

### Рисунки к статье В. А. Колчужина, И. В. Князева, М. С. Палагина, А. В. Глухова «МАКРОМОДЕЛИРОВАНИЕ ТОРСИОННОГО МИКРОЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКОГО РЕЗОНАТОРА»

V. A. Kolchuzhin, I. V. Knyazev, M. S. Palagin, A. V. Glukhov

«MACROMODELING OF A TORSION MICROELECTROMECHANICAL RESONATOR»



Рис. 6. Выбранные собственные формы колебаний подвижного элемента резонатора: *а* – вторая форма; *b* – шестая форма; *с* – восьмая форма





# Том 19. № 2 🔶 2017

Издается с 1999 г.

77

ЕЖЕМЕСЯЧНЫЙ МЕЖДИСЦИПЛИНАРНЫЙ ТЕОРЕТИЧЕСКИЙ И ПРИКЛАДНОЙ НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИЙ ЖУРНАЛ

Журнал входит в международные базы данных по химическим наукам – Chemical Abstracts Service (CAS) и по техническим наукам INSPEC. а также индексируется в международной научной базе цитирования Russian Science Citation Index платформе Web of Science.

Журнал включен в перечень научных и научно-технических изданий ВАК России и в систему Российского индекса научного цитирования (РИНЦ) Журнал выпускается при научно-методическом руководстве Отделения нанотехнологий и информационных технологий Российской академии наук Статьи имеют DOI и печатаются в журнале на русском и английском языках

ISSN 1813-8586 DOI: 10.17587/issn1813-8586

Главный редактор

Мальцев П. П., д.т.н., проф. Зам. гл. редактора Лучинин В. В., д.т.н., проф. Шур М., д.ф.-м.н., проф. (США)

### Редакционный совет:

Агеев О. А., д.т.н., проф., чл.-кор. РАН Аристов В. В., д.ф.-м.н., проф., чл.-кор. РАН Асеев А. Л., д.ф.-м.н., проф., акад. РАН Гапонов С. В., д.ф.-м.н., проф., акад. РАН Грибов Б. Г., д.т.н., чл.-кор. РАН Каляев И. А., д.т.н., проф., акад. РАН Каряев И. А., д.т.н., проф., акад. РАН Квардаков В. В., д.ф.-м.н., проф., чл.-кор. РАН Климов Д. М., д.т.н., проф., акад. РАН Ковальчук М. В., д.ф.-м.н., проф., чл.-кор. РАН Лабунов В. А., д.ф.-м.н., проф., акад. НАНБ (Беларусь) Нарайкин О. С., д.т.н., проф., чл.-кор. РАН Никитов С. А., д.ф.-м.н., проф., чл.-кор. РАН Рыжий В. И., д.ф.-м.н., проф., чл.-кор. РАН Сауров А. Н., д.т.н., проф., акад. РАН Сигов А. С., д.ф.-м.н., проф., акад. РАН Чаплыгин Ю. А., д.т.н., проф., акад. РАН Шевченко В. Я., д.х.н., проф., акад. РАН

Релакционная коллегия:

Абрамов И. И., д.ф.-м.н., проф. (Беларусь) Андреев А., к.ф.-м.н., (Великобритания) Андриевский Р. А., д.х.н., проф. Астахов М. В., д.х.н., проф. Быков В. А., д.т.н., проф. Горнев Е. С., д.т.н., проф. Градецкий В. Г., д.т.н., проф. Кальнов В. А., к.т.н. Карякин А. А., д.х.н., проф. Колобов Ю. Р., д.т.н., проф. Кузин А. Ю., д.т.н., проф. Панич А. Е., д.т.н., проф. Петросянц К. О., д.т.н., проф. Петрунин В. Ф., д.ф.-м.н., проф. Пожела К., д.ф.-м.н. (Литва) Путилов А. В., д.т.н., проф. Рыжий М. В., к.ф.-м.н., проф. (Япония) Телец В. А., д.т.н., проф. Тимошенков С. П., д.т.н., проф. Тодуа П. А., д.т.н., проф. Хабибулин Р. А., к.ф.-м.н. Шубарев В. А., д.т.н., проф. Релакция:

Антонов Б. И. (директор изд-ва) Лысенко А. В. (отв. секретарь) Григорин-Рябова Е. В. Чугунова А. В. Фокин В. А., к.х.н. (ред. перевода) Учредитель:

Издательство "Новые технологии"

МОЛЕЛИРОВАНИЕ И КОНСТРУИРОВАНИЕ МНСТ

СОДЕРЖАНИЕ \_\_\_\_

Колчужин В. А., Князев И. В., Палагин М. С., Глухов А. В. Макромоделирование торсионного микроэлектромеханического резонатора . . . . . . . . . 67

#### МАТЕРИАЛОВЕЛЧЕСКИЕ И ТЕХНОЛОГИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ МНСТ

Буряков А. М., Билык В. Р., Мишина Е. Д., Галиев Г. Б., Климов Е. А., Мальцев П. П., Пушкарев С. С. Генерация терагерцового излучения низкотемпературными мультислойными эпитаксиальными пленками *i*-LT-GaAs/n-GaAs на 

Стецюра С. В., Буланов М. С., Козловский А. В., Маляр И. В. Электростатический потенциал как фактор контролируемого синтеза гибридных 85 структур.....

#### элементы мнст

Бардин В. А., Васильев В. А., Громков Н. В., Жоао А. Ж. Универсальный модуль ЧИРП и его интеграция с нано- и микроэлектромеханическими систе-93

Жукова С. А., Турков В. Е., Демин С. А., Четверов Ю. С., Солодков А. А. Чувствительные элементы инфракрасных систем технического зрения на основе микроболометрических матриц формата 640 × 480 пикселей . . . . . 105

Федулов Ф. А., Фетисов Л. Ю., Чашин Д. В. Автономный маломощный источник энергии на основе широкополосного пьезоэлектрического преобра-114 зователя

Гурин Н. Т., Родионов В. А., Ишелев А. И. Линейный полупроводниковый координатно-чувствительный фотоприемник с переменным напряжением 122

Аннотации на русском и английском языках с 1999 г. по настоящее время находятся в свободном доступе на сайте журнала (http://microsystems.ru; http://novtex.ru/nmst/) и научной электронной библиотеки (http://elibrary.ru). Электронные версии полнотекстовых статей расположены на сайте журнала: с 1999 по 2014 г. в разделе "АРХИВ".

#### ПОДПИСКА:

по каталогу Роспечати (индекс 79493); по каталогу "Пресса России" (индекс 27849) в редакции журнала (тел./факс: (499) 269-55-10) Адрес для переписки: 107076 Москва, Стромынский пер., д. 4 e-mail: nmst@novtex.ru

© Издательство "Новые технологии", "Нано- и микросистемная техника", 2017

INTERDISCIPLINARY, SCIENTIFIC, TECHNIQUE AND PRODUCTION JOURNAL

# Journal of NANOand MICROSYSTEM TECHNIQUE

ISSN 1813-8586 DOI: 10.17587/issn1813-8586

Maltsev P. P., Dr. Sci. (Tech.), Prof. – CHIEF EDITOR Luchinin V. V., Dr. Sci. (Tech.), Prof. DEPUTY CHIEF EDITOR Shur M. S., Dr. Sci. (Phys.-Math.), Prof. (USA) – DEPUTY CHIEF EDITOR

#### **Editorial council:**

Ageev O. A., Dr. Sci. (Tech.), Prof., Cor.-Mem. RAS Aristov V. V., Dr. Sci. (Phys.-Math.), Prof., Cor.-Mem. RAS Aseev A. L., Dr. Sci. (Phys.-Math.), Prof., Acad. RAS Chaplygin Ju. A., Dr. Sci. (Tech.), Prof., Acad. RAS Gaponov S. V., Dr. Sci. (Phys.-Math.), Prof., Cor.-Mem. RAS Gribov B. G., Dr. Sci. (Chem.), Cor.-Mem. RAS Kaljaev I. A., Dr. Sci. (Tech.), Prof., Acad. RAS Klimov D. M., Dr. Sci. (Tech.), Prof., Acad. RAS Kovalchuk M. V., Dr. Sci. (Tech.), Prof., Acad. RAS Kovalchuk M. V., Dr. Sci. (Phys.-Math.), Prof., Cor.-Mem. RAS Labunov V. A., (Belorussia), Sci. (Phys.-Math.), Acad. NASB Narajkin O. S., Dr. Sci. (Tech.), Prof., Cor.-Mem. RAS Nikitov S. A., Dr. Sci. (Phys.-Math.), Prof., Cor.-Mem. RAS Nikitov S. A., Dr. Sci. (Phys.-Math.), Prof., Cor.-Mem. RAS Saurov A. N., Dr. Sci. (Tech.), Prof., Acad. RAS Shevchenko V. Ya., Dr. Sci. (Chem.), Prof., Acad. RAS

#### **Editorial board:**

Abramov I. I. (Belorussia), Dr. Sci. (Phys.-Math.), Prof. Andreev A. (UK), Cand. Sci. (Phys.-Math.), Prof.
Andrievskii R. A., Dr. Sci. (Chem.), Prof.
Astahov M. V., Dr. Sci. (Chem.), Prof.
Bykov V. A., Dr. Sci. (Tech.), Prof.
Gornev E. S., Dr. Sci. (Tech.), Prof.
Gradetskiy V. G., Dr. Sci. (Tech.), Prof.
Kalnov V. A., Cand. Sci. (Tech.), Prof.
Kalanov V. A., Cand. Sci. (Tech.), Prof.
Katjakin A. A., Dr. Sci. (Chem.), Prof.
Kabibullin R. A., Cand. Sci. (Phys.-Math.)
Kolobov Ju. R., Dr. Sci. (Tech.), Prof.
Panich A. E., Dr. Sci. (Tech.), Prof.
Petrosjants C. O., Dr. Sci. (Tech.), Prof.
Petrunin V. F., Dr. Sci. (Phys.-Math.), Prof.
Pozhela K.(Lithuania), Dr. Sci. (Phys.-Math.)
Putilov A. V., Dr. Sci. (Tech.), Prof.
Ryzhii M. V., (Japan), PhD (Phys.), Prof.
Shubarev V. A., Dr. Sci. (Tech.), Prof.
Timoshenkov S. P., Dr. Sci. (Tech.), Prof.
Todua P. A., Dr. Sci. (Tech.), Prof.

#### **Editorial staff:**

Antonov B. I. (Director Publ.) Lysenko A. V. (Executive secretary) Chugunova A. V. Grigorin-Ryabova E. V. Fokin V. A., Cand. Sci. (Chem.)

#### Our:

Web: www.microsistems.ru/eng; e-mail: nmst@novtex.ru

#### To subscribe, please contact with:

JSC "MK-Periodica": Tel: +7 (495) 672-7012 Fax: +7 (495) 306-3757 E-mail: import@periodicals.ru The Journal is included in the international databases of the chemical sciences – Chemical Abstracts Service (CAS) and of the engineering sciences – INSPEC, and it is also indexed

in the Russian Science Citation Index (RSCI) based on the Web of Science platform.

Vol. 19

No. 2

2017

The Journal is included in the Russian System of Science Citation Index and the List of Journals of the Higher Attestation Commission of Russia. Its articles have DOI and are printed in the Journal in Russian and English languages. The Journal is published under the scientific-methodical guidance of the Branch of Nanotechnologies and Information Technologies of the Russian Academy of Sciences.

### CONTENTS

#### MODELLING AND DESIGNING OF MNST

Kolchuzhin V. A., Knyazev I. V., Palagin M. S., Glukhov A. V. Macromodeling of a Torsion Microelectromechanical Resonator . . . . . 73

### SCIENCE OF MATERIALS AND TECHNOLOGICAL BASICS OF MNST

**Buryakov A. M., Bilyk V. R., Mishina E. D., Galiev G. B., Klimov E. A., Maltsev P. P., Pushkarev S. S.** Generation of Terahertz Radiation by Low-Temperature Multilayer Epitaxial Films of *i*-LT-GaAs/*n*-GaAs on GaAs Substrates with (100) and (111)A Orientations

Stetsyura S. V., Bulanov M. S., Kozlowski A. V., Malyar I. V.Electrostatic Potential as a Factor of Controlled Synthesis of HybridStructures90

#### MICRO- AND NANOSYSTEM TECHNIQUE ELEMENTS

**Zhukova S. A., Turkov V. E., Demin S. A., Chetverov Y. S., Solodkov A. A.** Sensitive Elements for the Infrared Machine Vision Systems Based on Microbolometer Matrices of 640 × 480 Pixel Format . . . 110

Fedulov F. A., Fetisov L. Yu., Chashin D. V. Low Power Energy Harvesting Device Based on a Broadband Piezoelectric Transducer . . . 119

Gurin N. T., Rodionov V. A., Ishelev A. I. Linear Semiconductor Coordinate-Sensitive Photodetector with an AC Supply Voltage . . . . 126

# Моделирование и конструирование MHCT Modelling and designing of MNST

УДК 621.3.049

DOI: 10.17587/nmst.19.67-76

**В. А. Колчужин**, д-р-инж., инженер-конструктор, e-mail: vladimir.kolchuzhin@ieee.org, QORVO, Munich GmbH

И. В. Князев, инженер-конструктор, e-mail: kiv@nzpp.ru,

M. С. Палагин, инженер, e-mail: m.palagin@gmail.ru,

А. В. Глухов, канд. техн. наук, зам. ген. директора, нач. ОКБ, e-mail: gluhov@nzpp.ru,

АО "Новосибирский завод полупроводниковых приборов с особым конструкторским бюро" (АО "НЗПП с ОКБ")

### МАКРОМОДЕЛИРОВАНИЕ ТОРСИОННОГО МИКРОЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКОГО РЕЗОНАТОРА

Поступила в редакцию 25.07.2016

Показана возможность инженерного анализа электромеханических микросистем с использованием макромоделирования, основанного на принципе модальной суперпозиции, на примере кремниевого микромеханического резонатора с электростатическим возбуждением. Описана методика определения параметров макромодели. Представлены результаты анализа динамических характеристик микрорезонатора, полученных при использовании макромоделирования. Показано, что воздействие внешнего механического ускорения амплитудой 100 g практически не оказывает влияния на рабочую 8-ю моду колебаний. Торсионная собственная мода резонатора имеет минимальный TKY = -40 ppm/°C. Рассчитанные значения переменных емкостей при максимальном смещении составили 70,5 фФ.

Ключевые слова: МЭМС, макромоделирование, торсионный резонатор

#### Введение

Численное моделирование играет ключевую роль в процессе разработки микросистем и используется не только как средство проектирования, но и в качестве инструмента для анализа взаимодействия различных физических процессов и поведения системы в целом. На физическом уровне моделирования компоненты микроэлектромеханических систем (МЭМС) описываются связанными дифференциальными уравнениями в частных производных, которые решаются, как правило, с помощью метода конечных элементов. Детальная конечноэлементная модель может содержать более нескольких сотен тысяч связанных узлов (неизвестных), и решение такой системы может занимать длительное время.

