точки следуют через 200 измерительных. Для расчета оптимального шага по частоте использована следующая приближенная формула [5]:

$$\Delta f \approx 3 \cdot 10^8 / (2 \cdot l \sqrt{\epsilon}). \quad (4)$$

В соответствии с формулой (4) для линии длиной  $l = 8,25$  мм на пластине с эффективной диэлектрической проницаемостью  $\epsilon = 5,1$  шаг составит 8 ГГц. Первая опорная точка размещается в первой измерительной точке либо в 0. Далее частоты опорных точек равны 7, 15, 23, ..., 103 и 110 ГГц. Для обеспечения постоянного шага по частоте крайние опорные точки могут располагаться вне диапазона измерения.

Очевидно, что при таком подходе для получения комплексного значения эффективного параметра в произвольной  $k$ -й измерительной точке необходимо использовать интерполяцию. Вектор состояния  $\mathbf{x}$  необходимо составить из наборов неизвестных, но постоянных в процессе верификации величин, которые характеризуют значения всех информативных сигналов (3), зависящих от эффективных параметров прибора. Размерность вектора состояния равна произведению количества опорных точек по частоте и числа неизвестных информативных сигналов. Вектор наблюдения  $\mathbf{z}$  можно выразить через вектор состояния в общем виде как  $\mathbf{z} = \mathbf{h}[\mathbf{x}]$ . В зависимости от выбранного типа интерполяции вектор-функция  $\mathbf{h}$  может быть линейной или нелинейной. В выполненных ранее исследованиях использованы два основных типа интерполяции: с помощью кубических сплайнов [7] и с помощью функции отсчетов [8]. При использовании сплайнов, из-за сложности и громоздкости

процедуры нахождения коэффициентов интерполяции, полагаем функцию  $\mathbf{h}$  нелинейной. В задачах с большой размерностью состояния и при сложной связи состояния и наблюдения удобно использовать алгоритм UKF [4]. Данный алгоритм не требует расчета матрицы частных производных, так как реализует численные процедуры всех необходимых вычислений в структуре фильтра Калмана. Для полностью нелинейных задач алгоритм UKF реализует более высокую точность в сравнении с расширенным фильтром Калмана, так как позволяет учесть члены выше первого при разложении нелинейной функции в ряд Тейлора. Для линейных задач алгоритм реализует точность линейного фильтра Калмана, т.е. оптимальную по критерию минимума среднего квадрата ошибки. При использовании функции отсчетов для интерполяции частотных характеристик сигналов (3), наблюдения  $\mathbf{z}$  можно представить в виде произведения  $\mathbf{C} \cdot \mathbf{x}$ , где  $\mathbf{C}$  – матрица наблюдений [8]. В итоге решение относительно  $\mathbf{x}$  может быть найдено с помощью алгоритма МНК для комплексных величин. Алгоритм МНК производит расчеты существенно быстрее алгоритма UKF, однако интерполяция функциями отсчетов приводит к характерным искажениям получаемых оценок частотных характеристик эффективных параметров, что особенно заметно для параметров высокого уровня (см. рис. 5 и 6 в [8]). Для устранения наблюдаемого эффекта в данной работе кроме интерполяции функциями отсчетов впервые была использована линейная интерполяция при расчете значений эффективных параметров между опорными комплексными отсчетами. В этом случае коэффициенты интерполяции, составляющие матрицу  $\mathbf{C}$ , линейно изменяются от 1 до 0 для левой опорной точки и от 0 до 1 для правой при возрастании  $k$ .

Итак, после получения оценки вектора состояния  $\mathbf{x}$ , которая содержит оценки опорных значений для каждого парциального сигнала (3), следует выполнить интерполяцию частотных характеристик этих сигналов, т.е. использовать кубические сплайны (после UKF), функции отсчетов или прямые (после МНК). Тогда сформированные оценки  $x_1$  и  $x_6$  будут определять частотные характеристики эффективных направленностей портов ВАЦ  $D_1$  и  $D_2$  соответственно. Оценки  $x_5$  и  $x_{10}$  будут определять частотные характеристики трекингов передачи сигнала из одного порта ВАЦ в другой  $T_1R_2$  и  $T_2R_1$  с погрешностью  $\Delta L$ . Комбинируя ряд оценок, можно получить:

$$\Delta L \Delta G = \sqrt{\frac{\hat{x}_2 \cdot \hat{x}_7}{\hat{x}_5 \cdot \hat{x}_{10}}}. \quad (5)$$

Полагая, что априорная информация о параметрах линии и холостого хода открытого порта линии может быть достаточно точной, значения  $\Delta L$  и  $\Delta G$  близки к 1. Это обеспечивает возможность правильного определения знака перед квадратным корнем в (5). Далее, комбинируя  $x_2$ ,  $x_7$  с (5), получим:

$$T_1 R_1 \cdot \Delta L = x_2 / \Delta L \Delta G; \quad (6)$$

$$T_2 R_2 \cdot \Delta L = x_7 / \Delta L \Delta G. \quad (7)$$

Следовательно, все трекинговые составляющие ВАЦ могут быть получены только с точностью до  $\Delta L$ . И, наконец, эффективные согласования следует определить из  $x_4$  и  $x_9$ :

$$M_2 \approx M_2 \cdot \Delta L = x_4 / x_2 \cdot \Delta L \Delta G; \quad (8)$$

$$M_1 \approx M_1 \cdot \Delta L = x_9 / x_7 \cdot \Delta L \Delta G. \quad (9)$$

При записи (8) и (9) учтено, что влияние  $\Delta L$  на значениях, характерных эффективным параметрам низкого уровня, пренебрежимо мало.

Таким образом, рассмотренный адаптивный подход позволяет полностью исключить влияние неизвестного коэффициента отражения открытого порта линии. Получить точное значение коэффициента передачи гораздо более простая задача, чем определение коэффициента отражения открытого порта. В качестве  $L_C$  можно использовать результаты измерений, которые для некоторых специальных алгоритмов калибровки обеспечивают пренебрежимо малое отклонение  $\Delta L$  от 1. Поэтому основная проблема моделирования при проведении статистического анализа алгоритмов состоит в правильной генерации реализаций эффективных параметров ВАЦ.

**Подход к моделированию эффективных параметров ВАЦ.** Анализ экспериментальных измерений во временной области показывает их локализацию в окрестности задержки, которая определяется длиной верификационной линии. Данный результат следует из причин появления эффективных параметров, а именно из-за неточностей калибровочных мер. Размеры мер, как правило, существенно меньше длины используемой верификационной линии. Таким образом, локальный характер эффективных параметров во временной области означает, что их частотные характеристики являются коррелированными случайными процессами. Интервал частотной корреляции может составлять 10–20 ГГц.

Для моделирования случайных частотных характеристик эффективных параметров ВАЦ воспользуемся понятием формирующего фильтра (ФФ) и методом с использованием преобразования Фурье. Традиционно при моделировании коррелированных процессов во временной области выполняют расчет амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) ФФ в соответствии с требуемыми корреляционными свойствами. Далее, формируя на входе фильтра белый шум, выполняют расчет выходного спектра на выходе путем произведения спектра входного сигнала и АЧХ фильтра. Временная реализация выходного коррелированного случайного процесса является результатом обратного преобразования Фурье от указанного произведения.

Однако в рассматриваемом случае, в отличие от традиционного метода, необходимо получить случайный процесс в частотной области. Некоторый аналог привычной АЧХ ФФ должен быть реализован во временной области. То есть непосредственно временную реализацию белого шума необходимо умножить на некоторую формирующую характеристику и затем с помощью прямого преобразования Фурье получить частотную характеристику. Важно отметить, что при моделировании эффективных параметров высокого уровня нулевой отсчет во временной области должен быть принят равным 1. В качестве формирующей характеристики будем использовать прямоугольную оконную функцию. Интервал корреляции по частоте определяется шириной окна во временной области. Схема алгоритма моделирования приведена на рис. 3. Каналы моделирования не связаны между собой, так как моделируемые эффективные параметры не коррелированы. Дисперсия формирующего шума определяет максимальные значения амплитуды эффективных параметров.

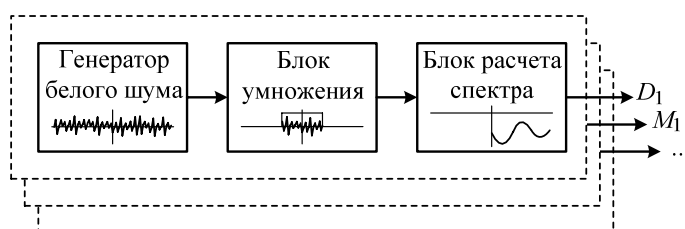


Рис. 3. Обобщенная схема моделирования эффективных параметров

Отметим, что описанный алгоритм формирования случайных процессов не обладает максимальным быстродействием. В задачи исследования не входила разработка быстродействующих алгоритмов моделирования случайных процессов в частотной области. Статистические испытания с целью получения характеристик алгоритмов содержат следующие операции: 1) формирование истинных значений эффективных параметров; 2) моделирование измерений с помощью (1) и (2); 3) расчет оценок десяти парциальных сигналов  $x_1 \dots x_{10}$  с помощью алгоритмов UKF и МНК; 4) комбинирование этих оценок с целью получения окончательных оценок эффективных параметров по приведенным в данной статье формулам; 5) сравнение полученных оценок с истинными значениями и накопление статистических результатов. Рассмотрим результаты моделирования.

**Статистические характеристики оценок эффективных параметров.** С учетом выполненного ранее анализа условий работы ВАЦ в составе зондовой станции и рассмотренного адаптивного алгоритма можно сделать ряд замечаний, актуальных для проведения моделирования. Во-первых, для получения оценок не требуется точная информация о коэффициенте отражения открытого порта линии. Поэтому при моделировании удобно использовать следующие параметры  $G_C = 1$  и  $\Delta G = 1$ . Во-вторых, за исключением направленностей все оценки искажаются множителем  $\Delta L$ . Если при моделировании использовать  $\Delta L = 1$ , то дисперсию полученных оценок легко пересчитать путем ее увеличения на  $\Delta L^2$ . По этой же причине для моделирования коэффициента передачи линии на частоте  $f_k$  можно использовать простую формулу:

$$L_c(k) = \exp[-j2\pi f_k \cdot l \sqrt{\epsilon} / (3 \cdot 10^8)]. \quad (10)$$

Моделирование проведено методом Монте-Карло при статистическом усреднении ансамбля из 50 реализаций. Основные параметры моделирования:

- диапазон частот от 500 МГц до 110 ГГц с шагом 500 МГц ( $K = 220$  измерительных точек);
- длина линии 8,25 мм и эффективная диэлектрическая проницаемость 5,1 (задержка в линии при распространении сигнала в одном направлении составляет примерно 62 пс);
- шаг по частоте при размещении опорных точек 8 ГГц, количество опорных точек 15;
- среднеквадратическое значение аддитивного шума измерений  $10^{-3}$ ;
- способ моделирования эффективных параметров приведен в предыдущем разделе; окно во временной области фильтрует отсчеты до 50 пс для всех параметров; дисперсия формирующего



шума выбрана таким образом, чтобы обеспечить амплитуду параметров низкого уровня не более минус 30–35 дБ и амплитуду параметров высокого уровня в пределах от минус 0,15 до 0,15 дБ;

– алгоритмы расчета оценок UKF и МНК с двумя типами интерполяции.

Для заданных условий примеры реализаций частотных характеристик эффективных параметров при моделировании низкого и высокого уровней приведены на рис. 4, где показаны амплитуды всех восьми параметров в одном эксперименте.

Результаты моделирования измерений удобно анализировать во временной области. Наиболее наглядными являются результаты во временной области для коэффициента отражения линии, которая подключена на проход. В этом случае два сигнала близкого уровня определяют суммарный результат измерения. На рис. 5 приведено сравнение результатов моделирования и реального эксперимента, выполненного при аналогичных настройках прибора. На оси абсцисс приведено однократное расстояние до неоднородности. Отметим достаточно близкое совпадение характера моделированных кривых и экспериментальной кривой. Второй пик на экспериментальной кривой ниже первого, что обусловлено наличием затухания в линии. Отсутствие этого эффекта при моделировании не снижает информативность моделирования и не является принципиальным моментом для исследования среднеквадратических погрешностей оценок эффективных параметров.

Среднеквадратические погрешности (СКП) оценок эффективных параметров низкого и высокого уровней показаны на рис. 6 и 7 соответственно. Для удобства статистические характеристики разности истинных значений и оценок приведены в логарифмическом масштабе. Подписи на рис. 6 и 7 указывают на тип алгоритма, который использовался для получения оценок. Индексы при МНК означают вариант интерполяции: 1 – функцией отсчетов; 2 – линейная. Приведены результаты для прямого зондирования. Для обратного зондирования точности аналогичные. Напомним, что трекинг-овые составляющие анализируются в виде произведений:  $T_1R_1$  и  $T_1R_2$  для прямого зондирования и  $T_2R_2$  и  $T_2R_1$  для обратного.

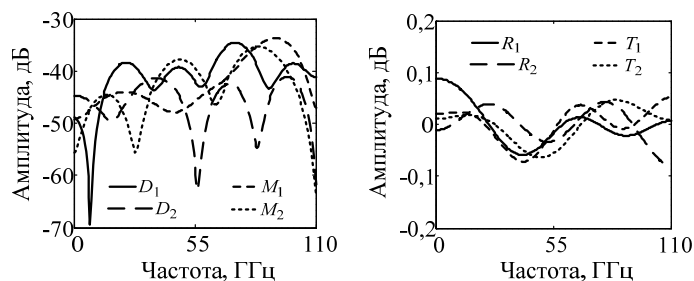


Рис. 4. Ансамбль реализаций эффективных параметров: низкого уровня (слева) и высокого уровня (справа)

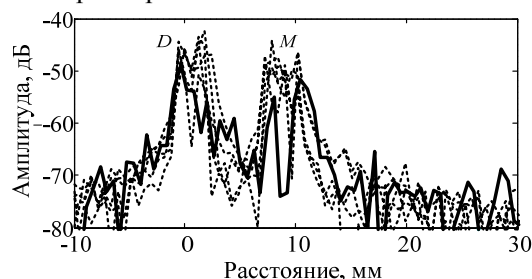


Рис. 5. Диаграмма во временной области для сигнала коэффициента отражения линии на проход: сплошная линия – реальный эксперимент; несколько пунктирных линий – результаты моделирования

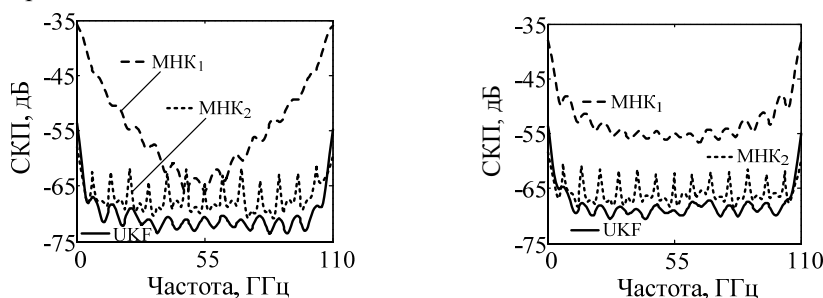


Рис. 6. СКП оценок низкого уровня: направленности первого порта (слева) и согласования второго порта (справа)

Проведем краткий анализ полученных результатов моделирования, выполненного при уровне шума минус 60 дБ, что соответствует стандартному режиму измерений ВАЦ. Эффективная направленность и согласование порта на пластине, как правило, не лучше (не ниже) минус 50 дБ. Точность оценок этих параметров составляет минус 65 дБ и даже лучше. Алгоритм МНК с интерполяцией функциями отсчетов обладает большой методической составляющей погрешности, приводящей к

увеличению среднего значения погрешности оценок. Увеличение погрешности на краях диапазона присуще всем алгоритмам и обусловлено снижением количества измерений, участвующих в формировании оценок опорных значений.

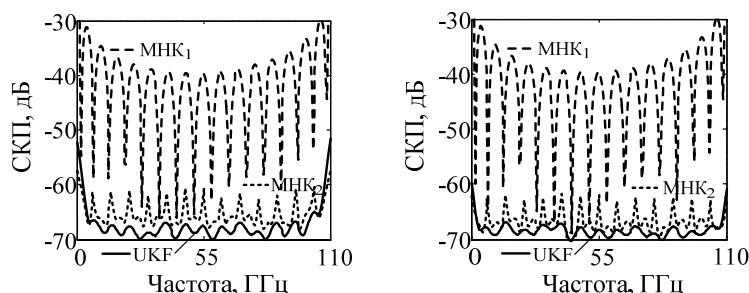


Рис. 7. СКП оценок высокого уровня: трекинга отражения (слева) и трекинга передачи (справа) для прямого зондирования

Характерные локальные уменьшения СКП оценок трекингов на кривой  $MNK_1$  и увеличения на кривой  $MNK_2$  обусловлены спецификой интерполяции и происходят на частотах, определяемых частотами размещения опорных отсчетов. Алгоритмы UKF и  $MNK_2$  обеспечивают вполне приемлемую точность оценок трекинговых составляющих. Среднее значение погрешности оценок трекинга при использовании алгоритма  $MNK_1$  является чрезмерно большим.

Важно отметить, что по результатам моделирования, время для расчета оценок алгоритмом UKF больше аналогичного времени для MNK в  $10^3$  раз. Приведенная относительная характеристика требуемых вычислительных затрат практически не зависит от типа и конфигурации вычислителя.

**Заключение.** Рассмотрены особенности верификации ВАЦ при работе в составе зондовой станции. Определен наиболее эффективный порядок проведения верификационных измерений. На основе специальной модели системы разработан адаптивный алгоритм формирования комплексных оценок эффективных параметров ВАЦ при обработке верификационных измерений. С учетом специфики зондовых измерений и возможностей разработанного алгоритма проведено математическое моделирование и получены статистические характеристики точности оценок эффективных параметров прибора. В условиях, приближенных к реальным, погрешность определения эффективных параметров не превышает минус 60 дБ для двух из трех исследованных алгоритмов. Наибольшей точностью обладает алгоритм UKF, но его вычислительная сложность существенно выше.

Работа выполнена в рамках реализации проекта РФФИ № 14-07-31312 и гранта Президента РФ № МК-3107.2015.8.

#### Литература

1. Добуш И.М. Программное обеспечение для автоматизации измерений, деэмбеддинга и построения линейных моделей СВЧ полевых транзисторов / И.М. Добуш, А.В. Степачева, А.А. Коколов и др. // Доклады ТУСУРа. – 2011. – № 2(24), ч. 2. – С. 99–105.
2. Губа В.Г. Классификация и анализ методов калибровки векторных анализаторов цепей / В.Г. Губа, А.А. Ладур, А.А. Савин // Доклады ТУСУРа. – 2011. – № 2(24), ч. 1. – С. 149–155.
3. Guba V.G. An Automated Method for VNA Accuracy Verification Using the Modified Calibration Comparison Technique / V.G. Guba, A.A. Savin, O.N. Bykova et al. // Proceedings of the 82nd ARFTG Microwave Measurement Conference. – Columbus, USA, 2013. – P. 164–167.
4. Savin A.A. A Novel Factor Verification Technique for One-Port Vector Network Analyzer // Proceedings of the 43rd European Microwave Conference. – Nuremberg, Germany, 2013. – P. 60–63.
5. Савин А.А. Дополнительная коррекция измерений двухпортовых векторных анализаторов цепей / А.А. Савин, В.Г. Губа // 24-я Междунар. Крым. конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2014): матер. конф.: в 2 т. – Севастополь: Вебер, 2014. – Т. 2. – С. 900–901.
6. Savin A.A. Residual Errors Determinations for Vector Network Analyzer at a Low Resolution in the Time Domain / A.A. Savin, V.G. Guba, B.D. Maxson // Proceedings of the 82nd ARFTG Microwave Measurement Conference. – Columbus, USA, 2013. – P. 15–19.

7. Savin A.A. Estimation of Complex Residual Errors of Calibrated Two-Port Vector Network Analyzer / A.A. Savin, V.G. Guba, A. Rumiantsev, B.D. Maxson // Proceedings of the 83rd ARFTG Microwave Measurement Conference. – Tampa, USA, 2014. – P. 1–4.

8. Савин А.А. Линейная обработка верификационных измерений векторного анализатора цепей в составе зондовой станции // Доклады ТУСУРа. – 2014. – № 3(33). – С. 53–57.

9. Savin A.A. Determination of the Complex Residual Errors of a Calibrated One-Port Vector Network Analyzer Using the Ripple Test / A.A. Savin, V.G. Guba // Proceedings of the Asia-Pacific Microwave Conference (APMC-2014). – Sendai, Japan, 2014. – P. 1–3.

10. Savin A.A. Adaptive Estimation of Complex Calibration Residual Errors of Wafer-Level S-Parameters Measurement System / A.A. Savin, V.G. Guba, A. Rumiantsev et al. // Proceedings of the 84th ARFTG Microwave Measurement Conference. – Boulder, USA, 2014. – P. 1–4.

11. Marks R.B. A multi-line method of network analyzer calibration // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 1991. – Vol. 39, issue 7. – P. 1205–1215.

---

**Савин Александр Александрович**

Канд. техн. наук, начальник научного управления ТУСУРа

Тел.: +7-952-806-20-96

Эл. почта: savin@tusur.ru

Savin A.A.

**Analysis of vector network analyzer verification algorithms for wafer-level application**

The paper presents the verification algorithms for vector network analyzers using a special distance-frequency system model. Modeling was conducted for the 110 GHz frequency band at the wafer-level conditions.

**Keywords:** Vector network analyzer, S-parameters, calibration, residual errors, verification, systematic error.

УДК 535.016

А.В. Дышлюк, О.Б. Витрик, Ю.Н. Кульчин

## Сверхчувствительный плазмон-поляритонный рефрактометр на основе нерегулярного металл-диэлектрического световода

Численно исследован новый тип плазмон-поляритонного рефрактометра на основе изогнутого одномодового световода с металлизированной оболочкой. Установлено, что при определенном сочетании радиуса изгиба световода и толщины металлической пленки реализуется сильная связь между фундаментальной и плазмон-поляритонной модами через посредство оболочечных мод шепчущей галереи. Показано, что данный эффект позволяет проводить измерения показателя преломления (ПП) внешней среды как в спектральном, так и в амплитудном режиме регистрации сигнала с разрешением до  $10^{-8}$  ед. ПП.

**Ключевые слова:** лазеры, поверхностный плазмонный резонанс, биосенсорика, плазмон-поляритоны, прецизионная рефрактометрия.

Одним из магистральных направлений исследований в области биосенсорики являются оптические датчики на основе поверхностного плазмонного резонанса (ППР) [1–4]. Благодаря высокой чувствительности и отсутствию необходимости использования флуоресцентных маркеров ППР-сенсоры стали важнейшим инструментом в исследованиях биомолекулярных взаимодействий и получили широкое применение для детектирования химических и биологических аналитов [1, 3, 4]. ППР-сенсоры используют плазмонные колебания, распространяющиеся вдоль границы раздела металл/диэлектрик, для измерения малых вариаций показателя преломления (ПП) диэлектрической среды вблизи границы раздела с разрешением  $10^{-7}$ – $10^{-8}$  единиц показателя преломления (ЕПП) и менее. Как правило, ППР-рефрактометры создаются на основе призм (конфигурация Кречмана), дифракционных решеток, интегральных или волоконных световодов [4–6]. При этом использование волоконных световодов обеспечивает такие преимущества, как варьлируемая длина измерительной базы, отсутствие необходимости юстировки оптических элементов, а также возможность миниатюризации, проведения удаленных измерений и снижения стоимости биосенсорных систем [1, 5, 6]. Наилучшие результаты при создании волоконно-оптических ППР-рефрактометров достигаются в случае использования одномодовых световодов [1, 6]. Однако изготовление таких датчиков требует химического травления или механического удаления части оптической оболочки световода, что снижает их надежность и создает технологические трудности. Другим общим недостатком волоконно-оптических ППР-рефрактометров является, как правило, более низкое разрешение ( $10^{-5}$ – $10^{-6}$ ) по сравнению с объемными системами, например, на основе конфигурации Кречмана [1]. Поэтому актуальной задачей представляется поиск новых принципов ППР-сенсоров на основе одномодовых волоконных световодов, которые были бы лишены указанных недостатков.

В работе [7] было показано, что ППР в одномодовом световоде может быть возбужден без нарушения целостности световода при напылении металлической пленки непосредственно на его оптическую оболочку. Взаимодействие распространяющейся по сердцевине фундаментальной моды (ФМ) с пленкой реализуется в этом случае опосредованно через оболочечные моды изогнутого ВС. Данный эффект может быть использован для создания прецизионных волоконно-оптических ППР-рефрактометров нового типа. Однако для корректного описания работы таких датчиков требуется детальный анализ процессов распространения направляемого излучения в деформированном одномодовом ВС с металлизированной оптической оболочкой, чему и посвящена настоящая работа.

**Методология и результаты.** Объектом исследования является стандартный одномодовый волоконный световод, состоящий из кварцевых сердцевины и оболочки и полимерного покрытия с показателями преломления соответственно  $n_1 = 1,4504$ ,  $n_2 = 1,4447$ ,  $n_3 \sim 1,5$  и радиусами  $\rho_1 = 4,15$  мкм,  $\rho_2 = 62,5$  мкм,  $\rho_3 = 125$  мкм. С центрального участка световода удаляется полимерное покрытие и на его оголенную кварцевую оболочку наносится тонкая пленка из серебра, после чего этот участок изгибается с постоянным радиусом кривизны. Изогнутый участок 2 помещается в среду с подлежащим измерению показателем преломления  $n_0$ , который, как полагается, находится в

диапазоне 1,3–1,44. Излучение вводится и выводится из участка 2 через прямые отрезки того же световода с сохраненным полимерным покрытием – 1 и 3 (рис. 1). Анализ распространения света по такой структуре проводится численно методом разложения по направляемым модам (Eigenmode Expansion (EME)) [8]. Для упрощения расчетов цилиндрический волоконный световод со ступенчатым профилем ПП заменяется на эквивалентный планарный световод с эффективным градиентным профилем ПП –  $n'_1$ , рассчитанным по методике эффективного показателя преломления (Effective Index Method) (см. рис. 1, вставка 1) [9]. Такая замена исключает из рассмотрения некоторые из мод участка 2, однако позволяет значительно сократить объем вычислений, не нарушая при этом физической сути рассматриваемых явлений [9].

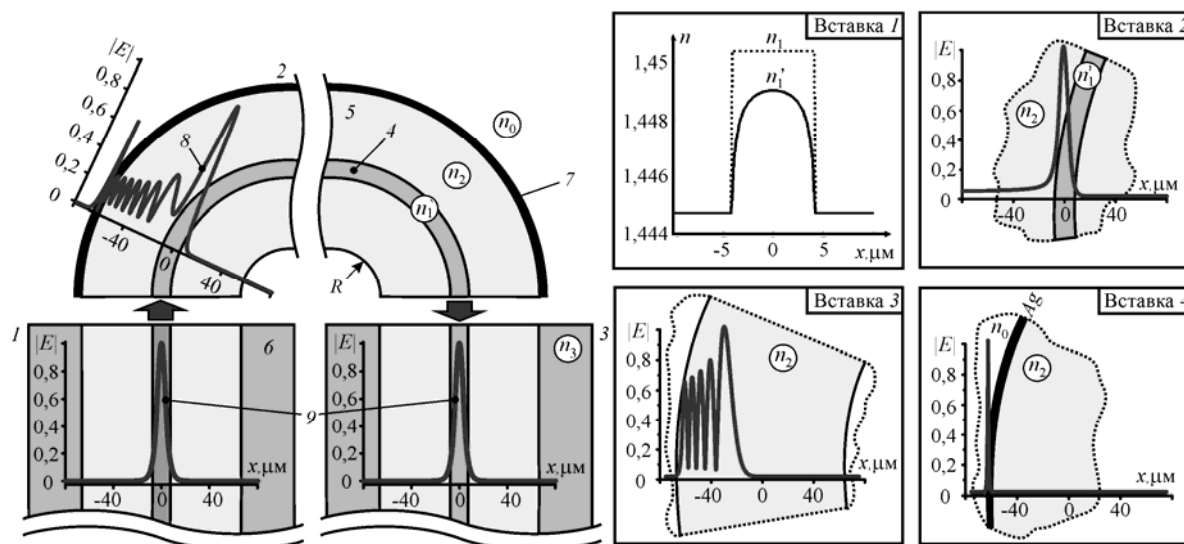


Рис. 1. Схема исследуемой структуры и ее моды: 1 – прямой участок световода на входе; 2 – изогнутый участок; 3 – прямой участок на выходе; 4 – сердцевина световода; 5 – оболочка световода; 6 – полимерное покрытие; 7 – металлическая пленка; 8 – профиль одной из двух мод изогнутого участка, ответственных за взаимодействие направляемого по сердцевине излучения с поверхностными плазмон-поляритонными волнами; 9 – профиль амплитуды электрического поля фундаментальной моды участков 1 и 3. Вставка 1 – профиль ПП стандартного одномодового световода ( $n_1$ ) и эффективный градиентный профиль эквивалентного планарного световода ( $n'_1$ ). Вставка 2 – профиль фундаментальной моды изогнутого ОМ световода с бесконечной оболочкой. Вставка 3 – профиль оболочечной моды шепчущей галереи. Вставка 4 – профиль симметричной плазмон-поляритонной моды, направляемой вдоль границы металлической пленки с внешней средой

Результаты расчетов показывают, что, как и следовало ожидать, направляемое излучение в участках 1 и 3 представлено единственной фундаментальной модой (см. рис. 1, кривая 9). В то же время, металлизированный участок 2 поддерживает большое число мод, однако основное влияние на процессы взаимодействия направляемого излучения с плазмон-поляритонными волнами в металлической пленке оказывают только две из них, профили которых содержат на границе металл – внешняя среда выраженный пик, соответствующий случаю возбуждения плазмон-поляритонных волн, а в сердцевине подобны профилю ФМ прямого световода, что предполагает их высокую эффективность возбуждения фундаментальной модой участка 1. Характерный профиль амплитуды электрического поля одной из этих мод приведен на рис. 1, кривая 8.

Из-за омических потерь моды участка 2 не подчиняются сопряженной формулировке условия ортогональности [10, 11]. Поэтому при анализе переходных явлений на границе между участками 1 и 2 коэффициенты возбуждения мод второго участка вычисляются в соответствии со следующим выражением:

$$a_p = N_p^{-1} \int \mathbf{E}_1 \times \mathbf{H}_p \cdot \mathbf{z} \, dx, \quad (1)$$

в котором используется более общая, чем для мод без потерь, несопряженная формулировка критерия ортогональности:  $\int \mathbf{E}_p \times \mathbf{H}_q \cdot \mathbf{z} \, dx = \delta_{pq} N_p$  [11]. В данных выражениях  $\mathbf{E}_1$  – электрическое поле ФМ участка 1;  $N_p$ ,  $\mathbf{E}_p$ ,  $\mathbf{H}_p$  – соответственно нормировка, электрическое и магнитное поле мод второго участка;  $\delta_{pq}$  – символ Кронекера;  $\mathbf{z}$  – единичный вектор в направлении оси световода. При вычисле-

нии коэффициента возбуждения ФМ участка 3 используется выражение, аналогичное (1). В результате такого расчета найдено отношение мощностей ФМ, направляемых участками 3 и 1, которое представляет коэффициент пропускания всей структуры. Зависимость этого коэффициента от длины волны приведена на рис. 2, а для случая, когда световод изогнут в виде полной петли, т.е. длина изогнутого участка составляет  $L = 2\pi R$ , где  $R$  – радиус изгиба световода. Как и следовало ожидать, в спектре пропускания исследуемой структуры имеется провал, означающий возбуждение ППР. Результаты моделирования показывают, что резонансная длина волны провала  $\lambda_{SPR}$  попадает в окно прозрачности кварца, когда радиус изгиба рассматриваемой структуры оставляет  $\sim 7$  мм.

Глубина провала, а также спектральная избирательность и чувствительность длины волны ППР к показателю преломления внешней среды ( $d\lambda_{SPR}/dn_0$ ) сильно зависят от толщины металлической пленки  $d$ , причем наиболее высокие значения указанных параметров достигаются при  $d = 30$  нм. Это иллюстрируется рис. 2, а, на котором приведены результаты расчета спектра пропускания для двух значений  $n_0$  (1,4216 и 1,4226) при  $d = 20, 30$  и 40 нм,  $R = 7,1$  мм. На вставке к рис. 2, а представлены результаты расчета зависимости резонансной длины волны от показателя преломления внешней среды в случае оптимальной толщины пленки  $d = 30$  нм. Видно, что эта зависимость близка к линейной, причем величина  $d\lambda_{SPR}/dn_0$  достигает  $\sim 20$  мкм/ЕПП, что превышает спектральную чувствительность многих известных волоконно-оптических ППР-сенсоров, и лишь незначительно уступает наиболее чувствительным из них [1, 2, 5]. Спектральная ширина провала в этом случае оказывается значительно меньше, чем в известных ВО ППР-рефрактометрах ( $\sim 3$  нм по уровню 3 дБ от максимального ослабления, кривая 3 на рис. 2, а), что обеспечивает потенциальную возможность дополнительного увеличения разрешения в режиме спектральной регистрации сигнала о ПП внешней среды.

Дальнейший анализ показывает, что для чувствительного элемента на основе исследуемой структуры весьма перспективным является также амплитудный режим регистрации сигналов о ПП внешней среды. На рис. 2, б приведена зависимость коэффициента пропускания изогнутого участка от величины  $n_0$ , рассчитанная для фиксированной длины волны  $\lambda = 1,66$  мкм при  $d = 30$  нм.

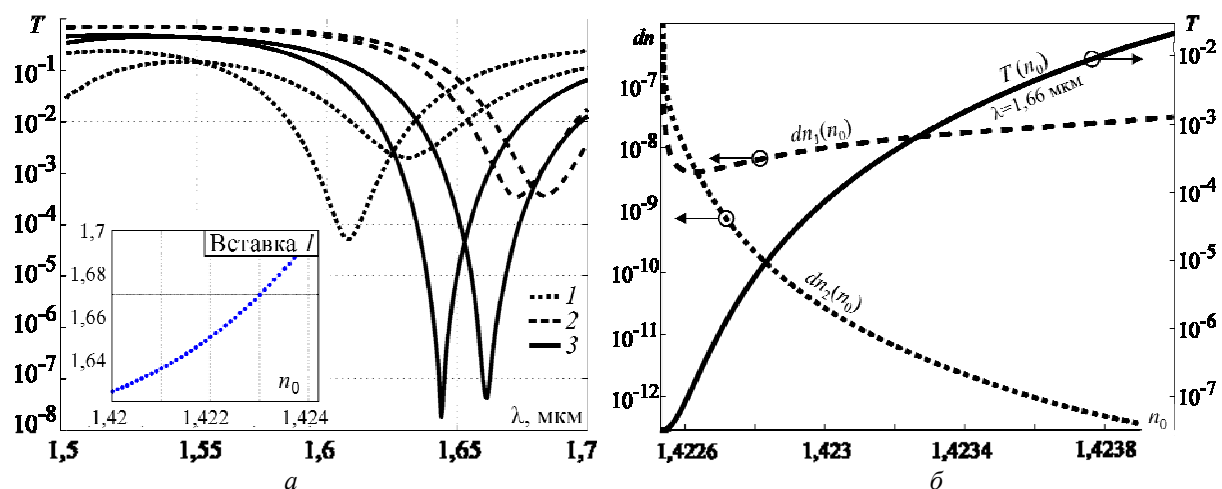


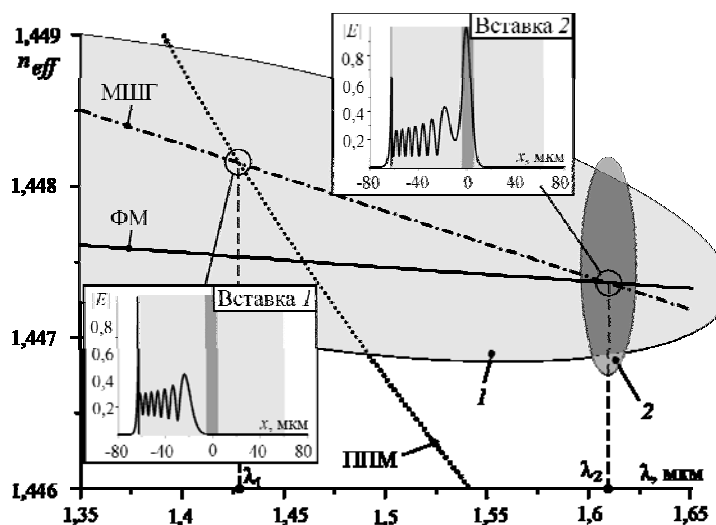
Рис. 2. Результаты расчета коэффициента пропускания исследуемой структуры: а – спектры пропускания, рассчитанные для двух значений  $n_0$  (1,4216 и 1,4226) при толщинах пленки  $d = 20$  нм (1), 30 нм (2) и 40 нм (3). Вставка 1 – зависимость длины волны ППР от показателя преломления внешней среды при  $d = 30$  нм; б – зависимости коэффициента пропускания на длине волны  $\lambda = 1,66$  мкм, а также величин  $dn_1$  и  $dn_2$  от показателя преломления внешней среды

Как видно из рис. 2, при изменении ПП внешней среды имеет место экстремально большое изменение коэффициента ослабления направляемого излучения, которое достигает  $\sim 60$  дБ при изменении  $n_0$  на  $\sim 1,5 \times 10^{-3}$ .