На этапе разработки нового МЭМС-устройства возникает необходимость подбора различных параметров и оптимизации их между собой, в связи с чем появляется необходимость создания компактной макромодели, которая способна обеспечить достаточную точность результатов. В настоящее время наиболее широкое распространение для проведения структурного анализа различных МЭМС-устройств получил метод модальной суперпозиции. В работах [1—4] этот метод был адаптирован для моделирования связанных микроэлектромеханических систем с электростатическим и магнитным управлением. В качестве базисных функций в этом методе используются собственные формы колебаний механического подвижного элемента системы.

Метод макромоделирования МЭМС, основанный на модальной суперпозиции, был встроен в пакеты ANSYS/Multiphysics, IntelliSuite, MEMS Pro и используется для генерации макромоделей МЭМСкомпонентов такими компаниями, как Bosch Sensortec GmbH, Freescale/NXP и др. [5—12]. Кроме того, макромодель, основанная на методе модальной суперпозиции, хорошо подходит для описания и интеграции МЭМС-компонентов в схемотехнические и системные программные пакеты MATLAB Simulink, PSPICE, VHDL-AMS, VERILOG-AMS, что позволяет по результатам моделирования оценить выходные электрические характеристики разрабатываемых МЭМС-устройств.

Одним из ключевых электронных компонентов в области микроэлектроники являются кварцевые резонаторы, которые используют в качестве задающих элементов для формирования колебаний со стабильной частотой в генераторах тактовых импульсов. Однако невозможность их изготовления в одном технологическом цикле с интегральной схемой и трудно решаемые задачи при миниатюризации привели к необходимости создания кремниевых микромеханических резонаторов. Преимуществами МЭМС-резонаторов являются высокий коэффициент механической добротности (100 000 и более), низкая восприимчивость к ударным и вибрационным воздействиям, а также высокая технологичность в процессе производства. К недостаткам большинства МЭМС-резонаторов можно отнести низкую температурную и частотную стабильность, а также слабое подавление шумов.

Проблемы, связанные с уменьшением температурного коэффициента частоты, успешно устраняют за счет применения новых конструкторских решений, а также технологических процессов вакуумирования и герметизации кремниевых пластин на этапе групповых операций технологического маршрута изготовления, что позволяет резко снизить стоимость МЭМС-резонаторов и в то же время повысить временную стабильность частоты.

Цель данной работы — рассмотрение процесса генерации и использования макромодели на основе принципа модальной суперпозиции для оценки выходных характеристик кремниевого микромеханического торсионного резонатора с электростатическим возбуждением.

#### 1. Теория

Электромеханическая модель рассматриваемого МЭМС-резонатора представлена на рис. 1. Принцип работы устройства заключается в следующем. При подаче переменного управляющего напряжения  $V_{in}$  между электродами 1 и 2 подвижная часть резонатора (микробалка) смещается под действием электростатической силы притяжения  $f^{el}$ , в результате чего изменяются емкости  $C_{12}$  и  $C_{13}$ . Если на подвижный электрод 1 подавать постоянное напряжение смещения  $V_{dc}$ , то через электрод 3 начнет протекать ток, пропорциональный скорости движения колеблющейся микробалки [13].

Динамическое уравнение, описывающее данную структуру с электростатическим возбуждением, в модальных координатах для *i*-й моды в общем виде может быть выражено как [3]

$$M_{i}\ddot{q}_{i} + d_{i}\dot{q}_{i} + f_{i}^{int} = f_{i}^{el} + f_{i}^{ext}, \qquad (1)$$



**Рис. 1. Структурная модель электромеханического резонатора** Fig. 1. Structural model of the electromechanical resonator

где  $M_i$  — модальная масса;  $d_i$  — модальный коэффициент демпфирования;  $q_i(t)$  — смещение *i*-й моды (модальная амплитуда);  $f^{int}$  — сила упругости;  $f^{ext}$  — внешняя сила, например механическая вибрация.

В свою очередь сила упругости может быть представлена как  $f_i^{int} = \frac{\partial W_{SENE}}{\partial q_i}$ , где  $W_{SENE}$  — энергия деформации упругого элемента системы. Электростатическая сила в системе может быть представлена как  $f_i^{el} = \frac{1}{2} \frac{\partial C_{kl}}{\partial q_i} (V_k - V_l)^2$ , где  $V_k$  и  $V_l$  — электрические потенциалы на электродах k и l соответственно;  $C_{kl}$  — межэлектродная емкость.

Модальные амплитуды  $q_i(t)$  определяют структурные смещения u, которые в случае для числа мод m описываются уравнением

$$u(x, y, z, t) = u_{ref} + \sum_{i=1}^{m} \phi_i(x, y, z) q_i(t), \qquad (2)$$

где  $u_{ref}$  — начальное смещение структуры;  $\{\phi_i\}$  — собственные вектора электромеханической модели микробалки; *m* — число мод колебаний при расчете.

Модальная жесткость  $K_i$  определяется как вторая частная производная от энергии  $W_{SENE}$  [6] по соответствующей модальной координате:

$$K_i = \frac{\partial^2 W_{SENE}}{\partial q_i^2}.$$
 (3)

Модальные массы  $M_i$  вычисляют из отношения собственных частот  $\omega_i$  и модальных жесткостей  $K_i$ :

$$M_i = \frac{K_i}{\omega_i^2}.$$
 (4)

Модальные коэффициенты демпфирования  $d_i$  определяют из модальных коэффициентов затухания  $\xi_i$ :

$$d_i = 2\xi_i \omega_i M_i. \tag{5}$$

Коэффициенты затухания  $\xi_i$  в случае воздушного демпфирования могут быть получены из результатов численного моделирования гидрогазодинамических процессов с помощью аналитических методов расчета поведения газа в малых зазорах между стенками, которые движутся нормально (сжатие) или тангенциально (скольжение) [14, 15], а также непосредственно из результатов измерений.

Как видно из проведенного анализа, уравнение (1) описывает механическую модель рассматриваемой системы. Уравнение, описывающее электрическую часть модели, определяется током  $I_j$ , который пропорционален количеству заряда  $Q_j$ , протекающего в единицу времени, и может быть вычислен по формуле

$$I_{j} = \frac{\partial Q_{j}}{\partial t} = \left[ \left( \sum_{m} \frac{\partial C_{kl}}{\partial q_{m}} \dot{q}_{m} \right) (V_{k} - V_{l}) + C_{kl} (\dot{V}_{k} - \dot{V}_{l}) \right].$$
(6)

Таким образом, дифференциальные уравнения (1) и (6) определяют макромодель, которая описывает нелинейную динамическую микромеханическую систему с электростатическим управлением.

#### 2. Генерация макромодели резонатора

Генерация макромодели выполняется числовой выборкой данных и последующей аппроксимацией результатов [3]. На каждом шаге последовательно выполняют структурный, электростатический и газодинамический анализы системы. Чтобы вычислить энергию деформации  $W_{SENE}(q_1, q_2, ..., q_m)$  в структурной области, к микроструктуре прикладывают смещения в виде линейной комбинации выбранных собственных форм. Например, в случае r элементов для каждой переменной  $q_i$  общее число ортогональных точек выборки равно  $r^m$ . При этом на каждом шаге моделирования выполняется линейный электростатический анализ, чтобы вычислить межэлектродные емкости  $C_{kl}(q_1, q_2, ..., q_m)$  в деформированной межэлектродной области.

Микромеханический резонатор, рассматриваемый в данной работе, представляет собой дифференциальный микроконденсатор, изготовленный на структуре кремний на изоляторе. Подвижная часть резонатора (микробалка) изготовлена путем анизотропного жидкостного травления монокристаллического кремния, а неподвижные управляющий и чувствительный электроды, выполняющие функцию электростатического возбуждения колебаний и измерения амплитуды смещения микробалки, соответственно, сформированы из поликремния. Внешний вид резонатора с указанием основных параметров представлен на рис. 2. Профиль поперечного сечения подвижного элемента, представляющий собой равнобедренный треугольник, был выбран в целях минимизации эффекта демпфирования и достижения более высокой ме-



Рис. 2. Внешний вид кремниевого резонатора с треугольным профилем поперечного сечения микробалки

Fig. 2. Silicon resonator with a triangular cross-sectional profile of the microbeam

ханической добротности при использовании торсионной (8-й) моды колебаний относительно изгибной (1-й).

Основные параметры резонатора: длина микробалки l = 100 мкм; ширина стороны микробалки  $w_r = 4,25$  мкм; высота микробалки  $t_r = 3$  мкм; воздушный зазор gap = 500 нм.

Подробное описание характеристик и технологии изготовления торсионного МЭМС-резонатора представлены в работе [16].

### 2.1. Выбор базовых функций для механической модели

Модальный и гармонический анализы. Моделирование смещения микробалки под действием внешнего управляющего напряжения проводят в несколько этапов. На первом этапе в качестве оценки динамической характеристики резонатора применяют модальный и гармонический анализы с помощью пакета ANSYS/Multiphysics. Анализ собственных форм колебаний (мод) подвижного элемента резонатора выполняют для определения динамических характеристик и проводят на основе результатов влияния вынужденных механических колебаний в заданном диапазоне частот. В гармоническом анализе можно получить вид амплитудно-частотной характеристики (рис. 3, а), для чего необходимо установить значение воздействующей эквивалентной нагрузки, в зависимости от типа и амплитуды которой можно рассчитать соответствующий прогиб подвижной части резонатора микробалки.

Конечно-элементная структурная модель рассматриваемого в данной работе резонатора содержала около 10 000 восьмиузловых объемных элементов. В качестве материала при моделировании был выбран анизотропный кремний с упругими свойствами в соответствии с описанной технологией изготовления. На рис. 3 числовые значения собственных колебаний отмечены пунктирными



Рис. 3. Амплитудно-частотные характеристики подвижного элемента резонатора при воздействии: электростатического давления (*a*), внешнего механического ускорения амплитудой 100g (*b*)



вертикальными линиями. Амплитуда смещения в зависимости от частоты определялась в точке R(см. рис. 2). Как видно, доминирующими в АЧХ для указанной точки являются 2-, 6- и 8-я моды. Воздействие внешнего механического ускорения амплитудой 100g практически не оказывает влияния на 8-ю резонансную моду (рис. 3, *b*), так как соответствующее смещение крайне мало.

На рис. 4 приведены нормированные зависимости собственных частот подвижного элемента резонатора от температуры (рис. 4, a), и температурные коэффициенты собственных частот резонатора (рис. 4, b), рассчитанные с учетом коэффициентов линейного теплового расширения и температурных зависимостей упругих констант [17]. Из результатов расчета следует, что температурные зависимости собственных частот резонатора являются линейными функциями температуры. 8-я торсионная собственная мода колебаний микробалки является рабочей модой для данного резонатора и имеет минимальный TKЧ = -40 ppm/°C (рис. 4, *b*).

**Тестовая нагрузка.** При автоматическом выборе необходимых мод для макромодели рекомендуется использовать статическую тестовую нагрузку, действующую на микробалку. Для этого можно использовать эквивалентное электростатическое давление (рис. 5) и проводить только структурный анализ:

$$P_e = \frac{\varepsilon_0}{2} \left(\frac{V}{gap}\right)^2. \tag{7}$$

В простейшем случае при напряжении смещения V = 10 В и значении воздушного зазора gap = 500 нм, электростатическое давление составит  $P_e = 1,77$  кПа.

Полный диапазон перемещения резонатора лимитирован воздушным зазором *gap* между электродами и в рассматриваемой конструкции составляет 0,5 мкм. В линейном режиме работы механические перемещения подвижного элемента резонатора должны быть малы по сравнению с этим зазором, т.е. должны составлять единицы нанометров и менее, что подтверждается приведенной АЧХ (см. рис. 3, *a*).



**Рис. 4. Температурные характеристики собственных частот резонатора:** a — температурные зависимости собственных частот резонатора; b — температурные коэффициенты собственных частот резонатора Fig. 4. Temperature characteristics of the own frequencies of the resonator: a — temperature dependences of the own frequencies of the resonator; b — temperature coefficients of the own frequencies of the resonator



**Рис. 5. Тестовая нагрузка: электростатическое давление** *Fig. 5. Test load: electrostatic pressure* 

Расчет модальных факторов. Обычно для расчета достаточно использовать 2—3 моды для получения решения с заданной погрешностью, например, 0,1 %. На рис. 6 (см. вторую сторону обложки) изображены 2-, 6- и 8-я собственные формы колебаний упругого элемента, а в таблице приведена информация о выбранных базовых функциях.

#### 2.2. Расчет энергии деформации

На рис. 7 (см. вторую сторону обложки) показана рассчитанная зависимость энергии деформации  $W_{SENE}$  от модальных перемещений  $q_1$ ,  $q_2$  и  $q_3$ , которая аппроксимировалась полиномом второй степени (линейная модель). Ошибка аппроксимации не превышает 0,1 %.

#### 2.3. Расчет емкостей

Для вычисления емкостей резонатора был использован метод граничных элементов, реализованный в программном пакете Fastcap [18]. На рис. 8 (см. вторую сторону обложки) приведены рассчитанные зависимости межэлектродных емкостей  $C_{12}(q_1, q_2, q_3)$ ,  $C_{13}(q_1, q_2, q_3)$  и  $C_{23}(q_1, q_2, q_3)$ , при этом номинальные емкости имеют значения  $C_{12}(0) = C_{13}(0) =$ = 70,5 фФ,  $C_{23}(0) = 35,8$  фФ. Из геометрии модели следует, что функции  $C_{12}(q_1, q_2, q_3)$  и  $C_{13}(q_1, q_2, q_3)$  антисимметричны.

#### 3. Моделирование резонатора

Используя полученные в п.п. 2.2 и 2.3 зависимости деформаций и емкостей подвижного элемента резонатора, можно решить систему дифференциальных уравнений в схемотехническом па-



**Рис. 9. Макромодель в MATLAB/Simulink:** *а* — блок-схема двойного интегрирования динамического уравнения равновесия (1), *b* — блок-схема электрической части для одной емкости

Fig. 9. The macromodel at MATLAB/Simulink: a - double integration flowchart of the dynamical equation (1), b - electrical unit flowchart for a single capacity





Fig. 10. The frequency responses of the silicon resonator: a - time dependence of the movable electrode magnitude  $u_{x}$ , b - f requency dependence of mechanical oscillation  $u_{x}$ , c - f requency dependence of  $2^{nd}$ ,  $6^{th}$  and  $8^{th}$  modes

Параметры выбранных базовых функций Parameters of selected base functions

i	Модаль- ная форма <i>Modal</i> <i>form</i>	Частоты собствен- ных колебаний, МГц Eigen frequencies, MHz	Модаль- ный фак- тор, % <i>Modal</i> <i>factor,</i> %	Рабочий диапа- зон, мкм Operating range, µm	Модальная жесткость K, H/м Modal stiff- ness K, N/m	Модальная масса <i>M</i> , кг <i>Modal mass</i> <i>M</i> , kg
1 2 3	2 8 6	2,62 22,38 13,91	95,8 2,8 1,4	0,470 0,007 0,017	159,2 4052,0 4958,6	$\begin{array}{c} 0,5874 \cdot 10^{-12} \\ 0,2049 \cdot 10^{-12} \\ 0,6492 \cdot 10^{-12} \end{array}$

кете, например в пакете MATLAB/Simulink, для получения выходных характеристик. На рис. 9, *а* изображен фрагмент блок-схемы для двойного интегрирования уравнения (1), которое описывает механическую часть резонатора. На рис. 9, *b* приведена блок-схема электрической части, моделирующей уравнение (6) для одной емкости. Пользовательские функции MATLAB Function используют для расчета вектора сил упругости  $\{f_1^{int}, f_2^{int}, f_3^{int}\}^T$ , емкостей и их производных на каждом временном шаге.