**Обсуждение и интерпретация результатов.** Для пояснения процессов, приводящих к формированию узкого провала в спектре пропускания исследуемой структуры и столь высокой амплитудной чувствительности, удобно воспользоваться теорией связанных мод, в рамках которой моды участка 2 можно рассматривать как результат связи трех мод: фундаментальной моды изогнутого световода с бесконечной оболочкой (рис. 1, вставка 2); оболочечной моды шепчущей галереи

(МШГ), направляемой вдоль изогнутой границы оптическая оболочка – внешняя среда (см. рис. 1, вставка 3) и симметричной плазмон-поляритонной моды (ППМ), направляемой вдоль границы раздела металл – внешняя среда (см. рис. 1, вставка 4).

Рис. 3 Дисперсионные зависимости ФМ изогнутого световода с бесконечной оболочкой, МШГ и ППМ: 1 – схематическое изображение спектральной области эффективной связи МШГ-ППМ; 2 – область, в которой реализуется связь ФМ-МШГ. Вставка 1 – профиль моды участка 2 на длине волны  $\lambda_1 \cong 1,43$  мкм, которую можно интерпретировать как результат связи МШГ-ППМ. Вставка 2 – профиль моды участка 2 на длине волны  $\lambda_2 \cong 1,61$  мкм, которую можно интерпретировать как результат связи ФМ-МШГ-ППМ



На рис. 3 приведены дисперсионные зависимости для этих мод при  $n_0 = 1,421$ . Как видно из рис. 3, на длине волны  $\lambda_1 \cong 1,43$  мкм постоянные распространения МШГ и ППМ совпадают, что означает возникновение между ними резонансной связи. Как показывают расчеты, оптимальная толщина металлической пленки  $d = 30$  нм соответствует случаю, когда условия сильной связи ППМ-МШГ сохраняются в широком спектральном диапазоне в окрестности длины волны  $\lambda_1$  (область 1 на рис. 3), в том числе и на длине волны  $\lambda_2 \cong 1,61$  мкм, где возникает резонансная связь между ФМ изогнутого световода и МШГ. Именно вблизи длины волны  $\lambda_2$  в модовом спектре участка 2 появляются две моды с характерным профилем, изображенным на рис. 1 (кривая 8), которые можно интерпретировать как результат связи ФМ-МШГ-ППМ. Расчеты показывают, что сильная связь ФМ-МШГ реализуется в гораздо более узком спектральном диапазоне, чем связь МШГ-ППМ (область 2 на рис. 3), и именно это обуславливает узость провала в спектре пропускания исследуемой структуры вблизи  $\lambda_2$ , где происходит эффективная передача энергии направляемого излучения поверхностным плазмонам-поляритонам через посредство МШГ. При достаточно большой длине изогнутого участка, например равной длине полной петли, вносимое им ослабление и соответственно глубина провала достигают значительных величин. При изменении показателя преломления внешней среды изменяется постоянная распространения ППМ, что нарушает условия связи хотя бы для двух из трех мод – ФМ, МШГ и ППМ и приводит к резкому уменьшению затухания света с длиной волны  $\lambda_2$  на выходе исследуемой структуры. Это и обуславливает ее высокую амплитудную чувствительность к ПП внешней среды.

В режиме амплитудной регистрации минимальное измеряемое изменение величины  $n_0$  определяется уровнем шумов измерительной системы. Если в первом приближении полагать, что шумы измерительной системы обусловлены двумя факторами – шумами лазера и собственными шумами фотоприемника, то порог чувствительности  $dn$  можно представить в виде суммы двух слагаемых:

$$dn = dn_1 + dn_2 = \frac{P_{III1}}{P_0} T \frac{dn_0}{dT} + \frac{P_{III2}}{P_0} \frac{dn_0}{dT},$$

где  $P_{III1}$  – эквивалентная мощность шума лазера;  $P_0$  – мощность излучения лазера;  $T$  – коэффициент пропускания;  $P_{III2}$  – эквивалентная мощность темного шума фотоприемника. На рис. 2, б приведены результаты расчета зависимостей  $dn_1$  и  $dn_2$  от показателя преломления внешней среды, выполненные с использованием типичных для лабораторного оборудования значений  $P_0, P_{III1}, P_{III2}$ . Как видно из рис. 2, б, доминирующий вклад в величину  $dn$  вносит слагаемое  $dn_1$ , определяемое шумами лазера, при этом минимальное регистрируемое изменение ПП находится на уровне  $\sim 10^{-8}$ . При использовании стандартных схем подавления шумов амплитудно-модулированных оптических сигналов (например, применение опорного канала, модуляции источника излучения в сочетании с узкополосной фильтрацией сигнала фотоприемника и т.п.) величина  $dn_1$  может быть существенно понижена, что открывает перспективы получения еще более высокого разрешения.

**Заключение.** Таким образом, в работе численно исследованы процессы возбуждения поверхностных плазмон-поляритонных волн в металлическом покрытии изогнутого одномодового световода. Показано, что при оптимальном сочетании радиуса изгиба световода и толщины металлической пленки реализуется эффективная связь между фундаментальной модой, распространяющейся по сердцевине, и симметричной плазмон-поляритонной модой, распространяющейся вдоль поверхности металлической пленки, нанесенной на оптическую оболочку световода, через посредство моды шепчущей галереи, направляемой вдоль изогнутой границы раздела оптическая оболочка – внешняя среда. Показано, что данный эффект позволяет проводить измерения показателя преломления внешней среды как в спектральном, так и в амплитудном режиме регистрации сигнала с разрешением до  $10^{-8}$  единиц показателя преломления.

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства образования и науки Российской Федерации по Постановлению П218, договор № 02.G25.31.0116 от 14.08.2014 между открытым акционерным обществом «Центр судоремонта «Дальзавод»» и Министерством образования и науки Российской Федерации, грантами ДВО РАН (12-И-Р24-02; Программа «Дальний Восток») и РФФИ (№14.02.31558).

#### *Литература*

1. Guo X. Surface plasmon resonance based biosensor technique: a review // J. Biophotonics. – 2012. – № 5(7). – P. 483–501.
2. Yong C. Review of surface plasmon resonance and localized surface plasmon resonance sensor / C. Yong, M. Hai // Photonic Sensors. – 2012. – Vol. 2, № 1. – P. 37–49.
3. Zijlstra P. Optical detection of single non-absorbing molecules using the surface plasmon resonance of a gold nanorod / P. Zijlstra, P.M.R. Paulo, M. Orrit // Nature Nanotechnology. – 2012. – № 7. – P. 379–382.
4. Xiao G. Photonic Sensing: Principles and Applications for Safety and Security Monitoring / G. Xiao, W.J. Bock. – Wiley. – 2012. – 227 p.
5. Homola J. Surface Plasmon Resonance Based Sensors. Springer Series on Chemical Sensors and Biosensors. – Berlin; Heidelberg; New York: Springer-Verlag, 2006. – 251 p.
6. Gupta B.D. Surface plasmon resonance-based fiber optic sensors: principle, probe designs, and some applications / B.D. Gupta, R.K. Verma // J. Sensors. – 2009. – № 1. – P. 1–12.
7. Conditions for surface plasmon resonance excitation by whispering gallery modes in a bent single mode optical fiber for the development of novel refractometric sensors / Yu.N. Kulchin, O.B. Vitrik, A.V. Dyshlyuk, Zh. Zhou // Laser Physics. – 2013. – Vol. 23, № 8. – P. 085105–08109.
8. Gallagher D. Photonics CAD Matures // LEOS newsletter. – 2008. – № 1. – P. 8–14.
9. Chiang K.S. Analysis of optical fibers by the effective-index method // Applied Optics. – 1986. – Vol. 25, № 3. – P. 348–354.
10. Снайдер А. Теория оптических волноводов / А. Снайдер, Дж. Лав. – М.: Радио и связь, 1987. – 656 с.
11. Sammut R. Leaky modes on a dielectric waveguide: orthogonality and excitation / R. Sammut, A.W. Snyder // Applied Optics. – 1976. – Vol. 15, № 4. – P. 1040–1044.

---

#### **Дышлюк Антон Владимирович**

Канд. физ.-мат. наук, ст. науч. сотрудник лаборатории №21  
Института автоматизации и процессов управления (ИАПУ) ДВО РАН,  
доцент каф. теоретической и экспериментальной физики (КТЭФ)  
Дальневосточного федерального университета (ДВФУ), Владивосток  
Тел.: 8-902-556-73-80  
Эл. почта: anton\_dys@iacp.dvo.ru

#### **Витрик Олег Борисович**

Д-р физ.-мат. наук, вед. науч. сотрудник лаборатории №21 ИАПУ ДВО РАН, профессор КТЭФ ДВФУ  
Тел.: 8-902-523-91-63  
Эл. почта: oleg\_vitrik@mail.ru



**Кульчин Юрий Николаевич**

Академик РАН, д-р физ.-мат. наук, директор ИАПУ ДВО РАН

Тел.: 8 (423-2) 231-04-39

Эл. почта: director@iacp.dvo.ru

Dyshlyuk A.V., Vitrik O.B., Kulchin Yu.N.

**Ultrasensitive SPR-refractometer based on irregular metal-dielectric optical waveguide**

A novel type of surface plasmon resonance (SPR) – based refractometer built around a bent single mode optical fiber with metalized cladding is studied numerically. Strong coupling between the fundamental and surface plasmon modes is shown to occur through the meditation of cladding modes at certain combinations of fiber bend radius and metal film thickness. This effect is demonstrated to enable precision refractive index measurement both in spectral and intensity-modulated modes with a resolution down to  $10^{-8}$ .

**Keywords:** Lasers, surface plasmon resonance, biosensing, plasmon-polaritons, precision refractometry.

**УПРАВЛЕНИЕ, ВЫЧИСЛИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА  
И ИНФОРМАТИКА**

УДК 504.064.37

М.Ю. Катаев, А.А. Бекеров, А.К. Лукьянов

## Интернет-информационная система накопления, обработки и анализа спутниковых данных MODIS

Приведено описание информационной системы (веб-ГИС), предназначенной для накопления, обработки и анализа спутниковых данных спектрорадиометра MODIS. Обсуждается структура программных модулей информационной системы и методов обработки данных спутниковых измерений. В качестве примера приводятся результаты обработки измеренных спутниковых изображений и анализа с целью поиска изменений.

**Ключевые слова:** дистанционные спутниковые методы, спектрорадиометр MODIS, спутниковое изображение, априорные данные, методы обработки и анализа.

Мониторинг предполагает процесс непрерывного сбора информации об интересующих параметрах исследуемого объекта для определения тенденций их изменения. В настоящее время спутниковый мониторинг вышел на уровень рутинных измерений, когда вся территория поверхности Земли покрывается измерениями с высокой периодичностью и высоким пространственным разрешением. Решаемые при этом задачи весьма разнообразны и связаны с мониторингом сельскохозяйственных полей, лесных массивов, параметров атмосферы и др. [1–7]. Отметим, что мониторинг с помощью наземной сети стационарных пунктов, проводимый в отдельных точках, не позволяет единообразно, периодически и согласованно получать измерения определенных параметров исследуемого объекта. Поэтому использование спутниковых измерений (данных дистанционного зондирования Земли – ДДЗ) является необходимым условием проведения регулярных наблюдений за современным состоянием поверхности Земли и атмосферы. Спутниковые данные имеют еще одно преимущество перед наземными станциями, их можно сравнивать между собой за разные периоды времени. Использование разновременных, разнотипных, с различной степенью детальности спутниковых данных, а также доступных картографических материалов позволяет привлекать современные геоинформационные технологии для обработки и анализа данных.

Дистанционное зондирование Земли – это получение данных о состоянии поверхности Земли и атмосферы с помощью разнообразных приборов измерения излучения в различных участках спектра. Измерительные приборы (радиометры, спектрометры и др.), как правило, работают в пассивном режиме, измеряя прошедшее через атмосферу, отраженное или рассеянное излучение. Современные методы обработки позволяют на основе спутниковых данных проводить классификацию типов поверхности (например, почва, вода, растительность и др.), определять количественные показатели параметров атмосферы (например, содержание газов, аэрозоль, ветер, осадки и др.). Полученные из космоса изображения поверхности Земли широко используются для выявления пространственных и временных закономерностей свойств параметров атмосферы, биосферы, криосферы и океана.

Данные дистанционного зондирования имеют особенность, связанную с большими объемами измеренной информации, имеющих размерности: пространственные (широта, долгота, высота, разрешение от сантиметров до тысяч метров), временные (от нескольких часов до нескольких суток), спектральные (от единиц до тысяч каналов). В связи с этим возникает несколько важных задач, связанных с управлением спутниковыми данными с помощью компьютера: во-первых, необходимо накапливать данные разных спутников и иметь быстрый доступ к ним; во-вторых, необходимо проводить предварительную обработку, добиваясь соответствующего качества наборов данных; в-третьих, с помощью методов обработки необходимо извлекать широкий спектр информации из наблюдений и, в-четвертых, обработанные данные необходимо анализировать и предоставлять конечному потребителю в удобном и понятном для него виде.

В России известны похожие программные системы [8–10], однако они более представляют визуализацию спутниковых данных или результатов обработки, чем результаты автоматизированного мониторинга. Данная статья является описанием разрабатываемой нами интернет-информационной

системы [11, 12], которая предназначена для накопления, обработки и анализа данных измерений, полученных спектрорадиометром MODIS [<http://modis.gsfc.nasa.gov>], в экологических целях.

**Постановка задачи.** Физическая основа подхода к оценке экологического состояния исследуемой территории состоит в использовании уравнения переноса излучения в атмосфере, включая эффекты отражения от поверхности [4]. Для изучения процессов, происходящих на поверхности Земли, необходимо манипулировать спутниковыми данными, полученными на большой территории, используя различные спектральные каналы. Существует несколько подходов к обработке данных ДЗЗ. Первый подход – пространственный, позволяет исследовать пространственные взаимосвязи между выделенными объектами на изображении (например, дороги, населенные пункты, реки и др.). Второй подход основан на изучении распределения пикселей изображения в спектральном пространстве (например, изучая поведение вегетационного индекса NDVI). Другие подходы основаны на исследовании пространственно-временной или чисто временной зависимости. Так или иначе все эти подходы основаны на операциях с многомерными матрицами.

Последовательность спутниковых изображений, полученных для одной и той же территории за определенное время, можно представить многомерной матрицей  $S(x, y, \lambda, t)$ , где  $x, y$  – широта и долгота пикселей,  $\lambda$  – длина волны спектрального канала,  $t$  – время получения спутникового изображения. Для решения различных задач обработки только спутниковых данных недостаточно, необходима дополнительная информация об измерении (угол наблюдения спутника, зенитный угол Солнца, высота полета спутника, пространственное и спектральное разрешение каждого канала и др.). Помимо этого, важны и дополнительная метеорологическая информация, рельеф, типы поверхности и др. В совокупности эти данные составляют объем, необходимый для полноценной обработки и получения контролируемого результата по величине и точности.

Решение многих задач обработки спутниковых данных приводит к математическим преобразованиям с матрицами  $S$ -типа: 1)  $S(x, y, \lambda, t_2) - S(x, y, \lambda, t_1)$ ; 2)  $S(x_1, y_1, \lambda, t) \pm S(x_2, y_2, \lambda, t)$ ; 3)  $S(x, y, \lambda_2, t) - S(x, y, \lambda_1, t)$ . Как видно из этих выражений, алгоритмы преобразования спутниковых данных связаны с попиксельными арифметическими выражениями за отдельные промежутки времени, пространственных координат, спектральных каналов многомерной матрицы или совместно спектрально-временных или др. Например, расчет вегетационного индекса для одного пикселя спутникового сигнала проводится по формуле  $NDVI = (S(x, y, \lambda_2, t) - S(x, y, \lambda_1, t)) / (S(x, y, \lambda_2, t) + S(x, y, \lambda_1, t))$ , где  $\lambda_1, \lambda_2$  – длины волн соответствующих спектральных каналов, но если мы будем рассматривать временной ход изменений индекса, то получим уже преобразование  $NDVI(t)$  (здесь  $t = t_1, \dots, t_2$  – промежуток времени). Рассматривая изменение вегетационного индекса для отдельной территории, за определенный промежуток времени получим другой набор данных для обработки и анализа  $NDVI(x, y, t)$  (здесь  $x = x_1, \dots, x_2$  и  $y = y_1, \dots, y_2$  – координаты исследуемой территории).

Основными проблемами, возникающими при обработке спутниковых данных (в нашем случае – изображений земной поверхности в форме матрицы  $S$ ), являются регулярно поступающий значительный объем данных, выражающийся гигабайтами, а также наличие в измерениях как приборных, так и атмосферных искажений. Для решения первой проблемы необходимо создавать специализированное хранилище данных и использование высокоскоростного вычислителя, а для решения второй проблемы необходимо применять соответствующие методы, учитывающие технические особенности измерителя и физические принципы формирования спутникового сигнала (методы предварительной обработки, включающие атмосферную коррекцию).

Экологический мониторинг является комплексным мониторингом поверхности Земли, охватывая все его типы (воду, сушу, растительность и искусственные сооружения). При этом проводится контроль текущего состояния и изменений природной среды под влиянием природных и антропогенных факторов. Решаемые задачи экологического мониторинга связаны с наблюдением за состоянием природной среды в естественных условиях и происходящими в ней процессами под влиянием антропогенного воздействия.

Для преодоления возникающих трудностей при решении указанных выше проблем, необходимо применять соответствующие программно-алгоритмические решения. Далее приводится описание разрабатываемой нами интернет-информационной системы при обработке спутниковых данных спектрорадиометра MODIS для решения задач экологического мониторинга.

**Описание интернет-информационной системы (ИИС).** Система предназначена для комплексного информационно-аналитического обеспечения процессов сбора, хранения, обработки,

анализа и визуализации спутниковых данных, картографического и тематического анализа. Основные функции интернет-информационной системы обработки спутниковых информации ДЗЗ представлены на рис. 1. Функции включают в себя:

- 1) регулярное получение спутниковой информации с российских и зарубежных спутниковых приборов (в настоящей версии программы только данные спектрорадиометра MODIS);
- 2) организация хранения поступающих спутниковых данных и истории измерений, результатов обработки;
- 3) организация предварительной, тематической обработки и анализа спутниковой информации;
- 4) подготовка и организация доступа к данным тематической обработки и анализа в графическом, картографическом и табличных видах с помощью сервисов интернет-геосервера;
- 5) интеграция спутниковой информации и результатов обработки с другими базами данных научной информации (метеорологических, наземных измерений и др.).

Спектральная многоканальная особенность приборов спутникового мониторинга требует создания подходов, методологий, алгоритмов и программных технологий, которые смогли бы обеспечить оперативную, автоматизированную обработку информации и доставку информации к потребителю. Основные функции ИИС, которые решают вышеуказанные задачи, показаны на рис. 1.

Основные преимущества использования программной системы, построенной по принципам, отраженным на рис. 1, состоят в следующем:

- централизованное хранение данных (спутниковых измерений, априорной информации (метеорологическая, рельеф, типы поверхности, спектры отражения и др.) и обработки и анализа в комплексной базе данных (КБД) значительно упрощает функции управления информацией (добавление, доступ, модификация, поиск);
- наличие средств оперативного доступа к КБД через специализированные инструменты геоинформационных систем (ГИС) обеспечивают возможность предварительной обработки, эффективного анализа данных и подготовки для визуализации;
- наличие в программной системе информационной базы (в рамках априорной информации) позволяет предлагать оперативные решения по оценке ситуации на территории (в рамках нормативных документов различного уровня), а также использовать при обучении;
- наличие специализированных ГИС-приложений позволяет решать задачи пространственно-временного анализа данных.

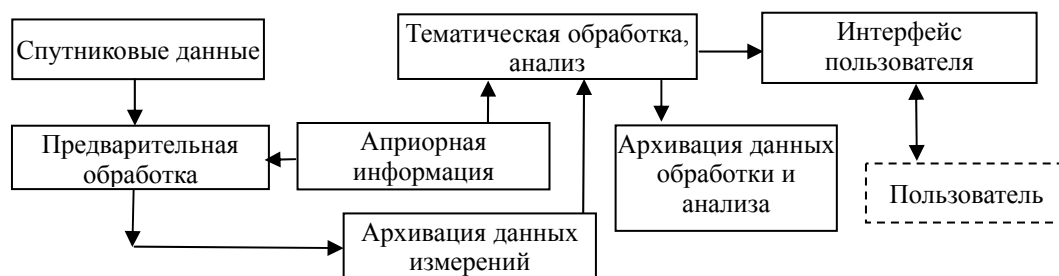


Рис. 1. Основные функции ИИС

Современная Геоинформационная система (ГИС) – это информационная система, предназначенная для сбора, хранения, обработки, анализа и визуализации разнообразных пространственно-временных типов данных и связанных с ними сопутствующей информации (документы, фотографии и др.) в привязке к географической системе координат [13, 14]. ГИС за счет геопространственного представления наборов данных в виде тематических слоев предоставляет гибкие механизмы управления потоками данных, при этом обеспечивая широкие вычислительные и аналитические возможности. Этот подход нами применяется при разработке ИИС.

Интернет-информационная система должна обеспечивать быструю и удобную организацию перемещения различных информационных потоков. Информационные потоки в ИИС показаны на рис. 2 и определяются запросами пользователя, которые связаны с выбором спутниковой и иной информации из КБД или непосредственно из Интернета, переработкой информации и предоставлением результатов пользователю в графическом, табличном или картографическом виде. Работа ИИС невозможна без сопровождения ее на техническом уровне, которая поддерживается администрато-

ром, а также разработчиками, которые проводят модификацию алгоритмов различных функций переработки, изменения и визуализации информации.

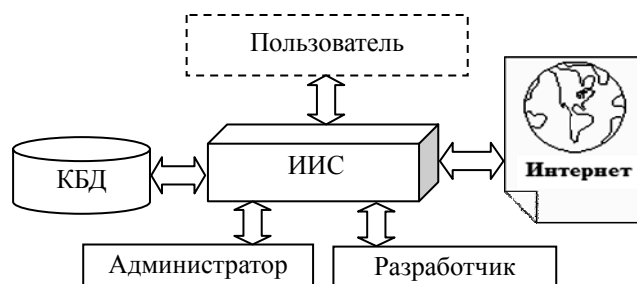


Рис. 2. Информационные потоки в ИИС

Важной составляющей мониторинга земной поверхности из космоса является получение и уточнение знаний о типах поверхности, их состоянии и динамике. При этом необходимо знать, что поведение отдельных типов поверхности Земли невозможно исследовать отдельно от изучения системы «Земля+Атмосфера». Для отдельных участков поверхности Земли необходимо исследовать только естественные вариации и взаимосвязи, для других районов необходимо проводить выделение и оценку вклада естественной и антропогенной составляющих. Для решения этих задач требуются пространственно-временные данные, а также связанные с ними данные о процессах, с ними связанных (например, при изучении роста лесов, необходимо учитывать типы почв, температурный и влажностный режим и др.). Одним из спутниковых приборов, который установлен на спутники Terra и Aqua и регулярно (два раза в сутки) поставляет данные, является спектрометр MODIS. Этот прибор имеет 36 спектральных каналов, расположенных от видимой до ИК-области спектра. Из данных этого прибора извлекаются разнообразные характеристики: аэрозольная оптическая толщина, содержание водяного пара, параметры облаков, альbedo поверхности, температура поверхности и большое число других характеристик поверхности Земли и атмосферы.

Однако получаемые характеристики, представленные в стандартных продуктах (файлы со стандартной структурой записи информации), не позволяют решать возникающие на практике задачи и требуют дальнейшей переработки. Поэтому нами в рамках ИИС выполняются дополнительные манипуляции с данными MODIS, чтобы пользователь мог решать поставленные задачи: выделение типов поверхности и их пространственно-временной анализ (поиск изменений и их динамики).

Разрабатываемая система состоит из подсистем: «Получение спутниковых данных»; «Хранение данных»; «Обработка данных»; «Визуализация данных»; «Администрирование». Между подсистемами установлены взаимосвязи (см. рис. 1), позволяющие вызывать части функциональности одной подсистемы из другой. На рис. 2 отражены потоки информации, связанные с КБД и решаемыми задачами. Видно, что для тематической обработки данных необходимо выполнить действия предварительной обработки, сделать картографическую привязку и потом уже решать ту или иную задачу, например, провести расчет вегетационного индекса.

**Возможности подсистем ИИС.** Подсистема «Получение спутниковых данных». Подсистема реализует процесс соединения с сервером, на который помещаются оперативно полученные спутниковые данные (изображения), а также и априорные данные (метеорологическая информация, данные наземных служб организации и др.), ведения учета получаемых данных и специализированного их размещения. Процесс автоматизированного получения спутниковых и иных (априорных) данных позволяет связываться с удаленным сервером каждый час, проводить регулярный опрос и при получении информации о наличии необходимого файла доставлять его в хранилище, добавляя запись в КБД об этом файле. Информация об источниках спутниковых данных и форматах заложена в настройках системы. На начальном этапе разработки ИИС нами для работы выбран спутниковый прибор MODIS (спутники TERRA/AQUA) с пространственным разрешением 250 м в видимой, 500 м в ближней ИК и 1000 м в ИК-области спектра). Данные берутся с файловых серверов NASA в формате HDF (иерархический формат данных) [<http://www.hdfgroup.org>], который представляет собой контейнер растровых слоев и метаданных, доступных для просмотра через программу HDFView [[www.hdfgroup.org/products/java/hdfview](http://www.hdfgroup.org/products/java/hdfview)]. Данный способ подходит для ежедневных продуктов спутникового радиометра MODIS (продукт, несущий глобальное дневное поверхностное от-

ражение (Surface Reflectance) 250 м MOD09GA/MOD09GQ) и AQUA (MYD09GA/MYD09GQ) [[https://lpdaac.usgs.gov/data\\_access/data\\_pool](https://lpdaac.usgs.gov/data_access/data_pool)].

Подсистема «Хранение данных» проводит обеспечение функций комплексной базы данных (КБД), содержащей в себе данные спутниковой информации, априорной информации и документации. Подсистема обеспечивает сохранность информации, быстрый и удобный доступ, резервирование и копирование. Основной задачей подсистемы является архивация спутниковой и иной информации и результатов их тематической обработки, а также обеспечения к ним доступа, как с целью последующей специализированной обработки и анализа, так и предоставления их пользователю. Вследствие того, что спутниковые данные (изображения) для архивации поступают регулярно и их объемы постоянно растут и зависят от типа спутника, то подсистема должна автоматически масштабировать поступающие данные для их более компактной упаковки данных. Информация о поступающих данных хранится в БД, которая содержит информацию о грануле снимка, координатах углов изображения и времени съемки. При обработке данных, обеспечивается мгновенный доступ к данным снимков. В качестве базы данных используется SQLite3 [<http://sqlite.org/>].

Подсистема «Обработка данных» включает в себя процедуры этапов обработки спутниковой информации с учетом априорной информации. Предварительная обработка обеспечивает подготовку данных: нормализация интенсивности, атмосферная и географическая коррекция; тематическая обработка осуществляет расчеты синтезированных изображений, различных вегетационных индексов (и других необходимых показателей) и преобразующих математических выражений (цветовой синтез, спектральные преобразования, статистические расчеты, волновые преобразования и др.); специализированная обработка включает в себя алгоритмы статистического, геопространственного и спектрального анализа.

Подсистема визуализации обеспечивает представление данных в картографическом, графическом или табличном виде по записанной информации в комплексной базе данных.

**Реализация ИИС.** ИИС нами реализована как веб-ГИС-система с возможностью визуализации данных измерений и обработки стандартными средствами на уровень подложки Google Map. На рис. 3 представлен интерфейс ИИС с возможностью вызова рассчитанных значений NDVI (Normalized Difference Vegetation Index – вегетационный индекс) в виде изображений или временных графиков за один год. Данные эти пользователь может сохранять в виде графических и текстовых файлов.

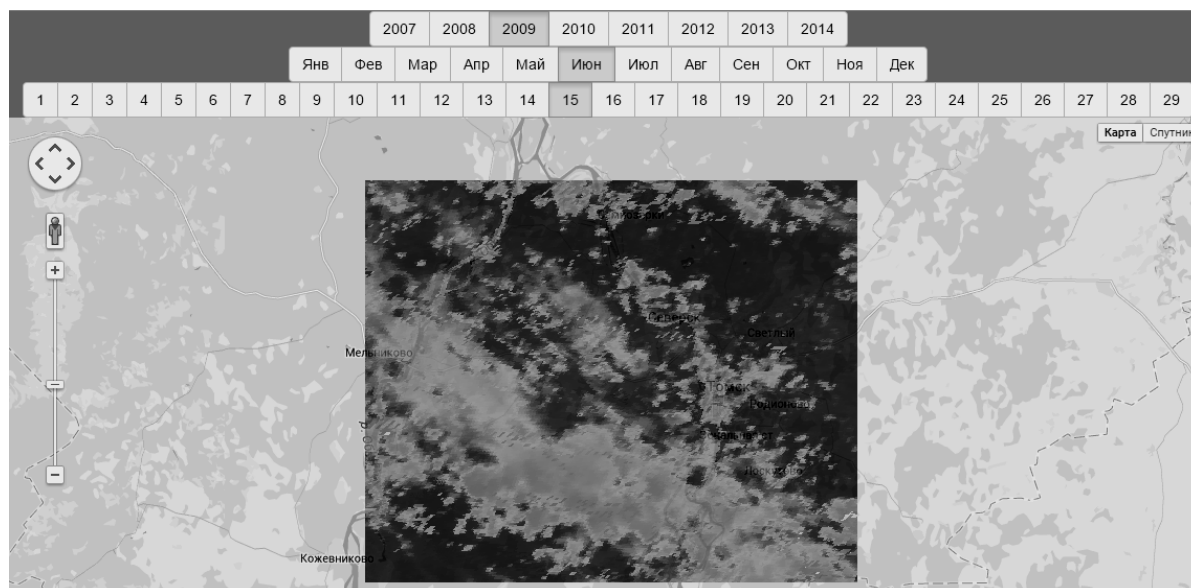


Рис. 3. Интерфейс ИИС с отображением индекса NDVI для территории Томской области за 15.06.2009 г.

В изображении значений индекса NDVI (см. рис. 3) можно определить различные типы поверхности, которые определяются диапазонами изменения индекса (например, сосновый лес будет иметь значение 0,9). На рис. 4 приведены значения NDVI в течение года для одного пикселя. Из графика видно, что значения имеют вид случайной функции. Это связано с влиянием множества причин,

которые изменяют спектр отражения типа поверхности, который содержится в данном пикселе в течение времени года. Такой причиной могут быть дождь, прозрачная дымка, пыль или др.



Рис. 4. Интерфейс ИИС с отображением индекса NDVI в виде графика за 2012 г.

**Заключение.** В статье приведено описание структуры, наполнения и информационных потоков, возникающих при хранении, обработке и анализе спутниковых данных в интернет-информационной системе. Построение ИИС выполняется в виде веб-ГИС, в основе которой лежат известные алгоритмы картографического преобразования, методы обработки и отображения информации в различных слоях. Приведены результаты работы (расчет вегетационных индексов и их пространственно-временного поведения) для территории Томской области. ИИС является постоянно изменяемой системой за счет добавления новых спутниковых и априорных данных, появления новых решаемых задач, уточнения решения загруженных в систему задач. Таким образом, нами создается интернет-информационная система, позволяющая решать многие задачи спутникового мониторинга территории Томской области. Дальнейшее развитие системы связано с добавлением программных инструментов решения задач, например, экологической оценки исследуемого района, контроля пожарной обстановки, разлива рек и др.

#### Литература

1. Бровка Е.А. Анализ современного состояния работ в области топографического мониторинга на основе ДЗЗ. Отечественный и зарубежный опыт. – М.: ЦНИИГАиК, 2007. – 124 с.
2. Системы наблюдения, мониторинга и дистанционного зондирования Земли. – М.: МНТОРЭС им. А.С. Попова, 2006. – 239 с.
3. Чернышев А.В. Геодезия с основами космоаэро съемки. – М.: Геогр. фак. МГУ, 2006. – 158 с.
4. Белов В.В. От физических основ, теории и моделирования к тематической обработке спутниковых изображений. – Томск: Изд-во Ин-та оптики атмосферы СО РАН, 2005. – 265 с.
5. Сухих В.И. Аэрокосмические методы в лесном хозяйстве и ландшафтном строительстве. – Йошкар-Ола, 2005. – 390 с.
6. Шовенгердт Р.А. Дистанционное зондирование. Модели и методы обработки изображений. – М.: Техносфера, 2010. – 582 с.
7. Рис У. Основы дистанционного зондирования. – М.: Техносфера, 2006. – 346 с.
8. Уваров И.А. Структура и функциональные возможности информационной системы TerraNorte для поддержки спутникового мониторинга бореальных экосистем / И.А. Уваров, С.А. Барталев, В.А. Егоров и др. // Современные проблемы дистанционного зондирования Земли из космоса. 2006. – Вып. 3, т. 2. – С. 375–379.
9. Российская система спутникового мониторинга лесных пожаров / Д.В. Ершов, Г.Н. Коровин, Е.А. Лупян и др. // Современные проблемы дистанционного зондирования Земли из космоса: Физи-



ческие основы, методы и технологии мониторинга окружающей среды, потенциально опасных объектов и явлений: сб. науч. статей. – М.: Полиграф сервис, 2004. – С. 47–57.

10. Лупян Е.А. Спутниковый сервис мониторинга состояния растительности («Вега») / Е.А. Лупян, И.Ю. Савин, С.А. Барталев и др. // Современные проблемы дистанционного зондирования Земли из космоса. – 2011. – Т. 8, № 1. С. 190–198.

11. Катаев М.Ю. Экологический контроль территории из космоса на основе вегетационных индексов / М.Ю. Катаев, А.А. Бекеров // Природные и интеллектуальные ресурсы Сибири (СИБРЕСУРС-19–2013): докл. 19-й Междунар. науч.-практ. конф. (Новокузнецк, 6–8 нояб. 2013 г.). – Томск, 2013. – С. 14–18.

12. Катаев М.Ю. Обнаружение экологических изменений природной среды по данным спутниковых измерений / М.Ю. Катаев, А.А. Бекеров // Оптика атмосферы и океана. – 2014. – Т. 27, № 7. – С. 652–656.

13. Чандра А.М. Дистанционное зондирование и географические информационные системы / А.М. Чандра, С.К. Гош. – М.: Техносфера, 2008. – 312 с.

14. Лебедев В.В. Проектирование систем космического мониторинга. – М.: Наука, 2010. – 388 с.

---

#### **Катаев Михаил Юрьевич**

Д-р техн. наук, профессор каф. автоматизированных систем управления (АСУ) ТУСУРа, профессор Юргинского технологического института (филиала) Национального исследовательского Томского политехнического университета  
Тел.: 8 (382-2) 70-15-36, 8-960-975-27-85  
Эл. почта: kataev.m@sibmail.com

#### **Бекеров Артур Александрович**

Аспирант Института мониторинга климатоэкологических систем СО РАН, Томск  
Тел.: 8 (382-2) 70-15-36  
Эл. почта: artur@bekerov.ru

#### **Лукьянов Андрей Кириллович**

Ассистент каф. АСУ ТУСУРа  
Тел.: 8 (382-2) 70-15-36  
Эл. почта: hyena116@mail.ru

Kataev M.Yu., Bekerov A.A., Lukyanov A.K.

#### **Internet information system for collection, processing and analysis of MODIS satellite data**

The article describes the information systems (web GIS) designed for the collection, processing and analysis of satellite data spectroradiometer MODIS. We discuss the structure of the software modules of the information system and data processing methods of satellite measurements. As an example, there are the results of processing the measured satellite imagery and analysis, with the purpose of change detection.

**Keywords:** satellite remote methods, MODIS satellite image of a priori data, methods of processing and analysis.

УДК 004.056.5

А.А. Менщиков, А.Н. Шниперов

## Метод скрытого встраивания информации в векторные изображения

Рассматривается новый метод стеганографического встраивания информации в цифровые векторные изображения, содержащие в себе константы, представленные числами с десятичными дробями высокой точности. Приводится оценка вносимого данным методом дополнительного шума, уровень которого зависит от параметров встраивания скрытой информации. Данный метод может использоваться для скрытой передачи информации с высокой степенью надежности и стойкости к обнаружению.

**Ключевые слова:** стеганография, скрытая передача данных, защита конфиденциальной информации, цифровые водяные знаки.

Информация, передаваемая по открытым каналам связи, подвергается угрозам раскрытия, изменения и уничтожения [1]. Одним из возможных решений проблемы угрозы раскрытия является использование стеганографических методов [2]. Существующие стеганографические алгоритмы лишь частично удовлетворяют требованиям, которые предъявляются к системам скрытой передачи данных. Актуальной является задача поиска новых алгоритмов и каналов стеганографического встраивания информации. В процессе изучения данной проблемы, была выявлена резко возросшая популярность векторных форматов изображений, которые сейчас активно внедряются на веб-ресурсах и могут представлять собой достаточно эффективный стеганографический канал [3].

В данной работе приводится новый метод встраивания информации в векторные изображения, являющийся развитием стеганографического метода Least significant bit (LSB) [4]. На основе данного метода и сопутствующих алгоритмов был разработан программный продукт, который поддерживает популярный формат векторной графики – Scalable Vector Graphics (SVG). Проведено тестирование данного метода на широком наборе SVG-изображений, а также была дана оценка устойчивости метода к пассивному статистическому, а также визуальному стеганоанализам.

**Обзор стеганографических методов.** В настоящее время методы компьютерной стеганографии развиваются по двум основным направлениям [5]:

1. Методы, основанные на использовании специальных свойств компьютерных форматов.
2. Методы, основанные на избыточности аудио- и визуальной информации.

Одним из самых распространенных подходов, основанных на использовании избыточности, является метод LSB, суть которого заключается в использовании наименее значимых бит информации для передачи скрытого сообщения [6]. Достоинствами данного метода являются простота реализации, скорость работы и относительно большая вместимость. К недостаткам можно отнести возможность статистического стеганоанализа на основе выявления различных корреляций между младшими битами изображения [7]. Однако, существуют модификации, которые позволяют обойти данное ограничение и использовать такие механизмы встраивания, которые полностью нивелируют явные статистические закономерности.

Также широко используются методы трансформации вложений, например путём модификации матриц квантования коэффициентов дискретного косинусного преобразования или путём маскирования восприятия, основанного на модификации элементов изображения, к которым человеческий глаз наименее восприимчив [8].

Предлагаемый алгоритм относится к классу LSB-методов и заключается в использовании наименее значащих разрядов констант в векторных форматах данных. Рассмотрим разработанный стеганографический метод на примере формата векторных изображений SVG, однако справедливо заметим, что метод в целом применим для многих векторных форматов данных.

Существует несколько подходов к сокрытию информации и созданию цифровых водяных знаков (ЦВЗ) в векторных форматах данных. Условно их можно разделить на два класса: основанные на геометрических преобразованиях и на XML-формате [9–11]. В работе [9] рассматриваются общие

подходы к внедрению ЦВЗ в XML-документы. В работе [11] описывается механизм встраивания ЦВЗ в SVG-изображения, который основан на модификации дробных частей констант геометрических фигур. Данный метод показывает хорошие результаты для визуальных атак на стеганографическую систему, но является неустойчивым против экспертных атак посредством анализа кода т.к. необоснованно увеличивает длину дробных частей констант. В работе [12] предлагается общая схема защиты авторских прав SVG-изображений на основе встраивания ЦВЗ в различные геометрические фигуры. Доказывается устойчивость схемы к некоторым геометрическим преобразованиям, а также рассчитываются допустимые объемы встраивания с расчетом на различные статистические атаки, основанные на байесовской теории принятия решений и тесте отношения правдоподобия. В работе [10] рассматривается механизм защиты авторских прав на основе внедрения обратимой ЦВЗ в двумерные векторные изображения. Также приводятся предложения к использованию данной схемы для передачи секретных данных. В работе [13] рассматривается алгоритм встраивания ЦВЗ, основанный на диаграммах Вороного и триангуляции с ограничениями.

С учетом всей проанализированной литературы был разработан новый метод встраивания секретных данных в векторные изображения, а также сопутствующие алгоритмы на основе использования малозначащих разрядов дробных частей параметров геометрических фигур.

**Схема передачи сообщения.** Для встраивания выбираются константы, описывающие параметры и координаты геометрических фигур. Заметим, что константы выбираются в зависимости от того, какой формат векторной графики используется. Для формата SVG допустимо использовать параметры ломаных, многоугольников, эллипсов и кривых Безье [12, 13]. Для рассматриваемого метода нет ограничения на использование определенных изображений, но приоритет будет отдан тем изображениям, константы которых имеют максимальную длину дробного представления, а также тем, которые включают много различных геометрических элементов. Наилучшие показатели для этих требований достигаются при использовании абстрактных изображений либо изображений, полученных из растровых путём конвертации.

**Алгоритмы встраивания и извлечения.** Рассмотрим алгоритмическую реализацию предлагаемого стеганографического метода.

Для начала необходимо определить количество  $n$  младших разрядов дробной части константы координаты, которые будут использоваться. Также необходимо выбрать минимальную длину дробной части для тех координат, в которые будет осуществляться встраивание.

*Алгоритм встраивания:*

**Шаг 1.** Положим, что для записи битов встраиваемого сообщения будет использоваться два младших разряда дробной части константы координаты ( $n = 2$ ). Будем выбирать только те координаты, длина дробной части которых не меньше трех.

**Шаг 2.** Выберем необходимые данные для встраивания –  $M$ , представленные в бинарном виде.

**Шаг 3.** С помощью системного генератора псевдослучайных последовательностей (ГПСЧ), например /dev/random в ОС Linux, сгенерируем секретный ключ  $K_S$  и сеансовый ключ  $K_C$ . В предлагаемой реализации  $|K_S|=128$  бит,  $|K_C|=10$  десятичных знаков.

**Шаг 4.** Аналогичным способом сгенерируем модуль размером 1024 бита, используемый в модульной арифметике ГПСЧ, основанного на алгоритме Blum-Blum-Shub [14, 15], который будет использован на дальнейших шагах, обозначим его как  $G^{BBS}$ .

**Шаг 5.** Сгенерируем псевдослучайную последовательность  $X_M = G^{BBS}(K_S \cdot K_C)$ , где  $K_S \cdot K_C$  – вектор инициализации ГПСЧ, операция « $\cdot$ » – бинарная конкатенация  $K_S$  и  $K_C$ , а длина псевдослучайной последовательности  $|X_M|=|M|$ .

**Шаг 6.** Осуществим предварительное зашифрование скрытого сообщения  $M$  путём гаммирования:  $M^{encrypt} = X_M \oplus M$ , где  $\oplus$  – операция поразрядного сложения по модулю 2. Данная операция позволит существенно нивелировать статистические закономерности скрытого сообщения.

**Шаг 7.** Осуществим разбиение  $M^{encrypt}$  на вариативное количество  $N$ -блоков, т.е.  $M_N^{encrypt} = \{m_1^{encrypt}, m_2^{encrypt}, \dots, m_N^{encrypt}\}$ , где длины  $|m_1^{encrypt}| = |m_2^{encrypt}| = \dots = |m_N^{encrypt}|$ , но при этом полагая, что в общем случае  $|m_i^{encrypt}| \neq |m_N^{encrypt}|$ , где  $i \neq N$ . Заметим, что в нашем примере  $N = 2$ , т.к. используется 2 младших разряда дроби константы (см. шаг 1).

Шаг 8. Каждый из блоков  $m_i^{encrypt}$  для  $i \neq N$  переводится в десятичную систему счисления. Последний блок  $m_N^{encrypt}$  переводится в девятеричную модифицированную систему счисления (значащие разряды  $[1,9]$ , вместо  $[0,8]$ ), чтобы впоследствии избежать использования нулей в младшем разряде десятичной дроби.

Шаг 9. Сгенерируем псевдослучайную последовательность  $L^{binary} = G^{BBS}[\text{hash}(K_s \cdot K_c)]$  длиной  $|L^{binary}| = N \times 20$  бит, которая будет использоваться для зашифровывания длин блоков  $|m_i^{encrypt}|$ , где  $\text{hash}(K_s \cdot K_c)$  – вектор инициализации  $G^{BBS}$ ,  $\text{hash}$  – функция хеширования, операция « $\cdot$ » – бинарная конкатенация  $K_s$  и  $K_c$ . В качестве функции хеширования был выбран алгоритм *md5* [16], однако может использоваться и иной.

Шаг 10. Разобьем последовательность  $L^{binary}$  на битовые подблоки  $L_i^{binary}$  таким образом, чтобы при преобразовании их в десятичный вид они были одинаковой длины, равной 5. Например, битовый подблок  $L_i^{binary} = \{01000001001100100101\}_{bin}$  в десятичном представлении будет  $L_i^{dec} = \{41325\}_{dec}$ . Далее осуществим преобразование всех подблоков  $L_i^{binary}$  в десятичное представление, каждый из которых обозначим как  $L_i^{dec}$ , таким образом,  $L_i^{dec} = \{L_1^{dec}, L_2^{dec}, \dots, L_N^{dec}\}$ .

Шаг 11. Осуществим зашифровывание всех длин блоков  $m_i^{encrypt}$  путем познакового сложения их десятичных чисел по модулю 10 с соответствующими знаками  $L_i^{dec}$ , т.е.  $Len_i^{encrypt} = (L_i^{dec} + |m_i^{encrypt}|) \bmod 10$ , где  $i = [1, N]$ , операция « $+$ » – познаковое сложение. Заметим, что в настоящей реализации алгоритма  $|Len_i^{encrypt}| = |L_i^{dec}| = 5$  разрядов.

Шаг 12. Осуществим конкатенацию всех зашифрованных длин зашифрованных блоков, т.е.  $Len_{encrypt} = Len_1^{encrypt} \cdot Len_2^{encrypt} \cdot \dots \cdot Len_N^{encrypt}$ , где  $Len_{encrypt}$  – большое число в десятичном представлении,  $|Len_{encrypt}| = N \cdot 5$  десятичных знаков.

Шаг 13. К предпоследнему блоку  $m_{N-1}^{encrypt}$  добавим сеансовый ключ  $K_c$  и  $Len_{encrypt}$ , т.е.  $m_{N-1}^{encrypt} = K_c \cdot Len_{encrypt} \cdot m_{N-1}^{encrypt}$ , где операция « $\cdot$ » – конкатенация  $K_c$ ,  $Len_{encrypt}$ ,  $m_{N-1}^{encrypt}$ .

Шаг 14. Осуществим встраивание блоков  $m_i^{encrypt}$  в контейнер. Для этого из каждого блока последовательно берется по одному десятичному разряду и встраивается на соответствующее место в дробные части констант координат SVG. Например, для  $N=2$  и блоков  $m_1^{encrypt} = 13570$ ,  $m_2^{encrypt} = 2468$  в первой координате SVG два младших разряда десятичной части будут заменены на 12, во второй координате – 34, в третьей – 56, в четвертой – 78, в пятой – 0X, где X – это та цифра, которая находилась на данном месте. Она остается неизменной, т.к. блок  $m_2^{encrypt}$  исчерпан.

*Алгоритм извлечения:*

Шаг 1. Извлечем из SVG документа все дробные части констант координат.

Шаг 2. Составляем из них  $N$ -блоков путем извлечения соответствующих младших разрядов (обратно операции встраивания), т.е. получаем  $E = \{E_1, E_2, \dots, E_N\}$ . При этом заметим, что в общем случае каждый блок  $E_i = m_i^{encrypt} \cdot RandData$ , где операция « $\cdot$ » – конкатенация соответствующего зашифрованного блока скрытого сообщения и некоторых данных *RandData*, которые для стеганосистемы не являются значимыми и которые надо отбросить, но для этого необходимо понимать размер скрытого сообщения.

**Шаг 3.** Зная, что в предпоследнем блоке  $E_{N-1} = K_c \cdot Len_{encrypt} \cdot m_{N-1}^{encrypt} \cdot RandData$ , а также длину сеансового ключа  $|K_c|=10$  знаков и длину  $|Len_{encrypt}|=N \cdot 5$  знаков, осуществляем их извлечение.

**Шаг 4.** Сгенерируем псевдослучайную последовательность  $L^{binary} = G^{BBS} [hash(K_s \cdot K_c)]$  длиной  $|L^{binary}| = N \cdot 20$  бит, которая будет использоваться для расшифровывания длин блоков  $|m_i^{encrypt}|$  и аналогично шагу 10 алгоритма встраивания приведём её к десятичному представлению.

**Шаг 5.** Осуществим расшифровывание всех длин блоков  $m_i^{encrypt}$  путем познакового вычитания их десятичных чисел по модулю 10 с соответствующими разрядами  $L_i^{dec}$ , т.е.  $Len_i^{plain} = (Len_i^{encrypt} - L_i^{dec}) \bmod 10$ , где  $i=[1, N]$ , операция « $\leftarrow$ » – познаковое вычитание. На выходе получим длину каждого зашифрованного блока, используя которую, можно отбросить весь объём незначущих для стеганосистемы данных  $RandData$ .

**Шаг 6.** Приведём каждый зашифрованный блок  $m_i^{encrypt}$  к двоичной системе счисления.

**Шаг 7.** Аналогично зашифровыванию, но с применением обратных преобразований, расшифровываем блоки и получаем  $M_N^{plain} = \{m_1^{plain}, m_2^{plain}, \dots, m_N^{plain}\}$ .

**Оценка стойкости разработанного алгоритма.** В реальных условиях наиболее распространенным видом атаки пассивного нарушителя является атака по стеганоконтэйнеру, т.к. исходный контэйнер ему неизвестен. В данных условиях обнаружение скрытого сообщения возможно на основе выявления изменений закономерностей, присущих естественным контэйнерам [2]. Был произведен анализ возможностей визуальной и статистической атак, а также проведена оценка стойкости стеганографических сообщений, сформированных с помощью разработанного программного продукта, к данным атакам.

**Визуальная атака на стеганосистему.** Рассмотрим принцип построения визуальной атаки, позволяющей выявить факт наличия скрываемого сообщения, вложенного в изображение-контэйнер [17]. Зависимость между младшими элементами констант отличается от зависимостей, рассчитанных для растровых изображений, что не позволяет применять существующий стеганографический аппарат. Введем следующую качественную оценку для скрытности встраивания:

*Отлично* – изображения визуально неотличимы даже при пятикратном увеличении.

*Хорошо* – изображения визуально неотличимы при просмотре в оригинальном масштабе, при пятикратном увеличении проявляются незначительные отличия.

*Удовлетворительно* – видны отличия между изображениями в оригинальном масштабе, но они не влияют на комфортное восприятие изображения.

*Плохо* – отличия между изображениями видны и портят изображение.

Применим данную методику, варьируя типы изображений, размеры, объём данных для встраивания и число разрядов, используемых для встраивания. *Разрядностью* назовем отношение числа разрядов для встраивания к минимальной длине дробной части используемых чисел из контэйнера, умноженное на 100%.

В результате выявлено, что эмпирические показатели скрытности встраивания слабо зависят от размеров изображения и объема данных для встраивания. Художественно-абстрактные изображения получают лучшие оценки и позволяют встроить гораздо больший объём информации. Скрытность встраивания отличная или хорошая при разрядности менее 50%, хорошая или удовлетворительная при разрядности в 50–65%, удовлетворительная при разрядности в 65–80% и плохая при разрядности более чем 80%.

Различие между пустым контэйнером и заполненным визуально не проявляется при использовании разрядности менее 66%. В зависимости от контэйнера данный показатель можно варьировать (особенно для изображений с большим числом знаков).

**Статистическая атака на стеганосистему.** Более перспективным является подход, представляющий собой внедрение в файл скрываемой информации и изучение нарушения статистических закономерностей естественных контэйнеров [19]. Для изучения внесения дополнительных искажений (шума) в изображение при встраивании сообщения в контэйнер используют взятые из радиотехники метрики искажений. В первую очередь мы использовали некоторые разностные показатели искажения.

Отношение сигнал/шум (метрика Signal to Noise Ratio, SNR) [18].

$$\text{SNR} = 10 \times \lg \frac{\sum (C_x)^2}{\sum (C_x - S_x)^2} \text{ дБ},$$

где  $C_x$  – дробная часть константы исходного контейнера,  $S_x$  – соответствующего заполненного.

Нормированная средняя абсолютная разница (Normalized Average absolute Difference, NAD) указывает степень отличия между пустым и заполненным контейнером. Рассчитывается следующим образом [20]:

$$\text{NAD} = \frac{\sum |C_x - S_x|}{|C_x|}.$$

Качество изображения (Image Fidelity, IF) является одной из основных оценочных характеристик для стеганоалгоритмов, работающих с изображениями, потому что визуальная атака основана на способности зрительной системы человека анализировать визуальные образы и обнаруживать существенные расхождения в изображениях. Рассчитывается следующим образом [20]:

$$\text{IF} = 1 - \frac{\sum (C_x - S_x)^2}{C_x^2}.$$

Структурное содержание (Structural Content, SC) используется для оценки искажений, которые вносит стеганосистема в изображение. Рассчитывается следующим образом:

$$\text{SC} = \frac{\sum C_x^2}{\sum S_x^2}.$$

Для проведения экспериментов был взят тестовый набор черно-белых и цветных изображений разного размера и начертания.

**Результаты исследований.** Для понимания объема искажений, которые вносятся в изображение, необходимо сравнить метрики для разных объемов встраиваемых данных. Также необходимо произвести проверку, как влияет увеличение разрядности на уменьшение надежности сокрытия. Исследование проведено на наборе из нескольких векторных изображений, результаты усреднены. В качестве типовых размеров данных для встраивания были взяты случайные 32, 64, 128, 256, 512, 1024, 2048 байтовые сообщения. Изображения-контейнеры в сжатом виде имеют размеры от 21 до 128 Кб. При этом изображения подобраны таким образом, что объем данных для встраивания колеблется от 5 до 34%.

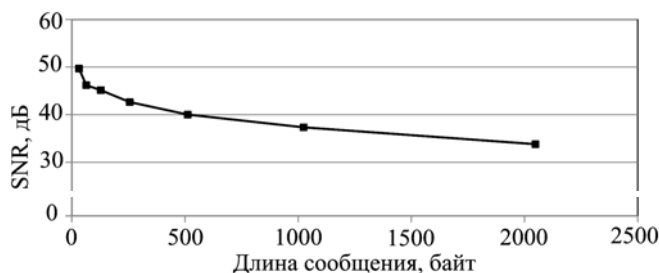


Рис. 1. Зависимость метрики SNR от длины встраиваемого сообщения

Введем следующую качественную оценку для скрытности встраивания: отлично – SNR  $\geq 35$  дБ; хорошо – SNR от 27 до 35 дБ; удовлетворительно – от 29 до 27 дБ; плохо – SNR  $\leq 19$  дБ. Метрика SNR для разрядности в 66% приведена на рис. 1.

Очевидно, что увеличение объема данных для встраивания в контейнер негативно влияет на статистику отображения, но данное влияние не снижает метрику ниже 33 дБ, что позволяет рассчитывать на отличную скрытность сообщений объемом от 5 до 34% от размера контейнера при разрядности менее 50% и хорошую при разрядности менее 66%.

В таблице приведены остальные метрики для того же набора сообщений и изображений.

**Зависимость метрик SNR, NAD, IF, SC от длины встраиваемого сообщения**

	SNR, дБ	NAD	IF	SC
32	49,67346	0,00032	0,99998	1,00003
64	46,19967	0,00057	0,99996	1,00021
128	45,14276	0,00098	0,99993	1,00022
256	42,64008	0,00202	0,99984	1,00019
512	40,02019	0,00391	0,99970	1,00072
1024	37,33800	0,00772	0,99940	1,00094
2048	33,80285	0,01533	0,99882	1,00209

Показатель NAD предсказуемо растет с увеличением длины сообщения, однако рост не является существенным, т.к. при длинах сообщений менее 43 Кб показатель не превышает 0,3%. Качество изображения и структурное содержание отклоняются от 1 в среднем на 0,2%.

Результаты согласуются с визуальными наблюдениями и находятся на уровне хорошо-удовлетворительно для длинных сообщений.

Приведем на рис. 2 сравнение показателей SNR для различной разрядности.

При увеличении числа используемых разрядов показатели ухудшаются и составляют менее чем 27 дБ. Стоит отметить, однако, что величина 50% не означает, что используются половина разрядов для каждого значения, а значит, что для встраивания используются значения, размер дробной части которых не менее чем в 2 раза больше, чем число используемых разрядов.

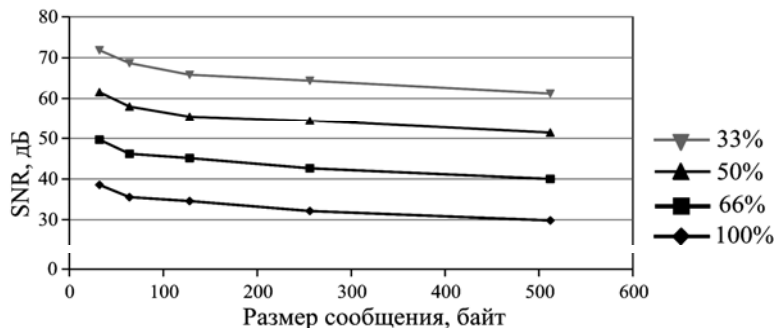


Рис. 2. Зависимость метрик SNR от длины встраиваемого сообщения для различных разрядностей

**Заключение.** В работе представлены проводимые исследования в области компьютерной стеганографии. В качестве результатов исследований была изложена концепция нового метода встраивания скрытой информации в векторные изображения, представлен общий алгоритм и разработан программный прототип. Кроме этого, в работе отражены некоторые общие методики оценки качества встраивания по отношению к пассивному противнику, их количественные и качественные оценки для разработанного стеганографического метода.

В результате проведенного исследования было показано, что цифровые векторные изображения, вполне пригодны к использованию в качестве стеганоконтейнера для встраивания секретных сообщений, разработанный метод стеганографического встраивания тому подтверждение. При этом было установлено следующее:

1. В зависимости от требований к надежности стеганографической системы можно варьировать число разрядов для встраивания, тем самым изменяя максимальный объем скрываемой информации.
2. Целесообразно использовать изображения с большим числом знаков дробной части констант и большим числом геометрических объектов. Это позволяет увеличивать число разрядов для встраивания информации.
3. Встраивание сообщения остается незамеченным при использовании 2 разрядов для заполнения значений с дробной частью от 4 и более разрядов. При этом допустимо использовать и соотношение в 66%, но для небольших сообщений.

Теоретическая значимость полученных результатов заключается в расширении области применения компьютерной стеганографии. Практическая значимость полученных результатов заключается в возможности их применения для скрытой передачи информации с высокой надежностью и стойкостью к обнаружению.

#### Литература

1. Гатчин Ю.А. Теория информационной безопасности и методология защиты информации / Ю.А. Гатчин, В.В. Сухостат. – СПб.: СПбГУ ИТМО, 2010. – 98 с.
2. Аграновский А.В. Стеганография, цифровые водяные знаки и стеганоанализ / А.В. Аграновский, А.В. Балакин, В.Г. Грибунин. – М.: Вузовская книга, 2009. – 220 с.
3. Статистика использования SVG для вебсайтов [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://w3techs.com/technologies/details/im-svg/all/all>, свободный (дата обращения: 11.12.2014).
4. Барсуков В.С., Романцов А.П. Компьютерная стеганография вчера, сегодня, завтра [Электронный ресурс]. – Режим доступа: [http://www.ess.ru/sites/default/files/files/articles/1998/0405/1998\\_0405\\_03.pdf](http://www.ess.ru/sites/default/files/files/articles/1998/0405/1998_0405_03.pdf), свободный (дата обращения: 11.12.2014).
5. Wang H. Cyber warfare: steganography vs. steganalysis / H. Wang, S. Wang // Communications of the ACM. – 2004. – Vol. 47. – P. 76–82.

6. Архипов О.П. Параметрический класс прямых прозрачных методов стегокодирования цветных изображений / О.П. Архипов, П.О. Архипов, З.П. Зыкова // Информационные технологии, вычислительные системы. – 2003. – Вып. 1–2. – С. 95–101.
7. Алиев А.Т. О применении стеганографического метода LSB к большим областям монотонной заливки // Вестник Дагестанского государственного технического университета. – 2004. – Т. 4, вып. 4 (22) . – С. 67–72.
8. Fortini M. Steganography and digital watermarking: A global view // University of California, Davis. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www-lia.deis.unibo.it/Courses/RetiDiCalcolatori/Progetti00/fortini/project.pdf>, свободный (дата обращения: 11.12.2014).
9. Zhou X. Wmxml: A system for watermarking xml data / X. Zhou, H. Pang, K. Tan, D. Mangla // VLDB '05 Proceedings of the 31st international conference on Very large data bases. – 2005. – P. 1318–1321.
10. Wang G. A High Capacity Reversible Watermarking Scheme Based on an Integer Transform / G. Wang, X. Li, B. Yang // Advances in Multimedia Information Processing. – PCM. – 2009. – Vol. 5879. – P. 1287–1292.
11. Yang C.H., Lin T.M., Chang C.C. Information Hiding in SVG by Affine Transformation with Small Perturbation // 2008 International Conference on Advanced Information Technologies (AIT). [Электронный ресурс]. – Режим доступа: [http://www.inf.cyut.edu.tw/AIT2008/ft\\_251.pdf](http://www.inf.cyut.edu.tw/AIT2008/ft_251.pdf), свободный (дата обращения: 11.12.2014)
12. Zhou X. Watermark-Based Scheme to Protect Copyright of SVG Data / X. Zhou, X. Pan // ICCIAS. – 2006. – Vol. 2. – P. 1199–1202.
13. Huber S. Topology-Preserving Watermarking of Vector Graphics / S. Huber, M. Held, R. Kwitt, P. Meerwald // International Journal of Computational Geometry & Applications. – 2014. – Vol. 1. – P. 61–86.
14. Blum L. A Simple Unpredictable Pseudo-Random Number Generator / L. Blum, M. Blum, M. Shub // SIAM Journal on Computing. – 1986. – Vol. 15. – P. 364–383.
15. Blum L. Comparison of two pseudo-random number generators / L. Blum, M. Blum, M. Shub // Advances in Cryptology: Proceedings of Crypto. – 1982. – P. 61–78.
16. The MD5 Message-Digest Algorithm [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://tools.ietf.org/html/rfc1321>, свободный (дата обращения: 11.12.2014).
17. Грибунин В.Г. Цифровая стеганография / В.Г. Грибунин, И.Н. Оков. – М.: СОЛОН-ПРЕСС, 2009. – 265 с.
18. Коханович Г.Ф. Компьютерная стеганография. Теория и практика / Г.Ф. Коханович, А.Ю. Пузыренко. – К.: МК-Пресс, 2006. – 288 с.

---

**Менщиков Александр Алексеевич**

Студент каф. прикладной математики и компьютерной безопасности  
Института космических и информационных технологий Сибирского федерального университета  
Тел.: 8-913-507-04-09  
Эл. почта: [ntpcp@yandex.ru](mailto:ntpcp@yandex.ru)

**Шниперов Алексей Николаевич**

Канд. техн. наук, доцент каф. прикладной математики и компьютерной безопасности  
Института космических и информационных технологий Сибирского федерального университета  
Тел.: +7 (391-2) 06-27-43  
Эл. почта: [Ashnipеров@sfu-kras.ru](mailto:Ashnipеров@sfu-kras.ru)

Menshchikov A.A., Shnipеров A.N.

**The method of data hiding in vector graphics formats**

The paper describes a new method of steganographic data embedding with the use of digital vector graphics, which contain constants of high precision decimals. We estimate the additional noise, which appears depending on the parameters of data hiding process. This method could be used for hidden and secure communication with a high reliability and detection resistance.

**Keywords:** steganography, hidden data transmission, protection of confidential information, digital watermarks.



УДК 621.317.7

В.М. Дмитриев, Т.Н. Зайченко, Т.В. Ганджа, В.В. Ганджа

## Методика сопряжения системы виртуальных инструментов и приборов с универсальным контроллером X-Mega

Рассмотрена методика сопряжения системы виртуальных инструментов и приборов, основанная на компонентном многоуровневом представлении виртуальных генераторов и измерительных приборов, с реальным объектом с помощью универсального контроллера X-Mega. С помощью реализованных компонентов осуществляется взаимодействие программного обеспечения с контроллером, управляющим аппаратно-программным комплексом «Лабораторное автоматизированное рабочее место», который применяется для реализации виртуально-физических лабораторий по различным техническим дисциплинам, а также для научных исследований и разработки систем измерения и управления различными техническими объектами.

**Ключевые слова:** аппаратно-программный комплекс, контроллер, виртуальный прибор, многоуровневая модель.

В современном образовании осуществляется переход от существующих методов проведения лабораторных исследований учебного и научно-исследовательского характера к более совершенным образовательным технологиям – информационно-коммуникационным, на основе которых формируется современное информационное общество. На сегодняшний день в процесс обучения техническим дисциплинам внедряются различные средства автоматизации выполнения учебных и научно-исследовательских экспериментов над техническими объектами. Рынок наполняется дорогостоящим измерительным оборудованием, которое сложно для освоения при выполнении лабораторных работ учебного характера и исследований в рамках научной работы студентов и развиваемого группового проектного обучения. На смену такому оборудованию приходит специализированное программное обеспечение, позволяющее из графических компонентов и примитивов и интегрированных с ними математических блоков обработки результатов измерений сформировать виртуальные инструменты и приборы для автоматизации экспериментальных исследований. Одним из таких комплексов является система LabView [1] фирмы National Instrument. Обладая достаточным набором компонентов для построения виртуальных приборов, данная система сложна для освоения студентами, позволяет интегрироваться только с аппаратно-программным комплексом Elvis и системой датчиков, установленных на нем, а также обладает достаточно большой стоимостью пакета, позволяющего формировать виртуальные инструменты и приборы. Для интеграции виртуальных приборов системы LabView с контроллерами других фирм необходимо разработать соответствующий язык и его интерпретатор, что является нетривиальной задачей.

В качестве альтернативы системе LabView разработана система виртуальных инструментов и приборов (СВИП) [2]. В ее основе лежит многоуровневый компонентный подход создания виртуального прибора, обладающего легким и функционально достаточным интерфейсом для автоматизированного выполнения лабораторных исследований. Созданные с помощью СВИП виртуальные приборы допускают интеграцию с различными аппаратно-программными комплексами, функционирующими под управлением программ, написанных на разработанном языке программирования контроллеров X-Robot [3]. Эта интеграция реализована в виде набора определенных согласующих компонентов, осуществляющих чтение данных с контроллера комплекса «Лабораторное автоматизированное рабочее место» (ЛАРМ) и управление параметрами встроенных в него источников и генераторов сигналов. В качестве примера в данной работе рассматривается набор компонентов, предназначенных для интеграции СВИП с измерительно-управляющим контроллером X-Mega, работа которого основана на универсальном драйвере FTDI [4]. На базе такой интеграции создана новая версия аппаратно-программного комплекса ЛАРМ [5].

**Сопряжение среды многоуровневого компьютерного моделирования с универсальным контроллером.** Схема взаимодействия аппаратно-программного комплекса ЛАРМ с системой виртуальных инструментов и приборов приведена на рис. 1, которая включает в себя:

1) реальный исследуемый объект, который формируется из реальных компонентов на коммутационной плате;

2) приборы аппаратно-программного комплекса ЛАРМ [5], в которые входят источники и генераторы сигналов, а также измерительные приборы. ЛАРМ оснащен источником изменяемого напряжения в диапазоне от 0 до 12 В, а также генератором сигналов, позволяющим генерировать сигналы основных трех форм (синусоидальной, прямоугольной и треугольной), а также программируемой формой сигнала, один период которого формируется по точкам в компьютере и пересылается в ЛАРМ. Сигналы перечисленных форм могут иметь частоту от 50 Гц до 2 МГц. К измерительным приборам относятся вольтметр, осуществляющий измерения напряжения относительно общей для всех приборов Земли в диапазоне от 0 до 12 В, амперметр, производящий измерение тока в диапазоне от 0 до 100 мА, а также двухканальный осциллограф, позволяющий исследовать два сигнала переменного напряжения с размахом 20 В;

3) измерительно-управляющий контроллер X-Mega, работающий под управлением программы, написанной на языке управления механизмами X-Robot [3]. В отличие от существующих языков программирования контроллеров, он поддерживает до 254 параллельных процессов, обеспечивая их синхронизацию. Управление каждым процессом может осуществляться из компьютера в виде кадра определенного вида, включающего в себя идентификатор команды и ее один целочисленный атрибут;

4) в качестве драйвера используется универсальный драйвер FTDI [4], позволяющий организовать дуплексный обмен данными между аппаратно-программным комплексом ЛАРМ и функционирующим на компьютере программным обеспечением с достаточной скоростью;

5) виртуальный прибор (ВП), представляющий собой реализованный на компьютере оконный интерфейс, имитирующий на компьютере логику работы реального прибора и предназначенный для генерации сигналов на реальный объект и для отображения результатов измерения.

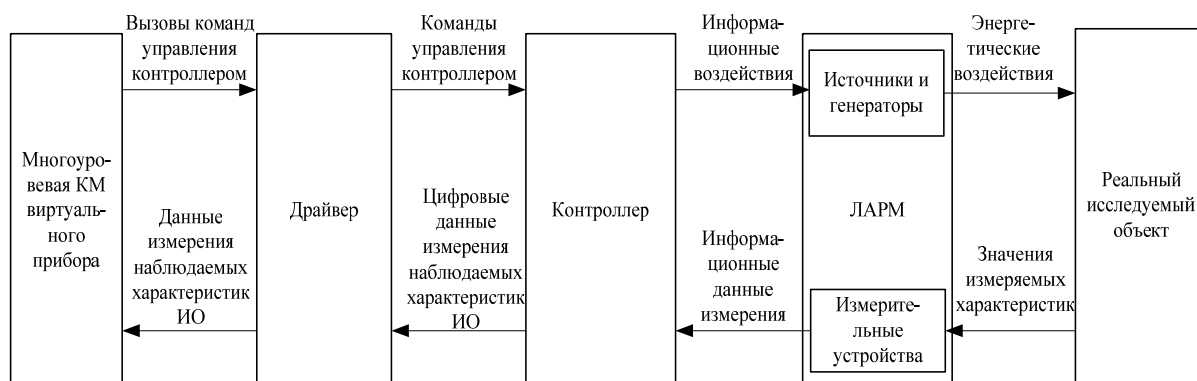


Рис. 1. Схема взаимодействия реального объекта, аппаратно-программного комплекса ЛАРМ и системы виртуальных инструментов и приборов

**Многоуровневое представление виртуального прибора.** Для формирования ВП, позволяющего осуществлять взаимодействие с аппаратно-программным комплексом ЛАРМ, используется система виртуальных инструментов и приборов [2]. Создаваемый в ней на основе компонентного подхода виртуальный прибор включает в себя:

- лицевую панель, представляющую собой оконный интерфейс в виде замкнутой экранной области, в которой с помощью визуальных компонентов осуществляется визуализация результатов измерений, а также располагаются органы управления параметрами прибора;

- схему алгоритма функционирования прибора, содержащую блоки приема и математической обработки данных измерения приборами комплекса ЛАРМ для их визуализации, алгоритмы анализа событий-действий пользователя с визуальными компонентами и блоки формирования команд управления контроллером, представленные в виде соответствующих кадров;

- интерфейс взаимодействия с исследуемым объектом, реализуемый в виде программы, написанной на языке X-Robot и записанной в контроллер X-Mega, входящий в состав аппаратно-программного комплекса ЛАРМ.

Формирование виртуальных приборов осуществляется в графическом редакторе СВИП из компонентов, включенных в библиотеку компонентов. При этом для отделения лицевой панели прибора от схемы алгоритма его функционирования и интерфейса связи с исследуемым объектом графический редактор разделен на два слоя (визуальный и логический). Взаимодействие между ними осуществляется путем отображения визуальных компонентов на двух слоях одновременно. Взаимодействие виртуального прибора с исследуемым объектом осуществляется путем формирования и отправки команд, сформированных в формате языка X-Robot, а также приема массива данных в режиме реального времени. Для осуществления этого в реальном масштабе времени в рамках системы ВИП реализован многопоточный режим. В нем выделяются и реализуются взаимосвязанные два потока:

- 1) поток чтения данных с контроллера;
- 2) поток отображения данных и формирования управляющих команд, отправляемых в контроллер.