Связь между механическим и электрическим доменами осуществляется посредством вектора электростатических сил fm\_ele =  $\{f_1^{ele}, f_2^{ele}, f_3^{ele}\}^T$ , вызванного вектором модальных перемещений q\_out =  $\{q_1, q_2, q_3\}^T$ . Вектор электростатических сил fm\_ele, прикладывается через сумматор к механическому домену.

По результатам моделирования проведена оценка напряжения схлопывания, которое для указанных параметров конструкции составило 84 В. На рис. 10 показаны выходные характеристики резонатора при подаче на вход переменного напряжения амплитудой 5 В и частотой, изменяющейся в диапазоне 0...30,0 МГц. Зависимость амплитуды смещения подвижного электрода  $u_x$  от времени приведена на рис. 10, *a*. На рис. 10, *b* и *c*, соответственно, показаны графики зависимостей амплитуды механических колебаний  $u_x$  и амплитуд второй, шестой и восьмой собственных форм колебаний от частоты, полученные посредством алгоритма быстрого преобразования Фурье.

#### Заключение

Разработана компактная макромодель торсионного резонатора, учитывающая нелинейное электростатическое взаимодействие. Описана процедура определения параметров макромодели, показаны возможности ее использования для анализа микромеханического резонатора. Разработанная модель находится в свободном доступе [19].

Макромодель может быть использована для:

 определения статических и динамических характеристик (статический прогиб, напряжение схлопывания, вольт-амперная, вольт-фарадная, амплитудно-частотная, фазочастотная и переходная характеристики, отклик на тестовый сигнал);

 моделирования работы в составе измерительной схемы;

— оценки влияния технологических параметров [11] (отклонения геометрических размеров, остаточных механических напряжений и др.).

На сегодняшний день результаты моделирования и анализа высокочастотных характеристик 3D-структур обеспечивают 80 %-ную сходимость с экспериментальными данными, что позволяет широко внедрять использование данного подхода при разработке высокочастотных МЭМС-компонентов. Рассмотренный метод моделирования может быть применен к анализу широкого класса МЭМСустройств с подвижными элементами — микрозеркал, инерциальных сенсоров, емкостных и гальванических коммутаторов.

#### Список литературы

1. **Gabbay L.** Computer Aided Macromodeling for MEMS // PhD Thesis, Massachusetts Institute of Technology. 1998. 87 p.

2. **Varghese M.** Reduced-Order Modeling of MEMS Using Modal Basis Function // PhD Thesis, Massachusetts Institute of Technology. 2002. 93 p.

3. **Bennini F.** Ordnungsreduktion von elektrostatisch-mechanischen Finite Elemente Modellen für die Mikrosystemtechnik // Dissertation, Technische Universität Chemnitz. 2005. 149 p.

4. Wibbeler J., Mehner J., Vogel F., Bennini F. Development of ANSYS / Multi-physics Modules for MEMS by CAD-FEM GmbH // 19th CAD-FEM Users' Meeting. Potsdam, Germany, October 17–19, 2001. 10 p.

5. Döring C., Reitz S., Bastian J. et al. Verhaltensmodellierung eines Drehratensensors mittels Verfahren der Ordnungsreduktion // Proc. of 10-th GMM-Workshop, Cottbus, Germany, October 20–22, 2004. P. 183–187.

6. Schlegel M., Bennini F., Mehner J. et al. Analyzing and Simulation of MEMS in VHDL-AMS Based on Reduced Order FE Models // IEEE Sensors J. 2005. Vol. 5, N. 5. P. 1019–1026.

7. **Hauck T., Thanner M., O'brien G.** Dynamic Macromodels for Sensor Devices // Proc. of EuroSimE, Berlin, Germany, April 18–20, 2005. P. 50–54.

8. Mähne T., Kehr K., Franke A. et al. Creating Virtual Prototypes of Complex MEMS Transducers Using Reduced-Order Modelling Methods and VHDL-AMS // Applications of Specification and Design Languages for SoCs: Selected papers from FDL'05. Netherlands: Springer, 2006. P. 135–153.

9. Gugel D., Dötzel W., Ohms T., Hauer J. Reduced Order Modeling in Industrial MEMS Design Processes // Proc. of Eurosensors XX. 2006. P. 48–55.

10. Hauck T., Schmadlak I., Mehner J. Stress Analysis of a Micromachined Inertial Sensor at Dynamic Load // Proc. of ITHERM, Orlando, Florida, USA, 2008. P. 945–948.

11. **Mehner J., Kolchuzhin V., Schmadlak I.** et al. The influence of packaging technologies on the performance of inertial MEMS sensors // Proc. of Transducers 2009, Denver, CO, June 2009. P. 1885–1888.

12. Niessner M., Schrag G., Iannacci J., Wachutka G. Macromodel-Based Simulation and Measurement of the Dynamic Pull-in of Viscously Damped RF-MEMS Switches // Sensors and Actuators: A. Physical. 2011. Vol. 172. Iss. 1. P. 269–279.

13. Comi C., Corigliano A., Langfelder G. et al. A Resonant Microaccelerometer With High Sensitivity Operating in an Oscillating Circuit // Journal of microelecrtomechanical systems. 2010. Vol. 19, N. 5. P. 1140–1152.

14. **ANSYS**® Academic Research, Release 13.0, Help System, ANSYS, Inc.

15. Mehner J., Dötzel W., Schauwecker B., Ostergaard D. Reduced Order of Fluid Structural Interactions in MEMS Based on Modal Projection Techniques // Proc. of Transducers 2003, Boston, MA, June, 2003. P. 1840–1843.

16. Naito Y., Helin P., Nakamura K., De Coster J. et al. High-Q Torsional Mode Si Triangular Beam Resonators Encapsulated using SiGe Thin Film // 2010 IEEE International Electron Devices Meeting, San Francisco, USA, 2010. P. 711–714.

17. **Физико-технический** институт имени А. Ф. Иоффе Российской Академии Наук. URL: http://www.ioffe.ru/SVA/ NSM/Semicond/Si/ (дата обращения: 18.07.2016).

18. **FastFieldSolvers.** URL: http://www.fastfieldsolvers.com/ (дата обращения: 18.07.2016)

19. **GitHub**. URL: https://github.com/Kolchuzhin/LMGT\_ MEMS\_component\_library/ (дата обращения: 18.07.2016) V. A. Kolchuzhin<sup>1</sup>, Dr.-Ing., Senior Desing Engineer, vladimir.kolchuzhin@ieee.org,

I. V. Knyazev<sup>2</sup>, Desing Engineer, kiv@nzpp.ru, M. S. Palagin<sup>2</sup>, Engineer, m.palagin@gmail.ru,

A. V. Glukhov<sup>2</sup>, Ph. D., Deputy Director General, gluhov@nzpp.ru,

<sup>1</sup> QORVO Munich GmbH, Munich, Germany

<sup>2</sup> Novosibirsk Factory of Semiconductor Devices with Special Design Centre, Novosibirsk, 630082 Russia

*Corresponding author:* **Knyazev Ivan V.**, Development Engineer, Novosibirsk Factory of Semiconductor Devices with Special Design Centre, Novosibirsk, 630082, Russian Federation, e-mail: kiv@nzpp.ru

### Macromodeling of a Torsion Microelectromechanical Resonator

Received on July 25, 2016 Accepted on August 19, 2016

The article presents an engineering analysis of MEMS using macromodeling based on the modal superposition method in the context of the silicon micromechanical resonator with an electrostatic excitation. The extraction of parameters of the macromodel are described. The results of the resonator's dynamic response obtained with the use of macromodeling are presented and discussed. The authors demonstrated that an external mechanical acceleration of 100 g magnitude gives a small effect on the 8<sup>th</sup> operating mode. The torsion mode of the microresonator has the minimal TCS of  $-40 \text{ ppm/}^{\circ}\text{C}$ . The calculated values of the variable capacitances for the maximal displacement are 70.5 fF.

Keywords: MEMS, macromodeling, torsion microresonator, dinamic response

#### For citation:

Kolchuzhin V. A., Knyazev I. V., Palagin M. S., Glukhov A. V. Macromodeling of a Torsion Microelectromechanical Resonator, *Nano- i Mikrosistemnaya Tehnika*, 2017, vol. 19, no. 2, pp. 67–76.

DOI: 10.17587/nmst.19.67-76

#### Introduction

Numerical modeling plays a key role in the develoment of microsystems and it is used both as a design tool and as a tool for analysis of interaction of various processes and behaviour of the system as a whole. At the physical level of modeling the components of the microelectromechanical systems (MEMS) are described by partial differential equations which, as a rule, are solved by means of finite-element method. A detailed finite-element model may contain more than several hundred thousand nodes (unknown) and a solution to such a system can take a lot of time.

At the stage of development of a MEMS device there is a necessity for selection of parameters and their optimization among themselves and there is a necessity for creation of a compact macromodel which can ensure accuracy of the results.

The most widespread method for a structural analysis of various MEMS devices is the method of modal superposition. In [1-4] this method was adapted for modeling of the MEMS with electrostatic and magnetic excitation. As the basic functions the eigen forms of the mechanical movable element of the system are used.

The method of macromodelling of MEMS based on modal superposition is implemented in ANSYS/Multiphysics, IntelliSuite, MEMS Pro packages and is used for generation of macromodels by such companies as Bosch Sensortec GmbH, Freescale/NXP, etc. [5–12]. Besides, the macromodel based on the method of modal superposition suits well for description and integration of MEMS components into the circuit and system software packages of MATLAB Simulink, PSPICE, VHDL-AMS, VERILOG-AMS, which allows us to evaluate the output electric characteristics of the developed MEMS devices by the modeling at system level.

Among the key components in microelectronics are the quartz resonators used the mechanical resonance of a vibrating piezocrystal to generate electrical signal with a stable frequency in the clock generators. Difficulties of their integration with a silicon integrated circuit and big problems with their miniaturization resulted in the necessity for development of the silicon micromechanical resonators. The advantages of the MEMS resonators are a high mechanical Q factor (100 000 and more), a low susceptibility to shocks and vibrating influences and also a high adaptability to manufacture. Among the drawbacks of the MEMS resonators are a low temperature and frequency stability and weak suppression of noises.

The problems connected with the reduction of the temperature coefficient of frequency are successfully resolved due to using new design solutions and also vacuumization and wafer-level packaging which allows to reduce the cost of the MEMS resonators and to raise the frequency time stability.

The aim of the given work is detail description of the macromodel generation process and use of the macro-

model based on the principle of a modal superposition for estimation of the output characteristics of the silicon micromechanical torsion resonator with electrostatic excitation.

#### 1. Theory

Structural model of the considered MEMS resonator is presented in fig. 1. Principle of operation of the device: when variable control voltage  $V_{in}$  is supplied between electrodes I and 2 the movable part of the resonator (microbeam) is displaced under the influence of electrostatic force of attraction  $f^{el}$ , as a result the capacitancies  $C_{12}$  and  $C_{13}$  are changed. If dc voltage  $V_{dc}$ is applied to movable electrode I the current proportional to the velocity of movement of the vibrating microbeam will flow through electrode 3 [13].

The dynamic equation describing the movable structure with the electrostatic excitation in the modal coordinates for *i*-mode can be expressed in the following way [3]:

$$M_{i}\ddot{q}_{i} + d_{i}\dot{q}_{i} + f_{i}^{int} = f_{i}^{el} + f_{i}^{ext}, \qquad (1)$$

where  $M_i$  is the modal mass;  $d_i$  is the modal damping coefficient;  $q_i(t)$  is the *i*-mode displacement (modal amplitude),  $f^{int}$  is the elastic force,  $f^{ext}$  is the external force, for example, a mechanical vibration.

In its turn the elastic force can be presented as  $f_i^{int} = \frac{\partial W_{SENE}}{\partial q_i}$ , where  $W_{SENE}$  is the strain energy of the elastic element. The electrostatic force in the system can be presented as  $f_i^{el} = \frac{1}{2} \frac{\partial C_{kl}}{\partial q_i} (V_k - V_l)^2$ , where  $V_k$ and  $V_l$  are the electric potentials on electrodes k and l, correspondingly,  $C_{kl}$  is the interelectrode capacitance.

Modal amplitudes  $q_i(t)$  determine the structural displacements *u* which in case for the number of modes *m* are described by the following equation:

$$u(x, y, z, t) = u_{ref} + \sum_{i=1}^{m} \phi_i(x, y, z) q_i(t), \qquad (2)$$

where  $u_{ref}$  is the initial displacement of the structure;  $\{\phi_i\}$  is the eigen vectors of the electromechanical model of the microbeam; *m* is the number of modes of fluctuations during calculation.

Modal stiffness  $K_i$  is defined as the second derivative of strain energy  $W_{SENE}$  [6] on the corresponding modal coordinate:

$$K_i = \frac{\partial^2 W_{SENE}}{\partial q_i^2}.$$
 (3)

Modal masses  $M_i$  are calculated from the eigen frequencies  $\omega_i$  and modal stiffnesses  $K_i$ :

$$M_i = \frac{K_i}{\omega_i^2}.$$
 (4)

Modal coefficients of damping  $d_i$  are defined from the modal coefficients of attenuation  $\xi_i$ :

$$d_i = 2\xi_i \omega_i M_i. \tag{5}$$

In case of air damping the attenuation coefficients  $\xi_i$  can be received from the numerical modelling of the fluid-structure-interactions (FSI) by means of the analytical methods of calculation of the gas behaviour in the small gaps between the walls which move normally (squeeze) or tangentially (sliding) [14, 15] and also directly from the results of measurements.

The equation (1) describes the mechanical model of the considered microelectromechanical system. The equation describing the electric part of the model is defined by current  $I_j$  which is proportional to the time derivative of electric charge  $Q_j$ , and can be calculated in accordance with the following formula:

$$I_{j} = \frac{\partial Q_{j}}{\partial t} = \left[ \left( \sum_{m} \frac{\partial C_{kl}}{\partial q_{m}} \dot{q}_{m} \right) (V_{k} - V_{l}) + C_{kl} (\dot{V}_{k} - \dot{V}_{l}) \right].$$
(6)

Thus the differential equations (1) and (6) define the macromodel which describes the nonlinear dynamic of microelectromechanical system with an electrostatic control.

# 2. Generation of the macromodel of the microresonator

Generation of the macromodel is carried out by a numerical data sampling and the subsequent approximation of the results [3]. Each step is consistently accompanied by a structural, electrostatic and FSI analyses. In order to calculate the deformation energy  $W_{SENE}(q_1, q_2, ..., q_m)$  in the structural domain, the displacements in the form of a linear combination of the selected eigen forms are applied to the microstructure. For example, in a case of *r* elements for the variable  $q_i$  the total number of the orthogonal points of sample is  $r^m$ . At that at each step of modelling a linear electrostatic analysis is done to calculate the interelectrode capacitances  $C_{kl}(q_1, q_2, ..., q_m)$  in the deformed interelectrode area.