Таким образом, методика взаимодействия системы виртуальных инструментов и приборов с универсальным контроллером X-Mega, на базе которого реализуется аппаратно-программный комплекс ЛАРМ, включает в себя язык программирования контроллеров X-Robot и набор компонентов взаимодействия созданных в СВИП виртуальных приборов с универсальным контроллером X-Mega. Это взаимодействие реализовано с помощью компонентов, выполняющих следующие команды:

- запуск измерительно-управляющего контроллера;
- чтение кадров со значениями наблюдаемых переменных реального ИО с измерительных устройств (датчиков) в режиме реального времени;
- запись команд управления контроллером, преобразующим их в информационные воздействия, передаваемые исполнительным устройствам, осуществляющим энергетические воздействия на реальный ИО.

**Компоненты взаимодействия системы ВИП с универсальным контроллером X-Mega.** Перечисленные команды взаимодействия системы ВИП с измерительно-управляющим контроллером, функционирующим на базе языка управления механизмами X-Robot [8], реализованы в виде набора компонентов, входящих в схему алгоритма функционирования прибора:

1. Компонент «Запуск/остановка контроллера» (рис. 2) по сигналу  $C_1$ , поступающему на узел  $n_1$ , производит инициализацию и запуск измерительно-управляющего контроллера. По сигналу  $C_2$ , приходящему на узел  $n_2$ , производится завершение работы контроллера и его останов.

2. Компонент «Чтение данных» (рис. 3) осуществляет чтение данных измерения наблюдаемых характеристик реального СТО. Он начинает считывать данные с  $N$  датчиков одновременно после того, как на узел  $n_0$  поступит сообщение с истинным значением. Результаты измерений с помощью узлов  $n_1, n_2, \dots, n_N$  будут передаваться на средства обработки и визуализации результатов, представленные компонентами.

3. Компонент «Запись команды в контроллер» (рис. 4) реализован с учетом того, что каждая команда контроллера, обозначаемая некоторым двухбайтовым шестнадцатеричным числом, включает в себя один целочисленный параметр, задаваемый в виде шестнадцатеричного числа, которое может задаваться соответствующим источником. Команда  $C$  поступает в компонент с помощью узла  $n_1$ , а ее аргумент  $P_1$  – с помощью узла  $n_2$ . Запись сформированной в компоненте команды в контроллер осуществляется по разрешающему сигналу, поступающему в компонент через узел  $n_3$ .

На рис. 5 приведена алгоритмическая компонентная цепь виртуального прибора, в которой фрагментами показаны подцепи пуска и останова контроллера (рис. 5, а), чтения данных и отправки их на средства обработки и визуализации (рис. 5, б) и формирование команды изменения частоты генератора синусоидального сигнала (рис. 5, в).

Аналогичным образом с помощью реализованных математических, логических и алгоритмических компонентов можно формировать любую команду управления и записывать ее в контроллер для выполнения им в требуемый момент с помощью сигнала, поступающего на узел  $n_3$  (см. рис. 4).

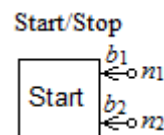


Рис. 2. Компонент «Запуск/остановка контроллера»

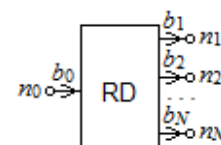


Рис. 3. Компонент «Чтение данных»

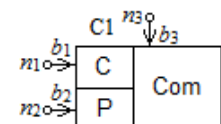


Рис. 4. Компонент «Запись команды в контроллер»

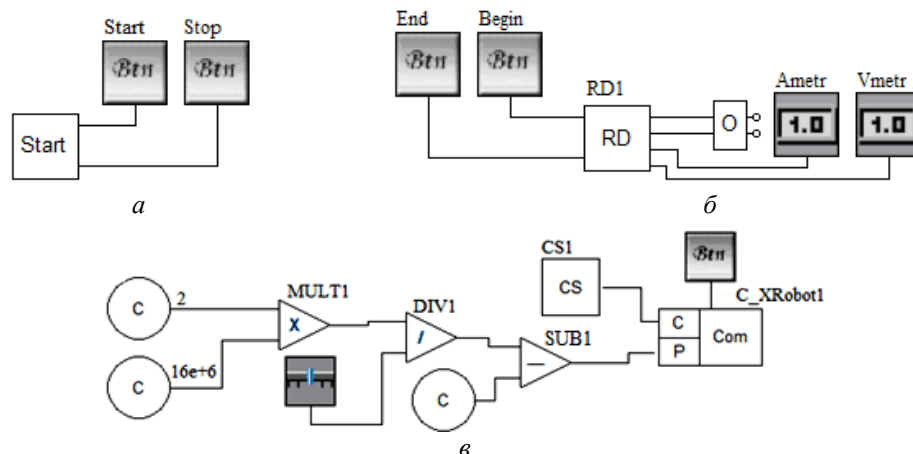


Рис. 5. Алгоритмическая компонентная цепь формирования команды изменения частоты генератора синусоидального сигнала

**Заключение.** Предложенная методика сопряжения системы виртуальных инструментов и приборов с контроллером X-Mega открывает возможности быстрого и легкого создания виртуальных приборов для целей автоматизации лабораторных экспериментов учебного и научного характера. В настоящее время для исследования электрических цепей и электронных схем на базе данного контроллера со встроенным в него интерпретатором X-Robot реализован аппаратно-программный комплекс ЛАРМ, включающий в себя соответствующий набор источников, генераторов и измерительных приборов.

С их помощью любой пользователь получает возможности формирования виртуальных приборов и написания управляющих программ для их взаимодействия с измерительно-управляющим контроллером, на котором установлен интерпретатор языка X-Robot, для целей исследования и разработки алгоритмов управления техническими объектами.

#### Литература

1. Пейч Л.И. LabView для новичков и специалистов / Л.И. Пейч, Д.А. Точилин, Б.П. Поллак. – М.: Горячая линия – Телеком, 2004. – 384 с.
2. СВИП – система виртуальных инструментов и приборов / В.М. Дмитриев, Т.В. Ганджа, В.В. Ганджа, Ю.И. Мальцев. – Томск: В-Спектр, 2014. – 216 с.
3. Мальцев Ю.И. Язык управления механизмами X-Robot // Электронные средства и системы управления: матер. докл. IX Междунар. науч.-практ. Конф. (30–31 октября 2013 г.): В 2 ч. – Ч. 2. – Томск: В-Спектр, 2013. – С. 114–118.
4. FTDI Chip Home Page [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.ftdichip.com/>, свободный (дата обращения: 20.02.2015).
5. Дмитриев В.М. Концепция лабораторного автоматизированного рабочего места на архитектуре ARM / В.М. Дмитриев, В.В. Ганджа // Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. – 2014. – № 1 (31). – С. 171–173.
6. Дмитриев В.М. Система визуализации и управления вычислительным экспериментом в среде многоуровневого моделирования MAPS / В.М. Дмитриев, Т.В. Ганджа, Т.Ю. Коротина // Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. – 2010. – № 1 (21). – Ч. 2. – С. 149–155.
7. Дмитриев В.М. Принцип формирования многоуровневых компьютерных моделей SCADA-систем для управления сложными технологическими объектами / В.М. Дмитриев, Т.В. Ганджа // Информатика и системы управления. – 2013. – № 2 (36). – С. 24–35.
8. Ганджа Т.В. MARS-Engine – средство использования виртуальных приборов // Современное образование: практико-ориентированные технологии подготовки инженерных кадров: материалы междунар. науч.-метод. конф., 29–30 января 2015 г., Россия, Томск. – Томск: Изд-во Том. гос. ун-та систем управления и радиоэлектроники, 2015. – С. 49–50.

**Дмитриев Вячеслав Михайлович**

Д-р техн. наук, профессор, зав. каф. моделирования и системного анализа (МиСА) ТУСУРа

Тел.: 8 (382-2) 41-39-15

Эл. почта: dmitriewvm@gmail.com

**Зайченко Татьяна Николаевна**

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

Тел.: 8 (382-2) 41-39-15

Эл. почта: ztntomsk@rambler.ru

**Ганджа Тарас Викторович**

Канд. техн. наук, доцент каф. МиСА ТУСУРа

Тел.: 8 (382-2) 41-39-15

Эл. почта: gandgatv@gmail.com

**Ганджа Василий Викторович**

Аспирант каф. МиСА ТУСУР

Тел. 8 (382-2) 41-39-15

Эл. почта: vasivik@gmail.com

Dmitriev V.M., Zaychenko T.N., Gandzha T.V., Gandzha V.V.

**Interface of visual instruments and devices with a universal X-Mega controller**

The article describes the method of conjugation system of virtual instruments and devices based on multilevel representation of the components generators and virtual instruments, a real object using a universal X-Mega controller. With the implementation of the components, the software interacts with the controller which controls the hardware complex «Laboratory Workstation», which is used for the implementation of virtual-physical laboratories in various technical disciplines, and also can be used for research and development of measurement and control of various technical objects.

**Keywords:** hardware-software system, controller, virtual instrument, multilevel model.

УДК 004.023

М.М. Милихин, Ю.Б. Гриценко, М.М. Рычагов

## Комбинированный метод визуализации картографических данных веб-ориентированной геоинформационной системы

Рассмотрены методы визуализации геоданных, используемые при разработке веб-ориентированных геоинформационных систем. Разработан комбинированный метод визуализации картографических данных, применение которого позволит построить новую архитектуру веб-ориентированной ГИС, обладающей возможностями десктопных ГИС.

**Ключевые слова:** веб-технологии, геоинформационная система, методы визуализации данных.

На сегодняшний день геоинформационные системы (ГИС) являются неотъемлемой частью общественной жизни. ГИС используются для решения все большего числа задач, таких как навигация и определение местоположения в пространстве, обеспечение наглядности представления информации, анализ пространственных данных, а также в качестве инструментов поддержки принятия решений. Современный уровень развития ГИС и задачи геоинформатики во многом обусловлены тенденциями развития информационных технологий в целом. Сегодня ГИС способны не только решать задачи визуализации, наглядного представления и анализа данных, но и готовы стать основой единой интегрированной веб-ориентированной информационной системы в рамках промышленного предприятия или муниципального образования, занятых процессом эксплуатации территориально распределенных инженерных коммуникаций [1]. В рамках такой задачи среди множества существующих ГИС особый интерес представляют веб-ориентированные геоинформационные системы (веб-ГИС) [2], предоставляющие возможность обеспечения доступа к актуальным данным и аналитическим функциям современных комплексных ГИС с широкого спектра устройств.

Целью работы является разработка метода визуализации картографических данных в веб-ориентированной геоинформационной системе, позволяющего повысить уровень функциональных возможностей современных веб-ориентированных ГИС до уровня десктопных систем при сохранении всех присущих веб-системам преимуществ.

В основе веб-ГИС-систем лежит распределенная архитектура, соответствующая, как правило, многозвенной [2–5] (обычно трехзвенной [2, 5]) модели клиент-серверного программного обеспечения и позволяющая организовать доступ к геоданным и инструментам ГИС-анализа с использованием Интернет. Одним из компонентов, во многом определяющих распределение функциональных возможностей между звеньями архитектуры веб-ГИС, являются электронные карты (под электронными картами мы будем понимать картографические изображения на видеоэкране компьютера как результат визуализации некоторых цифровых данных). Необходимость визуализации данных обусловлена невозможностью непосредственного восприятия человеком цифровых моделей, представляющих геоданные. Существующие на сегодняшний день способы визуализации картографических изображений в рамках веб-ориентированных ГИС предполагают реализацию функциональных возможностей визуализации данных на клиентской или серверной сторонах веб-приложения: с использованием статических или подвижных карт (классические методы), элемента canvas HTML5 [6], технологий Adobe Flash [5] и SVG [7] (альтернативные методы).

Средства статической визуализации карт служат для визуализации карты в форме изображения. Работа таких средств заключается в формировании растрового изображения карты на стороне веб-ГИС-сервера и последующей отправке его пользователю, который может просматривать его, используя средство для просмотра изображений или специализированное клиентское веб-ГИС-приложение, позволяющее организовать интерактивные взаимодействия пользователя с системой для реализации базовых функций ГИС, таких как навигация, масштабирование и выделение объектов. Основным недостатком данного подхода является необходимость запроса нового изображения текущего участка карты (и его генерация на стороне сервера) при выполнении любой операции, требующей внесения изменений в картографическое представление данных.

Подвижные карты, также известные как плиточные (тайловые) карты, используются в таких картографических веб-сервисах как Google Maps, OpenStreetMap, Yahoo Maps, Microsoft Bing Maps. В основе данного подхода лежит идея представления карты в конечном числе масштабов [5]. При этом карта в каждом масштабе разбивается на прямоугольные области, для каждой из которых генерируется отдельное изображение, благодаря чему возможно сократить время выполнения отдельных запросов клиентского приложения за счет обновления только той части карты (плитки), которая требует внесения изменений. В большинстве существующих картографических веб-приложений используются генераторы файлов и системы кэширования изображений на серверной стороне, которые обеспечивают визуализацию и нарезку карты на плитки заранее в каждом из заданных в приложении масштабов. Поскольку картографические данные становятся сложнее, и возникает потребность представления многослойных данных в различных проекциях и уровнях масштабирования, традиционные технологии веб-картографии становятся недостаточно гибкими [19].

Среди общих недостатков методов генерации изображений карт на серверной стороне веб-ГИС можно выделить необходимость передачи по сети больших объемов данных, постоянную нагрузку на вер-сервер и большую загрузку картографического веб-сервера в случае генерации статических карт, а также зависимость быстродействия веб-ГИС от скорости сетевого соединения, что может быть особенно критично в мобильных устройствах. Решением этих проблем может стать визуализация карты на клиентской стороне приложения. Стандарт разметки гипертекста HTML5 содержит элемент canvas, который может быть использован для создания таких изображений с использованием программ на языке JavaScript (EcmaScript). На сегодняшний день элемент canvas поддерживается всеми основными современными веб-браузерами [19], что делает возможным использование данной технологии в промышленном ПО. К недостаткам такого подхода можно отнести повышение требовательности к ресурсам клиентского устройства по сравнению с классическими методами визуализации и невозможность/затрудненность интеграции ГИС со сторонними источниками данных.

Рассматриваемые ниже методы генерации карты ориентированы на визуализацию карты в форме векторного изображения. К основным преимуществам таких методов можно отнести независимость изображения карты от масштаба (отсутствие необходимости обновлять карту при изменении ее масштаба) [5]. Среди основных форматов векторных карт выделим такие, как Adobe Flash [5] и SVG [7].

Технология Flash получила достаточно широкое распространение в веб-картографии. Существуют инструменты интеграции Flash-приложений с картами Google Maps и ESRI ArcGIS, а также возможности добавления на карту, сгенерированную картографическим веб-сервером, дополнительной информации [5]. К недостаткам технологии стоит отнести необходимость установки дополнительного расширения для веб-браузера и, как следствие, затрудненность ее использования на платформах с недостаточной поддержкой Flash.

Для визуализации картографических данных веб-ГИС в векторной форме может быть использована масштабируемая векторная графика (SVG). Одним из основных преимуществ использования SVG в веб-картографии является возможность балансировки распределения функциональных возможностей пространственного анализа данных между клиентом и сервером, обеспечивая, таким образом, уменьшение сетевого трафика приложения и нагрузку на веб-сервер.

В отличие от технологии Adobe Flash, SVG имеет встроенную поддержку в современных браузерах и позволяет обеспечить более тесную интеграцию с интерфейсом веб-ГИС клиента, а поддержка стилей оформления и послойной группировки объектов создает возможности управления картой и ее стилизации без выполнения дополнительных запросов к картографическому серверу [6]. Разработка дополнительных инструментов пространственного анализа в рамках такого сервера возможна с использованием расширения языка SQL SSESQ, подробное описание которого приводит Н. Huang [7].

Таким образом, использование современных технологий визуализации геоданных позволяет обеспечить распределение нагрузки между клиентской и серверной частями веб-ГИС, а комбинирование предложенных альтернативных методов визуализации с классическими может обеспечить возможность создания высокоэффективных распределенных геоинформационных систем, соответствующих промышленным стандартам представления данных. Пример такого подхода представлен на рис. 1. Предлагаемый авторами комбинированный метод визуализации данных является дальнейшим развитием методов генерации электронных карт и предполагает сочетание основных преимуществ альтернативных и классических методов визуализации, рассмотренных выше.

В основе метода лежит идея сочетания двух средств визуализации – одного в рамках ПО веб-ГИС-клиента и одного в рамках ПО веб-ГИС-сервера. Такой подход позволит, с одной стороны, обеспечить функциональные возможности интеграции локальных данных ГИС с данными сторонних поставщиков (таких как Google, OpenStreetMap или Яндекс) в сочетании с доступностью и кросс-платформенностью веб-приложения, с другой – позволит работать с системой при отсутствии интернет-соединения, что может быть особенно актуально при работе с ГИС в условиях отсутствия мобильной связи или проблем, вызванных неполадками сетевого оборудования.

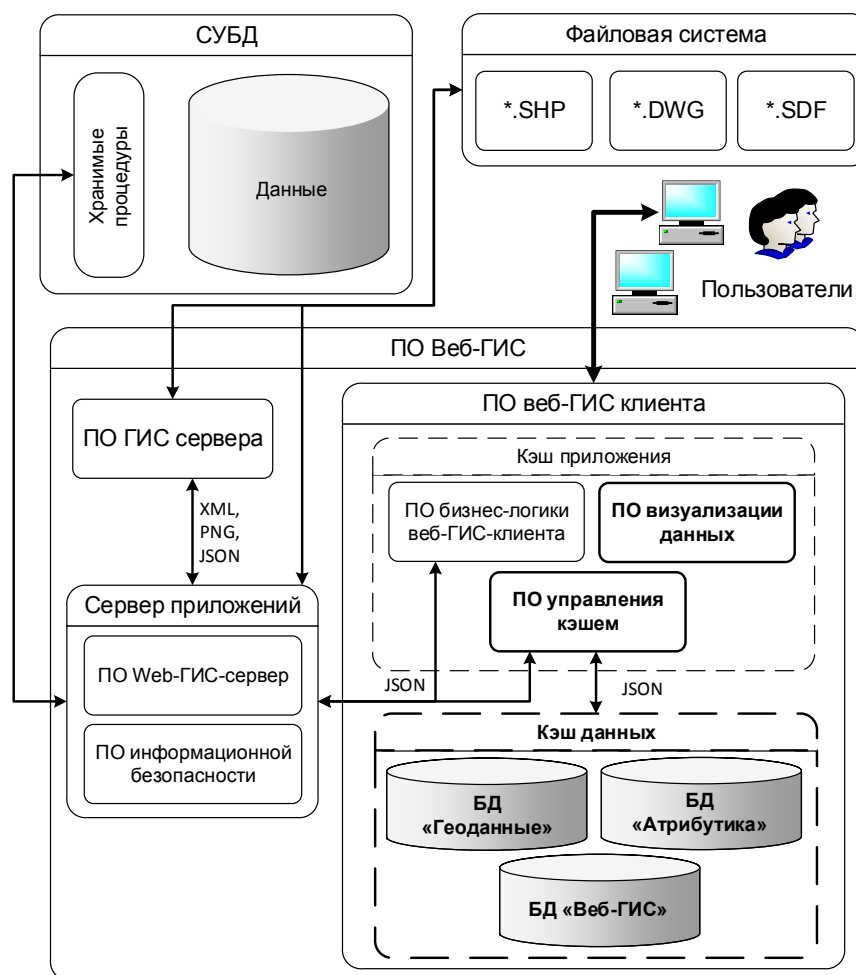


Рис. 1. Использование комбинированного метода визуализации геоданных

Благодаря кэшированию данных и приложения на стороне ПО веб-ГИС-клиента также повышается уровень надежности и отказоустойчивости системы. ПО веб-ГИС-клиента может функционировать как классическое клиентское приложение, отображающее результаты визуализации данных, полученные от веб-ГИС-сервера, а, в случае возникновения неполадок с сетевым соединением переключается в режим десктопной ГИС. В состав ПО веб-ГИС-клиента включены ПО управления кэшем, предназначенное для сохранения и обновления локальной копии приложения, и ПО визуализации данных для генерации картографического изображения. Кроме того, веб-ГИС-клиент содержит три базы данных, служащих для сохранения минимального набора данных, необходимых для функционирования системы в условиях отсутствия интернет-соединения.

Реализация предложенного подхода к организации архитектуры веб-ориентированной ГИС позволит вывести уровень функциональных возможностей современных веб-ориентированных ГИС на уровень десктопных систем при сохранении всех присущих веб-системам преимуществ. Такая система может быть использована в качестве основы интегрированной геоинформационной системы предприятия, сочетая все компоненты такой системы в рамках единого приложения. ПО веб-ГИС-клиента при этом может быть использовано для просмотра, анализа и визуализации простран-



ственно-атрибутивных данных, а СУБД, файловое хранилище и кэш данных веб-ГИС-клиента образуют хранилище данных веб-ГИС.

#### *Литература*

1. Skjelbo U. Geographic Information in Enterprise Architecture / U. Skjelbo, J.J. Jensen, L.J. Jorgensen [Электронный ресурс]. – Режим доступа: [http://www.esri.com/library/whitepapers/pdfs/informi\\_enterprise-architecture.pdf](http://www.esri.com/library/whitepapers/pdfs/informi_enterprise-architecture.pdf), свободный (дата обращения: 12.05.2014).
2. Гриценко Ю.Б. Типовые архитектурные решения геоинформационных систем ведения инженерной инфраструктуры предприятия // Ю.Б. Гриценко, О.И. Жуковский // Доклады ТУСУРа. – 2011. – № 2 (24), ч. 2. – С. 171–175.
3. Гриценко Ю.Б. Программное обеспечение организации запросов к электронному генеральному плану инженерной инфраструктуры // Сб. науч. трудов Sworld по матер. междунар. науч.-практ. конф. – 2012. – Т. 4, № 2. – С. 40–43.
4. Ballatore A. et al. A comparison of open source geospatial technologies for web mapping // International Journal of Web Engineering and Technology. – 2011. – Vol. 6, №. 4. – P. 354–374.
5. Adnan M., Singleton A., Longley P. Developing efficient web-based GIS applications [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://eprints.ucl.ac.uk/19247/1/19247.pdf>, свободный (дата обращения: 09.05.2014).
6. Web GIS in practice VIII: HTML5 and the canvas element for interactive online mapping / M.N.K. Boulos et al. // International journal of health geographics. – 2010. – Vol. 9, № 1. – P. 14.
7. An SVG-based method to support spatial analysis in XML/GML/SVG-based WebGIS / Huang H. et al. // International Journal of Geographical Information Science. – 2011. – Vol. 25, № 10. – P. 561–1574.

---

#### **Милихин Михайил Михайлович**

Аспирант каф. автоматизации обработки информации (АОИ) ТУСУР  
Тел.: +7-952-881-72-38  
Эл. почта: [milikhin@gmail.com](mailto:milikhin@gmail.com)

#### **Гриценко Юрий Борисович**

Канд. техн. наук, доцент каф. АОИ  
Тел.: +7-952-896-03-71  
Эл. почта: [ubg@muma.tusur.ru](mailto:ubg@muma.tusur.ru)

#### **Рычагов Михаил Михайлович**

Студент 2-го курса магистратуры каф. АОИ  
Тел.: +7-952-806-19-12  
Эл. почта: [rmm@muma.tusur.ru](mailto:rmm@muma.tusur.ru)

Milikhin M.M., Gritsenko Yu.B.

#### **Combined geospatial data visualization method for web-based geographic information system**

The paper contains the review of main spatial data visualization methods used to develop web-based geographic information systems. On the basis of the review, the authors suggest a new architectural model for web-based GIS, which is based on combined data visualization method.

**Keywords:** spatial data visualization, geographic information systems, web-technologies.

УДК 621.391:004.9

О.О. Басов, С.П. Богданов, Д.А. Струев

## Методика выбора аппаратно-программных средств для построения абонентских терминалов полимодальной инфокоммуникационной системы

Представлен научно-методический инструментарий синтеза функциональных структур одно-модальных и многомодальных абонентских терминалов полимодальных инфокоммуникационных систем, в том числе с резервированием. Для оптимального выбора программно-аппаратных средств реализации данных структур показана целесообразность использования обобщенного показателя, учитывающая технические характеристики, стоимость и техническую совместимость функциональных элементов.

**Ключевые слова:** полимодальная инфокоммуникационная система, абонентский терминал, многомодальный интерфейс, функциональная структура, аппаратно-программные средства.

Во время традиционной межличностной коммуникации люди почти всегда взаимодействуют *многомодально*, используя вербальные и невербальные каналы [1]. Анализ существующих многомодальных интерфейсов, их основных характеристик и областей применения, а также результатов общих исследований в области многомодального взаимодействия [2–7] позволил сделать вывод о возможности и необходимости максимального приближения процесса взаимодействия абонентов через инфокоммуникационную систему к традиционной межличностной коммуникации. В настоящее время существуют объективные предпосылки для отказа от принципов разделения передаваемой информации на услуги связи и реализации *полимодальных инфокоммуникационных систем* (ПИКС).

Указанный подход предполагает использование абонентских терминалов, реализующих многомодальные архитектуры (рис. 1) [6]. Выбор аппаратно-программных средств для их построения при заданной информационно-алгоритмической структуре представляет собой сложную научно-техническую задачу и требует решения, обеспечивающего максимум некоторого обобщенного показателя эффективности [8, 9].

В качестве частных показателей для выбора оборудования при построении абонентского терминала ПИКС могут использоваться:

- технические характеристики, наиболее важные для оборудования конкретной ПИКС;
- надежность;
- массогабаритные характеристики оборудования;
- соответствие специфическим требованиям заказчика (наличие сертификатов, опыт применения в других проектах, особенности программного обеспечения и т.п.);
- перспективы выпуска данной серии оборудования, совместимость с другими сериями;
- стабильность технической поддержки производителя;
- наличие максимально полной технической документации;
- стоимостные характеристики и др.

Необходимо отметить, что конкретный набор показателей для выбора технических средств абонентских терминалов определяется спецификой создаваемой ПИКС. При этом для различных типов абонентских терминалов степень важности каждого из указанных показателей различна.

По результатам проведенной оценки по выбранным показателям может быть выбрано небольшое число типов оборудования, которое наиболее соответствует всем предъявляемым требованиям и сопоставимо друг с другом по эксплуатационным показателям. Из этих оставшихся вариантов необходимо выбрать наиболее приемлемый с точки зрения технических и эксплуатационных показателей вариант для данной ПИКС.

Целью работы является разработка методики выбора аппаратно-программных средств для построения абонентских терминалов на основе совокупности моделей и алгоритмов синтеза их функциональной структуры [10–13].

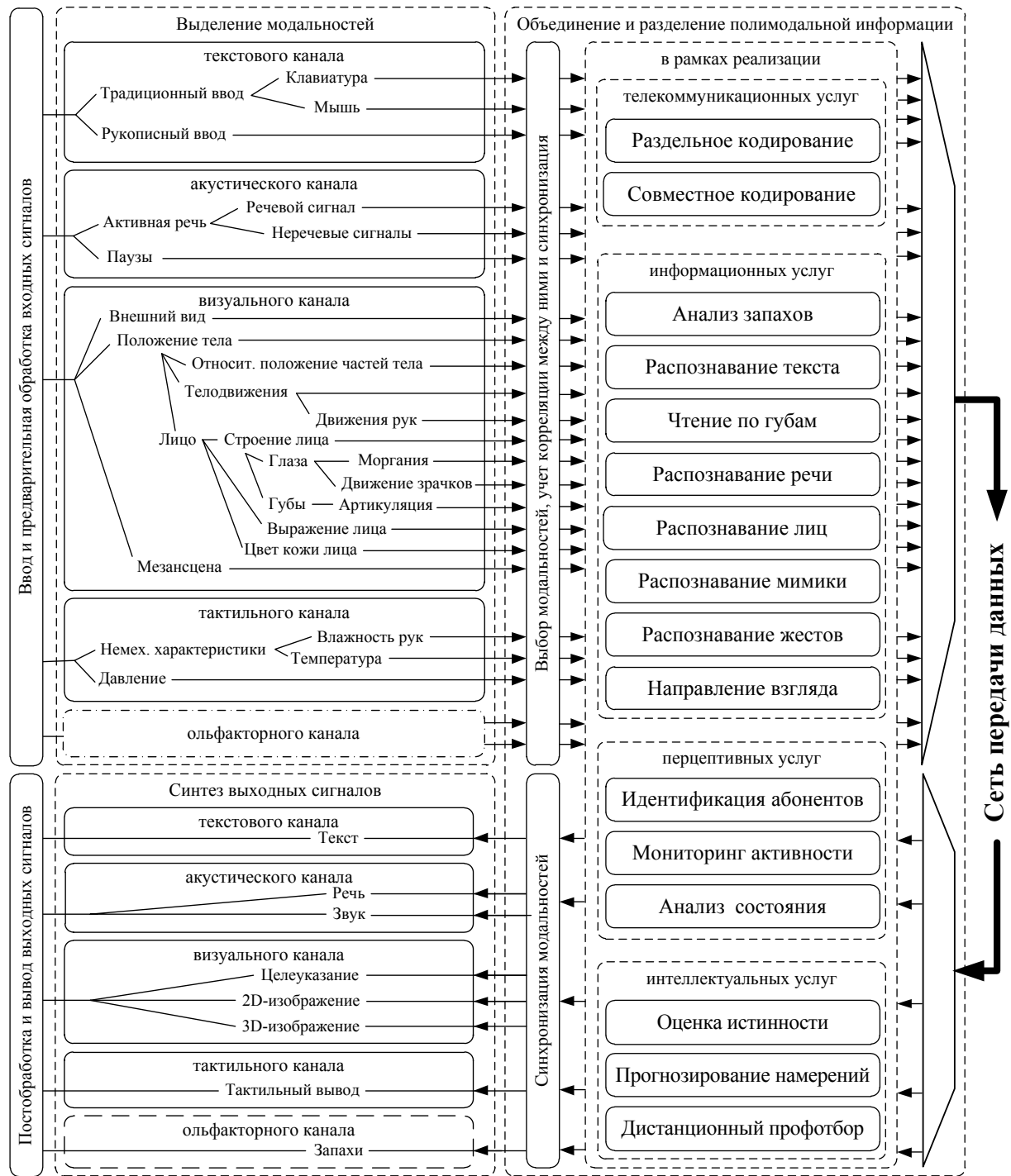


Рис. 1. Информационно-алгоритмическая структура абонентского терминала ПИКС

**Синтез функциональной структуры абонентского терминала ПИКС.** В [9] предложено представлять архитектуру ПИКС с помощью графа [14], у которого вершины соответствуют множеству структурных элементов (узлов), а ребра – связям между ними. Пример такого представления входного одномодального интерфейса абонентского терминала представлен ниже (рис. 2, а).

Множество вершин графа для каждого функционального элемента (узла) абонентского терминала обусловлено совокупностью программно-аппаратных средств, выполняющих соответствующие функции. Ребра в общем случае последовательно соединяют все вершины, определяя возможность полного перебора.

Для оптимального выбора программно-аппаратных средств целесообразно применять обобщенный показатель, учитывающий технические характеристики  $E_{ij}$  (в общем случае – результат

свертки частных показателей, характеризующих отдельные технические и массогабаритные характеристики и надежность), стоимость  $C_{ij}$  и коэффициент технической совместимости  $T_{ij}$  [15]:

$$k_{ij} = \frac{E_{ij}^{\text{норм}} \cdot C_{ij}^{\text{норм}}}{T_{ij}}, \quad (1)$$

где  $j$  – номер блока (группы функциональных элементов) в структуре абонентского терминала ( $j = 1 \dots 5$ );  $i = 1 \dots M$  – номер функционального элемента (узла) в  $j$ -м блоке (группе узлов);  $M$  – максимальное число структурных элементов одного типа блоков;  $E_{ij}^{\text{норм}}$ ,  $C_{ij}^{\text{норм}}$  – нормированные значения технических характеристик и стоимости  $i$ -го элемента  $j$ -го блока соответственно;  $k_{ij}$  – вес ребра к  $i$ -му элементу  $j$ -го блока.

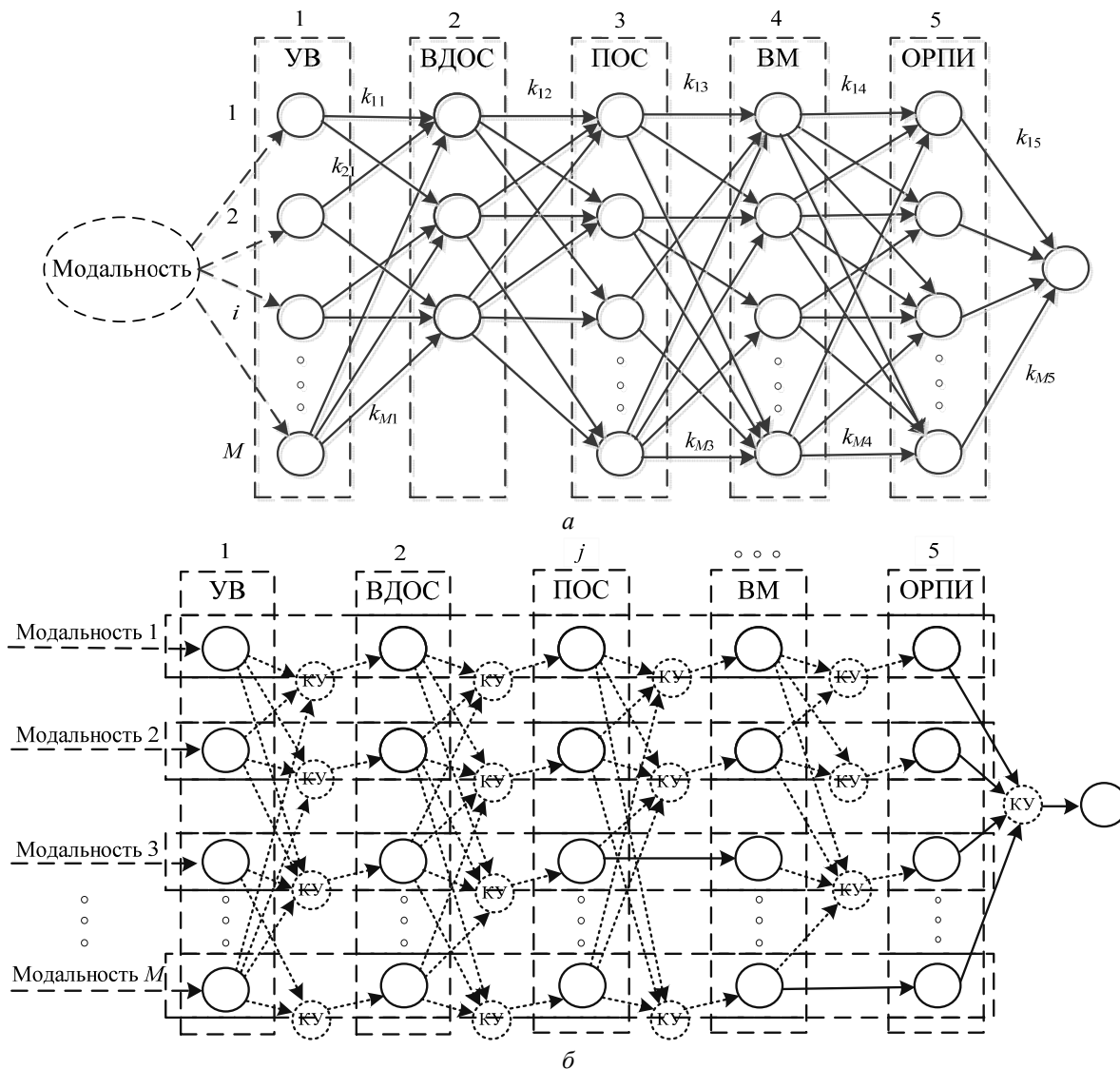


Рис. 2. Граф функциональной структуры одномодального (а) и многомодального (б) интерфейса абонентского терминала: УВ – устройства ввода; ВДОС – ввод и дистанционная обработка сигналов; ПОС – предварительная обработка сигналов; ВМ – выделение модальностей; ОРПИ – объединение и разделение полимодальной информации; КУ – коммутационный узел

Значение коэффициента технической совместимости, определяющей соответствие двух сопрягаемых структурных элементов ( $j$ -го и  $(j-1)$ -го блоков) и их инцидентность элементам информационно-алгоритмической структуры находится экспертным путем в диапазоне  $T_{ij} \in (0; 1]$ . При этом на практике чаще всего применяются методы экспертных оценок, основанные на учете мнений спе-

циалистов [16]. Наиболее предпочтительным при определении технической совместимости является метод непосредственной оценки, позволяющий не только провести ранжирование элементов, но и присвоить им численные значения. В случае полной совместимости  $T_{ij} = 1$  при невозможности сопряжения двух структурных элементов в графе ( $T_{ij} = 0$ ) будет отсутствовать ребро между ними.

Минимизация  $l_{ij} \leftarrow \min(k_{ij} + l_{ij-1})$ , где  $l_{ij}$  – сумма весов обобщенных показателей (1) на маршруте от последнего узла ко всем первым, позволяет оптимизировать структуру абонентского терминала ПИКС с учетом требований к техническим характеристикам, стоимости и совместимости различных функциональных элементов (узлов).

При необходимости функциональная структура абонентского терминала ПИКС может быть представлена с большей степенью детализации (большим числом программно-аппаратных средств), техническая совместимость формализована в виде отдельных параметров, а обобщенный показатель (1) расширен другими техническими характеристиками функциональных элементов.

Для оптимизации функциональной структуры абонентского терминала ПИКС по каждой модальности целесообразно использовать алгоритм поиска кратчайшего пути [15, 17]. Проведенный анализ существующих алгоритмов поиска кратчайших путей указал на целесообразность использования в рассматриваемом графе (рис. 2, а), содержащем  $n$  вершин и  $m$  ребер при  $k_{ij} > 0$  и  $m > n$ , алгоритма Дейкстры.

С учетом введенных обозначений и критерия (1) графом могут быть представлены и многомодальные интерфейсы абонентских терминалов [12]. Учитывая монотонность измеряемых параметров отдельных модальностей и единство их представления, появляется возможность их периодического измерения. С учетом этого предлагается для снижения структурной избыточности многомодальных интерфейсов абонентских терминалов ПИКС использовать одни и те же однотипные функциональные элементы (узлы) в схемах обработки сигналов различных модальностей, осуществляя их последовательную коммутацию (рис. 2, б).

Для оптимизации функциональной структуры (рис. 2, б) предложен модифицированный алгоритм Дейкстры (рис. 3). Исходными данными для его работы являются: матрица весов вершин  $K = \{k_{ij}\}$ , где  $k_{ij}$  – значения обобщенного показателя (1), и  $Y = \{y_{ijz}\}$  – матрица смежности, где  $y_{ijz}$  принимает значения 0 (связь отсутствует) или 1 (связь есть) между вершинами шагов  $j$  и  $(j-1)$ ,  $i$  и  $z$  – порядковые номера узлов на шагах. К основным этапам функционирования алгоритма (см. рис. 3) относятся:

I – получение матрицы маршрутов  $Tr = \{Tr_{ij}\}$ , обеспечивающих минимальные значения весов пути для всех вершин графа;

II – восстановление массива оптимальных маршрутов  $Op = \{Op_{ij}\}$ ;

III – удаление узлов графа, соответствующих коммутационным узлам с одним входом;

IV – формирование матрицы коммутаций  $Mk = \{Mk_{ij}\}$ , определяющей режимы работы коммутационных узлов.

Первые два этапа соответствуют выполнению классического алгоритма поиска кратчайших путей (алгоритм Дейкстры) [14], а реализация третьего позволяет получить оптимальные маршруты  $Op$ , не содержащие коммутационные узлы с одним входом; на четвертом – формируется матрица коммутаций, в соответствии с которой определяется таблица динамической адресации коммутационных узлов.

Практическое использование разработанного алгоритма [13] позволяет снизить структурную избыточность абонентских терминалов приблизительно на 30%, обеспечив при этом выигрыш по обобщенному показателю в 2,3 раза [12].

При анализе решений, получаемых на основе предложенных алгоритмов оптимизации (классического модифицированного алгоритмов Дейкстры), возможны ситуации, когда с точки зрения эксперта полученная функциональная структура будет содержать ненадежные (плохо совместимые) узлы. Их исключение обуславливает необходимость анализа исходных структур (см. рис. 2) на наличие резервных маршрутов (рис. 4).

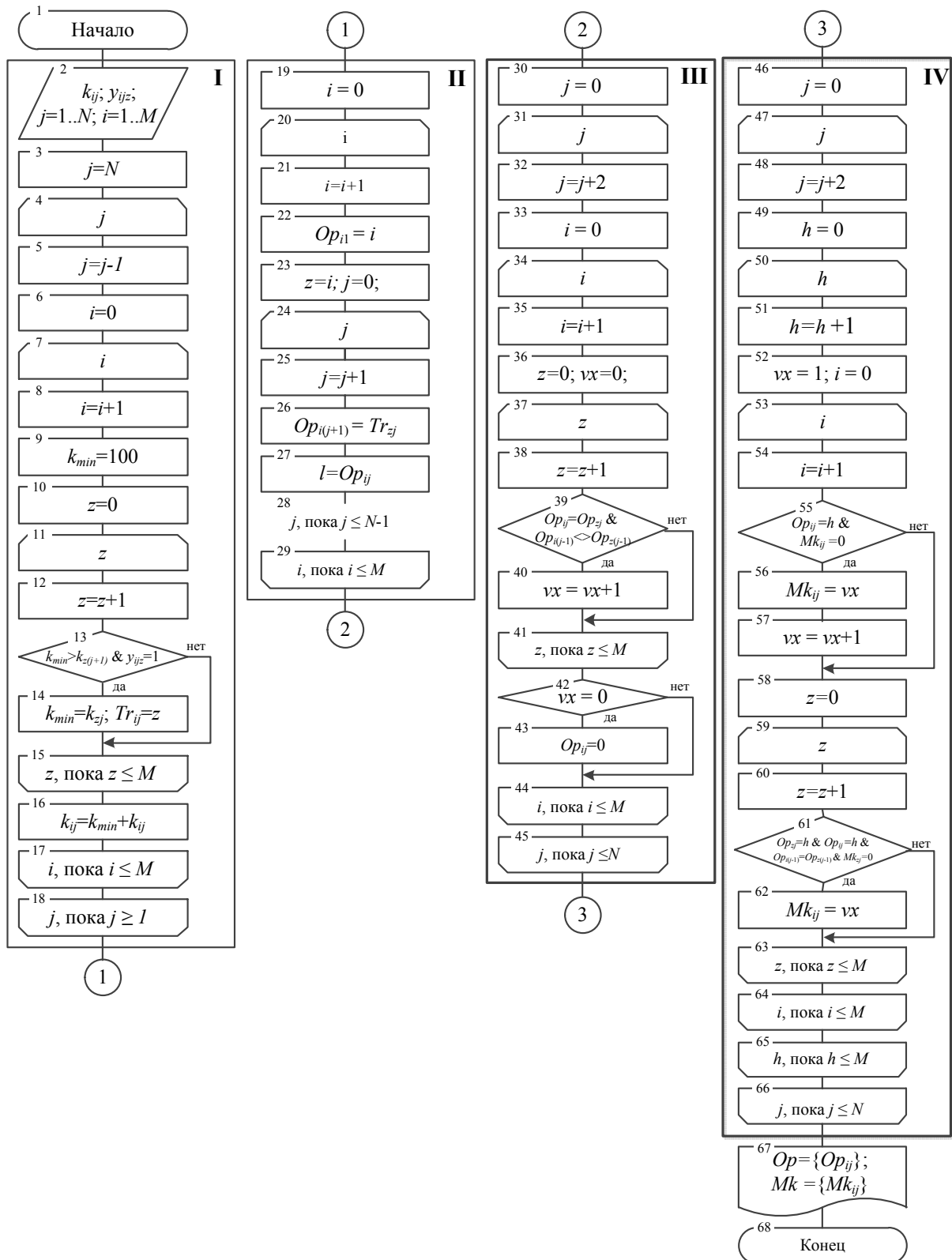


Рис. 3. Алгоритм оптимизации функциональной структуры многомодального абонентского терминала

Разработанный алгоритм (см. рис. 4) позволяет строить оптимальные маршруты  $Op$  с обходом всех узлов исходной структуры и использует (блоки 2 и 11) алгоритм оптимизации функциональной структуры (см. рис. 3). Результаты его работы могут быть использованы для формирования функциональной структуры многомодального абонентского терминала на основе экспертной оценки, либо для построения таких структур с резервированием.

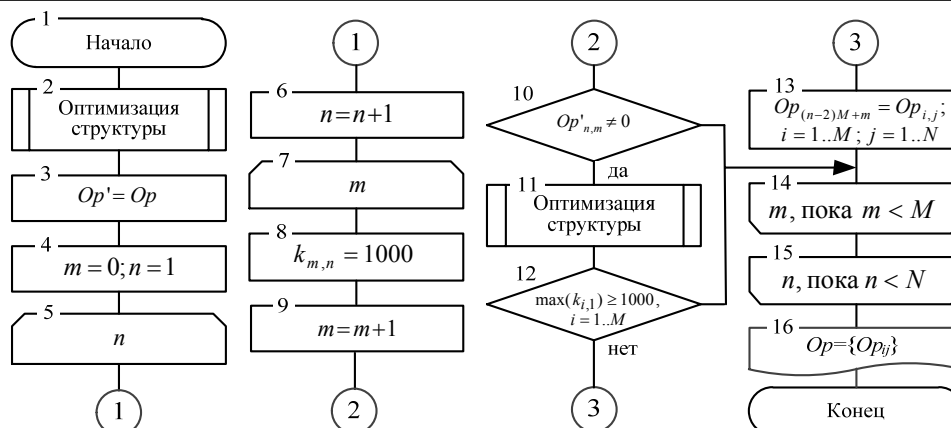


Рис. 4. Алгоритм оптимизации функциональной структуры абонентских терминалов с резервированием

**Заключение.** Представленный научно-методический аппарат позволяет представить методику выбора аппаратно-программных средств для построения оконечных абонентских терминалов ПИКС на основе:

- алгоритма Дейкстры – для оптимизации функциональной структуры абонентского терминала ПИКС по каждой модальности;
- алгоритма (рис. 3) – для оптимизации функциональной структуры многомодального абонентского терминала ПИКС;
- алгоритма (см. рис. 4) – для оптимизации функциональной ПИКС с резервированием.

Исходными данными для нее являются матрица весов вершин  $K = \{k_{ij}\}$  и матрица смежности  $Y = \{y_{ijz}\}$ , определяемые информационно-алгоритмической структурой абонентского терминала [18] и номенклатурой используемых программно-аппаратных средств. Результат выполнения позволяет реализовать функциональную структуру одномодального или многомодального интерфейса (в том числе с резервированием) на основе построенных оптимальных маршрутов  $Op$ .

Таким образом, представленная методика определяет один из основных этапов синтеза ПИКС и позволяет достаточно обоснованно решать проблему выбора программно-аппаратных реализаций для конструирования одномодальных и многомодальных абонентских терминалов.

#### Литература

1. Басов О.О. Основные каналы межличностной коммуникации и их проекция на инфокоммуникационные системы / О.О. Басов, И.А. Сайтов // Труды СПИИРАН. – 2013. – Вып. 7 (30). – С. 122–140.
2. Ронжин А.Л. Многомодальные интерфейсы: основные принципы и когнитивные аспекты / А.Л. Ронжин, А.А. Карпов // Труды СПИИРАН. – 2006. – Вып. 3, т. 1. – С. 300–319.
3. Ронжин А.Л. Речевой и многомодальные интерфейсы / А.Л. Ронжин, А.А. Карпов, И.В. Ли. – М.: Наука, 2006. – 173 с.
4. Карпов А.А. Когнитивные исследования ассистивного многомодального интерфейса для бесконтактного человеко-машинного взаимодействия // Информатика и ее применения. – 2012. – Т. 6, № 2. – С. 77–86.
5. Мещеряков Р.В. Диалог как основа построения речевых систем / Р.В. Мещеряков, В.П. Бондаренко // Кибернетика и системный анализ. – 2008. – № 2. – С. 30–46.
6. Басов О.О. Методологические основы синтеза полимодальных инфокоммуникационных систем государственного управления / О.О. Басов, А.А. Карпов, И.А. Сайтов. – Орёл: Академия ФСО России, 2015. – 277 с.
7. Костюченко Е.Ю. Структура и база данных программного обеспечения оценки качества и разборчивости речи в процессе реабилитации после операции при лечении рака полости рта и ротоглотки, челюстнолицевой области / Е.Ю. Костюченко, Р.В. Мещеряков, Л.Н. Балацкая, Е.Л. Чойнзонов // Труды СПИИРАН. – 2014. – Вып. 1 (32). – С. 116–124.
8. Басов О.О. Критерий оптимизации структуры автономных средств измерения параметров невербальных сигналов / С.П. Богданов, О.О. Басов // Современные материалы, техника и технология: матер. 3-й Междунар. науч.-практ. конф. / Отв. ред. А.А. Горохов: в 3 т. – Т. 2. – Курск: Юго-Зап. гос. ун-т, 2013. – С. 72–75.

9. Мещеряков Р.В. Структура систем синтеза и распознавания речи // Известия Томского политехнического университета. – 2009. – Т. 315. № 5. – С. 127–132.
10. Басов О.О. Оптимизация структур средств сбора и регистрации данных / О.О. Басов, С.П. Богданов // Сборник трудов Всерос. науч.-техн. конф. «Теоретические и прикладные проблемы развития и совершенствования автоматизированных систем управления военного назначения». Ч. II / под общ. ред. В.В. Алейника, К.Е. Легкова, В.Д. Боева и др.; ответст. за вып.: С.В. Чернышев. – СПб.: ВКА им. А.Ф. Можайского, 2013. – С. 265–271.
11. Богданов С.П. Снижение энергопотребления беспроводных электронных датчиков / С.П. Богданов, О.О. Басов // Современные инструментальные системы, информационные технологии и инновации: сб. науч. тр. 11-й Междунар. науч.-практ. конф. (19–21 марта 2014 г.) / отв. ред. А.А.Горохов: в 4 т. – Т. 1. – Курск: Юго-Зап. гос. ун-т, 2014. – С. 186–189.
12. Басов О.О. Применение методов теории графов для проектирования средств измерения тактильных параметров / О.О. Басов, С.П. Богданов, А.А. Иванов // Труды СПИИРАН. – 2014. – Вып. 2(33). – С. 248–258.
13. Богданов С. П. Программа оптимизации структуры цифрового устройства / С.П. Богданов, О.О. Басов, Д.А. Гуляйкин // Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2013616099 от 26.06.2013.
14. Свами Г. Графы, сети и алгоритмы / Г. Свами, К. Тхуласираман; пер. с англ. – М.: Мир, 1984. – 455 с.
15. Ланнэ А.А. Многокритериальная оптимизация / А.А. Ланнэ, Д.А. Уханович. – Л.: ВАС, 1984. – 94 с.
16. Кукушкин А.А. Теоретические основы автоматизированного управления. – Ч. 1: Основы анализа и оценки сложных систем: учеб. пособие. – Орел: ВИПС, 1998. – 254 с.
17. Домнин Л.Н. Элементы теории графов: учеб. пособие. – Пенза: Изд-во Пенз. гос. ун-та, 2007. – 144 с.
18. Бондаренко В.П. Обработка речевых сигналов в задачах идентификации / В.П. Бондаренко, А.А. Конев, Р.В. Мещеряков // Изв. высш. учеб. завед. Физика. – 2006. – Т. 49, № 9. – С. 207–210.

---

**Басов Олег Олегович**

Канд. техн. наук, докторант Академии ФСО России  
Тел.: 8 (486-2) 54-95-33  
Эл. почта: oobasov@mail.ru

**Богданов Сергей Петрович**

Канд. техн. наук, преподаватель Академии ФСО России  
Тел.: 8 (486-2) 54-94-50  
Эл. почта: spbogdanov@mail.ru

**Струев Дмитрий Александрович**

Сотрудник Академии ФСО России  
Тел.: 8 (486-2) 54-97-34  
Эл. почта: dastruev@mail.ru

Basov O.O., Bogdanov S.P., Struev D.A.

**Methods of hardware and software selecting for constructing subscriber terminals of polymodal infocommunication system**

The paper presents scientific and methodological tools for the functional structure synthesis of singlemodal and multimodal subscriber terminals of polymodal infocommunication systems, including a redundancy. For the optimal choice of software and hardware implementation of these structures it is useful to use the generalized index which takes into account the technical characteristics, cost and technical compatibility of functional elements.

**Keywords:** polymodal infocommunication system, subscriber terminal, multimodal interface, functional structure, hardware and software.



УДК 65.011.56

Ю.Б. Гриценко, О.И. Жуковский, П.В. Сенченко

## Особенности перехода предприятия на программно-целевой метод управления

Рассматривается вариант перехода предприятия на программно-целевой метод управления. Предложены порядок и основные этапы разработки программы стратегического развития. Описываются основные направления деятельности предприятия, которые могут декларироваться как отдельные стратегии развития.

**Ключевые слова:** архитектура предприятия, методы управления, программа стратегического развития.

В современных условиях хозяйствования крупные отечественные промышленные предприятия реального сектора экономики стремятся оптимизировать производственные затраты и расширить рынок сбыта своей продукции. Без разработки плана развития предприятия результат таких действий может быть прямо противоположным. Одним из вариантов систематизации мероприятий, направленных на повышение конкурентоспособности предприятия, может быть рассмотрен переход на программно-целевой метод управления.

Программно-целевой метод управления есть способ решения крупных и сложных проблем посредством разработки и проведения системы мер, ориентированных на цели, достижение которых обеспечивает решение возникших проблем [1].

Для перехода предприятия на программно-целевой метод управления, прежде всего, необходимо определить систему документов стратегического и программно-целевого планирования, порядок осуществления процедуры разработки, рассмотрения и утверждения документов стратегического и программно-целевого планирования, а также контроля их реализации.

В состав документов стратегического и программно-целевого планирования предлагается включить:

- 1) Программу стратегии развития (ПСР) предприятия на определенный плановый период.
- 2) Целевые программы развития структурных подразделений предприятия.
- 3) Системы управления программой стратегического развития.

Программа стратегического развития является одним из вариантов определения стратегического менеджмента, предполагающего определение целевого курса деятельности предприятия и организацию бизнеса на его основе, а также повышение мотивации и заинтересованности всех работников предприятия в его реализации. Процесс разработки ПСР включает следующие этапы:

*Этап I.* В основу разработки ПСР на ближайший плановый период (например, три года) должна быть положена миссия предприятия.

В качестве примера приведем шесть основных принципов, определяющих миссию одного из подразделений ОАО «Востокгазпром»:

1. Уважение к человеку, его правам и достоинствам:
  - развитие творческих способностей и эффективное использование сотрудников;
  - оплата труда и продвижение по службе в зависимости от конкретного вклада в общее дело;
  - обеспечение двухстороннего бесконфликтного контакта между руководителем и подчиненным.
2. Предоставление услуг, отвечающих требованиям потребителя:
  - прогнозирование перспектив развития потребностей основных клиентов;
  - оказание услуг по эксплуатации (использованию) продукции.
3. Обеспечение высокого качества продукции:
  - занятие ведущих позиций в новых разработках;
  - применение в деятельности фирмы передовых достижений науки и производства;
  - производство высококачественной продукции при минимальных затратах.
4. Обеспечение высокой эффективности руководства на всех уровнях управления:
  - стимулирование качественного выполнения заданий сотрудниками;
  - привлечение сотрудников для решения производственных вопросов;

- знание возможностей и потребностей структурных подразделений фирмы, умение анализировать плановые задания и итоги их выполнения, наличие твердости в отстаивании своей точки зрения;
  - умение работать на перспективу, воспринимать и воплощать новые идеи.
5. Своевременное выполнение обязательств перед акционерами:
    - бережное отношение к собственности;
    - обеспечение заданного уровня прибыли на вложенный капитал;
    - стремление к непрерывному увеличению прибыли.
  6. Обеспечение честных взаимоотношений с поставщиками продукции и услуг:
    - выбор поставщиков в зависимости от качества их продукции, надежности и ценовой политики;
    - признание законных интересов поставщиков при заключении контрактов и выполнение конкретных обязательств;
    - достижение независимости компании от поставщиков путем наличия здоровой конкуренции между поставщиками.

*Этап II.* После формирования и утверждения миссии предприятию необходимо определить основные приоритетные направления развития на ближайший плановый период и выбрать совокупность стратегий, обеспечивающих выполнение миссии. Стратегия как модель организации бизнес-процессов предприятия для достижения долгосрочных целей формулирует одно из приоритетных направлений развития предприятия, при этом стратегия должна обеспечить концентрацию усилий в той области, где будут иметь место устойчивые конкурентные преимущества.

В качестве примера на рис. 1 отражены основные направления деятельности, которые могут декларироваться как отдельные стратегии развития предприятия.

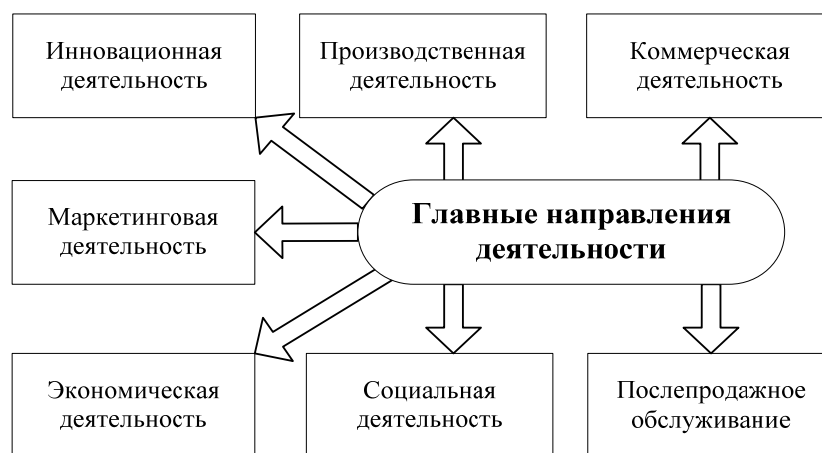


Рис. 1. Основные направления деятельности предприятия

*Этап III.* Следующим этапом формирования ПСР является формирование стратегических целей развития по каждому из направлений и целевых показателей (индикаторов) оценки достижения целей, определение и описание возможных рисков. При этом нередко проявляются факторы управленческих, организационных, технических, финансовых рисков, что существенно влияет на успешность и эффективность внедрения корпоративных систем управления. Очевидно, что требуется снижение влияния рисков до приемлемых уровней [2, 3]. Стратегические цели каждому из принятых направлений деятельности (стратегий) следует определять в виде желаемого результата, достигаемого предприятием при ее успешной реализации. Формулировки целей должны быть конкретными, измеримыми, согласованными, реальными, ограниченными по срокам.

Конкретность цели должна обеспечивать четкость и однозначность понимания результатов; измеримость позволяет впоследствии оценить степень достижения результата; реальность рассматривается с точки зрения собственных возможностей предприятия и влияния внешней среды; согласованность обеспечивает единство мнений всех участников проекта в понимании конечного результата и согласованность действий между ними для достижения целей; ограниченность по срокам определяет интервал времени, когда необходимо оценить степень достижения конечных результатов.

Пример формулировки цели продуктовой стратегии:

- обеспечить к 2016 г. лидирующие позиции фирмы в определенных сегментах рынка (доля рынка по реализации группы продукции – не менее 65%) за счет снижения себестоимости и повышения качества продукции.

Целевые показатели должны быть: количественными, статистически значимыми, простыми для вычисления. Сбор исходных данных не должен быть связан с большими трудозатратами. Одной цели рекомендуется сопоставлять от одного до трех целевых показателей.

Соотношение целей и показателей эффективности их достижения представлены на рис. 2 [4]. Наряду с формированием стратегических целей каждому из приоритетных направлений необходимо выявить и оценить риски по достижению предприятием совокупности целевых показателей. Под риском следует понимать наступление события, которое может возникнуть в процессе реализации стратегии и негативно повлиять на степень достижения целей [5].

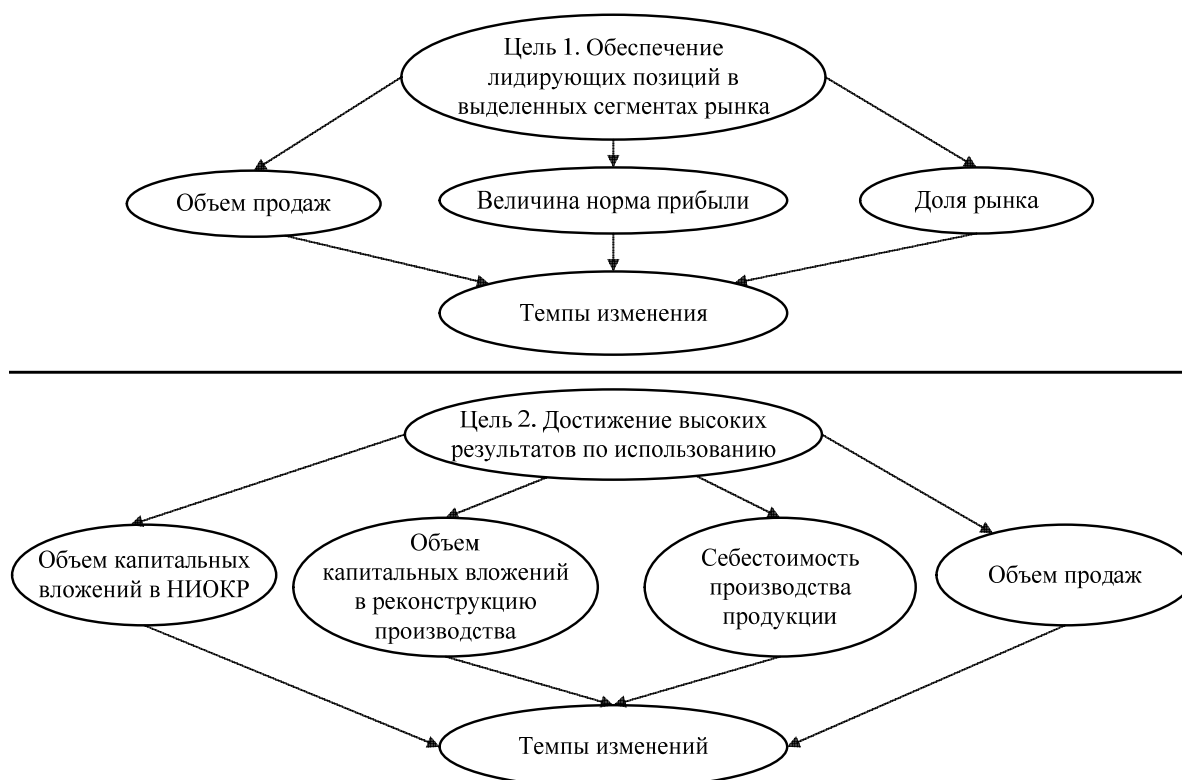


Рис. 2. Соотношение целей и показателей эффективности их достижения

План конкретных действий по реализации стратегических целей развития по каждому из направлений должен быть оформлен в виде отдельного проекта [6] – комплекса взаимосвязанных мероприятий, имеющих начало и конец во времени, направленных на достижение определённого результата/цели по созданию определённого, уникального продукта или услуги при заданных ограничениях по ресурсами и срокам и в соответствии с требованиями к качеству и допустимому уровню риска.

Обобщая приведенные определения, можно утверждать, что проект фактически представляет собой средство стратегического развития организации; цель отвечает на вопрос, каких результатов хочет достичь организация; стратегия – модель действий, описывающая то, каким образом организация собирается достичь поставленных целей. Таким образом, выделенные в организации проекты трансформируют стратегии в действия, а поставленные цели воплощают в жизнь.

*Этап IV.* Каждый из проектов состоит из комплекса взаимосвязанных мероприятий, выполнение которых явно направлено на достижение целевых показателей проекта. Описание мероприятий должно содержать: наименование, сроки начала и окончания, исполнителя, ожидаемые результаты, в том числе значения целевых показателей. Таким образом, каждое мероприятие, которое выполняет конкретный исполнитель, привязывается к достижению стратегических целей организации. Наименование мероприятия должно быть понятно исполнителю, не должно начинаться словами: увеличить, сократить, уменьшить.

Для определения необходимого и достаточного перечня мероприятий проекта, обеспечивающих достижение целевых показателей, должны быть сформированы группы экспертов из числа наиболее квалифицированных специалистов предприятия с привлечением ученых-практиков.

При выборе и обосновании перечня мероприятий должны:

- использоваться методы системного анализа [7]: метод дерева целей, мозгового штурма, Дельфи и т.д.;
- учитываться требования восьми принципов менеджмента качества [8];
- соблюдаться при выборе и обосновании необходимого и достаточного множества мероприятий принципы «полноты», «существенности», «однозначности».

В случае если мероприятие не может интерпретироваться для исполнителя однозначно, оно должно быть декомпозировано далее на отдельные задания.

*Этап V.* Следующим этапом формирования ПСР является определение подразделений – исполнителей каждого мероприятия – задания (распределение мероприятий по подразделениям), сроков исполнений и требуемых ресурсов (трудовых, информационных, финансовых) и формирование и утверждение целевых программ развития структурных подразделений предприятия.

При формировании целевых программ развития структурных подразделений предприятия необходимо выделять два вида организации деятельности: операционную и проектную. Операционная деятельность применяется когда производственные операции достаточно стабильны, а функции исполнителей постоянны и описаны в соответствующих регламентах. Проектная деятельность осуществляется в рамках реализации мероприятий либо отдельных заданий ПСР [9].

Задача проектной деятельности – достижение конкретной бизнес-цели, задача операционной деятельности – обеспечение нормального течения бизнеса [10]. Данные целевые программы направлены как на обеспечение устойчивого бесперебойного функционирования производства, так и на выполнение отдельных мероприятий ПСР. Одними из основных результатов этих мероприятий должны стать прозрачность оценки целевых показателей эффективности работы подразделений и повышение эффективности процедур бюджетирования.

*Этап VI.* Формирование и утверждение бюджета ПСР, внедрение системы управления ПСР, создание подразделения мониторинга, контроля и анализа исполнения программы.

Следует выделить следующие определяющие характеристики ПСР:

- направленность ПСР на достижение конкретного конечного результата, определяемого в терминах затрат, качества и времени реализации;
- уникальность ПСР как многоазового проекта, работы которого не будут повторяться в неизменном виде;
- ограниченность ПСР по времени и ресурсам (финансовым, трудовым, материальным) и, как следствие, необходимость нахождения постоянного компромисса между объемом работ, ресурсами, временем, качеством и рисками, их перераспределения в ходе выполнения ПСР;
- структурная сложность ПСР как комплекса тесно взаимосвязанных мероприятий и высокая неопределенность проекта, связанная с возможными изменениями условий реализации, потребности в тех или иных видах ресурсов, невозможности достижения цели в указанные сроки и т.д.

Таким образом, реализация программы стратегического развития – это сложный вид деятельности, которым трудно управлять в силу его уникальности и ограниченности ресурсов (в том числе и временных). Для эффективного управления программой стратегического развития необходима разработка системы управления, в которой необходимо агрегировать функции, направленные на организационное обеспечение управленческой и иной деятельности в части исполнения программы. Кроме этого, целесообразно создание на предприятии подразделения, обеспечивающего мониторинг, контроль и анализ исполнения программы.

#### *Литература*

1. Слинкова О.К. Практика использования программно-целевого метода в управлении экономикой России / О.К. Слинкова, Р.А. Скачков // Современные проблемы науки и образования. – 2014. – № 5. – 385 с.
2. 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.
3. Мещеряков Р.В. Методика оценки рисков при внедрении ERP-систем на предприятиях / Р.В. Мещеряков, М.В. Савчук // Качество. Инновации. Образование. – 2012. – № 8 (87). – С. 61–64.
4. Ехлаков Ю.П. Теоретические основы автоматизированного управления / Ю.П. Ехлаков. – Томск: Том. гос. ун-т систем управления и радиоэлектроники, 2001. – 338 с.

5. Кайль В.Н. Место и роль рисков в современной экономике / В.Н. Кайль // Справочник экономиста. – 2008. – №9. – С. 33–41.
6. Бурков В.Н. Как управлять проектами / В.Н. Бурков, Д.А. Новиков. – М.: Синтег, 1997. – 188 с.
7. Калянов Г.Н. Методы и инструменты моделирования архитектуры предприятия / Г.Н. Калянов // Проблемы теории и практики управления. – 2006. – № 5. – С. 79–91.
8. ГОСТ ISO 9000-2011. Межгосударственный стандарт. Системы менеджмента качества. Основные положения и словарь (ISO 9000:2005, IDT) Quality management systems. Fundamentals and vocabulary. – М.: Стандартиформ, 2012.
9. Ехлаков Ю.П. Цветные сети Петри в моделировании социально-экономических систем / Ю.П. Ехлаков, В.Ф. Тарасенко, О.И. Жуковский и др. // Доклады Том. гос. ун-та систем управления и радиоэлектроники. – 2013. – № 3 (29). – С. 83–92.
10. Даве В. Руководство к своду знаний по управлению проектами (Руководство РМВОК). 5-е изд. / В. Даве, Д. Кестел. Atlanta: Project Management Institute, 2013. – 614 с.

---

**Гриценко Юрий Борисович**

Канд. техн. наук, доцент каф. автоматизации обработки информации ТУСУРа  
Тел.: 8-905-990-95-49  
Эл. почта: ubg@muma.tusur.ru

**Жуковский Олег Игоревич**

Канд. техн. наук, доцент каф. автоматизации обработки информации ТУСУРа  
Тел.: 8-913-855-47-82  
Эл. почта: ol@muma.tusur.ru

**Сенченко Павел Васильевич**

Канд. техн. наук, доцент каф. автоматизации обработки информации ТУСУРа  
Тел.: 8-906-947-82-83  
Эл. почта: pvs@tusur.ru

Gritsenko Yu.B., Zhukovsky O.I., Senchenko P.V.

**Special aspects of transition to the management by objectives**

The article describes a variant of transition to the management by objectives. We propose the procedure and the main stages in development of a strategic program and describe the main activities of a company, which may be declared as a separate strategy.

**Keywords:** enterprise architecture, governance, strategic development program.

УДК 004.031.42

П.В. Сенченко, В.С. Масляев, И.В. Лазарев

## Веб-ориентированная автоматизированная информационная система поддержки малого и среднего бизнеса Томской области

Рассматривается веб-ориентированная автоматизированная информационная система поддержки малого и среднего бизнеса Томской области. Определяются назначение и область применения системы. Строится обобщенная архитектура и выявляются функции системы.

**Ключевые слова:** информационные технологии, малый и средний бизнес, информатизация, система межведомственного электронного взаимодействия, документооборот.

**Описание предметной области.** В настоящее время в Российской Федерации малое и среднее предпринимательство оказывает значимое влияние на развитие экономики, что способствует увеличению численности занятых работников и решению социальных проблем. Создание новых рабочих мест способствует наращиванию налоговых поступлений в бюджет, при этом увеличивается производство товаров, повышается качество оказываемых услуг и расширяется их ассортимент в соответствии с меняющимися запросами потребителей.

Субъекты малого и среднего бизнеса (предпринимательства), несомненно, играют ведущую роль в организации рабочих мест и фактически являются лидерами по различным параметрам: численности занятых специалистов, объему производимых и реализуемых товаров, оказываемых услуг. В нашей стране малый и средний бизнес находится в процессе своего становления и нуждается в поддержке и стимулировании своей деятельности со стороны государства. В субъектах РФ сформированы государственные структуры, чья деятельность направлена на поддержку малого и среднего бизнеса. Существующие механизмы поддержки предпринимательства в РФ и в Томской области в частности способствуют созданию благоприятных условий для создания и развития малого и среднего бизнеса, эффективному взаимодействию субъектов малого и среднего предпринимательства с хозяйствующими субъектами других регионов России и зарубежными партнерами.

На текущий момент большинство функций по организационному обеспечению процесса поддержки малого и среднего бизнеса сводится к сбору и обработке документов заявителей на получение государственной поддержки (далее – Заявитель), представленных на бумажных носителях (начиная с заявления на получение господдержки, заканчивая выписками из Единого государственного реестра юридических лиц и других сопроводительных документов). Отсутствие автоматизации процесса приема и обработки документов, а также проблемы, связанные с организацией межведомственного информационного взаимодействия, приводят к увеличению сроков рассмотрения заявлений на получение государственной поддержки, многочисленным ошибкам как со стороны заявителя (при подготовке документов), так и со стороны специалистов по их обработке и как следствие – к большому количеству отказов в получении господдержки, зачастую по формальным поводам.