The micromechanical resonator considered in this work is a differential variable capacitor fabricated on the silicon-on-insulator (SOI) structure. The movable part of the resonator (microbeam) is formed by anisotropic wet etching of monocrystalline silicon while the fixed control and sensitive electrodes which used for the electrostatic excitation of vibration and measurement of the amplitude of the microbeam displacement are formed from a polysilicon. Appearance of the resonator with the presented basic parametres (fig. 2). The profile of the cross-section of the movable element, which is an isosceles triangle, was chosen for minimization of the damping effect and achievement of a higher mechanical quality factor at the use of the torsion (8th) mode of vibration in respect to bending (1st). A detailed description of the characteristics and manufacturing technology of the torsion MEMS resonator is presented in [16].

# **2.1.** Selection of the base functions for the mechanical model

Modal and harmonic analyses. Modelling of displacement of the microbeam under action of the external control voltage is carried out in several stages. At the first stage the role of determination of the dynamic characteristic of the microresonator is played by the modal and harmonic analyses done by means of AN-SYS/Multiphysics. Modal analysis is used for extractions of the eigen forms and eigen frequencies of vibrations of the movable element of the microresonator in order to select the basic functions for macromodel. In harmonic analysis it is possible to obtain a view of the amplitude-frequency characteristic (fig. 3, a) for which it is necessary to establish the value of the influencing equivalent load depending on the type and the amplitude and to calculate a corresponding displacement of the movable part of the microresonator.

The structural finite-element model of the microresonator contained about 10 000 of eight-node volume elements. The anisotropic silicon material model was chosen corresponding to the described manufacturing technology. Fig. 3 presents the numerical values of the eigen requencies marked by dotted vertical lines. The amplitude of displacement was defined at reference point R (see fig. 2). As is visible for the specified point the dominating amplitude-frequency characteristics are the 2nd, 6th and 8th modes. Action of the external mechanical acceleration with the amplitude of 100 g practically does not render influence on the 8th resonant mode (fig. 3, b) because the corresponding displacement is very insignificant.

Fig. 4 presents the normalized dependnces of the eigen frequencies of the microresonator's movable element on temperature (fig. 4, a) and the temperature coefficients of the eigen frequencies of the microresonator (fig. 4, b) with account of the coefficients of linear expansion and the temperature dependnces of the elastic constants [17].

From the results of the calculations it follows that the temperature dependences of the eigen frequencies of the microresonator are the linear functions of the temperature. The eighth torsion vibration eigen mode of the microbeam is the operating mode for the given microresonator and it has the minimal TCS = -40 ppm/°C (fig. 4, *b*).

**Test load.** In case of an automatic selection of the modes, necessary for the macromodel, it is recommended to use a static test load influencing the microbeam. For this purpose it is possible to use the equivalent electrostatic pressure (fig. 5) and to carry out only a structural analysis:

$$P_e = \frac{\varepsilon_0}{2} \left(\frac{V}{gap}\right)^2. \tag{7}$$

In the elementary case at the voltage of displacement V = 10 V and the value of the air gap gap = 500 nm the electrostatic pressure will be  $P_e = 1.77$  kPa.

The full range of movement of the resonator is limited by the air *gap* between the electrodes and it is equal to 0.5 micrometers. In the linear operating mode the mechanical movements of the movable element of the resonator should be small in comparison with this gap, i.e. they should be equal to units of a nanometer and less, which is proved by the presented amplitude-frequency characteristic (fig. 3, a).

**Calculation of the modal factors.** Usually, for the calculation it is enough to use 2-3 modes for obtaining of a solution with a set error, for example, of 0.1 %. Fig. 6 presents the 2nd, 6th and 8th vibration eigen forms of the fluctuations of the elastic element and the table presents information concerning the chosen base functions.

#### 2.2. Calculation of the deformation energy

Fig. 7 presents the calculated dependence of the strain energy  $W_{SENE}$  on the modal displacements  $q_1$ ,  $q_2$  and  $q_3$ , which was approximated by the polynomial of the second degree (linear model). The error of approximation does not exceed 0.1 %.

#### 2.3. Calculation of the capacitances

For calculation of the microresonato's capacitances the method of the boundary elements in Fastcap software package [18] was used. Fig. 8 presents the calculated dependences of the interelectrode capacitances  $C_{12}(q_1, q_2, q_3)$ ,  $C_{13}(q_1, q_2, q_3)$  and  $C_{23}(q_1, q_2, q_3)$  at that the nominal capacitances have the values of  $C_{12}(0) = C_{13}(0) = 70.5$  fF and  $C_{23}(0) = 35.8$  fF. From the geometry of the model it follows that  $C_{12}(q_1, q_2, q_3)$  and  $C_{13}(q_1, q_2, q_3)$  are antisymmetrical.

#### 3. Modeling of the resonator

By using the strain energy and the capacitances dependences of the movable element of the resonator obtained in pp.2.2 and 2.3 it is possible to solve the system of differencial equations in the circuit simulator for obtaining of the output characteristics. MATLAB/Simulink is used in this work for system level simulation. Fig. 9, *a* presents a fragment of a block diagram for a double integration of the equation (1) which describes the mechanical part of the resonator. Fig. 9, *b* presents a block diagram of the electric part modelling equation (6) for one capacitance. The MAT-LAB Function blocks are used for calculation of the vector of the elastic forces  $\{f_1^{int}, f_2^{int}, f_3^{int}\}^T$  capacitances and their derivatives in each time step.

Connection between the mechanical and electric domains is carried out by means of the vector of electrostatic forces fm\_ele =  $\{f_1^{ele}, f_2^{ele}, f_3^{ele}\}^T$  caused by the vector of modal displacements q\_out =  $\{q_1, q_2, q_3\}^T$ . The vector of the electrostatic forces fm\_ele is applied through a summator to the mechanical domain.

Estimation of the pull-in voltage, which was 84 V for the parameters of the design, was done by the results of modeling. Fig. 10 presents the response of the microresonator at the alternating voltage supply with the amplitude of 5 V and frequency varying in the range of 0...30.0 MHz. The dependence of the displacement amplitude of the movable electrode  $u_x$  on time is presented in fig. 10, *a*. Fig. 10, *b* and *c*, correspondingly, demonstrate the diagrams of the amplitude of the mechanical displacement  $u_x$  and the amplitudes of the second, sixth and eighth eigen forms on the frequency obtained by means of the fast Fourier transform.

#### Conclusion

A compact macromodel of the torsion microresonator was developed taking into account the nonlinear electrostatic interaction. The procedure for determination of the parametresis was described and the opportunities for its use for the analysis of the micromechanical resonator were demonstrated. The model source code is available for downloading [19].

The macromodel can be used for:

— determination of the static and dynamic characteristics (static displacement, pull-in and pull-out voltages, volt-ampere, volt-farad, amplitude-frequency, phase-frequency and dynamic characteristics, response to the test signal);

- modelling within a control/measuring system;

- estimation of the influence of the technological parameters [11] (deviations of the geometrical sizes, residual stresses, etc.).

The results of macromodeling of the torsion microresonatior are in good agreement with coupled 3D simulation and the experimental data that allows to widely recommend the given approach for development of high-frequency MEMS components.

The considered method of macromodeling can be applied to dynamic analysis of a wide range of MEMS devices with movable elements — micromirrors, inertial sensors, pressure sensors, microphones, Lorentz force magnetometers, varactors and RF-switches.

#### References

1. Gabbay L. Computer Aided Macromodeling for MEMS, PhD Thesis, Massachusetts Institute of Technology, 1998, 87 p.

2. **Varghese M.** Reduced-Order Modeling of MEMS Using Modal Basis Function, PhD Thesis, Massachusetts Institute of Technology, 2002, 93 p.

3. **Bennini F.** Ordnungsreduktion von elektrostatisch-mechanischen Finite Elemente Modellen für die Mikrosystemtechnik, Dissertation, Technische Universität Chemnitz, 2005, 143 p.

4. Wibbeler J., Mehner J., Vogel F., Bennini F. Development of ANSYS / Multi-physics Modules for MEMS by CAD-FEM GmbH, *19th CAD-FEM Users' Meeting*, Potsdam, Germany, 2001.

5. Döring C., Reitz S., Bastian J. et al. Verhaltensmodellierung eines Drehratensensors mittels Verfahren der Ordnungsreduktion, *Proc. of 10. GMM-Workshop*, 2004, Cottbus, Germany, pp. 183–187.

6. Schlegel M., Bennini F., Mehner J. et al. Analyzing and Simulation of MEMS in VHDL-AMS Based on Reduced Order FE Models, *IEEE Sensors Journal*, 2005, vol. 5, no. 5, pp. 1019–1026.

7. Hauck T., Thanner M., O'brien G. Dynamic Macromodels for Sensor Devices, *Proc. of EuroSimE*, Berlin, Germany, 2005, pp. 50–54.

8. Mähne T., Kehr K., Franke A. et al. Creating Virtual Prototypes of Complex MEMS Transducers Using Reduced-Order Modelling Methods and VHDL-AMS, *Applications of Specification and Design Languages for SoCs: Selected papers from FDL'05*, Netherlands, Springer, 2006, pp. 135–153.

9. Gugel D., Dötzel W., Ohms T., Hauer J. Reduced Order Modeling in Industrial MEMS Design Processes, *In Proc. of Eurosensors XX*, Gothenberg, Sweden, 2006, pp. 48–55.

10. Hauck T., Schmadlak I., Mehner J. Stress Analysis of a Micromachined Inertial Sensor at Dynamic Load, *Proc. of ITHERM*, Orlando, Florida, USA, 2008, pp. 945–948.

11. Mehner J., Kolchuzhin V., Schmadlak I. et al. The influence of packaging technologies on the performance of inertial MEMS sensors, *Proc. of Transducers 2009, Denver, CO*, 2009, pp. 1885–1888.

12. Niessner M., Schrag G., Iannacci J., Wachutka G. Macromodel-Based Simulation and Measurement of the Dynamic Pull-in of Viscously Damped RF-MEMS Switches, *Sensors and Actuators: A. Physical*, 2011, vol. 172, Iss. 1, pp. 269–279.

13. Comi C., Corigliano A., Langfelder G. et al. A Resonant Microaccelerometer With High Sensitivity Operating in an Oscillating Circuit, *Journal of microelecrtomechanical systems*, 2010, vol. 19, no. 5, pp. 1140–1152.

14. **ANSYS**® Academic Research, Release 13.0, Help System, ANSYS, Inc.

15. Mehner J., Dötzel W., Schauwecker B., Ostergaard D. Reduced Order of Fluid Structural Interactions in MEMS Based on Modal Projection Techniques, *Proc. of Transducers 2003, Boston, MA*, 2003, pp. 1840–1843.

16. Naito Y., Helin P., Nakamura K., De Coster J. et al. High-Q Torsional Mode Si Triangular Beam Resonators Encapsulated using SiGe Thin Film, *In IEEE International Electron Devices Meeting*, San Francisco, California, USA, 2010. P. 711–714.

17. **Ioffe's Institute** of Physics and Technology, URL: http://www.ioffe.ru/SVA/NSM/Semicond/Si/ (receive data: 18.07.2016 g.).

18. **FastFieldSolvers.** http://www.fastfieldsolvers.com/ (receive data: 18.07.2016 g.).

19. **Git Hub.** https://github.com/Kolchuzhin/LMGT MEMS component library (receive data: 18.07.2016 g.).

# Материаловедческие и технологические основы MHCT Science of materials and technological basics of MNST

УДК 538.958; 538.911; 535.14

DOI: 10.17587/nmst.19.77-84

А. М. Буряков, аспирант, e-mail: bello16@mail.ru, В. Р. Билык, аспирант,

Е. Д. Мишина, д-р физ.-мат. наук, проф.,

Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования "Московский технологический университет" "МИРЭА"

Г. Б. Галиев, зав. лаб., Е. А. Климов, ст. науч. сотр., П. П. Мальцев, д-р техн. наук, науч. руководитель, С. С. Пушкарев, ст. науч. сотр.,

Федеральное государственное бюджетное учреждение науки

Институт сверхвысокочастотной полупроводниковой электроники РАН

### ГЕНЕРАЦИЯ ТЕРАГЕРЦОВОГО ИЗЛУЧЕНИЯ НИЗКОТЕМПЕРАТУРНЫМИ МУЛЬТИСЛОЙНЫМИ ЭПИТАКСИАЛЬНЫМИ ПЛЕНКАМИ *i*-LT-GaAs/*n*-GaAs НА ПОДЛОЖКАХ GaAs C ОРИЕНТАЦИЯМИ (100) И (111)А

#### Поступила в редакцию 16.08.2016

Методом терагерцовой спектроскопии исследована эффективность генерации ТГц-излучения мультислойными пленками i-LT-GaAs/n-GaAs, выращенными методом молекулярно-лучевой эпитаксии на подложках GaAs с ориентациями (100) и (111)А. Генерация ТГц-излучения происходит при облучении пленок фемтосекундными оптическими лазерными импульсами. Показано, что интенсивность ТГц-излучения от пленки i-LT-GaAs/n-GaAs на несингулярной подложке GaAs (111)А в 5,8 раза больше, чем от пленки i-LT-GaAs/n-GaAs на сингулярной подложке GaAs (100). Аналогичным образом исследовано ТГц-излучение от подложек GaAs с ориентациями (100) и (111)А. Обнаружено, что сигнал от подложки GaAs (111)А в 3 раза более интенсивен.

**Ключевые слова:** генерация, терагерцовое излучение, терагерцовая спектроскопия, мультислойные структуры, молекулярно-лучевая эпитаксия, наногетероструктуры, полупроводники, низкотемпературный арсенид галлия, кристаллографический срез

#### Введение

В настоящее время возможность генерации и детектирования излучения терагерцового диапазона частот (0,3...100 ТГц) представляет огромный интерес благодаря уникальным характеристикам терагерцового излучения (ТГц-излучения). Являясь неионизирующим, в отличие от рентгеновского излучения, более длинноволновым по сравнению с видимым и инфракрасным излучением и, вследствие этого, менее подверженным рассеянию, терагерцовое излучение может использоваться в медицине [1], в качестве средства неразрушающего контроля материалов [2], а также для детектирования взрывчатых и наркотических веществ [3, 4].

Одними из перспективных материалов, подходящих для изготовления фотопроводящих антенн генераторов ТГц-излучения, — являются пленки арсенида галлия, выращенные методом молекулярно-лучевой эпитаксии при относительно низкой для данного метода температуре роста — менее 400 °C (low-temperature GaAs, LT-GaAs). Низкая температура роста пленок приводит к избыточному содержанию мышьяка в полупроводнике, что, в свою очередь, обусловливает наличие большого числа точечных дефектов, среди которых можно отметить атомы мышьяка в узлах галлия (As<sub>Ga</sub>), атомы мышьяка в междоузлиях (As<sub>i</sub>) и вакансии галлия (V<sub>Ga</sub>). Одним из ключевых условий генерации ТГц-излучения в пленках GaAs является малое время жизни неравновесных носителей заряда (менее одной пикосекунды), которое в случае LT-GaAs обеспечивается за счет заряженных дефектов As<sub>Ga</sub><sup>+</sup>, являющихся центрами рекомбинации фотовозбужденных электронов и дырок [5-7].