**Организация поддержки малого и среднего предпринимательства Томской области.** В Томской области функции обеспечения поддержки малого и среднего бизнеса возложены на департамент развития предпринимательства и реального сектора экономики администрации Томской области (далее – департамент), а также на Фонд поддержки малого и среднего бизнеса. В настоящее время разработан комплекс мер, обеспечивающих предоставление материальной поддержки субъектов малого и среднего предпринимательства, среди которых можно выделить следующие механизмы государственной поддержки [1]:

- субсидирование затрат в связи с внедрением энергосберегающих технологий;
- субсидии субъектам малого и среднего предпринимательства, производящим товары, работы, услуги, предназначенные для реализации за пределами Томской области и для экспорта;
- предоставление из областного бюджета субсидий местным бюджетам муниципальных образований Томской области в целях поддержки муниципальных программ развития малого и среднего предпринимательства;

- предоставление субсидий на возмещение части затрат субъектам малого и среднего предпринимательства по договорам лизинга оборудования;
- предоставление субсидий на возмещение части затрат субъектам малого и среднего предпринимательства – действующим инновационным компаниям, реализующим инновационные проекты;
- субсидирование начинающих малых инновационных компаний, претендующих на получение субсидии;
- конкурсный отбор молодежных предпринимательских проектов «Перспектива»;
- поручительство Гарантийного фонда;
- субсидирование части процентной ставки по банковским кредитам, затрат по договорам лизинга и франчайзинга;
- субсидирование части размера платы за технологическое присоединение.

Для каждого из видов государственной поддержки утвержден особый регламент ее получения, при этом набор документов, сроки и порядок согласования могут значительно отличаться друг от друга.

**Предпосылки к автоматизации процессов поддержки малого и среднего бизнеса.** Рассматривая процессы получения господдержки субъектами малого и среднего предпринимательства Томской области, можно сделать следующие выводы:

- государственная поддержка субъектов малого и среднего предпринимательства осуществляется в соответствии с нормативно-правовыми актами администрации Томской области;
- осуществление механизмов государственной поддержки происходит на основании заявления, поданного субъектом малого и среднего предпринимательства в уполномоченный исполнительный орган государственной власти Томской области, по форме, утвержденной соответствующим нормативно-правовым актом, и пакетом документов, перечень которых также устанавливается нормативно-правовыми актам администрации Томской области;
- заявление и сопроводительные документы регистрируются уполномоченным органом в день поступления;
- уполномоченный орган выносит решение о предоставлении государственной поддержки в срок, оговоренный соответствующим нормативно-правовым актом.

Обобщенный порядок получения господдержки можно представить в терминах функционального моделирования в виде диаграммы IDEF0 [2] (рис. 1).

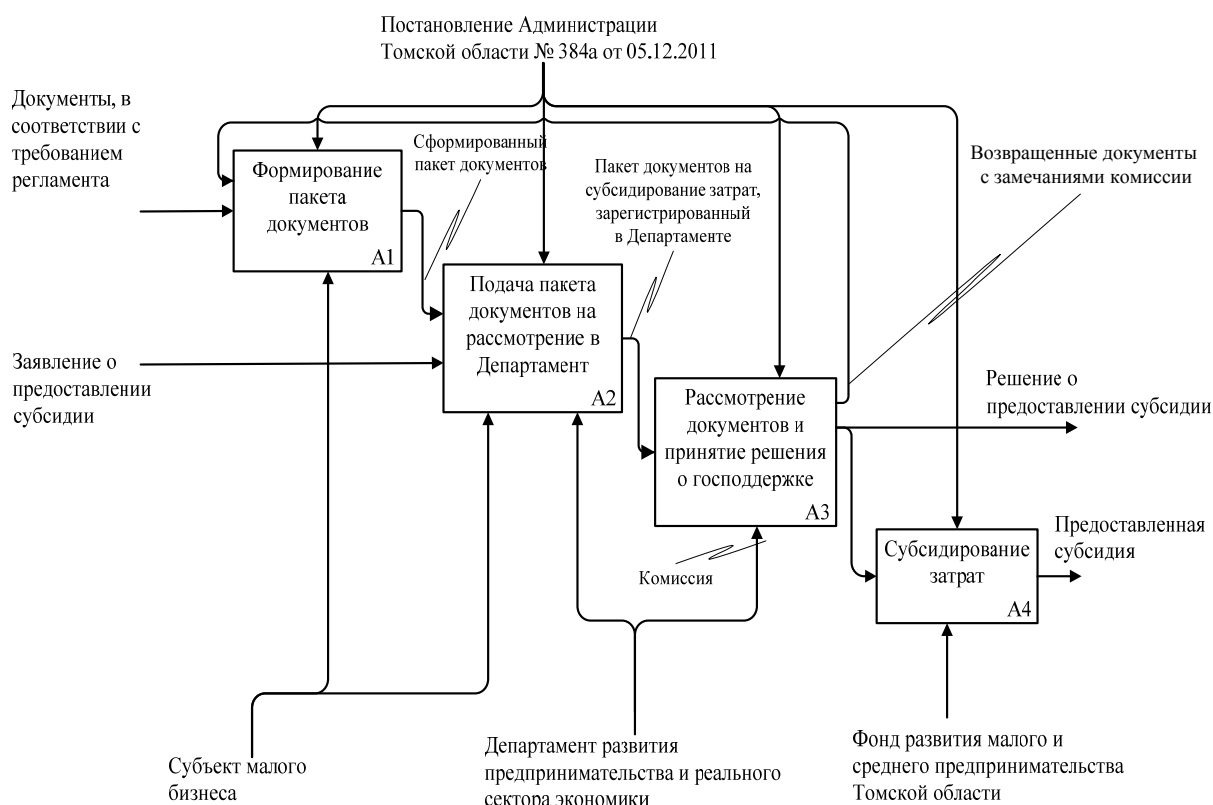


Рис. 1. Обобщенная функциональная модель процесса предоставления господдержки

Из представленной диаграммы видно, что функциональные блоки А1–А3 описывают фактически работу с документами как со стороны заявителя, так и со стороны специалистов департамента – от формирования пакета документов до принятия решения о выдаче субсидий господдержки.

Проведенные исследования опыта работы сотрудников департамента в части реализации механизмов государственной поддержки субъектов малого и среднего бизнеса выявили ряд проблем, в том числе:

- недостаточная информированность представителей малого и среднего бизнеса о существующих механизмах государственной поддержки;
- проблемы сбора и обработки первичных данных субъектов малого и среднего бизнеса;
- существенные временные затраты при предоставлении субъектом малого и среднего бизнеса пакета документов на получение государственной поддержки;
- отсутствие возможности предоставления и проверки электронных документов, подаваемых заявителем;
- отсутствие обратной связи представителей малого и среднего бизнеса и уполномоченного органа исполнительной власти на этапе рассмотрения заявки на получение государственной поддержки.

Решение обозначенных проблем может быть достигнуто путем создания и внедрения информационной системы (далее – система), позволяющей автоматизировать процессы, направленные на предоставление господдержки субъектам малого и среднего предпринимательства. В такой системе должны быть реализованы механизмы, обеспечивающие автоматизированный сбор и обработку информации о заявителях, а также технологию обратной связи, посредством использования сети Интернет, возможность электронного взаимодействия с заявителями, а также пенсионным фондом и налоговой службой. Реализация такого взаимодействия обусловлена требованиями Федерального закона Российской Федерации от 27 июля 2010 г. № 210-ФЗ, согласно которому органы, предоставляющие государственные и муниципальные услуги, обязаны «...обеспечивать возможность получения заявителем государственной или муниципальной услуги в электронной форме...» [3].

**Автоматизация процесса обеспечения поддержки субъектам малого и среднего предпринимательства.** Уровень автоматизации деятельности, направленной на поддержку малого и среднего бизнеса в настоящее время преимущественно сводится к разработке интернет-сайтов, на которых представлен перечень вариантов поддержки, порядок ее предоставления, рекомендации заявителям по подготовке документов, а также некоторые полезные сервисы, не обеспечивающие, однако, какую-либо автоматизацию процесса получения господдержки [4–6].

По результатам анализа предметной области разработан набор алгоритмов решения задачи автоматизации процесса предоставления государственной поддержки субъектам малого и среднего предпринимательства на территории Томской области. Так, на рис. 2 представлен обобщенный алгоритм обеспечения автоматизированного процесса сбора и обработки первичных данных заявителя на получение субсидий. Данный алгоритм разработан в нотации диаграммы деятельности языка UML (Unified Modeling Language – унифицированный язык моделирования) [7].

В соответствии с разработанными алгоритмами выделены основные функциональные задачи, решаемые системой:

1. Формирование и ведение в базе данных (БД) первичных сведений о заявителях.
2. Организация ролевого регламентированного доступа к данным [8] в системе согласно действующим нормативным документам, определяющим порядок предоставления заявителем необходимых документов на получение господдержки;
3. Ввод заявителем в систему полнотекстовых электронных документов (с последующим их хранением в БД), необходимых для предоставления различного вида господдержки с возможностью информирования сотрудника департамента (или иного уполномоченного лица), отвечающего за работу с данными документами, о предоставлении полного комплекта необходимых документов.
4. Хранение в БД документов, сформированных сотрудниками департамента (или иными уполномоченными лицами).
5. Просмотр сотрудником департамента (или иным уполномоченным лицом) документов и первичных сведений заявителя.
6. Ввод в систему информации о результатах работы с документами заявителя.
7. Добавление (изменение) документов заявителем при получении соответствующего заключения о необходимости добавления (изменения) состава (содержания) документов со стороны сотрудника департамента.



8. Ввод информации в систему о результатах рассмотрения заявлений на предоставление государственной поддержки.
9. Формирование запросов на выборку данных и сводных отчетов с использованием набора различных фильтров.
10. Организация автоматизированного контроля исполнения документов: постановка документов на контроль; формирование напоминаний и писем предупреждений о необходимости исполнения в срок соответствующих документов; продление срока исполнения и снятие документа с контроля.
11. Ведение технологии электронного взаимодействия между заявителем, департаментом, Пенсионным фондом России (ПФР), Федеральной налоговой службой (ФНС) и Фондом социального страхования (ФСС) на основе технологии межведомственного электронного взаимодействия.
12. Связь между документами различного уровня исполнения.

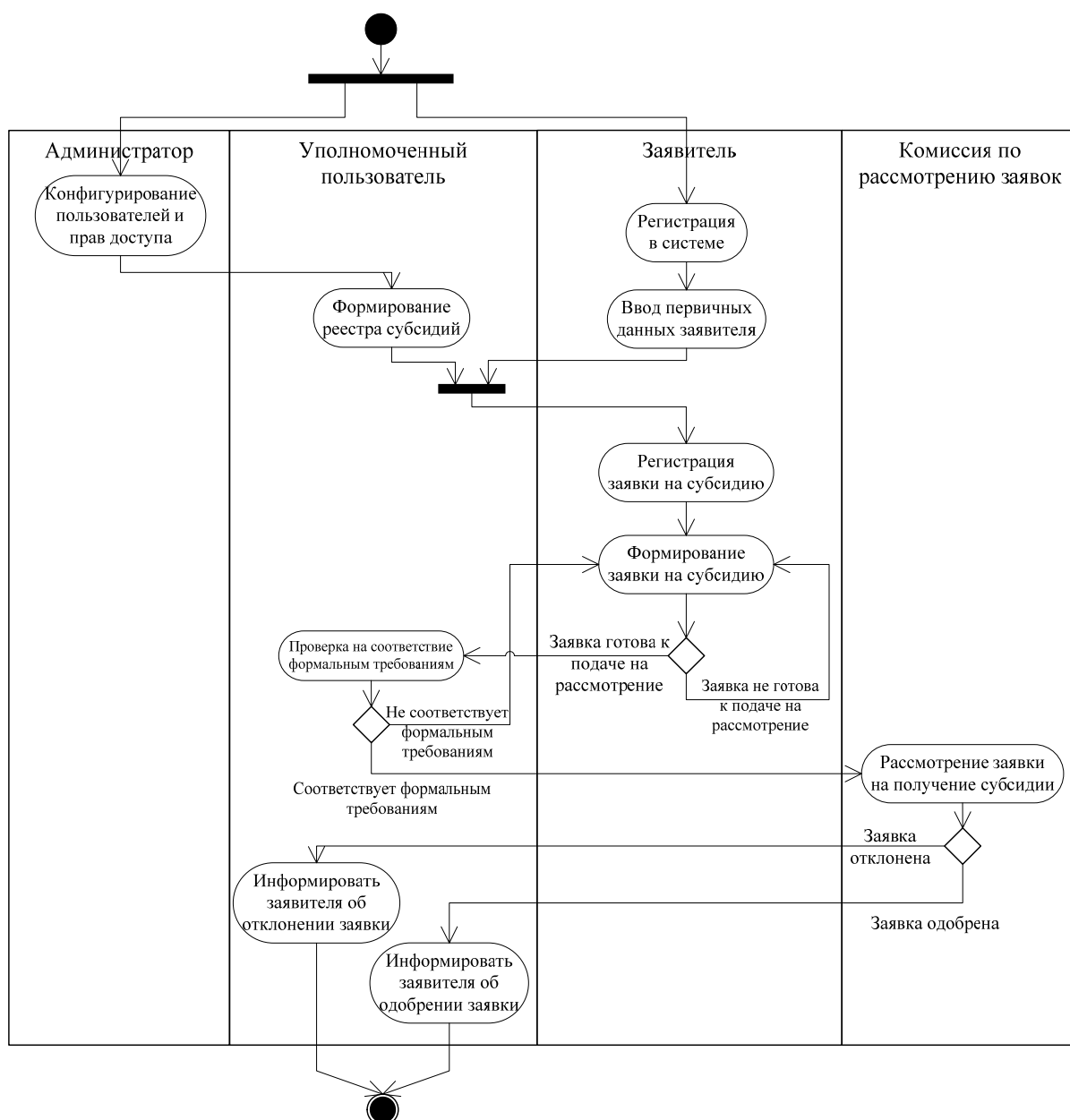


Рис. 2. Общий алгоритм решения задачи автоматизации процесса обеспечения поддержки субъектам малого и среднего предпринимательства

Поскольку для основного потока заявителей предпочтительно использовать удаленный доступ к системе, то одним из вариантов технической реализации архитектуры системы является ее разра-

ботка как веб-приложения в идеологии клиент-серверных систем с использованием «тонкого клиента» [9]. Обобщенная архитектура системы представлена на рис. 3.

Из представленной архитектуры видно, что система может функционировать как в режиме интернет-приложения (для пользователей, являющихся заявителями), так и в режиме интранет-приложения – когда пользователями системы являются сотрудники департамента. В обоих случаях роль клиента играет интернет-браузер. Также реализован механизм технического взаимодействия со сторонними БД посредством системы межведомственного электронного взаимодействия (СМЭВ) на уровне обмена структурированной информацией между базами данных.

Входными данными программного обеспечения (ПО) системы являются электронные документы, представленные пользователями системы в различных форматах (doc, docx, pdf, rtf), в соответствии с действующими положениями и регламентом предоставления документов заявителями в зависимости от вида запрашиваемых субсидий. Фактически в разрабатываемой системе могут быть сохранены документы любого содержания и любого из предложенных форматов. Выходными данными ПО системы являются электронные документы, формируемые в системе в формате pdf, а также в виде отчетов в формате xls.

Сервис взаимодействия со СМЭВ работает в асинхронном режиме. Опыт использования СМЭВ в части предоставления государственных и муниципальных услуг населению в других регионах, рассмотренный в [10–12], позволяет сделать вывод, что данный режим является наиболее предпочтительным. Это обусловлено в первую очередь тем фактом, что обеспечить взаимодействие на уровне сервисов в режиме реального времени в настоящее время затруднительно, а иногда и просто невозможно по причине отсутствия соответствующих аппаратных и программных возможностей у заинтересованных сторон. Например, в рамках взаимодействия системы с системой-провайдером ПФР для запроса сведений об отсутствии/наличии задолженности по страховым взносам и иным платежам участвуют следующие типы сообщений:

- первичный запрос на получение сведений;
- ответ на первичный запрос, содержащий идентификатор запроса;
- повторный запрос на получение сведений по полученному ранее идентификатору запроса;
- ответ на повторный запрос сведений, содержащий запрашиваемые сведения либо код обработки запроса.

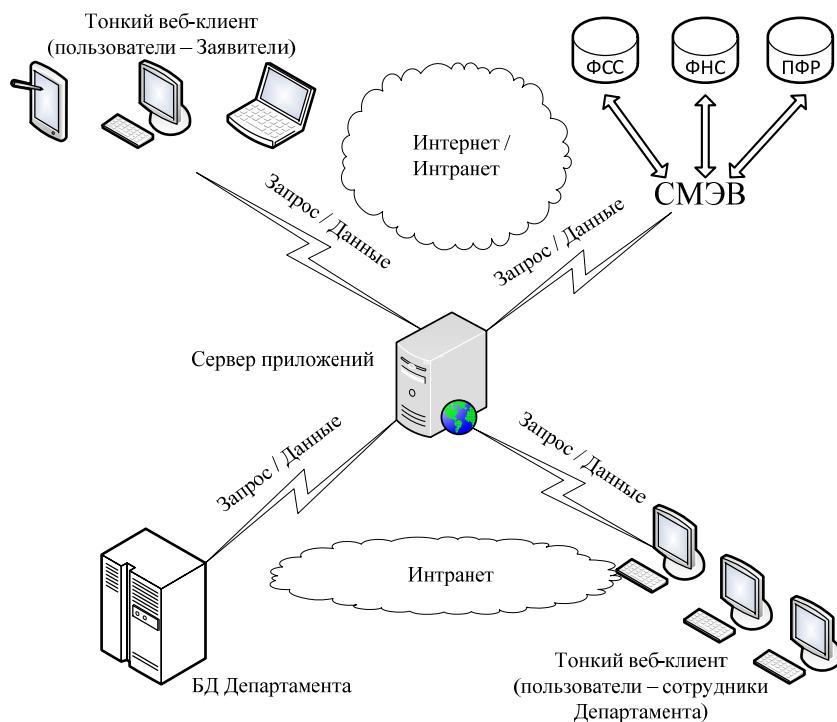


Рис. 3. Обобщенная архитектура системы

Выполнение таких запросов будет происходить с определенной задержкой, что, однако, не влияет на быстродействие системы и не снижает актуальность предоставляемых сведений. Физически в

базе данных системы реализована возможность безызбыточного хранения данных – нет необходимости хранить полнотекстовые выписки из организаций, подключенных к СМЭВ: в системе предусмотрена возможность получения только необходимой информации из соответствующих баз данных. Подробное описание технологии взаимодействия с СМЭВ представлено в [13], а учет рисков может быть использован по методике [14, 15].

**Заключение.** Основной целью разрабатываемой системы может быть определено повышение эффективности предоставления форм государственной поддержки за счет автоматизации процесса сбора и обработки первичных данных заявителей на получение субсидий и иных форм государственной поддержки, а также обеспечение безбумажного документооборота при рассмотрении документов заявителей. Приоритетными задачами системы, являются:

1. Развитие инфраструктуры поддержки предпринимательства.
  2. Создание благоприятных условий и устранение барьеров для развития бизнеса (условия для ведения бизнеса по финансовому, кадровому, правовому и информационному обеспечению деятельности субъектов малого и среднего предпринимательства, развитие межрегионального и международного сотрудничества).
  3. Формирование позитивного образа предпринимательской деятельности.
  4. Вовлечение молодежи в предпринимательскую деятельность.
- Представленная Система разработана сотрудниками кафедры автоматизации обработки информации ТУСУРа и внедрена в департаменте развития предпринимательства и реального сектора экономики администрации Томской области.

#### *Литература*

1. Механизмы поддержки малого и среднего бизнеса [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://mb.toms.ru/>, свободный (дата обращения: 01.09.2014).
2. Методология функционального моделирования IDEF0. Руководящий документ РД IDEF0–2000. – М.: Госстандарт России, 2000.
3. «Об организации предоставления государственных и муниципальных услуг»: Федеральный закон Российской Федерации от 27 июля 2010 г. № 210-ФЗ // Российская газета. – 2010. – № 5247.
4. Федеральный портал малого и среднего предпринимательства [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://smb.gov.ru/>, свободный (дата обращения: 18.10.2014).
5. ОАО «Красноярское региональное агентство поддержки малого и среднего бизнеса» [Электронный ресурс]. – Режим доступа <http://agpb24.ru/>, свободный (дата обращения: 18.10.2014).
6. Портал малого и среднего предпринимательства [Электронный ресурс]. – Режим доступа <http://www.mbm.ru/>, свободный (дата обращения: 18.10.2014).
7. Буч Г., Якобсон А., Рамбо Дж. UML. Классика CS / пер. с англ.; под общ. ред. С. Орлова. – 2-е изд. – СПб.: Питер, 2006. – 736 с.
8. Мещеряков Р.В. Требования к системам аутентификации по уровням строгости / Р.В. Мещеряков, А.Г. Сабанов, А.А. Шелупанов // Ползуновский вестник. – 2012. – № 2–1. – С. 61–67.
9. Сенченко П.В. Обоснование целесообразности применения web-ориентированных технологий при разработке информационных систем электронного документооборота // Проблемы теории и практики управления. – 2011. – № 6. – С. 33–37.
10. Ахметзянов Р.Р. Электронный документооборот – путь к эффективному управлению / Р.Р. Ахметзянов, Ш.Т. Даутов, А.Н. Ефремов и др. // Экономика и управление: научно-практический журнал. – 2012. – № 5. – С. 26–36.
11. Набатов Д.Г. Проблемы межведомственного электронного взаимодействия // Труды Института государства и права Российской академии наук. – 2013. – № 2. – С. 230–239.
12. Биговчий О.С. Современный этап становления электронного правительства в Российской Федерации // Вестник университета (Государственный университет управления). – 2013. – № 10. – С. 072–074.
13. Сенченко П.В. Способы организации межведомственного информационного взаимодействия органов и организаций, исполняющих государственные функции / П.В. Сенченко, И.В. Лазарев // Доклады Том. гос. ун-та систем управления и радиоэлектроники. – 2014. – № 1 (31). – С. 205–208.
14. 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.
15. Мещеряков Р.В. Методика оценки рисков при внедрении ERP-систем на предприятиях / Р.В. Мещеряков, М.В. Савчук // Качество. Инновации. Образование. – 2012. – № 8 (87). – С. 61–64.

**Сенченко Павел Васильевич**

Канд. техн. наук, доцент каф. АОИ ТУСУРа

Тел.: 8-906-947-82-83

Эл. почта: pvs@tusur.ru

**Масляев Владимир Сергеевич**

Инженер каф. АОИ ТУСУРа

Тел.: 8-923-419-19-77

Эл. почта: mavose@rambler.ru

**Лазарев Иван Васильевич**

Ст. преподаватель каф. АОИ ТУСУРа

Тел.: 8-913-812-46-79

Эл. почта: yalazarev@gmail.com

Senchenko P.V., Maslyayev V.S., Lazarev I.V.

**Web-based information system for small and medium enterprises of the Tomsk region**

We considered Web-based automated information system for small and medium enterprises of the Tomsk region. The purpose and scope of the system is determined in the paper. The generalized structure and functions of the system are given.

**Keywords:** information technology, small and medium enterprises, information system of interagency electronic interaction, workflow.

---

УДК 004.5

Ф.Д. Михальков

## Применение технологии дополненной реальности в пользовательских интерфейсах

Предлагаются основные подходы к созданию пользовательских интерфейсов, использующих технологию дополненной реальности, а также описываются алгоритмы определения изменения положения наблюдающей камеры.

**Ключевые слова:** дополненная реальность, пространственный трекинг, пользовательский интерфейс.

В настоящее время информационные технологии стремительно развиваются, растут объемы обрабатываемой информации и программные системы становятся сложнее с каждым годом, следовательно, взаимодействие с программными системами становится нетривиальной задачей. Пользовательские интерфейсы должны обеспечить пользователю комфортную работу с программной системой, но иногда при решении определенного круга задач (например – трехмерное моделирование объектов) возникает проблема недостаточной наглядности, вызванная сложностью выполняемых работ. Существующие пользовательские интерфейсы недостаточно полно решают эту задачу. Одним из путей решения проблемы человеко-машинного взаимодействия является использование технологии дополненной реальности.

Технология дополненной реальности является перспективным средством для создания пользовательских интерфейсов мобильных приложений, т.к. эта технология позволяет воспринимать информацию о положении и ориентации объектов на интуитивном уровне [1]. За счет наложения дополнительной информации на изображение реального мира технология дополненной реальности реализует принципиально новый тип пользовательского интерфейса, который может реагировать на окружающую среду.

В начале 2000-х годов велись разработки мобильных систем дополненной реальности – Mobile Augmented Reality System (MARS). Такая система состояла из аккумуляторной батареи, носимой ЭВМ, модуля геолокации, камеры и очков стереовидения [2]. Предполагалось, что MARS-системы будут определять местонахождение пользователя с помощью модуля геолокации и на основе этого получать актуальную для пользователя информацию, например о расположенных вблизи зданиях.

В настоящее время технологии достигли такого уровня развития, что большинство современных смартфонов оснащены GPS/ГЛОНАСС-модулями геолокации и камерами достаточной разрешающей способности, чтобы использовать их для построения пользовательских интерфейсов с технологией дополненной реальности – Augmented Reality User Interface (ARUI). Использование смартфонов как аппаратной платформы для ARUI-систем позволит существенно сократить стоимость разработки подобных систем, так как не придется разрабатывать уже существующую аппаратную часть.

В MARS/ARUI-системах можно выделить два основных источника данных об окружающей среде:

– *подсистема геолокации*, получающая информацию о положении и ориентации пользователя в пространстве на основе GPS/ГЛОНАСС-приемников;

– *подсистема распознавания образов*, использующая камеру мобильного устройства.

В свою очередь, технология дополненной реальности, использующая подсистему распознавания образов, делится на категории:

– *маркерная технология дополненной реальности* – распознавание графических примитивов и их комбинаций;

– *безмаркерная технология дополненной реальности* – распознавание текстур;

– *пространственный трекинг* – нахождение в окружающем пространстве особых «реперных» точек и определение по ним относительного положения пользователя в пространстве.

В MARS/ARUI-системах с использованием геолокации, где пользователю необходимо получать информацию об окружающих объектах, может использоваться мобильная информационная система. Такая система может быть построена по следующему принципу. Система состоит из двух частей:

- удаленный сервер с базой данных о реальных объектах и их местоположении;
- мобильная часть, включающая в себя модуль геолокации (смартфон с GPS/ГЛОНАСС-приемником).

Мобильная часть получает данные о своем местоположении и ориентации и отправляет эти данные на удаленный сервер, где они используются как условие выборки из базы данных. Затем удаленный сервер отправляет на мобильную часть информацию о реальных объектах, которые попадают в поле зрения пользователя. Такой подход может быть применен в навигаторах или геоинформационных системах.

MARS/ARUI-системы с использованием распознавания образов обычно используются в программных системах, где осуществляется непосредственное взаимодействие с окружающим миром. Такой системой может быть программно-аппаратный комплекс, установленный в автомобиле и сигнализирующий водителю, например, о пересечении двойной сплошной горизонтальной линии разметки. Рассматриваемая система должна иметь видеокамеру для считывания информации о дорожной разметке и подсистему распознавания образов для выявления ситуации недопустимого пересечения дорожной разметки.



Рис. 1. Основной алгоритм разрабатываемой подсистемы

Еще одним вариантом MARS/ARUI-систем являются приложения, которые определяют в поле зрения камеры наличие, положение и ориентацию особого маркерного изображения и выводят на его месте заранее заданную трехмерную модель. Такие приложения могут использоваться в области электронных презентаций для более наглядной демонстрации описываемых продуктов.

В настоящее время для MARS/ARUI-систем ведется разработка подсистемы распознавания образов, основанной на технологии пространственного трекинга. В основе данной подсистемы лежит принцип определения и отслеживания отдельных «реперных» участков (сегментов) изображения окружающего мира, которые имеют определенную характеристику. После выделения реперных точек необходимо сравнить их с выделенными ранее точками, чтобы отследить изменение положения точек на изображении окружающего мира. Далее на основе этой информации определяется изменение положения наблюдателя в пространстве. На рис. 1 приведена блок-схема основного алгоритма разрабатываемой подсистемы.

Под характеристикой сегмента изображения понимается функция  $F(\bar{s})$ , где  $\bar{s}$  – растр сегмента изображения. Сегменты изображения

с характеристикой выше порогового значения  $F_0$  считаются особыми «реперными» точками. Следовательно, условие отбора особых точек на изображении можно записать так:

$$F(\bar{s}) > F_0. \quad (1)$$

Для описания характеристики сегмента изображения удобно использовать градиент яркости сегмента. Для дискретных изображений вычисление градиента яркости сводится к вычислению перепадов яркости между соседними пикселями. Например, для описания характеристики сегмента размером  $2 \times 2$  пикселя удобно использовать фильтр Робертса [3]. В общем виде фильтр Робертса записывается как

$$F(x,y) = |f'(x,y) - f''(x+1,y+1)| + |f'(x,y+1) - f''(x+1,y)|,$$

где  $f'(x,y)$  – яркость пикселя с координатами  $(x,y)$ . Тогда для сегмента размером  $2 \times 2$  пикселя уравнение (1) примет вид

$$|f'(s_{0,0}) - f''(s_{1,1})| + |f'(s_{0,1}) - f''(s_{1,0})| > F_0,$$

где  $s_{x,y}$  – пиксель растра сегмента с координатами  $(x,y)$ . Пороговое значение перепада яркости определяется на основе гистограммы яркости изображения.

Для определения изменения положения опорной точки в пространстве используется алгоритм Tomasi–Kanade [4]. В этом алгоритме движение опорных точек описывается смещением вида

$$\Delta X = X + D,$$

где  $D$  – изменение положения опорной точки,  $X$  – последнее известное положение опорной точки. Задача алгоритма заключается в поиске такого  $D$ , при котором минимизируется разность характеристик реперных точек на изображении:

$$\Delta F = \sum_w |F(X+D) - F(X)|^2,$$

где  $W$  – количество опорных точек [5].

После расчета изменений положения особых точек на изображении необходимо рассчитать изменение положения наблюдателя в пространстве. В настоящее время ведется разработка алгоритма, который позволит реализовать эту задачу.

Применение технологии дополненной реальности при разработке программных систем позволяет создавать принципиально новые пользовательские интерфейсы, которые могут взаимодействовать с окружающим миром, а доступность и повсеместное использование необходимого аппаратного обеспечения позволяют использовать технологии дополненной реальности практически каждым человеком.

#### *Литература*

1. Schmalstieg D. The World as a User Interface: Augmented Reality for Ubiquitous Computing // Location Based Services and TeleCartography. – 2007. – Vol. 4. – P. 369–391.
2. Hollerer T. User Interface Management Techniques for Collaborative Mobile Augmented Reality // Computers & Graphics. – 2001. – Vol. 5, № 26. – P. 799–810.
3. Ерош И.Л. Обработка и распознавание изображений в системах превентивной безопасности: учеб. пособие / И.Л. Ерош, М.Б. Сергеев, Н.В. Соловьев. – СПб: ГУАП, 2012. – 154 с.
4. Kanade T. Detection and tracking of point features [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.lira.dist.unige.it/teaching/SINA/slides-current/tomasi-kanade-techreport-1991.pdf>, свободный (дата обращения: 23.01.14).
5. Козырева А.В. Определение координат мобильного устройства в пространстве на основе изображений, получаемых от его видекамеры [Электронный ресурс]. – Режим доступа: [http://www.iis.nsk.su/files/articles/sbor\\_kas\\_13\\_kozyreva\\_1.pdf](http://www.iis.nsk.su/files/articles/sbor_kas_13_kozyreva_1.pdf), свободный (дата обращения: 23.01.14).

---

#### **Михальков Федор Дмитриевич**

Аспирант каф. телевидения и управления ТУСУРа  
Тел.: 8(951)185-37-95  
Эл. почта: fixed.fred@gmail.com

Mikhalkov F.D.

#### **Using of augmented reality technology in user interfaces**

The article describes the main approaches to building user interfaces using augmented reality technology, and describes algorithms for determining changes in the position of the observing camera.

**Keywords:** augmented reality, environment tracking, user interface.

УДК 378.147: 004.9

Ю.П. Перова

## Технологии тестирования в дистанционном обучении

Рассмотрены технологии тестирования, используемые в образовании. Приведены основные характеристики, которые учитываются при проектировании тестов в дистанционном обучении. Проведен анализ тестового контроля знаний. Представлены достоинства и недостатки тестирования от обычной системы контроля знаний. Даны определения тестов. Приведена классификация тестов и технологий тестирования.

**Ключевые слова:** дистанционное обучение, тестирование, адаптивное тестирование, WWW-тестирование, мобильное тестирование.

Применение информационных технологий к традиционной организации учебного процесса в вузе позволяет сделать обучение более управляемым и проводить тестовый контроль.

Автоматизация процесса проведения тестирования позволяет снизить трудозатраты благодаря уменьшению количества времени на формирование тестов и проведение самого процесса контроля знаний. Компьютерный контроль знаний позволяет разгрузить преподавателя от рутинной проверки контрольных заданий, позволяет проводить опрос оперативно и быстро, обеспечивая хорошую обратную связь преподавателя с обучаемыми. Кроме того, компьютерное тестирование можно проводить столь часто, как это необходимо преподавателю. Каждый испытуемый выполняет задания теста с такой скоростью, с какой ему удобнее. В конце теста выставляется объективная оценка, не зависящая от настроения преподавателя, от его отношения к конкретному учащемуся, от впечатления ответов на предыдущие вопросы и т.д.

Тестирование должно быть простым и универсальным средством проведения контроля знаний по любому направлению, вне зависимости от тематики тестирования.

Тестовый контроль знаний имеет несколько выгодных отличий от обычной системы контроля знаний (опроса, устного экзамена, зачета):

- определяется объем изучения материала как для каждого экзаменуемого, так и для всей группы в целом;
- тестирование занимает намного меньше времени у экзаменуемого и экзаменатора;
- тестирование даёт объективную картину знаний по предмету;
- тестирование психологически нагружает студента меньше, нежели устный опрос или письменный экзамен;
- благодаря использованию компьютерных технологий результаты тестирования можно представить в виде удобных отчётов, сводок по успеваемости как по конкретному студенту, так и по результатам всей группы;
- тестирования можно проводить по любым дисциплинам, удалённо и без участия преподавателя по конкретной дисциплине

Тестирование, как и всякое средство измерения и контроля, имеет свои недостатки.

Как и любой измерительный инструмент, тест имеет определенную точность и определенную погрешность. Возможна и фальсификация результатов тестирования. Тестируемый, проходящий по несколько раз один и тот же тест, может получить лишь поверхностные знания по предмету и в дальнейшем находить и получать ответы простым перебором возможных вариантов.

По определению В.С. Аванесова [1, 2], педагогическим тестом называют систему заданий возрастающей трудности и специфической формы, позволяющей качественно оценить структуру и измерить уровень знаний учащихся.

Тест – система кратких вопросов и заданий с ограничением времени выполнения для установления характеристик обучения и их последующего анализа.

Тестирование – это одновременно и метод, и результат педагогического измерения.

Тест состоит из тестовых заданий.

Тестовое задание – учебная ситуация, для которой тестируемый должен выбрать вариант ответа или же сформулировать такой вариант.



Классификация тестов проводится по различным признакам. Также существует классификация тестов по форме:

- Задание закрытой формы – тестовое задание, при выполнении которого испытуемый выбирает заключение из нескольких предложенных правдоподобных вариантов, из которых лишь один ответ является правильным.
- Задание на соответствие – тестовое задание, при выполнении которого необходимо установить правильное соответствие между элементами двух множеств: объектов (субъектов, процессов) и их атрибутов (свойств, характеристик, структур и т.п.).
- Задание на установление правильной последовательности – тестовое задание, при выполнении которого необходимо установить правильную последовательность операций, действий, событий.
- Задание открытой формы – тестовое задание, при выполнении которого испытуемый самостоятельно формулирует заключение или подставляет пропущенное слово (слова).

Тестирование включает в себя следующие этапы:

1. Проектирование и разработка (выбор) теста.
2. Реализация процедуры тестирования.
3. Анализ, оценка и интерпретация результатов тестирования.

Тесты обладают следующими основными свойствами, нарушение любого из которых делает неприменимым тест:

- Валидность – соответствие измеряемым знаниям, умениям.
- Сложность – объем умственных усилий для выбора ответа.
- Надежность – правильность и адекватность отражения уровня знаний.
- Устойчивость – равнозначность для различных групп испытуемых.
- Репрезентативность – полнота охвата учебного материала.
- Значимость – актуальность включения в тест.
- Достоверность – соответствие современному состоянию науки и методике обучения.
- Гипотеза тестирования – основные педагогические условия, при которых идет проверка испытуемых.