Как отмечается в работах [6—10], мультислойные структуры имеют более высокие показатели генерации ТГц-излучения по сравнению с одно-

<i>n-</i> GaAs	12 HM	
<i>i-LT-</i> GaAs	115 HM	
<i>n-</i> GaAs	10 HM	
<i>i-LT-</i> GaAs	115 HM	1,002 мкм
		μ
n-GaAs	10 HM	
<i>i-LT-</i> GaAs	115 HM	J
Подложка GaAs (100) Substrate GaAs (100) a	или (111)A and (111)A	

**Рис. 1.** Дизайн исследуемых образцов *Fig. 1. Design of the samples* 

слойными структурами и объемными образцами арсенида галлия. Отмечается увеличение эффективности генерации терагерцового излучения за счет роста напряженности встроенного электрического поля и уменьшения толщины слоев в структурах *i*-GaAs/*n*-GaAs, в отличие от однородных слоев *n*-GaAs и *n*-InAs [8, 9].

В работах [9, 11] обсуждается перспективность мультислойных структур на основе InGaAs/InAlAs. За счет большого числа кластеров, структурных дефектов, энергетически лежащих ниже дна зоны проводимости InGaAs, в тонких (несколько нанометров) слоях InAlAs фотовозбужденные электроны эффективно ими захватываются (кластерами,

структурными дефектами), обеспечивая малое время жизни неравновесных носителей заряда. Кроме того, подобные структуры обладают высоким удельным сопротивлением, что также делает возможным их применение в качестве основы для фотопроводящих антенн.

Проведено сравнение интенсивностей генерации, а также спектра ТГц-излучения обоих образцов с широко применяемым для генерации и детектирования ТГц-излучения нелинейно-оптическим кристаллом ZnTe.

В данной работе исследуется генерация терагерцового излучения в мультислойных пленках *i*-LT-GaAs/*n*-GaAs, эпитаксиально выращенных на подложках GaAs как со стандартной кристаллографической ориентацией (100), так и с ориентацией (111)А. Цель работы — установить, на какой подложке эпитаксиальная мультислойная пленка *i*-LT-GaAs/*n*-GaAs обладает лучшими качествами как материал для фотопроводящей терагерцовой антенны, а также оценить влияние сигнала от подложки. Кроме того, свойства исследуемых мультислойных пленок сравниваются со свойствами традиционно применяемого для тех же целей нелинейного кристалла ZnTe.

#### Образцы и методика эксперимента

Исследуемые в данной работе образцы одинакового слоевого дизайна были выращены на полуизолирующих подложках GaAs (100) и (111)А методом молекулярно-лучевой эпитаксии. Образец на подложке GaAs (100) обозначается в дальнейшем *i*-LT-GaAs/*n*-GaAs (100), а образец на подложке GaAs (111)А — *i*-LT-GaAs/*n*-GaAs (111)А. Дизайн образцов представлен на рис. 1. Образцы состоят из серии двойных слоев: нелегированного слоя *i*-LT-GaAs толщиной 115 нм и слоя *n*-GaAs толщиной 10 нм, легированного атомами Si. Общая толщина мультислойной пленки составляет 1 мкм.

Экспериментальная установка для исследования генерации и детектирования ТГц-излучения показана на рис. 2. В качестве источника оптической накачки образцов использовался твердотельный лазер на кристалле сапфира, легированного ионами титана, с длиной волны 800 нм (энергия фотона 1,55 эВ), длительностью импульса 100 фс и частотой следования импульсов 80 МГц. Плотность средней мощности накачки составляла 3,71 кВт/см<sup>2</sup>, зондирования — 0,88 кВт/см<sup>2</sup>. Измерения проводи-



Рис. 2. Схема экспериментальной установки для генерации и детектирования ТГцизлучения: СД-светоделитель 30/70 %; ОМП — оптомеханический прерыватель; ФД — фотодетектор; ПГ — призма Глана; ПК — персональный компьютер

Fig. 2. Circuit of the experimental installation for generation and detection of THz radiation: SD (C $\mathcal{A}$ ) — beam splitter 30/70 %; OMP (OMII) — optomechanical chopper; FD ( $\Phi \mathcal{A}$ ) — photodetector; PG ( $\Pi \Gamma$ ) — Glan prism; PC — personal computer



Рис. 3. ТГц-излучение от мультислойных структур *i*-LT-GaAs/*n*-GaAs (100) и (111)А (детектор — нелинейный кристалл ZnTe): a — временная зависимость ТГц-излучения; b — частотный спектр ТГц-излучения Fig. 3. THz radiation from the multilayer structures of *i*-LT-GaAs/*n*-GaAs (100) and (111)A (detector — nonlinear crystal of ZnTe): a — time dependence of the THz radiation; b — frequency spectrum of the THz radiation

лись с шагом механической подачи 6 мкм. В каждом положении измерение длилось 700 мс для накопления измеряемого сигнала. Отсюда можно оценить шаг задержки по времени и максимальное разрешение без учета экстраполяции. Минимальная задержка между импульсами

$$\Delta t_{\min} = \frac{2l}{c} = \frac{2 \times 6 \cdot 10^{-6}}{3 \cdot 10^8} \approx 0.04 \text{ nc.}$$

Спектральное разрешение в такой конфигурации составляло

$$\delta f = \frac{1}{1700\Delta t_{\min}} \cong 1,47 \ \Gamma \Gamma \mu.$$

В схеме с нелинейно-оптическим кристаллом ZnTe принцип детектирования TГц-излучения основан на методе электрооптического стробирования широкого терагерцового импульса короткими фемтосекундными импульсами [12, 13]. Принцип работы основан на взаимодействии терагерцового и оптического излучения в нелинейной среде за счет модуляции фазы оптического излучения терагерцовой волной. Сканирование фазы терагерцовой волны осуществляется с помощью временной линии задержки. В качестве детекторов и генераторов используют нелинейные кристаллы с высокой нелинейной восприимчивостью второго порядка LiTaO<sub>3</sub>, LiNbO<sub>3</sub>, ZnTe [13].

#### Результаты и обсуждение

На рис. 3 показаны временные зависимости и частотные спектры ТГц-излучения от мультислойных структур *i*-LT-GaAs/*n*-GaAs и нелинейного кристалла-генератора ZnTe. В качестве детектора использовался нелинейный кристалл ZnTe. В данном случае происходила генерация ТГц-излучения фотовозбужденными носителями заряда, которые ускорялись внутренними электрическими полями, существующими в структурах *i*-LT-GaAs/*n*-GaAs.

Ширина спектра генерируемого ТГц-излучения для обеих пленок одинакова, однако интенсивность на порядок больше для пленки LT-GaAs (111)А. По сравнению с нелинейным кристаллом ZnTe пленки LT-GaAs (100) и LT-GaAs (111)А генерируют на 1—2 порядка менее интенсивное ТГц-излучение. Наличие в спектре пика на частоте приблизительно 0,1 ТГц связано с наличием шумового фона. Также отрицательное влияние оказывает наличие паров воды, снижающее чувствительность установки в области линий поглощения: на частоте 1,67 ТГц виден небольшой провал в спектре, который соответствует интенсивному поглощению парами воды.

На рис. 4, *а* показано сравнение ТГц-сигнала от мультислойной структуры *i*-LT-GaAs/*n*-GaAs (100) и монокристалла GaAs с кристаллографическим срезом (100). Видно, что интенсивность ТГц-излучения мультислойной структуры на порядок выше, чем на подложке. Ширина ТГц-спектра, показанная на рис. 4, *b*, также демонстрирует сильное различие. Спектральная ширина излучения от монокристалла GaAs практически в два раза меньше, чем от мультислойной структуры.

Аналогичным образом была измерена интенсивность ТГц-сигнала от мультислойной структуры *i*-LT-GaAs/*n*-GaAs (111)А и от монокристалла GaAs с кристаллографическим срезом (111)А. На рис. 5 видно, что интенсивность ТГц-сигнала от мультислойной структуры эффективнее мультислойной структуры на порядок. Различие в ширине спектра не наблюдается.



Рис. 4. ТГц-излучение от мультислойной структуры *i*-LT-GaAs/*n*-GaAs (100) и от монокристаллической подложки GaAs (100) (детектор — нелинейный кристалл ZnTe): a — временная зависимость ТГц-излучения; b — частотный спектр ТГц-излучения Fig. 4. THz radiation from the multilayer structure of *i*-LT-GaAs/*n*-GaAs (100) and from a single crystal substrate of GaAs (100) (detector — nonlinear crystal of ZnTe): a — time dependence of the THz radiation; b — frequency spectrum of the THz radiation



Рис. 5. Генерация ТГц-излучения мультислойной структуры *i*-LT-GaAs/*n*-GaAs (111)А и монокристаллической подложки GaAs (111)А (детектор — нелинейный кристалл ZnTe): a — временная зависимость ТГц-излучения; b — частотный спектр ТГц-излучения Fig. 5. Generation of THz radiation of the multilayer structure of *i*-LT-GaAs/*n*-GaAs (111)A and single-crystal substrate of GaAs (111)A (detector — nonlinear crystal of ZnTe): a — time dependence of the THz radiation; b — frequency spectrum of the THz radiation



Рис. 6. График зависимости амплитуды ТГц-излучения от мощности излучения накачки

Fig. 6. Diagram of dependence of the amplitude of the THz radiation on the power of the pumping radiation

Также была исследована зависимость терагерцового излучения структур *i*-LT-GaAs/n-GaAs от мощности излучения накачки. На рис. 6 показана амплитуда первого всплеска ТГц-излучения. Значительное повышение амплитуды наблюдается на терагерцовой структуре *i*-LT-GaAs/*n*-GaAs (111)А. Это повышение связано с бо́льшим фототоком, образующимся вследствие большей концентрации свободных носителей заряда в структуре *i*-LT-GaAs/*n*-GaAs (111)А. Кроме того, зависимость интенсивности ТГц-излучения от мощности излучения накачки для обеих структур линейна. Это означает, что максимальное значение мощности накачки 650 мВт находится ниже уровня насыщения. Таким образом, структуры *i*-LT-GaAs/*n*-GaAs могут испускать более сильный ТГц-сигнал при наличии более интенсивного источника возбуждения.

Характеристики нелинейного кристалла ZnTe, мультислойных структур *i*-LT-GaAs/*n*-GaAs и подложек GaAs в диапазоне частот 0...5 TTu Characteristics of ZnTe nonlinear crystal, *i*-LT-GaAs/*n*-GaAs multilayer structures and GaAs substrates in the range of frequencies of 0...5 THz

		Мультислойная плен Multilayer film i-	ка i-LT-GaAs/n-GaAs LT-GaAs/n-GaAs	Монокристалл GaAs Monocrystal GaAs	
Параметр Parameter		Подложка GaAs (100) Substrate GaAs (100)	Подложка GaAs (111)A Substrate GaAs (111)A	Подложка GaAs (100) Substrate GaAs (100)	Подложка GaAs (111)A Substrate a GaAs (111)A
$(f_{1/2})_{\min}$ , THz	1,22	0,38	0,16	0,44	0,36
$((f_{1/2})_{\text{max}}, \text{THz})$	2,39	2,70	2,55	1,61	2,54
Ширина полосы излучения, ТГц	1,17	2,32	2,39	1,17	2,18
Radiation bandwidth, THz					
Нормированная интегральная интенсив-	1,000	0,040	0,232	0,008	0,024
ность ТГц-излучения					
Standardized integral intensity of THz radiation					

В результате более подробного анализа всех рассмотренных спектров (см. рис. 3, b, 4, b, 5, b) получены численные характеристики спектров, которые приведены в таблице. Полоса излучения/чувствительности определялась как диапазон частот, в котором излучается/детектируется 50 % интегральной мощности (71 % интегральной интенсивности), при этом интенсивность на граничных частотах  $(f_{1/2})_{\min}$  и  $(f_{1/2})_{\max}$  одинакова.

#### Заключение

В данной работе показано, что пленки *i*-LT-GaAs/*n*-GaAs на подложках GaAs (100) и (111)А генерируют ТГц-излучение при облучении их фемтосекундными импульсами лазера с длиной волны 800 нм. Интенсивность ТГц-излучения от пленки *i*-LT-GaAs/*n*-GaAs на несингулярной подложке GaAs (111)А в 5,8 раза больше, чем от аналогичной пленки *i*-LT-GaAs/*n*-GaAs на сингулярной подложке GaAs (100).

Интенсивность ТГц-излучения от монокристаллических подложек GaAs с кристаллографическими срезами (100) и (111)А незначительна и по сравнению с ТГц-излучением от мультислойных структур меньше на порядок. Однако при сравнении ТГц-сигналов от подложек оказывается, что сигнал от подложки с кристаллографическим срезом (111)А в 3 раза интенсивнее, чем от подложки с кристаллографическим срезом (100).

Таким образом, благодаря особенностям кристаллической структуры пленок LT-GaAs, образующимся при использовании несингулярной подложки GaAs (111)А для эпитаксиального роста пленок, пленки *i*-LT-GaAs/*n*-GaAs на подложках GaAs (111)А проявляют лучшие генераторные свойства по сравнению с пленками *i*-LT-GaAs/*n*-GaAs на подложках GaAs (100).

Работа выполнена при финансовой поддержке Российского научного фонда (соглашение № 14-12-01080) и Министерства образования и науки РФ (соглашение о предоставлении субсидии № 14.Z50.31.0034).

#### Список литературы

1. Fitzgerald A. J., Berry E., Zinovev N. N., Walker G. C., Smith M. A., Chamberlain J. M. An introduction to medical imaging with coherent terahertz frequency radiation // Phys. Med. Biol. 2002. Vol. 47, N. 7. P. R67–R84.

2. Stoik C. D., Bohn M. J., Blackshire J. L. Nondestructive evaluation of aircraft composites using transmissive terahertz time domain spectroscopy // Opt. Express. 2008. Vol. 16, N. 21. P. 17039–17051.

3. Shen Y. C., Lo T., Taday P. F., Cole B. E., Tribe W. R., Kemp M. C. Detection and identification of explosives using terahertz pulsed spectroscopic imaging // Appl. Phys. Lett. 2005. Vol. 86, N. 24. P. 1–3.

4. Kawase K., Ogawa Y., Watanabe Y., Inoue H. Non-destructive terahertz imaging of illicit drugs using spectral fingerprints // Opt. Express. 2003. Vol. 11, N. 20. P. 2549.

5. Gupta S., Frankel M. Y., Valdmanis J. A., Whitaker J. F., Mourou G. A., Smith F. W., Calawa A. R. Subpicosecond carrier lifetime in GaAs grown by molecular beam epitaxy at low temperatures // Appl. Phys. Lett. 1991. Vol. 59, N. 25. P. 3276–3278.

6. Liliental-Weber Z., Swider W., Yu K. M., Kortright J., Smith F. W., Calawa A. R. Breakdown of crystallinity in lowtemperature-grown GaAs layers // Appl. Phys. Lett. 1991. Vol. 58, N. 19. P. 2153–2155.

7. Kaminska M., Liliental-Weber Z., Weber E. R., George T., Kortright J. B., Smith F. W., Tsaur B. Y., Calawa A. R. Structural properties of As-rich GaAs grown by molecular beam epitaxy at low temperatures // Appl. Phys. Lett. 1989. Vol. 54, N. 19. P. 1881–1883.

8. Tsuruta S., Takeuchi H., Yamada H., Hata M., Nakayama M. Enhancement mechanism of terahertz radiation from coherent longitudinal optical phonons in undoped GaAs/n-type GaAs epitaxial structures // J. Appl. Phys. 2013. Vol. 113, N. 14.

9. Mittendorff M., Xu M., Dietz R. J. B., Künzel H., Sartorius B., Schneider H., Helm M., Winnerl S. Large area photoconductive terahertz emitter for  $1,55 \,\mu\text{m}$  excitation based on an InGaAs heterostructure // Nanotechnology. 2013. Vol. 24, N. 21. P. 214007.

10. Liliental-Weber Z., Cheng H. J., Gupta S., Whitaker J., Nichols K., Smith F. W. Structure and carrier lifetime in LT-GaAs // J. Electron. Mater. 1993. Vol. 22, N. 12. P. 1465–1469.

11. Dietz R. J. B., Marina G., Stanze D., Koch M., Sartorius B., Schell M. THz generation at 1.55  $\mu$ m excitation: sixfold increase in THz conversion efficiency by separated photoconductive and trapping regions. // Opt. Express. 2011. Vol. 19, N. 27. P. 25911–25917.

12. Kitaeva G. K., Kovalev S. P., Penin A. N., Tuchak A. N., Yakunin P. V. A method of calibration of terahertz wave brightness under nonlinear-optical detection // Journal of Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves. 2011. Vol. 32, N. 10. P. 1144—1156.

13. Winnewisser C., Jepsen P. U., Schall M., Schyja V., Helm H. Electro-optic detection of THz radiation in LiTaO<sub>3</sub>, LiNbO<sub>3</sub>, and ZnTe // Applied Physics Letters. 1997. Vol. 70, N. 23. P. 3069–3071. A. M. Buryakov, Postgraduate Student, bello16@mail.ru, V. R. Bilyk, Postgraduate Student,

E. D. Mishina, D. Sc., Professor,

Moscow Technological University "MIREA",

G. B. Galiev, Head of Laboratory, E. A. Klimov, Senior Researcher,

P. P. Maltsev, Scientific Director, S. S. Pushkarev, Senior Researcher,

Institute of Microwave Frequency Semiconductor Electronics of RAS, Moscow, 117105, Russian Federation

Corresponding author:

**Buryakov Arseniy M.**, Postgraduate Student, Institute of Microwave Frequency Semiconductor Electronics of RAS, Moscow, 117105, Russian Federation, e-mail: bello16@mail.ru

# Generation of Terahertz Radiation by Low-Temperature Multilayer Epitaxial Films of *i*-LT-GaAs/*n*-GaAs on GaAs Substrates with (100) and (111)A Orientations

Received on August 16, 2016 Accepted on September 05, 2016

The possibility of terahertz frequency radiation generation and detection at present is of great interest. A unique characteristic of terahertz radiation (THz radiation) is the absence of ionization. This characteristic is very important because the THz radiation is safe and can be used in medicine. This radiation can be used similarly as a non-destructive method of testing, as well as for the detection of explosives and drugs. The efficiency of generation of THz radiation multilayer films of n-GaAs/i-LT-GaAs, grown by molecular beam epitaxy on a GaAs substrate with (100) and (111) A was studied in this paper by the method of terahertz spectroscopy. As a source of optical radiation the solid-state laser with sapphire crystal doped by titanium ions, with 800 nm (photon energy of 1.55 eV), 100 fs pulse duration and pulse repetition rate of 80 MHz was used. In this scheme the nonlinear ZnTe optical crystal was used. THz-radiation detection principle is based on the method of electro – optical sampling of a wide terahertz pulse short femtosecond pulses. The generation of THz radiation occurs during irradiation optical films by femtosecond laser pulses. This paper shows that the i-LT-GaAs/n-GaAs film on GaAs substrates (100) and (111) A generate THz radiation when irradiated by femtosecond laser pulses at 800 nm wavelength. The intensity of the terahertz radiation from the i-LT-GaAs/n-GaAs film on nonsingular GaAs (111) A substrate at 5.8-fold greater than that of a similar i-LT-GaAs/n-GaAs film on on the singular GaAs (100) substrate. The intensity of the terahertz radiation from a GaAs single crystal substrate with the crystallographic orientations (100) and (111) A and is negligible compared to the THz radiation from the multilayer structures and is less than one order of magnitude. However, when compared THz signal from substrates the signal from the substrate with the crystallographic orientation (111) A is 3-fold more intense than from the substrate with the crystallographic orientation (100). Thus, due to the features of the LT-GaAs film crystal structure, formed using the GaAs (111) A nonsingular substrate for epitaxial growth of films, i-LT-GaAs/n-GaAs film on GaAs (111) A substrates shows better generating properties compared with i-LT-GaAs/n-GaAs films on GaAs (100) substrates.

**Keywords:** generation, terahertz radiation, terahertz spectroscopy, multilayer structures, molecular beam epitaxy, nanoheterostructures, semiconductors, low-temperature gallium arsenide, crystallographic cut

For citation:

**Buryakov A. M., Bilyk V. R., Mishina E. D., Galiev G. B., Klimov E. A., Maltsev P. P., Pushkarev S. S.** Generation of Terahertz Radiation by Low-Temperature Multilayer Epitaxial Films of i-LT-GaAs/n-GaAs on GaAs Substrates with (100) and (111)A Orientations, *Nano- i Mikrosistemnaya Tehnika*, 2017, vol. 19, no. 2, pp. 77–84.

DOI: 10.17587/nmst.19.77-84

#### Introduction

Possibility of generation and detection of radiation in the terahertz range of frequencies (0.3...100 THz) is of interest due to the unique characteristics of the terahertz radiation (THz radiation). Since it is not ionizing, unlike the x-ray radiation, and more long-wave in comparison with the visible and infrared radiations and, thereof, less subjected to dispersion, the THz radiation can be used in medicine [1] as means of non-destructive control of materials [2], and also for detection of the explosive and narcotic substances [3, 4].

One of the promising materials suitable for manufacture of the photoconducting aerials — generators of THz radiation — are the films of gallium arsenide, grown by the method of molecule-beam epitaxy at a rather low temperature for the method — less than 400 °C (lowtemperature GaAs, LT-GaAs). The low growth temperature of the films leads to a superfluous content of arsenic in a semiconductor, which causes presence of a big number of dot defects, among which it is possible to note the atoms of arsenic in the gallium nodes (As<sub>Ga</sub>), the atoms of arsenic in the interstitial space (As<sub>i</sub>) and vacancies of gallium ( $V_{Ga}$ ). One of the key conditions for generation of THz radiation in GaAs films is a short time of life of the nonequilibrium charge carriers (less than one picosecond), which in case of LT-GaAs is ensured due to the charged defects of As<sub>Ga</sub><sup>+</sup>, the centers of recombination of the photoexcited electrons and holes [5–7].

As it is mentioned in [6-10], the multilayer structures have higher indications of radiation generation

than the one-layer structures and the volume samples of gallium arsenide. An increase of the efficiency of generation is observed due to the growth of the intensity of the embedded electric field and reduction of the thickness of layers in the structures of *i*-GaAs/*n*-GaAs, unlike in the homogeneous layers of *n*-GaAs and *n*-InAs [8, 9].

In [9, 11] the prospects of the multilayer structures on the basis of InGaAs/InAlAs are discussed. Due to a big number of clusters, structural defects, energetically situated below the bottom of conductivity of InGaAs, in the thin (several nanometers) layers of InAlAs the photoexited electrons are effectively captured by the clusters and the structural defects, ensuring short lifetimes for the nonequilibrium charge carries. Besides, such structures have a high specific resistance, which makes possible their application as a basis for the photoconductive aerials.

A comparison was done of the intensive generation and also of the spectrum of THz radiation of both samples with the nonlinear-optical crystal of ZnTe, widely applied for generation and detection of THz radiation.

The work studies generation of THz radiation in the multilayer films of *i*-LT-GaAs/*n*-GaAs, epitaxially grown on GaAs substrates with the standard crystallographic orientation of (100) and with orientation of (111)A. The aim of the work is to establish, on which substrate the epitaxial multilayer film of *i*-LT-GaAs/*n*-GaAs possesses better qualities as a material for the photoconductive terahertz antennas and also to estimate the influence of a signal from a substrate. Besides, the properties of the investigated multilayer films are compared to the properties of the nonlinear crystal of ZnTe traditionally applied for the same purposes.

#### Samples and methods of the experiment

Samples of the identical layer design were grown on the semi-isolating substrates of GaAs (100) and (111)A by molecule-beam epitaxy. The sample on the substrate of GaAs (100) is designated further as *i*-LT-GaAs/*n*-GaAs (100), and the sample on the substrate of GaAs (111)A as *i*-LT-GaAs/*n*-GaAs (111)A. The design of the samples is presented in fig. 1. The samples consist of a series of double layers: an unalloyed layer of *i*-LT-GaAs with thickness of 115 nm and a layer of *n*-GaAs with thickness of 10 nm, alloyed by Si atoms. The total thickness of the multilayer film is 1  $\mu$ m.

The experimental installation for research of the generation and detection of THz radiation is presented in fig. 2. As the source of an optical pumping the solidstate laser was used on a sapphire crystal alloyed by the titanium ions with the wavelength of 800 nm (energy of a photon -1.55 eV), pulse duration of 100 fs and the frequency of their sequence of 80 MHz. The density of the average pumping power was 3.71 kW/cm<sup>2</sup>, of probing -0.88 kW/cm<sup>2</sup>. Measurements were done with a step of the mechanical power feed of 6 micrometers. In each position a measurement lasted during 700 ms for accumulation of the measured signal. It is possible to estimate a step of the delay and the maximal resolution without an extrapolation. The minimal delay between the pulses was

$$\Delta t_{\min} = \frac{2l}{c} = \frac{2 \times 6 \cdot 10^{-6}}{3 \cdot 10^8} \approx 0.04 \text{ ps.}$$

The spectral resolution in such a configuration was

$$\delta f = \frac{1}{1700\Delta t_{\min}} \cong 1,47 \text{ GHz}.$$

In the circuit with the nonlinear-optical crystal of ZnTe the principle of detection of THz radiation is based on electrical-optical strobing of a wide terahertz pulse by short femtosecond pulses [12, 13]. The principle of operation is based on interaction of the terahertz and optical radiations in a nonlinear environment due to modulation of the phase of the optical radiation by the terahertz wave. Scanning of the phase of the terahertz wave is carried out by means of a time delay line. As the detectors and generators the nonlinear crystals with a high nonlinear susceptibility of the second order, LiTaO<sub>3</sub>, LiNbO<sub>3</sub>, ZnTe, [13] are used.

#### **Results and discussion**

Fig. 3 demonstrates the time dependencies and the frequency spectra of THz radiation on the multilayer structures of *i*-LT-GaAs/*n*-GaAs and nonlinear crystal-generator of ZnTe. The nonlinear crystal of ZnTe was used as the detector. Generation of THz radiation was carried out by the photoexited charge carriers, which were accelerated by the internal electric fields in *i*-LT-GaAs/*n*-GaAs structures.

The width of the spectrum of the generated THz radiation for both films is identical, however, the intensity for LT-GaAs (111)A is by order higher. Compared with the nonlinear crystal of ZnTe the films of LT-GaAs (100) and LT-GaAs (111)A generate a 10 or 20 times less intensive THz radiation. The peak in the spectrum at the frequency of about 0.1 THz is connected with the noise background. Also negative influence is rendered by the presence of the water vapors, which reduce the sensitivity of the installation in the field of the absorption lines: on frequency 1.67 THz a small notch is visible in the spectrum corresponding to the intensive absorption by the water vapors.

Fig. 4, *a* demonstrates comparison of THz signal from a multilayer structure of *i*-LT-GaAs/*n*-GaAs (100) and GaAs monocrystal with a crystallographic cut (100). It is visible, that the intensity of THz radiation of the multilayer structure is by an order higher, than on the substrate. The width of the THz spectrum shown in fig. 4, *b*, also demonstrates a strong distinction. The spectral width of the radiation from GaAs monocrystal is practically a half of that of the multilayer structure.

The intensity of the THz signal from the multilayer structure of i-LT-GaAs/n-GaAs(111)A and from the monocrystal of GaAs with a crystallographic cut (111)A was measured in a similar way. In fig. 5 it is visible, that the intensity of the THz signal from the multilayer structure is roughly 10 times more effective than that from the multilayer structure. A distinction in the width of the spectrum is not observed.

Also the dependence of THz radiation of *i*-LT-GaAs/*n*-GaAs structures on the radiation power of pumping was studied. Fig. 6 presents the amplitude of the first bump of THz radiation. A considerable uprise of the amplitude is observed on the terahertz structure of *i*-LT-GaAs/*n*-GaAs (111)A. This is due to a greater photocurrent generated by a high concentration of the free charge carriers in *i*-LT-GaAs/*n*-GaAs (111)A structure. Besides, the dependence of the intensity of THz radiation on the power of radiation of pumping for both structures is linear. This means that the maximal value of the pumping power is 650 mW, below the saturation level. Thus, *i*-LT-GaAs/*n*-GaAs structures can emit stronger THz-signal in the presence of a more intensive source of excitation.

As a result of a detailed analysis of the considered spectra (see fig. 3, b, 4, b, 5, b) the numerical characteristics of the spectra were obtained and presented in the table. The radiation/sensitivity strip was defined as a range of the frequencies, in which 50 % of the integral power (71 % of the integral intensity) is radiated/detected, at that, the intensity on the boundary frequencies  $(f_{1/2})_{min}$  and  $(f_{1/2})_{max}$  is identical.

#### Conclusion

The work demonstrates, that *i*-LT-GaAs/*n*-GaAs films on substrates of GaAs (100) and (111)A generate THz radiation during their irradiation by the femtosecond pulses of a laser with the wavelength of 800 nm. The intensity of THz radiation from *i*-LT-GaAs/*n*-GaAs film on a nonsingular substrate of GaAs (111)A is 5.8 times more than from a similar film of *i*-LT-GaAs/*n*-GaAs on a singular substrate of GaAs (100).

The intensity of THz-radiation from GaAs monocrystal substrates with crystallographic cuts (100) and (111)A is insignificant and in comparison with THz radiation from the multilayer structures is by an order less. However, a comparison of THz signals from the substrates shows that a signal from a substrate with a crystallographic cut (111)A is 3 times more intensive, than from a substrate with a crystallographic cut (100).

Thus, due to the specific features of the crystal structure of LT-GaAs films, formed during the use of a nonsingular substrate of GaAs (111)A for the epitaxial growth of films, the films of *i*-LT-GaAs/*n*-GaAs on the substrates of GaAs(111)A show the best gener-

ating properties in comparison with the films of i-LT-GaAs/n-GaAs on GaAs(100) substrates.