**Анализ технологий тестирования.** Каждая технология тестирования должна обладать основными характеристиками:

- наличие интерактивной инструментальной среды;
- мультипредметное применение;
- адекватное отражение конструируемой модели предметной области в процессе тестирования;
- возможность выбора алгоритма тестирования;
- интегрируемость в различные образовательные технологии;
- профилируемость;
- масштабируемость;
- доступность;
- дружелюбность пользовательского интерфейса;
- ведение базы тестовых многоуровневых заданий;
- настраиваемое планирование и управление;
- нацеленность на достижение более высоких результатов и повышение мотивации.

В дистанционных обучающих системах используются следующие принципы контроля знаний:

- оценка действий обучаемого и определение уровня его знаний по знаниям о предметной области и правилам оценки действий обучаемого;
- стандартизированный контроль знаний по выборке специальных заданий и по его ответам на них (тестовый).

#### **Классификация технологий тестирования**

- Адаптивное.
- WWW-тестирование.
- Мобильное тестирование.

*Адаптивное тестирование.* Современное тестирование характеризуется интенсивной заменой классических тестов и классического тестирования так называемыми «адаптивными тестами» или «тестами с изменяющейся структурой».

Адаптивное тестирование определяется М.Б. Чельшковой как «совокупность процессов генерации, предъявления и оценки результатов выполнения адаптивных тестов, обеспечивающая при-

рост эффективности измерений по сравнению с традиционным тестированием благодаря оптимизации подбора характеристик заданий, их количества, последовательности и скорости предъявления применительно к особенностям подготовки тестируемых» [4].

Адаптивное тестирование должно удовлетворять следующим требованиям:

- Регулируемость пропорций предъявляемых легких, средних и трудных заданий в зависимости от числа правильных ответов тестируемого.
- Регулируемость пропорций предъявляемых различных тематических разделов учебной программы в тесте.
- Регулируемость уровня сложности предъявляемых тестов с учетом семантической компетенции тестируемого.
- Включение адаптивного механизма перевода на более высокий уровень заданий на одном и том же уровне предъявляемых заданий.
- Каждое задание более высокого уровня оценивается более высокими баллами.

*WWW-тестирование.* WWW-тестирование используется не только для обучения, но и для самообучения (самотестирования) в дистанционном обучении и контроле [5].

Основные принципы, которые должны быть присущи WWW-тестированию:

- гуманистичность;
- адекватность выбора контента;
- обеспечение безопасности и конфиденциальности;
- тренинг, компьютерная грамотность;
- адекватность технологии и информационной модели предметной области;
- мобильность;
- гибкость;
- массовость;
- рентабельность.

Существующие WBE-среды различаются по типу и степени поддержки. Различны и технологии поддержки, причем от них и зависит степень поддержки, в частности, форма хранения тестов – статическая (например, HTML-код) или динамическая (например, CGI-скрипты, Java-машина или GUI-специализированное графическое представление вопроса).

К сожалению, Web-обучение имеет и отрицательные стороны, так как оно оторвано от обычного человеческого общения.

*Мобильное тестирование.* В последнее время активно развивается технология m-Learning («Мобильное обучение», точнее, «Обучение на основе мобильных технологий и средств» – карманных компьютеров (КПК), смартфонов (сотовых телефонов с расширенным набором функций), ноутбуков или других устройств с минимальными ресурсами с минимальной необходимостью использования «специального» места обучаемого и «специального» времени для обучения). В частности, в рамках программы Европейской комиссии «Leonardo da Vinci» (программа профессионального обучения в течение всей активной жизни) при поддержке компании Ericsson и некоторых европейских университетов дистанционного обучения в 2003 г. реализован проект «From e-Learning to m-Learning» («От электронного обучения – к мобильному»). Разработана специальная система mLMS (Mobile Learning Management System) для управления мобильным обучением (с помощью карманных компьютеров, мобильных телефонов). Другой проект Евросоюза «m-Learning» (Великобритания, Италия, Швеция) ориентирован на молодежь с высоким фактором риска социального неравенства и разрабатывает систему LMS, обеспечивающую доступ к интерактивным учебным материалам. В Институте точной механики и оптики (Санкт-Петербург) разработана система тестирования на основе карманных персональных компьютеров пользователей и удаленного сервера базы данных (тестов). Принципы m-Learning используются активно за рубежом и начали использоваться и в нашей стране (например, в Интернет-университете информационных технологий <http://www.intuit.ru>). Хотя возможности m-Learning и ограничены (трудно использовать страницы, рисунки, таблицы и меню большой разрешающей способности и размера, всплывающие диалоговые окна и др.), оно имеет большую инновационную привлекательность.

*Литература*

1. Аванесов В.С. Научные основы тестового контроля знаний. – М.: Исследовательский центр проблем качества подготовки специалистов, 1994. – 136 с.
2. Аванесов В.С. Композиция тестовых заданий. – 2-е изд. – М.: Адепт, 1998. – 217 с.
3. Андреев А.А. Введение в дистанционное обучение: учеб.-метод. пособие. – М.: ВУ, 1997. – 85 с.
4. Чельшкова М.Б. Теория и практика конструирования педагогических тестов. – М.: Логос, 2002. – 432 с.
5. Казиев В.М. Введение в практическое тестирование. – М.: Интуит.ру, Бином. Лаборатория знаний, 2008. – 8 с.
6. Олифер В.Г., Олифер Н.А. Сетевые операционные системы. – СПб.: Питер, 2007. – 544 с.

---

**Перова Юлия Петровна**

Ст. преподаватель каф. интеллектуальных технологий и систем  
Московского государственного технического университета радиотехники, электроники и автоматики  
(МГТУ МИРЭА)  
Тел.: 8-916-368-05-34  
Эл. почта: julia\_pn@pochta.ru

Perova J.P.

**Technologies of tests for distance practice**

The study describes the technologies of testing used in education. The paper gives the main characteristics, which are considered at test preparation in distance learning. The analysis of test control of knowledge is carried out. Testing merits and demerits from the ordinary monitoring system of knowledge are presented. Definitions of tests are given. Classification of tests and technologies of testing is given.

**Keywords:** distance learning, testing, adaptive testing, WWW-testing, mobile testing.

УДК 669.002.56; 669:658.562

Л.И. Криволапова, О.А. Кравцова, С.В. Соколов

## Фрактальная размерность – оценочная мера качества поверхности металлопроката

Раскрыта целесообразность применения понятий и методов теории фракталов в практике оценивания качества поверхности металлопродукции. Конкретизирована оценочная мера качества поверхности металлопроката – фрактальная размерность контуров наружных дефектов металлоизделий. Предложена многоканальная структура алгоритма определения показателя фрактальной размерности контуров дефектов поверхности металлопроката.

**Ключевые слова:** фрактальная размерность, поверхностный дефект металлопроката, многоканальная структура.

Обширные исследования по изучению влияния многообразия факторов на качество поверхности и макроструктуры готовой металлопродукции, постоянные поиски оптимальных технологических решений по управлению непрерывной разливкой стали способствовали внедрению в состав действующей технологии новых улучшающих качество слитков процессов-операций: обеспечение полного контакта оболочки слитка со стенками кристаллизатора; осуществление «мягкого» регулируемого обжата оболочки слитка и динамического изменения режимов вторичного охлаждения; приготовление специальных композиций шлакообразующих смесей [1].

Однако, несмотря на достигнутые успешные результаты, проблема получения бездефектной непрерывно-литой металлопродукции приобретает особую актуальность в связи со следующими обстоятельствами:

- наличием глубокой связи между стадиями и механизмами пластической деформации макроструктуры и рельефа поверхности слитков;
- трансформацией возникших ранее наружных и внутренних дефектов (например, разнообразные трещины, осевая рыхлость) непрерывно-литых слитков, при последующей обработке последних, в плены, волосовины, участки осевой рыхлости и ликвации и т.д. (рис. 1);
- малой эффективностью применяемых в производстве трудоемких визуального и ультразвукового способов контроля качества металлопродукции; без дополнительной обработки металлоизделий визуально обнаружить можно только грубые наружные трещины, «пояса», крупные шлаковые включения, мелкие трещины и неметаллические включения невидимы под слоем окалины.

Последнее обстоятельство подтверждает целесообразность разработки и применения принципиально новых методов контроля качества поверхности металлоизделий с учётом современных научных достижений материаловедения [2].

С позиции неразрушающего контроля качества металлопродукции перспективным является использование теории фракталов, фрактального анализа для разработки способов оценивания качества поверхности металлопродукции с целью обнаружения нежелательных структурных изменений (дефектов) поверхности и макроструктуры металлопродукции на стадиях непрерывной разливки и последующей обработки непрерывно-литых слитков. Проведенные авторами [3] исследования по параметризации поверхностных деформационных субструктур на модельных броуновских изображениях поверхности показали «преимущество фрактального вейвлет-анализа как наиболее эффективного инструмента анализа изображений» в сопоставлении с другими методами. Новое решение задачи обработки сложных изображений, основанное на использовании фрактальных параметров сигналов (фрактальной размерности и фрактальных сигнатур), представлено в [4].

Впервые с использованием теории фракталов применительно к производству металлопроката разработан способ оценивания качества поверхности непрерывно-литой металлопродукции, детальное изложение сути которого приведено в [5]. Концептуальную основу предлагаемого способа оценивания качества поверхностных и внутренних структур металлопроката составляют представление о дефекте металлопроката как о «статическом объекте, имеющем природу «отклика» на некоторое воздействие», и представление о фрактальных свойствах структуры металлов и их сплавов [2].

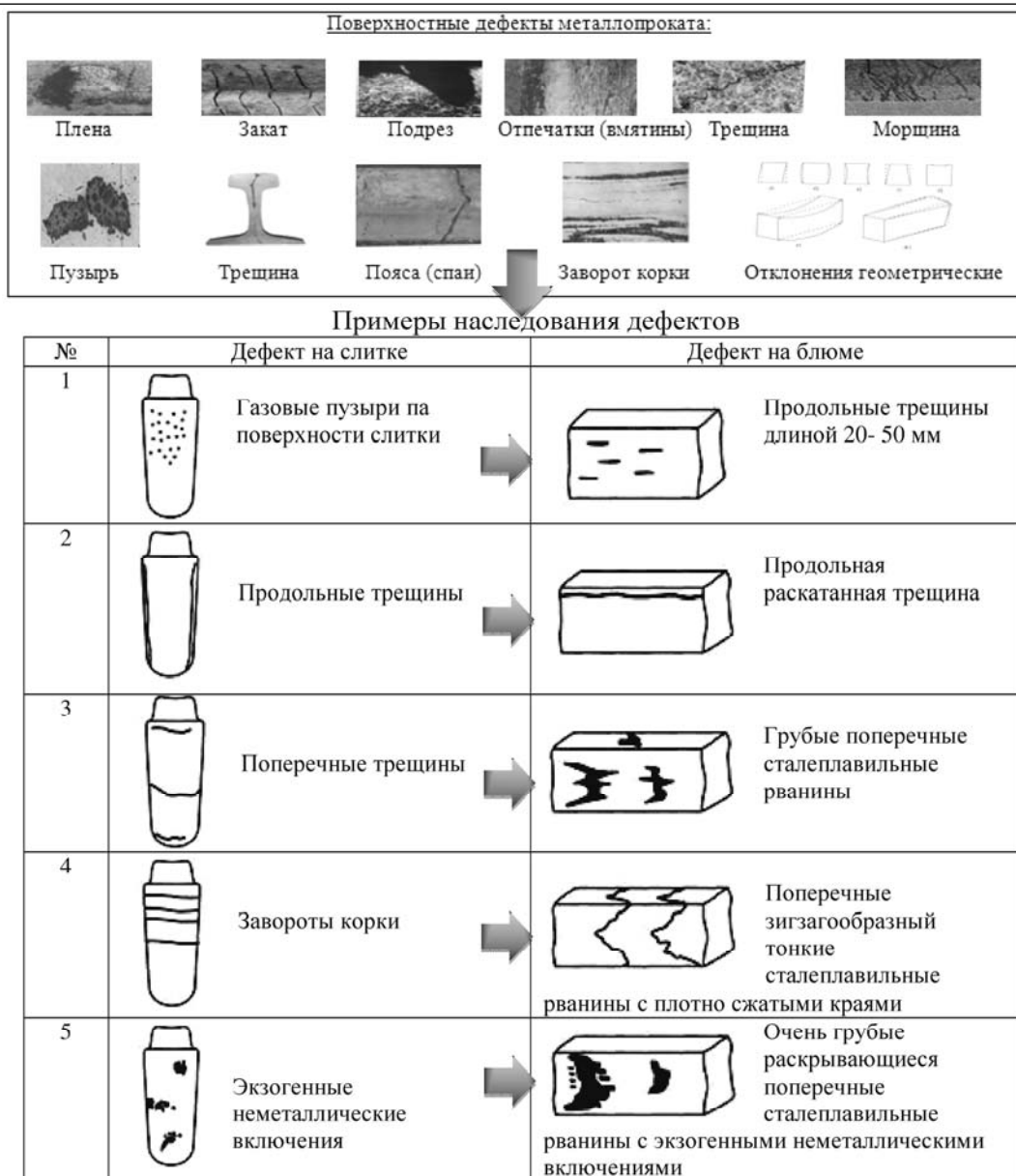


Рис. 1. Типовые поверхностные дефекты металлопроката и примеры наследования дефектов

### Описание базового метода оценивания качества поверхности металлопроката

Отличительными особенностями рассматриваемого способа [5] от существующих методов контроля качества металлопродукции являются:

- предоставляется возможность создания вполне реализуемой автоматизированной системы оперативного обнаружения дефектов металлоизделия на стадиях непрерывной разливки металла и последующей обработки слитка;
- непосредственная реализуемость алгоритма предлагаемого способа в составе математического обеспечения автоматизированной системы оперативного контроля качества поверхности металлоизделий;
- одновременное формирование горизонтальных видеоизображений поверхности и «вертикальных» видеоизображений срезов контролируемой металлопродукции с целью получения более четкого изображения изломистых контуров выявленных поверхностных дефектов и конкретизации координат и особенностей внутренних дефектов металлопроката. Для получения видеоснимков «вертикальных» сечений используются сканирующие микроскопы «GX-71» и система анализа изображений «SIAMS PHOTOLAB». Формирование «вертикальных» видеоснимков осуществляется по результатам фиксации сканирующими микроскопами расстояния до контролируемой поверхности металлоизделия (с двух сторон). Основная задача системы – обеспечение достаточного набора дан-

ных для получения результатов металлографического исследования. Система анализа изображений «*siams photolab*» представляет собой программный продукт, состоящий из отдельных программных модулей, которые предназначены для проведения обработки и анализа изображений, полученных при помощи цифровых и аналоговых фото- и видеокамер, а также сканеров, используемых для проведения микро- и макросъемки;

– обработка полученных видеоизображений осуществляется в реальном времени;

Суть этого способа оценивания качества поверхности металлопроката кратко отражена в представленной на рис. 2 его блок-схеме.

Пояснения к основным блокам функциональной схемы:

- получение изображений металлографических структур: металлопрокат, поступающий на стеллаж, с помощью устройств, позволяющих проводить фиксацию быстро движущихся высокотемпературных поверхностей, подвергается видеосъемке как по горизонтали, так и по вертикали (видеоснимки в «вертикальной» проекции соответствуют секущим плоскостям); полученные снимки поступают на устройство распознавания микроструктуры фиксируемого объекта и далее через коммутатор видеовхода на рабочую станцию, частота получения видеокадров определится в зависимости от требований, предъявляемых к марке контролируемого металлопроката по ГОСТу;



Рис. 2. Блок-схема способа оценивания качества поверхности металлопроката

- предварительная обработка: изображения, поступившие с микроскопа, подвергаются изменению контрастности, сглаживанию шумов, подчеркиванию границ и переводу полученных на «вертикальных» видеоснимках граничных изломистых линий сечений сканируемой поверхности метал-

лопроката во временные ряды данных  $x(l)$ , где  $x(l)$  – текущее значение данного во временном ряде  $l = \overline{1;L}$ ;

- определение координат местоположения дефекта: задается величина скользящего интервала данных  $[\alpha; \beta]$ , в несколько раз меньшего, чем объем данных анализируемого временного ряда данных, который разбивается на равные подынтервалы  $\omega_m = [\alpha = l_0 < l_1 < \dots < l_m = \beta]$ ,  $m = 2, \dots, M$ , где  $m$  – число данных в подынтервале; затем на каждом разбиении определяется сумма разностей между максимальным и минимальным значениями данных в рамках каждого подынтервала:

$$A_n(l) = \sum_{\omega_m=1}^m \left( x(l)_m^{\max} - x(l)_m^{\min} \right),$$

где  $x(l)_m^{\max}$ ,  $x(l)_m^{\min}$  – максимальное и минимальное значения в  $\omega$ -й подынтервал,  $\frac{[\alpha; \beta]}{m}$  – число подынтервалов при конкретном  $m$  в  $n$ -м разбиении,  $n$  – порядковый номер разбиения заданного интервала  $[\alpha; \beta]$  на подынтервалы; далее по данным о накопленных суммах  $A_n(l)$  с помощью метода наименьших квадратов определяются параметры ( $a$  и  $b$ ) уравнения регрессии:  $y = ax + b$ , необходимые для конкретизации динамического индекса вариации в текущий момент времени, который отождествляется по следующему правилу:  $\mu(l) = -a_l$ ; перемещаясь на одно данное вдоль конкретного анализируемого временного ряда «вертикального» среза объекта, процедура получения значения динамического индекса вариации  $\mu(l)$  повторяется в динамическом режиме до последнего данного анализируемого временного ряда по описанной выше схеме; определение координат поверхностного дефекта металлопроката осуществляют по местоположению «вертикального» поперечного среза объекта, которому соответствовал анализируемый временной ряд данных, и моменту изменению знака динамического индекса вариации на противоположный, что свидетельствует об изменении структуры анализируемого временного ряда данных и соответственно о локальном изменении поверхностной структуры металлопроката; совокупность полученных координат конкретизирует контур поверхностного дефекта;

- расчет фрактальной размерности: по совокупности полученных координат формируется контур дефекта с последующим разбиением его на составляющие части (например, две части – верхняя и нижняя), по данным каждой части рассчитывается значение фрактальной размерности по выражению:  $D_\mu = \mu + 1$ , где  $\mu$  – определяется по приведенной выше схеме при однократном формировании подынтервалов; определение показателя фрактальной размерности целостного замкнутого контура выявленного поверхностного дефекта металлопроката осуществляется по формуле  $D_\mu = \frac{1}{2}(D_{\mu v} + D_{\mu n})$ , где  $D_{\mu v}$ ,  $D_{\mu n}$  – значения фрактальной размерности для верхней и нижней изломистой линии замкнутого контура выявленного поверхностного дефекта соответственно;

- конкретизация типа поверхностных дефектов по значению  $D_\mu$  по эталонной шкале дефектов, включающей виды поверхностных дефектов, максимально допустимые геометрические размеры устранимых дефектов и соответствующие типам дефектов значения фрактальной размерности контуров. В случае если фрактальная размерность вновь выявленного дефекта превышает фрактальную размерность устранимых дефектов, делается вывод о типе дефекта и возможности его устранения;

- представление информации на рабочей станции об обнаруженных дефектах и их местоположении; при этом различным цветом выделены устранимые и неустранимые дефекты.

Однако, не изменяя сути рассматриваемого способа оценивания качества поверхности металлопроката, для оперативного обнаружения поверхностных дефектов металлопроката на ранних стадиях его производства необходимо существенно повысить быстродействие алгоритма определения показателей фрактальной размерности контуров выявляемых дефектов.

В данном способе оценивания качества поверхности вычислительные процедуры: определение разностей между максимальными и минимальными значениями данных в подынтервалах, расчет накопленных сумм  $A_n(l)$  в блоках 4 и 5 блок-схемы (рис. 2) и выделение отдельных составляющих контура – осуществляются при помощи программного модуля системы, в котором, используя про-

цедуру *thread*, осуществляется разделение главного «потока» обрабатываемой информации (информация по всему контуру дефекта) на отдельные «нити» (информация по составляющим частям контура) и последующую обработку проводить с использованием операции «многонитивости» (распараллеливания). На рис. 3 приведена блок-схема многоканальной структуры алгоритма определения показателя фрактальной размерности контура дефекта металлоизделий.

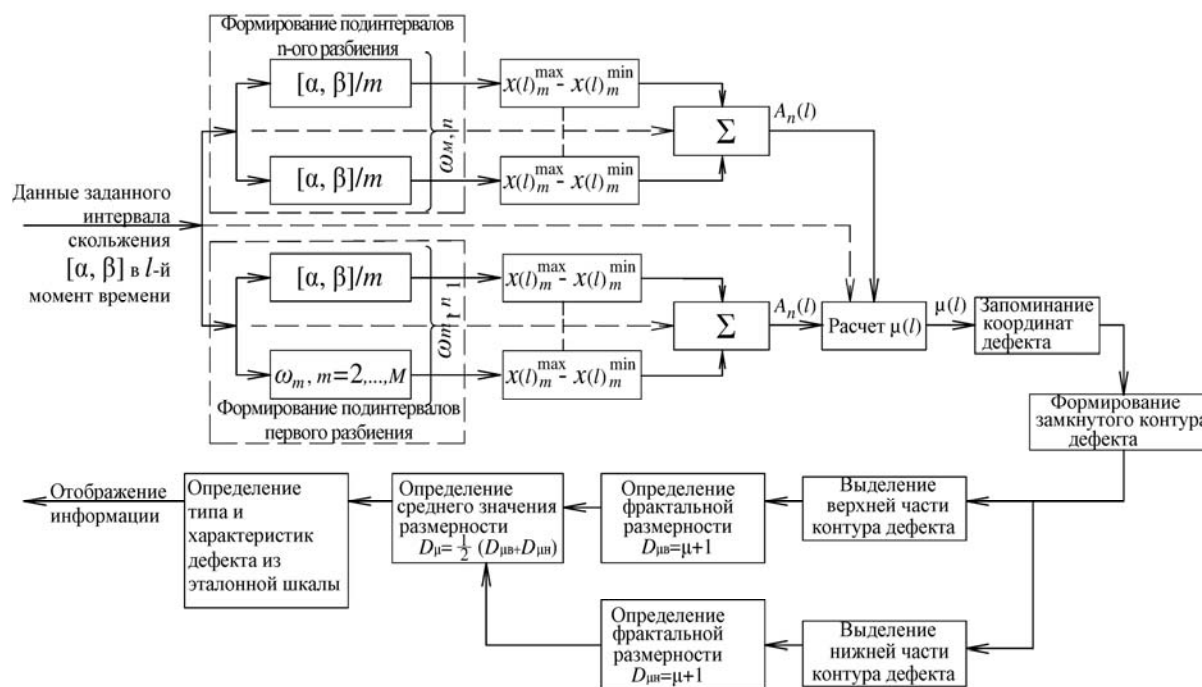


Рис. 3. Блок-схема многоканальной структуры алгоритма определения показателя фрактальной размерности контура дефектов металлоизделий

Использование параллельных вычислительных процедур в алгоритме расчета показателей фрактальной размерности изломистых линий контуров поверхностных дефектов металлоизделий дает сокращение времени выявления дефекта на 33,3% по сравнению с последовательным алгоритмом (при двух подынтервалах разбиения), в случае увеличения числа подынтервалов время на обработку уменьшается пропорционально их увеличению. Уменьшение временных затрат на оценивание качества поверхности и макроструктуры металлопродукции способствует своевременному принятию управленческих технологических решений и улучшению качества готового изделия, так как разрабатываемая система диагностики качества поверхности металлопроката должна начинать функционировать непосредственно с стадии разливки слитков. Если контроль качества металла будет осуществляться сразу по выходу металла из кристаллизатора, и будет информация о зародившихся дефектах, а большинство дефектов зарождаются в кристаллизаторе, то в зоне вторичного охлаждения можно оперативно изменять режим охлаждения или применить процедуру мягкого обжатия, что уменьшит последующую трансформацию дефекта и позволит провести его зачистку. Неустранимость дефекта являются основанием для перевода контролируемой продукции в более низкую категорию качества или она направляется на вырезку дефектных участков для определения причины его возникновения.

#### Литература

1. Куклев А.В. Практика непрерывной разливки стали / А.В. Куклев, А.В. Лейтес. – М.: Металлургиздат, 2011. – 428 с.
2. Синергетика и фракталы в материаловедении / В.С. Иванова, А.С. Баланкин, И.Ж. Бунин, А.А. Оксогоев. – М.: Наука, 1994. – 382 с.
3. Методы фрактальной параметризации поверхностных деформационных субструктур / Л.А. Битюцкая, П.В. Кузнецов, Е.В. Богатиков // Нелинейный мир (Москва). – 2005. – Т. 3, № 3. – С. 202–2012.



4. О методах измерения фрактальной размерности и фрактальных сигнатур многомерных стохастических сигналов / А.А. Потапов, В.А. Герман // Радиотехника и электроника. – М. – 2004. – Т. 49, № 12. – С. 1468–1491.

5. Патент № 2483295 РФ, МПК С2 G01N 21/892, В21В 38/00 Способ диагностирования качества поверхностной структуры металлопроката / А.Б. Юрьев, К.В. Волков, Л.И. Криволапова и др. (РФ). – № 2 011 103 755 / 28; заявл. 02.02.2011; опубл. 27.05.2013, Бюл. №15.

---

**Криволапова Людмила Ивановна**

Канд. техн. наук, доцент, Санкт-Петербург

Тел.: 8-960-257-00-94

Эл. почта: ludak\_45@mail.ru

**Кравцова Ольга Александровна**

Канд. техн. наук, доцент каф. технологического обучения и автоматизации производственных процессов Новокузнецкого института (филиала) Кемеровского государственного университета

Тел.: 8-904-993-02-23

Эл. почта: kravtsova\_oa@kuz.ru

**Соколов Сергей Валерьевич**

Ведущий программист Кузнецкого металлургического техникума, Новокузнецк

Тел.: 8-961-703-29-92

Эл. почта: sv-sokolov@mail.ru

Krivolapova L.I., Kravtsova O.A., Sokolov S.V.

**Fractal dimension – an estimated quality measure of a surface of metal rolling**

The article considers the prerequisites to development of the automated system of diagnostics of surface structure of metal rolling. The function chart of quality estimation of metal rolling surface with use of fractal dimension of the marked-out defect contour is given. We propose the multichannel structure of the algorithm for determining the fractal dimension index of defects of metal rolling surface.

**Keywords:** fractal dimension, surface defect of metal rolling, multichannel structure.

---

УДК 621.791.75.039.053Ж62-408.64

С.В. Щербинин

## Планирование траекторий электромехатронных манипуляторов

Рассмотрен способ планирования траекторий мультикоординатных электромехатронных манипуляторов, полученный с помощью нелинейных преобразований пространства. Траектории манипулятора должны быть ортогональны проекциям циркулярных рациональных кривых.

**Ключевые слова:** мультикоординатный манипулятор, траектория.

Плавное изменение скоростей и ускорения звеньев манипулятора является важной задачей в управлении их перемещением. В этом случае будет обеспечено качественное перемещение деталей манипулятора без перегрузок и поломок. Это возможно, если в качестве траекторий принять дуги циркулярных рациональных кривых или близких к ним по свойствам пространственных кривых.

Рассмотрим один из способов получения профиля с заданными дифференциальными характеристиками с помощью кубических преобразований плоскости, имеющих пучок слабоинвариантных окружностей.

Пучок окружностей опишется уравнением

$$a_3x^2 + a_3y^2 + a_1x - a_2y - c(y-1) = 0, \quad (1)$$

где  $a_3x^2 + a_3y^2 + a_1x - a_2y - c(y-1) = 0$ ,  $a_2 = x_1 + y_1^2 + a_1x_1$ ,  $a_3 = y_1$ ,  $a_4 = a_1a_3$ ,  $a_1 = -2x_1$ .

Произвольная точка  $A(x_A, y_A)$  выделяет из пучка окружность  $m^2$  при коэффициенте  $c$ , определяемом выражением

$$c = \frac{a_3x_A^2 + a_3y_A^2 + a_4x_A - a_2y_A}{y_A - 1}. \quad (2)$$

Прямая  $F_0A$ , описываемая уравнением

$$y = \frac{(x - x_0)y_A}{x_A - x_0}, \quad (3)$$

пересекает  $m^2$  еще в одной точке  $A'$ , которая является образом точки  $A$  в кубической инволюции  $J_3$ . Определив координаты этой точки и опустив индексы, получаем операторы прямого преобразования:

$$\begin{aligned} x' &= \frac{(x - x_0)(a_3x^2 + a_3y^2 + a_4x + a_4x_0y + a_3x_0^2y - a_2y - a_4x_0 - a_3x_0^2)}{a_3(y-1)(x^2 + y^2 - 2x_0x + x_0^2)}, \\ y' &= \frac{y(a_3x^2 + a_3y^2 + a_4x + a_4x_0y + a_3x_0^2y - a_2y - a_4x_0 - a_3x_0^2)}{a_3(y-1)(x^2 + y^2 - 2x_0x + x_0^2)}. \end{aligned} \quad (4)$$

Подставляя значения  $x', y'$  из (4) в уравнение прямой  $Ax' + By' + 1 = 0$ , получаем уравнение кривой третьего порядка.

Выведены операторы преобразования для случая, когда центр преобразования совмещен с началом координат, а пучок окружностей задан двумя точками  $F_1(x_1, y_1)$ ,  $F_2(x_2, y_2)$ . Операторы прямого преобразования имеют вид

$$x' = -x \cdot \frac{x^2 + y^2 + a_3x + a_1y}{(a_4x + a_2y + 1)(x^2 + y^2)}, \quad y' = -y \cdot \frac{x^2 + y^2 + a_3x + a_1y}{(a_4x + a_2y + 1)(x^2 + y^2)}, \quad (5)$$

где  $a_i (i=1..4)$  – коэффициенты.

На рис. 1 показан график такой кривой.

На рис. 2 показано управление формой траекторией манипулятора с помощью плоскопараллельного перемещения прообраза.

На рис. 3 представлена кривая, образом которой является окружность.

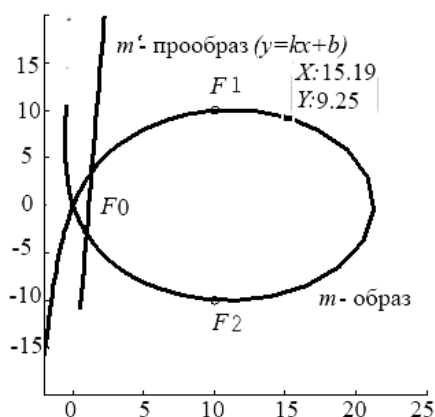


Рис. 1. График кубической циркулярной рациональной кривой (прообраз – прямая линия)

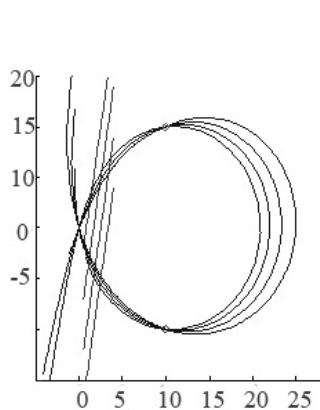


Рис. 2. Управление формой кривой при плоскопараллельном перемещении прообраза

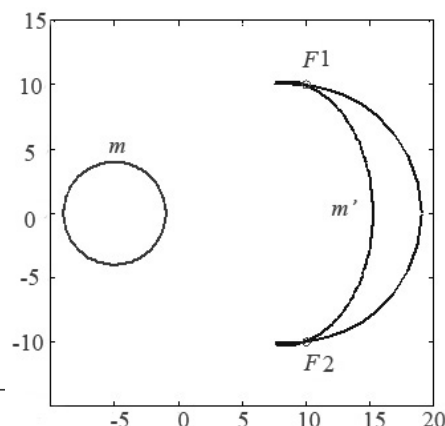


Рис. 3. График кубической циркулярной рациональной кривой (прообраз окружность)

Рассмотрим пучок слабоинвариантных окружностей в базисной точке  $F_1(x_1, y_1)$  с фиксированной горизонтальной касательной  $f_1$  в этой точке. В качестве центра преобразования выберем точку  $F_0(x_0, 0)$ . Пусть наша кривая проходит через начало координат и имеет в этой точке вертикальную касательную.

Пучок окружностей опишется уравнением

$$a_3x^2 + a_3y^2 + a_1x - a_2y - c(y-1) = 0, \tag{6}$$

где  $a_3x^2 + a_3y^2 + a_1x - a_2y - c(y-1) = 0$   $a_2 = x_1 + y_1^2 + a_1x_1$ ,  $a_3 = y_1$ ,  $a_4 = a_1a_3$ ,  $a_1 = -2x_1$ .

Произвольная точка  $A(x_A, y_A)$  выделяет из пучка окружность  $m^2$  при коэффициенте  $c$ , определяемом выражением

$$c = \frac{a_3x_A^2 + a_3y_A^2 + a_4x_A - a_2y_A}{y_A - 1}. \tag{7}$$

Прямая  $F_0A$  описывается уравнением

$$y = \frac{(x - x_0)y_A}{x_A - x_0}, \tag{8}$$

пересекает  $m^2$  еще в одной точке  $A'$ , которая является образом точки  $A$  в кубической инволюции  $J_3$ . Определив координаты этой точки и опустив индексы, получаем операторы прямого преобразования:

$$\begin{aligned} x' &= \frac{(x - x_0)(a_3x^2 + a_3y^2 + a_4x + a_4x_0y + a_3x_0^2y - a_2y - a_4x_0 - a_3x_0^2)}{a_3(y-1)(x^2 + y^2 - 2x_0x + x_0^2)}, \\ y' &= \frac{y(a_3x^2 + a_3y^2 + a_4x + a_4x_0y + a_3x_0^2y - a_2y - a_4x_0 - a_3x_0^2)}{a_3(y-1)(x^2 + y^2 - 2x_0x + x_0^2)}. \end{aligned} \tag{9}$$

Подставляя значения  $x', y'$  из (8) в уравнение прямой  $Ax' + By' + 1 = 0$ , получаем уравнение кривой третьего порядка.

Искомая кривая в начале координат должна иметь вертикальную касательную. Тогда производная по  $x$  в этой точке должна быть равна 0.

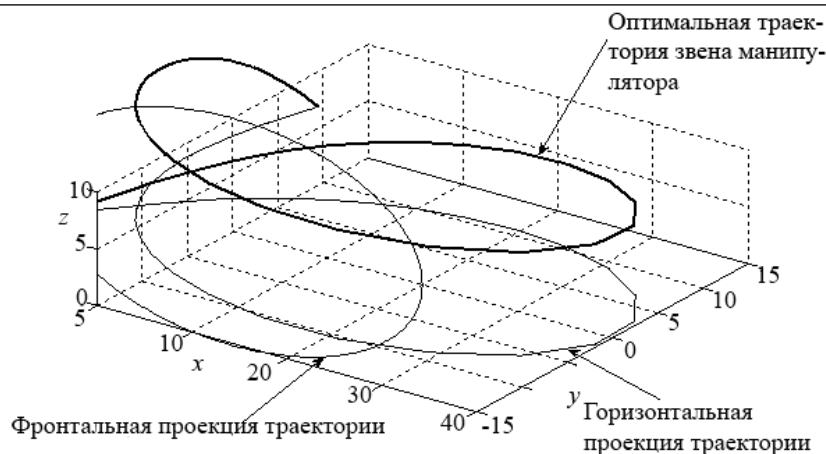


Рис. 4. Пространственная траектория с плавным изменением дифференциальных характеристик

Решив совместно систему уравнений (7) и (8),

$$\frac{d}{dx} \left[ A \frac{(x-x_0)(a_3x^2 + a_3y^2 + a_4x + a_4x_0y + a_3x_0^2y - a_2y - a_4x_0 - a_3x_0^2)}{a_3(y-1)(x^2 + y^2 - 2x_0x + x_0^2)} + \right. \\ \left. + B \frac{y(a_3x^2 + a_3y^2 + a_4x + a_4x_0y + a_3x_0^2y - a_2y - a_4x_0 - a_3x_0^2)}{a_3(y-1)(x^2 + y^2 - 2x_0x + x_0^2)} + 1 \right] = 0 \quad (10)$$

и приравняв  $x$  и  $y$  к нулю, определим коэффициенты  $A$  и  $B$ . Таким образом, определим положение прообраза, при котором полученная кривая будет удовлетворять всем перечисленным выше исходным требованиям.

Для построения пространственных траекторий манипулятора, предлагается рассматривать ортогональные проекции этих траекторий в виде циркулярных рациональных кривых. На рис. 4 траектория манипулятора состоит из двух плоских проекций, каждая из которых представляет собой циркулярную рациональную кривую.

Для получения траектории манипулятора, обеспечивающей плавное перемещение звеньев, требуется выполнить их ортогональные проекции в виде циркулярных рациональных кривых.