The work was done with the support of the Russian Scientific Fund (agreement  $N_{0}$  14-12-01080) and the Ministry of Education and Science of the Russian Federation (grant agreement  $N_{0}$  14.Z50.31.0034).

#### References

1. Fitzgerald A. J., Berry E., Zinovev N. N., Walker G. C., Smith M. A., Chamberlain J. M. An introduction to medical imaging with coherent terahertz frequency radiation, *Physics in medicine and biology*, 2002, vol. 47, no. 7, pp. R67–R84.

2. Stoik C. D., Bohn M. J., Blackshire J. L. Nondestructive evaluation of aircraft composites using transmissive terahertz time domain spectroscopy, *Optics express*, 2008, vol. 16, no. 21, pp. 17039–17051.

3. Shen Y. C., Lo T., Taday P. F., Cole B. E., Tribe W. R., Kemp M. C. Detection and identification of explosives using terahertz pulsed spectroscopic imaging, *Applied Physics Letters*, 2005, vol. 86, no. 24, pp. 1–3.

4. Kawase K., Ogawa Y., Watanabe Y., Inoue H. Non-destructive terahertz imaging of illicit drugs using spectral fingerprints, *Optics express*, 2003, vol. 11, no. 20, pp. 2549.

5. Gupta S., Frankel M. Y., Valdmanis J. A., Whitaker J. F., Mourou G. A., Smith F. W., Calawa A. R. Subpicosecond carrier lifetime in GaAs grown by molecular beam epitaxy at low temperatures, *Applied Physics Letters*, 1991, vol. 59, no. 25, pp. 3276–3278.

6. Liliental-Weber Z., Swider W., Yu K. M., Kortright J., Smith F. W., Calawa A. R. Breakdown of crystallinity in lowtemperature-grown GaAs layers, *Applied Physics Letters*, 1991, vol. 58, no. 19, pp. 2153–2155.

7. Kaminska M., Liliental-Weber Z., Weber E. R., George T., Kortright J. B., Smith F. W., Tsaur B. Y., Calawa A. R. Structural properties of As-rich GaAs grown by molecular beam epitaxy at low temperatures, *Applied Physics Letters*, 1989, vol. 54, no. 19, pp. 1881–1883.

8. Tsuruta S., Takeuchi H., Yamada H., Hata M., Nakayama M. Enhancement mechanism of terahertz radiation from coherent longitudinal optical phonons in undoped GaAs/n-type GaAs epitaxial structures, *Journal of Applied Physics*. 2013, vol. 113, no. 14.

9. Mittendorff M., Xu M., Dietz R. J. B., Künzel H., Sartorius B., Schneider H., Helm M., Winnerl S. Large area photoconductive terahertz emitter for  $1.55 \,\mu$ m excitation based on an InGaAs heterostructures, *Nanotechnology*, 2013, vol. 24, no. 21, pp. 214007.

10. Liliental-Weber Z., Cheng H. J., Gupta S., Whitaker J., Nichols K., Smith F. W. Structure and carrier lifetime in LT-GaAs, *Journal of Electronic Materials*, 1993, vol. 22, no. 12, pp. 1465–1469.

11. Dietz R. J. B., Marina G., Stanze D., Koch M., Sartorius B., Schell M. THz generation at 1.55 μm excitation: sixfold increase in THz conversion efficiency by separated photoconductive and trapping regions, *Optics express*, 2011, vol. 19, no. 27, pp. 25911–25917.

12. Kitaeva G. K., Kovalev S. P., Penin A. N., Tuchak A. N., Yakunin P. V. A method of calibration of terahertz wave brightness under nonlinear-optical detection, *Journal of Infrared*, *Millimeter*, *and Terahertz Waves*, 2011, vol. 32, no. 10, pp. 1144–1156.

13. Winnewisser C., Jepsen P. U., Schall M., Schyja V., Helm H. Electro-optic detection of THz radiation in LiTaO<sub>3</sub>, LiNbO<sub>3</sub>, and ZnTe, *Applied Physics Letters*, 1997, vol. 70, no. 23, pp. 3069–3071. С. В. Стецюра, канд. физ.-мат. наук, доц., e-mail: stetsyurasv@mail.ru,
М. С. Буланов, аспирант, e-mail: bulanov.michael@gmail.com,
А. В. Козловский, аспирант, e-mail: kozlowsky@bk.ru,
И. В. Маляр, канд. техн. наук, доц., e-mail: imalyar@yandex.ru,
Саратовский государственный национальный исследовательский университет

имени Н. Г. Чернышевского, г. Саратов

# ЭЛЕКТРОСТАТИЧЕСКИЙ ПОТЕНЦИАЛ КАК ФАКТОР КОНТРОЛИРУЕМОГО СИНТЕЗА ГИБРИДНЫХ СТРУКТУР

#### Поступила в редакцию 04.07.2016

Приведены результаты исследований, направленных на изучение характеристик наноразмерных полиэлектролитных покрытий, полученных методом послойной адсорбции из раствора на кремниевых подложках. Показано, что имеется возможность контролировать шероховатость, однородность, создавать градиент толщины и свойств полиэлектролитных покрытий на планарных кремниевых структурах. Это реализуется за счет контролируемого изменения поверхностного потенциала полупроводника при облучении его светом оптического диапазона или приложении постоянной разности потенциалов вдоль поверхности подложки во время адсорбции полиэлектролита. Проведены эксперименты с синтетическим полимером (полиэтиленимином) и молекулами фермента (глюкозооксидаза). Характеризация гибридных структур проведена методами атомно-силовой и Кельвин-зондовой силовой микроскопии и ожеспектроскопии.

**Ключевые слова:** гибридные структуры, наноразмерные органические покрытия, полиэлектролит, кремний, потенциал Кельвина, оже-спектроскопия

#### Введение

Область применения гибридных структур с управляемыми параметрами постоянно расширяется. В частности, гибридные структуры перспективны для создания хемо- и биосенсоров, используемых в жидкой и газовой средах, широко востребованы в опто- и микроэлектронике [1-4]. В связи с этим формированию и изучению свойств гибридных структур, представляющих собой полиэлектролитные слои на поверхности проводящих и полупроводниковых подложек, посвящено достаточно большое число работ [5-8]. Технологические аспекты формирования гибридных структур включают, как правило, широко известные химические методы управления электрофизическими свойствами компонентов гибридных структур во время синтеза, такие как изменение рН и ионной силы раствора, а также специальную обработку поверхности подложки. Эти приемы используют, например, при синтезе органических слоев, структурированных наночастицами по методу Ленгмюра — Блоджетт [1, 2], а также при адсорбции полиэлектролитов на планарную подложку или на поверхность наноразмерных ядер, помещенных в соответствующий полиэлектролитный раствор (метод послойной адсорбции).

Но использование химических методов не позволяет изменять параметры адсорбции и, соответст-

венно, влиять на конечные характеристики структуры в процессе ее синтеза, допуская работу только с предварительно подготовленными раствором и подложкой. Изменение электрических потенциалов молекул полиэлектролита и поверхности адсорбата (планарной подложки или ядер) во время синтеза позволит скорректировать электростатическое взаимодействие компонентов будущей гибридной структуры на молекулярном уровне, что приведет к изменению интегральных параметров готовой гибридной структуры.

Изменить степень ионизации молекул полиэлектролита или заряд поверхностных состояний полупроводника и, соответственно, силу электростатического взаимодействия во время синтеза возможно, прикладывая электрические поля, используя электронные пучки низких и средних энергий или освещая компоненты будущей гибридной структуры светом из диапазонов поглощения подложки [5] и/или полимера [9]. Все перечисленные подходы по отдельности не являются новыми, но комбинированное их использование, в особенности с учетом изменяющегося взаимного влияния компонентов гибридной структуры, не исследовано должным образом, а предварительно полученные результаты показывают значительные перспективы такого подхода. В частности, наши исследования [5] показали возможность управления толщиной наноразмерного органического покрытия и

поверхностным потенциалом гибридной структуры кремний/оксид кремния/полиэтиленимин/наночастицы золота [10, 11] с помощью освещения. Но освещение, являясь достаточно "мягким" способом изменения потенциала поверхности (поскольку диапазон этого изменения ограничен, а эффективность изменения зависит от характеристик полупроводника), не позволяет получить выраженного градиента полимерного покрытия по толщине и плотности распределения адсорбированных наночастиц. Создание полимерных покрытий с плавным градиентом свойств вдоль поверхности подложки актуально для оптоэлектронных и сенсорных устройств, поскольку изменение морфологии и толщины буферного органического слоя даже на единицы нанометров может привести к существенным изменениям сорбционных свойств поверхности био- или хемодатчика и значительным изменениям оптических характеристик покрытия.

В связи с этим целью нашего исследования является получение органических покрытий на полупроводниковой подложке под действием электростатического поля и освещения, а также исследование параметров получаемых наноразмерных органических покрытий при использовании электростатического потенциала как фактора контролируемого синтеза гибридных структур.

# Объекты исследования и технология формирования покрытий

В наших экспериментах в качестве подложек использованы пластины монокристаллического Si n-типа с кристаллографической ориентацией (100) фирмы Silchem Handelsgesellschaft mbH, имеющие удельное сопротивление 5  $\Omega \cdot \text{см}$ . Для очистки кремниевых подложек использовали кипячение в перекисно-аммиачном растворе  $H_2O/H_2O_2/NH_4OH$  в объемных соотношениях 4/1/1 при 70 °C в течение 10 мин. Затем подложки были промыты деионизованной водой и высушены в потоке азота. В ре-

зультате такой обработки образовывался тонкий слой диоксида кремния. Существование и толщина оксида (около 2 нм) были подтверждены с помощью эллипсометрии. Кроме того, после такой обработки поверхность подложки становится отрицательно заряженной в воде при нейтральном рН в результате закрепления на ней ОН-групп.

Для создания органических покрытий использовали катионный полиэлектролит полиэтиленимин (ПЭИ) с молекулярной массой  $25 \cdot 10^3$  а.е.м. фирмы Sigma Aldrich и широко применяемый в биоаналитических системах фермент глюкозооксидазу (GOx), полученную из *Aspergillus niger* фирмы Sigma Aldrich с молекулярной массой  $160 \cdot 10^3$  а.е.м. ПЭИ растворяли в воде до концентрации 1...2 мг/мл, GOx — до концентрации 1 мг/мл. Следует отметить, что при рH > 4 молекулы GOx имеют в водном растворе эффективный отрицательный заряд, т.е. являются анионным электролитом.

Освещение пластины Si во время адсорбции осуществлялось белым светом с помощью галогенной лампы (интенсивность света в плоскости подложки 6000 лк). Для приложения электрического поля вдоль поверхности во время адсорбции на предварительно очищенной пластине Si были созданы методом магнетронного распыления коррозионностойкие контактные площадки. Постоянное напряжение 4,8 В задавалось с помощью гальванических элементов.

#### Методика и результаты исследований

Измерения морфологии поверхности и поверхностного потенциала проведены на зондовой станции NTEGRA Spectra (NT-MDT). Были использованы кантилеверы с проводящим покрытием NSG11/Pt. Оптимальная частота сканирования составляла 0,5 Гц.

На рис. 1 показано изменение морфологии поверхности кремния и полученных гибридных структур при осаждении ПЭИ в различных режимах.



**Рис. 1.** АСМ изображения: a — Si после очистки; b — ПЭИ, осажденный в темноте на Si; c — ПЭИ, осажденный на Si при освещении *Fig. 1. AFM-images: a* — Si after cleaning; b — Si PEI deposited on Si in the dark; c — Si PEI deposited on Si under illumination

Полученные структуры Si/ПЭИ были исследованы также методом оже-спектроскопии с помощью установки Perkin — Elmer PHI 4300. Проводилась регистрация атомарного азота, который входит в структуру молекул ПЭИ и не содержится в кремниевой подложке. Измерения проводили в двух режимах — режиме снятия оже-спектров в некотором диапазоне энергий с регистрацией относительного изменения интенсивностей характерных пиков кремния и азота и в режиме сканирования поверхности при фиксированной энергии оже-электронов, что дало возможность судить об относительном количестве адсорбированного ПЭИ и его распределении по поверхности подложки. Был установлен следующий режим сканирования: ускоряющее напряжение для первичных электронов 3 кВ, шаг сканирования 1 эВ, время накопления сигнала 50 мс, ток эмиссии 125 мкА. Проведение исследований в таком режиме позволяет регистрировать изменения числа молекул ПЭИ в мономолекулярном наноразмерном покрытии. Обработка сканов для анализа проводилась в программе Origin. Результаты обработки сканов приведены на рис. 2.

Необходимо отметить, что азот входит не только в структуру ПЭИ, но и GOx. На рис. 3 построены распределения оже-сигнала по азоту при анализе сканов размером  $500 \times 500$  мкм, полученных с образцов, на которые наносили GOx как непосредственно на кремниевую структуру Si/SiO<sub>x</sub>, так и поверх буферного слоя ПЭИ, причем структуры были получены как при темновой, так и при фотостимулированной адсорбции полиионных слоев.

Для оценки влияния электрического поля, приложенного вдоль подложки, на распределение поверхностного потенциала было проведено исследование изменения поверхностного потенциала монокристаллического n-Si с помощью Кельвин-зондовой силовой микроскопии (КЗСМ). Несмотря на то что этим методом затруднительно определить абсолютную величину поверхностного потенциала, он позволяет судить о влиянии на потенциал структуры полиэлектролитного покрытия. Для минимизации влияния морфологии измерения потенциала проводились по двухпроходной методике. В режиме КЗСМ были просканированы несколько микрометровых участков на каждом из полученных образцов, причем каждый участок сканировался сначала без приложения внешнего электрического поля, а затем при подаче 4,8 В вдоль поверхности кремниевой структуры. Вычитание из значений 2-го скана значений 1-го для каждого сканируемого участка позволило исключить изменения потенциала, не связанные с приложением напряжения (рис. 4).