#### Литература

1. Фокс А. Вычислительная геометрия. Применение в проектировании и на производстве: пер. с англ. / А. Фокс, М. Пратт. – М.: Мир, 1982. – 304 с.
2. Щербинин С.В. Конструирование гиперповерхностей с помощью нелинейных преобразований / С.В. Щербинин, И.Ф. Боровиков // Электронный журнал «Прикладная геометрия». – 2003. – Вып. 5, № 11. – С. 1–12. – Режим доступа: [www.mai.ru/~arg](http://www.mai.ru/~arg)

#### Щербинин Сергей Васильевич

Канд. техн. наук, доцент отделения каф. «ЮНЕСКО» ТУСУРа

Эл. почта: [Sherb@mail.ru](mailto:Sherb@mail.ru)

Тел. (382-2) 41-38-64

Shcherbinin S.V.

#### Planning trajectories elektromehatronnyh manipulators

The way of planning trajectories multi coordinate elektro-mechatronic manipulators obtained by non-linear transformations of the space is considered. The trajectory of the manipulator must be orthogonal projections of circular rational curves.

**Keywords:** multikoordinate manipulator, trajectory.

# **ЭЛЕКТРОТЕХНИКА**

УДК 681.532.8

В.И. Гончаров, В.А. Онуфриев

## Идентификация двухзвенного манипулятора потолочного типа

Рассматривается двухзвенный манипулятор потолочного типа. Задача состоит в получении математической модели его первого звена в условиях изменения положения второго. Представлено описание устройства, его особенности, экспериментальные сигналы входа/выхода. Осуществлена структурная идентификация привода первого звена в виде двух моделей: одна соответствует переходному режиму и отражает собственные свойства привода, вторая модель описывает вынужденное движение в условиях перемещения второго звена. Для первой динамической модели выполнена параметрическая идентификация.

**Ключевые слова:** вещественный интерполяционный метод, идентификация динамических объектов, идентификация звеньев манипулятора, учет нестационарности привода манипулятора.

Рассматривается один из двухзвенных манипуляторов потолочного типа, показанный на рис. 1. Его оба звена управляемы по разомкнутому циклу – они имеют приводные двигатели без обратных связей. Задача состоит в рассмотрении одной из двух механических цепей с целью получения модели двигателя первого звена. Манипулятор используется в Чешском техническом университете на кафедре систем управления студентами, аспирантами и преподавателями группы передовых алгоритмов управления и коммуникации (Advanced Algorithms for Control and Communications). В частности, выполняются исследования алгоритмов идентификации и управления роботами на примере манипулятора с двумя управляемыми звеньями [1]. Расширение работ потребовало решения идентификационной задачи, которая имеет отличия от традиционных постановок вследствие влияния положения второго звена на параметры первого. Перспективной целью таких исследований является синтез самонастраивающегося регулятора положения исполнительной системы управления первого звена.

Задачу идентификации можно решить аналитически по паспортным данным двигателя и массогабаритным показателям манипулятора, которые известны или могут быть найдены. Однако существуют особенности, которые ограничивают такую возможность. Манипулятор представляет собой систему, в которой два привода взаимосвязаны через общий исполнительный механизм и потому оказывают взаимное влияние друг на друга. Наибольший интерес представляет влияние положения второго звена на параметры первого звена. Это влияние проявляется в виде зависимости момента инерции нагрузки двигателя первого звена  $J_1$  от угла поворота  $q_2$  второго:  $J_1(q_2)$ . Для получения такой зависимости сначала должно быть найдено исходное значение момента инерции  $J_1$ , соответствующее началу движения первого звена, затем функция  $J_1(q_2)$ . Последняя может быть определена в условиях установившегося вынужденного движения, возникающего после окончания переходного процесса.

Рассматриваемая идентификационная задача предполагает решение двух самостоятельных задач. Первая заключается в получении модели исполнительного двигателя первого звена, отражающей его динамические свойства. Эта модель должна быть получена на этапе переходного процесса. Вторая модель должна отражать движение звена в условиях внешнего установившегося воздействия. Дальнейшая детализация задач приводит к расщеплению каждой из них на структурную и параметрическую части. В работе будет рассмотрена часть из перечисленных задач, включая обе структурные задачи и параметрическую для динамической модели. В этот перечень не вошла пара-



Рис. 1. Устройство для идентификации и синтеза регуляторов

метрическая идентификация установившегося движения первого звена. Она имеет принципиальные особенности, связанные с получением в реальном времени зависимости  $J_1(q_2)$  по информации о

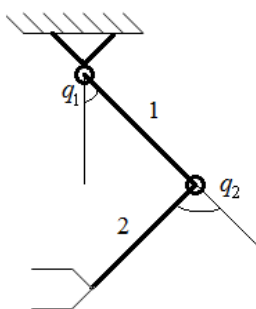


Рис. 2. Схема манипулятора и принятые обозначения

положении второго звена. Кроме того, в последующем на этой основе нужно будет создать самонастраивающийся регулятор положения. В этом смысле идентификацию объекта и синтез регулятора для него целесообразно рассматривать как задачу, объединенную одной целью.

Схема манипулятора и принятые обозначения показаны на рис. 2.

Для решения задач имеются экспериментальные данные, показанные на рис. 3:

- вращательный момент  $\tau_1$  двигателя первого звена;
- углы поворота звеньев, соответственно, сигналы  $q_1$  и  $q_2$ .

Кроме того, известны тип исполнительного двигателя первого звена и его паспортные данные.

**Предварительные замечания.** Общих решений для нестационарных задач такого типа не существует. В частных случаях их упрощают, используя особенности и возможности конкретных установок. Распространенный прием – привлечение приема «замороженных коэффициентов», при котором нестационарный параметр или параметры считают постоянными на определенных участках. В рассматриваемой задаче выделим два участка на основе специфики каждого из них [2]. Первый определен длительностью переходного процесса  $t_{\text{п}}$ . Основание для такого выделения – на нем в полном объеме проявляются собственные свойства объекта. На этом участке примем значение параметра  $J_1$  постоянным, соответствующим началу движения  $t_0 = 0$ :  $J_1(q_2^0)$ , где  $q_2^0 = q_2(t_0)$  – величина угла поворота второго звена в момент  $t_0 = 0$ .

Второй участок – от момента окончания переходного процесса  $t_{\text{п}}$  до момента, определенного каким-либо условием, например завершением вынужденного движения  $t_{\text{в}}$ .

На первом участке модель исполнительного двигателя будем искать в классе стационарных, пренебрегая изменениями момента  $J_1(q_2)$ . Физическое пояснение допущения: за время  $t \in [0; t_{\text{п}}]$  угол поворота  $q_2$  изменяется столь незначительно, что параметр  $J_1(q_2)$  можно считать постоянным. В этих условиях задача идентификации сводится к стандартной: по известным сигналам входа  $\tau_1$  и выхода  $q_1$ , заданным на участке  $[0; t_{\text{п}}]$ , необходимо найти передаточную функцию объекта. Структура передаточной функции определена физическими особенностями: имеется двигатель постоянного тока, работающий по углу поворота, поэтому примем стандартную форму

$$W(p) = \frac{q_1(p)}{\tau_1(p)} = \frac{b_1 p + b_0}{a_3 p^3 + a_2 p^2 + a_1 p}. \quad (1)$$

На втором участке  $[t_{\text{п}}; t_{\text{в}}]$  модель исполнительного двигателя структурно будет другой, так как закончился переходный процесс, описывающий собственные свойства двигателя. Дальнейшее движение звена является вынужденным, оно осуществляется за счет внешних сил. Об этом свидетельствует график  $q_1(t)$ , полученный экспериментально: начиная с момента времени  $t_{\text{п}}$  он представляет прямую линию с некоторым наклоном. Такие зависимости отражают интегральные связи между входной переменной  $\tau_1$  и выходной  $q_1$ . В этом случае передаточная функция объекта должна иметь вид

$$W_2(p) = \frac{k}{p}. \quad (2)$$

С физической точки зрения это значит, что на выходе двигателя присутствует момент  $\tau_1 = \text{const}$ , поэтому скорость вращения звена постоянна, а угол поворота  $q_1$  будет увеличиваться также с постоянной скоростью. Такой процесс может наблюдаться до момента времени  $t_{\text{в}}$ , если не будут действовать другие внешние факторы.

К этому описанию следует добавить отмеченное выше параметрическое влияние второго звена, которое изменяет статический момент нагрузки первого звена. Это влияние отражается зависимо-

стью коэффициента  $k$  функции (1) от величины  $q_2$ :  $k = f(q_2)$  или  $k(q_2)$ . С учетом этого получим модель объекта в форме  $W_2(p) = \frac{k(q_2)}{p}$ . Результат важен с точки зрения точности работы манипулятора: для обеспечения эффективной работы регулятора положения исполнительной системы управления первого звена необходимо, чтобы регулятор изменял свои коэффициенты в зависимости от величины  $k(q_2)$ . В этом случае регулятор может быть сделан самонастраивающимся. Эта часть работы – параметрическая идентификация привода в условиях вынужденного движения и использование полученной модели для целей самонастройки – выходит за рамки поставленной задачи и поэтому здесь не рассматривается.

На этом завершена структурная часть задачи идентификации для двух режимов. Следующая часть – параметрическая идентификация двигателя первого звена для динамического режима. Она заключается в вычислении значений коэффициентов передаточной функции (1).

**Исходные данные и постановка задачи параметрической идентификации двигателя первого звена по известному переходному процессу.** Для решения задачи известны сигналы входа/выхода, представленные на рис. 3: движущий момент  $\tau_1$  двигателя первого звена и угол поворота этого звена  $q_1$ . Исходные данные отличают постановку задачи от классической и потому создают дополнительные трудности. Кроме того, имеется еще одна особенность задачи: при  $\tau_2 = 0$  существует равновесное положение манипулятора, когда движущий момент  $\tau_1$  равен моменту сопротивления  $M_c$ , определенного влиянием Земли.

На графике  $q_1(t)$  рис. 3 можно выделить два упомянутых специфических интервала времени, соответствующих переходной и вынужденной составляющим сигнала  $q_1$ . По этой причине задача идентификации расщепляется на две, первая из которых заключается в определении модели объекта по его переходному процессу, вызванному внешним воздействием. По графику  $q_1(t)$  можно приблизительно определить длительность переходного процесса:  $t_n \approx 0,37$  с. Это позволяет использовать график  $q_1(t), t \in [0, 0,37]$  для решения параметрической части задачи – вычисления коэффициентов функции (1).

Для ее решения известны следующие исходные данные: класс двигателя – постоянного тока, его тип (А-мах-22-110160) и параметры ( $L_{я} = 0,362 \cdot 10^{-3}$  Гн,  $R_{я} = 5,74$  Ом,  $C_M = 1,91$  Н·м/А,  $C_e = 12$  В·с/рад). Это позволяет сформировать структуру передаточной функции двигателя, связывающую экспериментальные данные вход/выход с его параметрами:

$$W(p) = \frac{q_1(p)}{\tau_1(p)} = \frac{\frac{1}{Jp}}{1 + \frac{1}{Jp} \cdot \frac{1/R_{я}}{T_{э}p + 1} \cdot C_M \cdot C_e} \cdot \frac{K_p}{p}. \quad (3)$$

Для наглядности на рис. 4 представлена типовая структурная схема двигателя, раскрывающая физический смысл параметров.

В выражении (3) часть параметров найдется по паспортным данным двигателя, однако два параметра – коэффициент передачи редуктора  $K_p$  и момент инерции  $J_1$  – могут быть определены

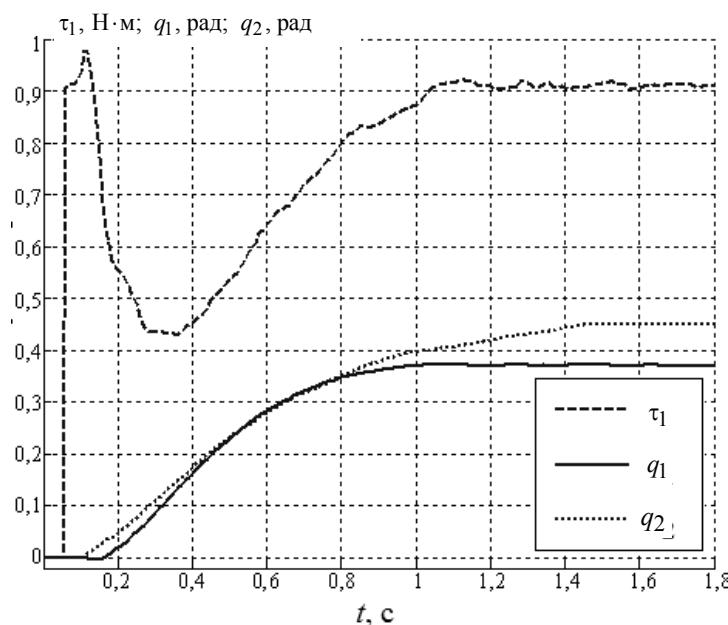


Рис. 3. Исходные данные для идентификации



только по данным эксперимента. Для выполнения этой процедуры перейдем от передаточной функции вида (3) к стандартному представлению

$$W(p) = \frac{q_1(p)}{\tau_1(p)} = \frac{b_1 p + 1}{a_3 p^3 + a_2 p^2 + a_1 p}. \quad (4)$$

Такой переход упрощает задачу, переводя ее к типовой. В то же время связь между коэффициентами функции (4) и искомыми параметрами  $K_p$  и  $J$  в форме (3) остается явной и простой.

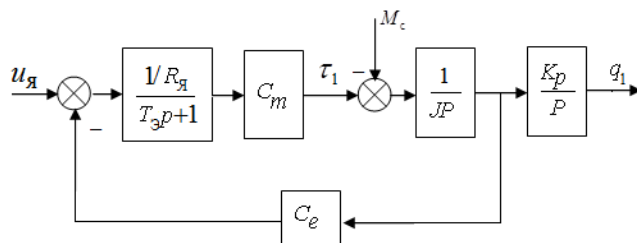


Рис. 4. Структурная схема двигателя

Таким образом, для вычисления коэффициентов функции (4) известны сигналы входа и выхода объекта идентификации и паспортные данные двигателя. Для этой цели существует множество методов, позволяющих решать подобные параметрические задачи. В то же время рассматриваемая задача имеет особенности, которые заставляют относиться к методам избирательно. Одна из причин – низкая точность представления сигналов входа и выхода, что может привести к значительным вычислительным погрешностям. С целью снижения такого риска необходимо выбрать метод, обладающий сглаживающими свойствами в отношении помех и ошибок округления. Такими свойствами обладают методы, которые оперируют моделями сигналов, связанных интегральной зависимостью с их представлениями в виде функций времени. К ним относится, например, частотный метод. Однако его использование в численной форме в данных условиях проблематично из-за наличия мнимой переменной, приводящей к большому объему вспомогательных операций, повышению размерности задачи и другим негативным последствиям. Поэтому выбор был сделан в пользу вещественного интерполяционного метода (ВИМ), который также использует интегральную связь и потому обладает сглаживающими свойствами [3]. Для пояснения основ метода, необходимых в дальнейшей работе, приведем краткие сведения о нем.

Метод базируется на вещественном интегральном преобразовании [3], прямой переход которого определен соотношением

$$F(\delta) = \int_0^{\infty} f(t) \cdot e^{-\delta t} dt, \delta \in [C, \infty], C \geq 0. \quad (5)$$

Формулу можно рассматривать как частный случай прямого преобразования Лапласа, когда в комплексной переменной  $p = \delta + j\omega$  составляющая  $\omega$  равна нулю. Тогда комплексная переменная  $p$  вырождается в вещественную  $\delta \in [C, \infty], C \geq 0$ . Такой переход справедлив всегда, когда не нарушается условие сходимости интеграла в (2). Для устойчивых систем достаточно принять  $C = 0$ , что приводит к области определения  $\delta \in [0, \infty]$ .

Использование преобразования (5) позволяет заменить операции с функциями  $F(p)$  действиями над вещественными функциями  $F(\delta)$ . Следствием такой замены является важная для практики возможность достаточно простого перехода к численным моделям функций  $F(\delta)$  в форме  $\{F(\delta_i)\}_{i=1}^{\eta} = \{F(\delta_1); F(\delta_2); \dots; F(\delta_{\eta})\}$ , называемым численной характеристикой. Ее элементы  $F(\delta_i)$ ,  $i = \overline{1, \eta}$  определены как значения функции  $F(\delta)$  в узлах  $0 \leq \delta_1 < \delta_2 < \dots < \delta_{\eta}$ . Этот шаг тоже достаточно важен. Он позволяет привлечь к действиям над функциями  $F(\delta)$  численные методы.

Для решения второй идентификационной задачи, которая в настоящей работе не рассматривается, известны сигналы входа и выхода при  $t \geq 0,37$  с, кинематические соотношения манипулятора, которые позволяют определить зависимость коэффициента передачи объекта от углового положения второго звена  $k = f(q_2)$ .

Рассмотрим определение параметров передаточных функций первого звена манипулятора.

**Решение задачи параметрической идентификации привода первого звена манипулятора.** Рассмотрим начнем с динамической модели (4), которую представим вещественной форме:

$$W(\delta) = \frac{q_1(\delta)}{\tau_1(\delta)} = \frac{b_1\delta + 1}{a_3\delta^3 + a_2\delta^2 + a_1\delta}. \quad (6)$$

Здесь в общем случае речь идет о четырех неизвестных коэффициентах. В частном случае, когда известны паспортные данные двигателя, размерность задачи можно понизить до двух коэффициентов, в которые входят интересующие нас физические параметры  $K_p$  и  $J$ . Для их определения по технологии ВИМ необходимо расщепить уравнение (6) на два уравнения с целью формирования системы двух уравнений с двумя неизвестными. Эта операция осуществляется в виде дискретизации выражения (6) на основе двух узлов  $\delta_1, \delta_2$  с учетом ограничения  $\delta \in (0, \infty]$ . Получим

$$W(\delta_i) = \frac{b_1\delta_i + 1}{a_3\delta_i^3 + a_2\delta_i^2 + a_1\delta_i}, i=1,2. \quad (7)$$

Значения левой части можно найти по сигналам входа и выхода, опираясь на формулу прямого

преобразования (5): 
$$W(\delta_i) = \frac{\int_0^{\infty} q_1(t) \cdot e^{-\delta_i t} dt}{\int_0^{\infty} \tau(t) \cdot e^{-\delta_i t} dt} \cong \frac{\sum_{j=1}^N q_1(t) \cdot e^{-\delta_i t_j} \Delta t_j}{\sum_{j=1}^M \tau(t) \cdot e^{-\delta_i t_j} \Delta t_j}.$$
 В результате левая часть системы (7)

определена, поэтому система уравнений может быть решена. Для значений  $\delta_1 = 8,33$ ,  $\delta_2 = 16,66$  по-

лучена передаточная функция привода 
$$W(p) = \frac{6,307 \cdot 10^{-5} p + 1}{p(4,312 \cdot 10^{-5} p^2 + 0,6838 p + 0,006604)}$$
 и параметры

$$K_p = 604,6707, J_1 = 413,4638 \text{ кг} \cdot \text{м}^2.$$

Для оценивания точности полученной модели сравним известный выходной сигнал  $q_1(t)$  с реакцией  $q_{1M}(t)$  модели привода на воздействие  $\tau_1(t)$ . Используя оценку  $\Delta q_1 = \max_t |q_1(t) - q_{1M}(t)|$ , получили погрешность  $\Delta q_1 = 0,0830$  рад, которая для данной задачи приемлема. Добавим, что в случае необходимости повышения точности в ВИМ имеется возможность приблизиться к наилучшему по Чебышеву решению.

**Заключение.** Рассмотрена задача идентификации исполнительного двигателя первого звена манипулятора в условиях перемещения второго звена. При управлении таким двухзвенным манипулятором возникает особенность – относительное движение второго звена приводит к изменению момента инерции двигателя первого звена. С позиций повышения точности управления необходимо создать самонастраивающийся регулятор положения, учитывая изменения момента инерции. Отсюда вытекает задача такой идентификации привода, при котором отслеживаются изменения параметров объекта управления. С этой целью модель привода представлена в виде двух составляющих, соответствующих переходному процессу и вынужденному движению под действием установившихся внешних сил, получены структуры этих моделей. Этим достигнута возможность перехода к построению самонастраивающейся исполнительной системы управления.

#### Литература

1. Nonlinear control of underactuated mechanical systems [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://aa4cc.dce.fel.cvut.cz/content/nonlinear-control-underactuated-mechanical-systems>, свободный (дата обращения: 02.01.15).
2. Алексеев А.С. Исследование влияния моментов инерции звеньев манипулятора на качество работы исполнительной подсистемы управления / А.С. Алексеев, В.И. Гончаров // Молодежь и современные технологии: сб. тр. VI Всерос. науч.-практ. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых. – Томск, 26–28 февраля 2008. – Томск; СПб.: Графикс, 2008. – С. 331–332.
3. Goncharov V.I. Real Interpolation Method for Automatic Control Problem Solution / V.I. Goncharov, I. Aleksandrov, V. Rudnicki, A. Liepinsh. – Saarbrücken: Lambert Academic Publishing, 2014. – 291 p.

**Гончаров Валерий Иванович**

Д-р техн. наук, профессор каф. интегрированных компьютерных систем управления  
Национального исследовательского Томского политехнического университета (НИТПУ)  
Тел.: +7-952-895-10-73  
Эл. почта: gvi@tpu.ru

**Онуфриев Вадим Александрович**

Аспирант каф. интегрированных компьютерных систем управления НИТПУ  
Тел.: +7-953-921-61-90  
Эл. почта: ovavadim@gmail.com

Goncharov V.I., Onufriev V.A.

**The identification of the two link ceiling type robotic arm**

A two link ceiling type robotic arm is considered in this article. The goal is to get mathematical model of the first link in a robotic arms when the position of the second link changes. The description of this device, its features and input/output signals are shown. The identification of the structure of the first link is implemented in form of two models: the first model corresponds to a transient mode and reflects own properties of the link drive, the second model describes a forced motion during changes in the position of the second link. The parametric identification is implemented for the first dynamic model.

**Keywords:** real interpolation method, system identification, regulators tuning, robotic arm.

---

## **СООБЩЕНИЯ**

УДК 62-83: 621.313

Т.В. Горлова, В.П. Обрусник

## Электропривод, его состояние и перспективы

Приведены известные определения для понятия «электропривод». Сделан анализ состояния электроприводов в России. Изложены предъявляемые к ним требования. Сформулированы основные критерии совершенствования и развития.

**Ключевые слова:** электропривод, преобразователь электроэнергии, мехзвено, электродвигатель, система управления, стабильность скорости, энергоёмкость, энергосберегаемость.

В данной статье нет новых разработок, приводятся сведения, имеющиеся в приведенной ниже литературе [1–7]. Эти сведения взяты из нескольких источников, которых часто нет у пользователей, да и не в каждой библиотеке они имеются.

Электромеханикам будет удобно пользоваться данной статьей, поскольку интересные для них сведения не разбросаны по нескольким первоисточникам.

### Варианты определения для электроприводов

*Вариант 1.1.* Предложен [6].

Электроприводом называется электромеханическое устройство, включающее составляющие его части:

- преобразователи электрической энергии в механическую (электродвигатели);
- устройство передачи движения к рабочему механизму;
- управляющая система движением исполнительных органов рабочей машины, обеспечивающая технологические процессы требуемых движений с заданными точностью и быстротой действия.

*Вариант 1.2.* Электрический привод (сокращенно – электропривод) – это электромеханическая система для приведения в движение исполнительных механизмов рабочих машин и управления этим движением в целях осуществления технологического процесса (<https://ru.wikipedia.org/wiki/>).

*Вариант 1.3.* Предложен авторами данной статьи.

Электропривод есть электромеханическая система (ЭМС), обеспечивающая технологические процессы заданных видов движения механизмов рабочей машины с требуемой точностью и быстротой действия.

**Структура электропривода и её составляющие.** Составляющими электропривода на рис. 1 являются: ИЭЭ – источник электрической энергии, например сеть напряжения переменного тока 220 В одной фазы; РРД – регулятор режимов работы двигателя: регулятор напряжения двигателя постоянного тока или частоты и напряжения двигателя переменного тока; БУ – блок управления; Д – электродвигатель; ПУ – передающее устройство движения двигателя к рабочему механизму (механическое, гидравлическое, электромагнитное и др.); РМ – рабочий механизм; ИОРМ – исполнительный орган рабочего механизма; ЭЭ – электрическая энергия; МЭ – механическая энергия; ПЭЭ – преобразователи электрической энергии, полупроводниковые, релейные, например инверторы, ШИМ и др.;  $U_3$  – задающий сигнал;  $U_{дс}$  – дополнительные сигналы, например, сигналы обратных связей.

Электроприводы (ЭП) обеспечивают все виды движений: регулируемые и нерегулируемые, непрерывные и дискретные, однонаправленные и двунаправленные (реверсивные), вибрационные, возвратно-поступательные, движения по программе, движения, повторяющие любые команды (следящие), движения, обеспечивающие наиболее выгодные режимы технического процесса (самонастраивающиеся, адаптивные), и др.

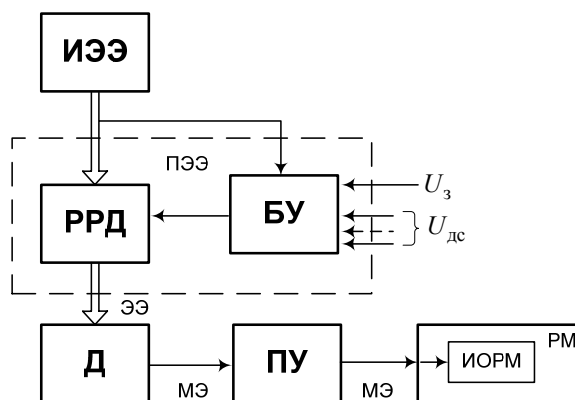


Рис. 1. Структура ЭП

Регуляторы режимов работы двигателя (РРД) могут быть полупроводниковыми (вентильными) на транзисторах, тиристорах, полностью управляемых диодах или релейно-контакторными.

Если диапазон регулирования небольшой, в пределах 1:10, и допускается дискретное (релейное) регулирование, то оно может осуществляться релейно-контакторной аппаратурой. Такое регулирование в инженерной практике очень распространено, используется на промышленных предприятиях.

Если регулирование требуется плавное, то без полупроводниковых (вентильных) РРД не обойтись. Современные вентильные РРД могут обеспечивать диапазоны регулирования скорости до 1:5000. Электромашинные регуляторы типа Г-Д или ЭМУ-Д сейчас не изготавливаются.

В инженерной практике используется классификация ЭП по типу вентильных РРД. Например, ЭП с тиристорным регулятором напряжения, ЭП с транзисторным преобразователем частоты и др.

Важным звеном для ЭП является передающее устройство (ПУ).

Механическое звено ПУ отсутствует в редких случаях – электродрели и шлифовальные круги. Скорость двигателей, которые обычно имеют вращательное движение со скоростью от 500 об/мин и выше, требуется согласовать с тихоходными рабочими механизмами и часто осуществляющими поступательное движение: подъемные устройства, конвейеры, строгальные станки, кривошипно-шатунные механизмы и др.

По конструкционному исполнению ПУ очень разнообразны: редукторы с зубчатыми колесами, редукторы с червячным валом, цепные или ременные преобразователи величины вращательных движений, подъемные устройства по схеме барабан–тросс, домкраты, кривошипно-шатунные устройства, передачи типа колесо–конвейерная лента, дифференциалы и др. Типовые ПУ изготавливаются серийно, на них имеются каталоги и справочники.

**Электропотребляемость электроприводов.** В электротехнике принято подразделять потребители электроэнергии на четыре вида [1, 4, 5]:

1. Электроприводы турбомеханизмов, потребляющие примерно 60% производимой электроэнергии.

2. Технологические установки статистического типа: электрохимические, высокочастотного нагрева, дуговая плавка металлов, электросварка и др. – 25%.

3. Электроосвещение и потребление энергии в быту (электропечи, холодильники, стиральные машины, телевизоры и др.) – 14%.

4. Устройства управления и обработки – 1%.

Итого: 100%.

Эта усредненная статистика для индустриально развитых стран, таких как США, Россия, Германия, Япония, Украина, Белоруссия, Канада, будет отличаться, но показатель потребления электроэнергии электроприводами всегда преобладает над показателями потребления электроэнергии другими системами. В России электроприводы потребляют примерно 65% вырабатываемой государством электроэнергии.

К электроприводам следует относиться с большим вниманием, обеспечивая их достаточным количеством специалистов, занимающихся разработкой, производством и эксплуатацией ЭП. Обеспечивать применяемым ЭП высокую надежность, энергосберегаемость и производительность. Необходимо совершенствовать ЭП, улучшая их технико-экономические и эксплуатационные показатели.

В настоящее время ЭП России имеют показатели:

90% – нерегулируемые (не требуется по технологическим процессам);

10% – регулируемые, в основном постоянного тока;

95% электродвигателей имеют мощность до 100 кВт и лишь 5% – более 100 кВт, некоторые из них имеют мощность 5 МВт и более, но это редкие случаи. Например, электроприводы дымососов на Сургутской ТЭЦ имеют мощность 5,6 МВт.

**Энергообеспечение в России** [1, 5]. По данным 2010 г. в России вырабатывается электроэнергия примерно 800 млрд кВт·ч в год. Немного больше производится энергии только в США. Остальные страны, в том числе Германия, Япония, вырабатывают в 2–3 раза меньше.

Производителями энергии в России являются: газовые станции – 62–65% от общего количества; АЭС – примерно по 11%; гидроэлектростанции (ГЭС) – 21%; теплоэлектроцентрали (ТЭЦ) – 68%; нетрадиционные источники: ветряные двигатели-генераторы, солнечные батареи, аккумуляторы, дизель-генераторы – 5%.

Энергоемкость российского ВВП в 2 раза выше, чем в западных странах. Например, энергоемкость добычи нефти (30–40)%, химические производства и металлургия – более 60%, машиностроение (25–30)% [1, 4].

Газпром снизил снабжение газом ТЭЦ в 2000 г. на 10%, в 2002 г. на 35%, далее каждый год, включая 2010, на 10%. Считается, что сжигать газ экономически нецелесообразно. Газ можно использовать в химической промышленности для производства ценных для народного хозяйства товаров из пластмасс и тканей для одежды [1].

Производство электроэнергии в России ежегодно снижается, например, в 2010 г. оно уменьшилось на 100 млрд кВт·ч. Приходится покупать электроэнергию за рубежом [1, 4].

**Требования к электроприводу** (согласно [1, 4]).

1. Надежность. Должно обеспечиваться не менее 15 тыс. часов безотказной работы.

2. Требуемая по техзаданию точность поддержания стабильности регулируемых величин – электромагнитного момента, скорости, перемещения. Наибольшая точность (прецизионная) – 0,01%.

3. Повысить энергетическую эффективность – расход энергии на получение технологического продукта при заданном качестве. Например, киловатт-часов на одну тонну продукции. Показатель задается ЭП в зависимости от назначения привода.

4. Увеличить ресурсоемкость. Чем выше качество показателя, тем больше затраты.

Например, точно и медленно – наименьшая ресурсоемкость, точно и быстро – средняя, точно, быстро и надежно – наибольшая.

**Основные направления развития ЭП** [1–3, 5].

1. Расширить области применения регулируемого электропривода. В России они составляют примерно 10%, за рубежом – более 40%.

Сделать регулируемыми ЭП турбомеханизмов (насосы, компрессоры, вентиляторы, аэродинамические устройства и др.). Эти механизмы потребляют около 90% энергии, расходуемой на все электроприводы. Если электродвигатели турбомеханизмов не регулируются, то потери энергии достигают 60%.

2. Повысить требования к динамическим и точностным показателям, расширить функции ЭП, связанные с управлением технологическими процессами.

3. Улучшить энергосберегаемость ЭП. В настоящее время потери электроэнергии в российских электроприводах достигают 75% от общих потерь в системе электроснабжения. Энергоемкость российского ВВП в 2 раза выше, чем в западных странах.

4. Обеспечить все ЭП системами непрерывной внутренней диагностики параметров и режимов работы.

5. Расширить применение цифровых электроприводов с микропроцессорным управлением, работающих по алгоритмам, заранее разработанным для требуемых режимов работы ЭП.

6. Увеличить выпуск инженерных и научных кадров, которых в России пока очень мало, примерно 20% от требуемого числа [1, 4].

**Заключение.** В статье приведены известные в настоящее время в России определения для понятия электропривод (ЭП). Охарактеризована энергосберегаемость ЭП. Даны показатели энергообеспечения ЭП. Сформулированы основные требования и направления развития ЭП. Сделаны выводы, что отечественные электроприводы требуется совершенствовать, в том числе:

– сделать ЭП турбомеханизмов регулируемым, например, за счет вентильных регуляторов напряжения статора;

– увеличить применение регулируемых ЭП не менее чем в 5 раз;

– увеличить выпуск количества отечественных электроприводов, чтобы исключить приобретение дорогих зарубежных;

– уменьшить энергопотребляемость отечественных электроприводов не менее чем в 2 раза;

– увеличить выпуск инженерных кадров для эксплуатации ЭП;

– выделить достаточно средств для разработки, исследования новых ЭП и подготовки научных кадров.

#### *Литература*

1. Ильинский Н.Ф. Электропривод в современном мире // Труды 5-й Междунар. конф. по автоматизированному электроприводу (АЭП–2007). – 2007. – С. 17–19.

2. Обрусник В.П. Электроприводы переменного тока, их проблемы // Труды 5-й Междунар. конф. по автоматизированному электроприводу (АЭП–2007). – 2007. – С. 133–136.
3. Обрусник В.П. Энергосберегаемость электроприводов переменного тока / В.П. Обрусник, А.З. Вахитова // Сборник статей Астраханского госуниверситета. – 2008. – С. 110–112.
4. Ильинский Н.Ф. Перспективы развития регулируемого электропривода // Электричество. – 2003. – № 2. – С. 2.
5. Гладырев А.И. Технологические предпосылки применения регулируемого и управляемого электропривода / А.И. Гладырев, Д.И. Родькин // Научные труды КППИ. – Кременчуг (Украина), 2000. – Вып. 1. – С. 98–102.
6. Ключев В.И. Теория электропривода: учебник для вузов. – М.: Энергоатомиздат, 1985; 2001. – 560 с.
7. Газета «Аргументы и факты». – 2014. – № 24. – С. 7.

---

**Горлова Татьяна Валентиновна**

Ст. преподаватель каф. информационно-управляющих систем  
Кременчугского национального университета им. М. Остроградского (КрНУ), Украина  
Тел.: (380-536-6) 2-60-25  
Эл. почта: gorlova58@list.ru

**Обрусник Валентин Петрович**

Д-р техн. наук, профессор каф. промышленной электроники ТУСУРа  
Тел.: 8 (382-2) 42-30-16  
Эл. почта: vai@ie.tusur.ru

Gorlova T.V., Obrusnik V.P.

**Electric drive: its status and perspectives**

In the paper, we defined the concept of an electric drive and analyzed the problem state in Russia. The specified requirements are given and the basic criteria for development are defined.

**Keywords:** electric power converter, mechanical link, electric motor, control system, speed stability, power consumption, electric power preservation.



**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, в формате **Word 2003**, предпочтительнее по электронной почте.
  3. Текст статьи должен быть отпечатан без принудительных переносов через один интервал (множитель 1,05) шрифтом Times New Roman 10,5 кегля на одной стороне листа белой писчей бумаги формата А4 с полями шириной 25 мм, без помарок и вставок. Шаблон статьи размещен на сайте: [http://tusur.ru/ru/science/tusur\\_reports\\_magazine/shablon-2012.dot](http://tusur.ru/ru/science/tusur_reports_magazine/shablon-2012.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 шрифтом Times New Roman. Русские, греческие символы и цифры всегда набираются прямым шрифтом, а переменные, обозначенные латинскими буквами, – курсивом, кроме слов, их сокращений, имен функций, программ, фирм и химических формул (const, input;  $\sin x(t_1)$ ;  $U_{in}$ ;  $I_{BX}$ ;  $T_z$ ;  $\beta_1$ ;  $H_2O$ , Adobe Acrobat, Cisco и т.д.); векторные величины – жирным, прямо (не курсив) – **A**, **M**,  **$\beta$** .
  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. Надписи на графиках и рисунках – так же как в тексте (не жирным), сетка – четко. Единицы измерения – на русском, через пробел ( $x$ , ГГц; 20 ГГц;  $U$ , град; 7 °С). Десятичные числа пишутся через запятую (не точку).  
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 невозможно, 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 *непериодических 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 (см. шаблон статьи на сайте).
- 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) 51-21-21.