Рис. 2. Распределение интенсивности характерного для ПЭИ оже-пика азота, полученное при сканировании поверхности  $500 \times 500$  мкм структуры Si/SiO<sub>2</sub>/ПЭИ, синтезированной в темноте (1) и при фотостимулированной адсорбции (2)

Fig. 2. Distribution of the intensity characteristic for PEI Auger peak of nitrogen during scanning of the surface of  $500 \times 500 \,\mu\text{m}$  of Si/SiO<sub>2</sub>/PEI structure, synthesized in the dark (1) and in the conditions of the photostimulated adsorption (2)



Рис. 3. Распределение интенсивности характерного оже-пика азота на кремниевых структурах: 1 — Si/SiO<sub>2</sub>/ПЭИ/GOX, где слои ПЭИ и GOX получены при освещении; 2 — Si/SiO<sub>2</sub>/ПЭИ/GOX, где слои ПЭИ и GOX получены в темноте; 3 — Si/SiO<sub>2</sub>/GOX, где слой GOX получен в темноте

Fig. 3. Distribution of the intensity of the characteristic Auger peak of nitrogen on the silicon structures:  $1 - Si/SiO_2/PEI/GOx$ , layers of PEI and GOx obtained under illumination;  $2 - Si/SiO_2/PEI/GOx$ , layers of PEI and GOx obtained in the dark;  $3 - Si/SiO_2/GOx$ , layer of GOx obtained in the dark



Рис. 4. Относительное распределение поверхностного потенциала кремниевой структуры при приложении напряжения смещения 4,8 В (*a*); извлеченные профили поверхностного потенциала вдоль линий поля (*b*); изменение поверхностного потенциала в направлении, перпендикулярном линиям напряженности, равнялось нулю

Fig. 4. Relative distribution of the surface potential of the silicon structure during application of 4.8 V bias voltage (a); extracted profiles of the surface potential along the field lines (b); the change of the surface potential in the direction, perpendicular to the lines of force, was equal to zero

Чтобы подготовить поверхность Si для последующего использования в качестве биодатчика, на нее следует нанести слои ПЭИ, но при этом необходимо, чтобы колебания потенциала, вызванные



**Рис. 5. КЗСМ изображения Si** *n*-типа: *a* — после нанесения слоя ПЭИ при освещении; *b* — после нанесения слоя ПЭИ в темноте

Fig. 5. KPFM image of n-type Si: a - after deposition of a PEI layer under illumination; b - after deposition of a PEI layer in the dark

неоднородностью поверхности, были значительно меньше значения градиента на исследуемом участке. Для достижения этого результата ПЭИ наносили на свету и в темноте по описанной выше технологии и затем оценивали полученные изменения однородности распределения потенциала K3CM (рис. 5).

#### Анализ результатов

Из АСМ-изображений (см. рис. 1) следует, что осаждение слоя ПЭИ в темноте происходит неравномерно по площади кремниевой подложки, что приводит к вариациям толщины полимерного покрытия и значительной его шероховатости. Адсорбция при освещении приводит к сглаживанию рельефа поверхности, уменьшая его шероховатость не менее чем на 30...40 %.

Метод оже-спектроскопии (см. рис. 2) подтвердил, что сглаживание поверхности происходит именно при освещении за счет более равномерного распределения молекул ПЭИ на поверхности Si, поскольку наблюдается уменьшение ширины распределения интенсивности сигнала, характерного для ПЭИ оже-пика азота. Необходимо отметить, что при наличии выраженного градиента потенциала вдоль линий поля (до 15 мВ на 40 мкм) его скачки от точки к точке весьма существенны — до 3...4 мВ (см. рис. 4).

Из рис. 5 следует, что нанесение слоя ПЭИ увеличивает неоднородность поверхностного потенциала по сравнению с очищенной кремниевой пластиной, но ПЭИ, осажденный при освещении, приводит к меньшей на 40...50 % неоднородности потенциала, чем "темновая" адсорбция.

Дальнейшие исследования проводились на кремниевых структурах с предварительно осажденным слоем ПЭИ и без него после нанесения на них ме-

> тодом послойной адсорбции из раствора слоя GOx. При адсорбции GOx на поверхности "чистого" кремния регистрировался слабый по интенсивности пик азота, что означает, что некоторая часть молекул фермента все же закрепляется на поверхности без буферного слоя и освещения. При этом уровень оже-сигнала, соответствующего кремнию, на поверхности структуры Si/GOx уменьшился более чем в 2 раза за счет фрагментарного покрытия поверхности молекулами GOx. Повышение интенсивности сигнала по углероду также свидетельствует об адсорбции органических молекул.

В случае нанесения GOx на поверхность структуры Si/ПЭИ при освещении было обнаружено существенное усиление интенсивности пика азота, причем полуширина распределения интенсивности пика по азоту существенно уменьшилась (см. рис. 3). В случае, когда слой GOx был нанесен поверх ПЭИ, в оже-спектрах отсутствует пик кремния. Это объясняется тем, что максимальная глубина, на которой генерируются оже-электроны с достаточной для отрыва от поверхности образца энергией, составляет не более 2...3 нм, а толщина органического покрытия, состоящего из ПЭИ и GOx, превышает эту величину. Необходимо отметить, что нанесение только ПЭИ или только GOx позволяет регистрировать оже-пик, соответствующий кремнию. Полное исчезновение пика, соответствующего кремнию, свидетельствует о нанесении GOx сплошным слоем поверх ПЭИ. Представленные на рис. 3 результаты позволяют сделать вывод о том, что освещение полупроводниковой подложки во время адсорбции из раствора молекул фермента позволяет создавать более однородное покрытие, поскольку чем меньше полуширина распределения интенсивности характерного ожепика азота на кремниевых структурах с покрытиями из молекул ПЭИ и GOx, тем более однородно распределены молекулы GOx по поверхности подложки.

#### Заключение

Таким образом, удалось достичь изменения поверхностной плотности молекул полиэтиленимина вдоль поверхности за счет создания градиента поверхностного потенциала в полупроводниковой подложке при адсорбции полиэлектролита. Для оценки влияния электрического поля, приложенного вдоль подложки, на распределение поверхностного потенциала, было проведено исследование изменения поверхностного потенциала монокристаллического Si с помощью сканирующей микроскопии зонда Кельвина. Результаты эксперимента по осаждению полиэтиленимина и глюкозооксидазы оценивались с помощью оже-спектроскопии. Проводилось сравнение оже-сигнала по азоту на разных участках подложки. Это позволило оценить равномерность осаждения ПЭИ и наличие градиента покрытия. По результатам исследования изменения распределения электрического потенциала вдоль поверхности (10...15 мВ на 40 мкм, т.е. напряженность поля 2...4 кВ/м) можно утверждать о возможности создания полиэлектролитного покрытия с градиентом толщины до нескольких нанометров, что в свою очередь может привести к существенным изменениям сорбционных свойств при осаждении последующих слоев (например, ферментативных). Освещение подложки во время адсорбции может уменьшить неоднородности и "шумы" за счет уменьшения шероховатости покрытия.

Применение полученной структуры перспективно в потенциометрических биодатчиках, в которых изменение потенциала рабочего электрода относительно электрода сравнения в электрохимической ячейке дает информацию об активности ионов в электрохимической реакции. Контролируемое осаждение полимерного покрытия с заданными электрофизическими и морфологическими параметрами позволяет контролировать концентрацию иммобилизованного ферментативного компонента биосенсора, позволяя создавать мультисенсорную систему для повышения стабильности показаний.

Работа выполнена при финансовой поддержке РФФИ (проект № 16-08-00524-а).

#### Список литературы

1. Вениг С. Б., Стецюра С. В., Глуховской Е. Г. Климова С. А., Маляр И. В. Формирование металлических кластеров в органическом монослое, полученном методом Ленгмюра // Нанотехника. 2009. Т. 3, № 19. С. 49—54.

2. Stetsyura S. V., Klimova S. A., Wenig S. B., Malyar I. V. and Arslan M., Dincer I., Elerman Y. Preparation and probe analysis of LB films with metal-containing dendritic and cluster structures // Appl. Phys. A: Materials Science & Processing. 2012. Vol. 109, N. 3. P. 571–578.

3. Ширяев М. А., Еремин С. А., Баранов А. Н. Биосенсоры на основе оксида цинка // Российские нанотехнологии. 2014. Т. 9, № 3-4. С. 1-13.

4. **Wang J.** From DNA biosensors to gene chips // Nucleic Acids Research. 2000. Vol. 28, N. 16. P. 3011–3016.

5. Malyar I. V., Gorin D. A., Santer S., Stetsyura S. V. Photocontrolled Adsorption of Polyelectrolyte Molecules on a Silicon Substrate // Langmuir. 2013. Vol. 29, N. 52. P. 16058–16065.

6. Van de Ven T. G. M. Kinetic aspects of polymer and polyelectrolyte adsorption on surfaces // Advances in Colloid and Interface Sci. 1994. Vol. 48. P. 121–140.

7. Tiraferri A., Maroni P., Rodríguez D., Borkovec M. Mechanism of chitosan adsorption on silica from aqueous solutions // Langmuir. 2014. Vol. 30 (17), N. 4. P. 4980–4988.

8. **Ram K., Bertoncellob P., Dinga H.** et al. Cholesterol biosensors prepared by layer-by-layer technique // Biosensors and Bioelectronics. 2001. Vol. 16. P. 849–856.

9. Lendlein A., Jiang H., Junger O. et al. Light-induced shape-memory polymers // Nature. 2005. Vol. 434. P. 879–882.

10. Маляр И. В., Santer S., Стецюра С. В. Влияние освещения на параметры полимерного покрытия, осаждаемого из раствора на полупроводниковую подложку // Письма в ЖТФ. 2013. Т. 39, Вып. 14. С. 69—76.

11. Маляр И. В., Лукьянова В. О., Стецюра С. В. Влияние освещения на адсорбцию наночастиц // Наноэлектроника, нанофотоника и нелинейная физика: Тез. докл. X Всерос. конф. молодых ученых. Саратов: Техно-Декор. 2015. С. 92—93. S. V. Stetsyura, Ph. D., Associate Professor, stetsyurasv@mail.ru,

M. S. Bulanov, Postgraduate Student, bulanov.michael@gmail.com,

A. V. Kozlowski, Postgraduate Student, kozlowsky@bk.ru,

I. V. Malyar, Ph. D., Associate Professor, imalyar@yandex.ru,

Saratov State National Research University, Saratov, 410012, Russian Federation

#### Corresponding author:

Kozlowski Aleksandr V., Postgraduate Student, Saratov State National Research University, Saratov, 410012, Russian Federation, e-mail: kozlowsky@bk.ru

### Electrostatic Potential as a Factor of Controlled Synthesis of Hybrid Structures

Received on July 04, 2016 Accepted on August 08, 2016

The work presents the results of characterization of nanodimensional polyelectrolyte coatings prepared by layer-by-layer assembly from the solution onto silicon substrates. It was demonstrated the possible control over roughness and homogeneity, as well as the gradient formation of both thickness and properties of polyelectrolyte coatings on the planar silicon structures. One can be realized by controlled changing of semiconductor surface potential due to visible light radiation or a constant bias voltage along the substrate surface during polyelectrolyte adsorption. Experiments were carried out with the artificial polymer (polyethylenimine) and enzyme molecules (glucose oxidase). Characterization of the hybrid structures was carried out by atomic-force microscopy, Kelvin probe microscopy and Auger electron spectroscopy.

**Keywords:** hybrid structures, nanodimensional organic coatings, polyelectrolyte, silicon, Kelvin probe potential, Auger electron spectroscopy

For citation:

Stetsyura S. V., Bulanov M. S., Kozlowski A. V., Malyar I. V. Electrostatic Potential as a Factor of Controlled Synthesis of Hybrid Structures, *Nano- i Mikrosistemnaya Tehnika*, 2017, vol. 19, no. 2, pp. 85–92.

DOI: 10.17587/nmst.19.85-92

#### Introduction

The application of hybrid structures with controllable parameters increases, in particular, for fabrication of chemo- and biosensors working in either liquid or gas media as well as in opto- and microelectronics [1-4]. Therefore, there are plenty of researches devoted to the formation and characterization of hybrid structures composed of polyelectrolyte layers on the surface of conductive and semiconductor substrates [5-8]. Usually, the technological aspects of the hybrid structure formation include the well-known chemical methods to control over electrophysical properties of the hybrid structure components during the synthesis, e.g., by pH and ionic strength of a solution and by special processing of the substrate surface either. For instance, these methods are used for the synthesis of organic layers structured by nanoparticles by Langmuir-Blodgett technology [1, 2] as well as during polyelectrolyte adsorption onto a planar substrate or the surface of nanodimensional cores placed in the corresponding polyelectrolyte solution (layer-by-layer assembly).

However, the chemical methods do not allow us to vary the adsorption parameters during synthesis and, consequently, to influence the final characteristics of the structure, providing process solely with the preliminarily prepared solution and the substrate. Change of electric potentials of either polyelectrolyte molecules and the adsorbate surface (planar substrate or cores) during the synthesis allows correction of an electrostatic interaction between hybrid structures components at molecular level, which results in a change of overall parameters of the finished hybrid structure.

One can change the degree of ionization of polyelectrolyte molecules or the surface state charge of a semiconductor and, thereby, the force of the electrostatic interaction during the synthesis by electric field, electron beams of low and medium energies or superbandgap illumination of the substrate [5] and/or the polymer [9]. Separately, the mentioned approaches are known, but their combination, taking into account the mutual influence of the hybrid structure components, has not been investigated properly, while the preliminary results demonstrate the good prospects for such approach. In particular, our research [5] demonstrates the feasibility of control over the thickness of nanodimensional organic coating and the surface potential of the hybrid structure 'silicon/silicon oxide/polyethyleneimine/gold nanoparticles [10, 11] by means of illumination. However, illumination is a "soft" technique for the surface potential changing since the range is limited and the efficiency depends on the semiconductor characteristics. Therefore, illumination does not allow fabrication of a pronounced gradient of nor polymer coating thickness nor distribution density of the adsorbed nanoparticles. Fabrication of polymer coatings with a smooth gradient of properties along the substrate surface is a topical task for the optoelectronic and sensor devices since a change by a few nanometers in morphology or thickness of a buffer organic layer can results in both essential changes of the adsorption properties of bio- or chemosensors and considerable changes of the optical characteristics of the coating.

The aim of the research is fabrication of organic coatings on a semiconductor substrate under an electrostatic field and illumination and characterization of prepared nanodimensional organic coatings using an electrostatic potential as a factor of the controllable synthesis of hybrid structures.

#### Research objects and coatings formation technology

In our experiments the Si single crystal of *n*-type with (100) crystal orientation from Silchem Handelsgesellschaft Co., with specific resistivity of 5  $\Omega \cdot$  cm were used as the substrates. Cleaning of the silicon substrates was done by boiling in the peroxide-ammoniac solution of H<sub>2</sub>O/H<sub>2</sub>O<sub>2</sub>/NH<sub>4</sub>OH = 4/1/1 volume at 70 °C during 10 min. Then substrates were rinsed in deionized water and dried in nitrogen flow. The result of this treatment a thin layer of silicon dioxide was formed. The oxide thickness (about 2 nm) were confirmed by ellipsometry. Moreover, after this treatment the substrate surface became negatively charged in water at a neutral pH due to fixation OH-groups.

For formation of organic coatings the cationic polyelectrolyte polyethyleneimine (PEI) of 25 kDa molecular weight from Sigma Aldrich and applied in the bioanalytical systems glucose oxidase (GOx) enzyme of 160 kDa molecular weight from *Aspergillus niger* (Sigma Aldrich) were used. PEI was dissolved in aqueous solution at concentration of 1...2 mg/ml, GOx — up to concentration of 1 mg/ml. It should be noted, that at pH > 4 the GOx molecules have an effective negative charge in a water solution, i.e. GOx is anionic electrolyte.

Illumination of the Si substrate during adsorption was carried out by a white light of a halogen lamp (the light intensity in substrate plane about 6000 lx). For application of electric field along the surface during adsorption the corrosion-resistant metal contacts on treated Si wafers were fabricated by magnetron scattering method. DC voltage of 4.8 V was set via galvanic cells.

#### Methods and research results

The surface morphology and surface potential were measured using NTEGRA Spectra probe station (NT-MDT). NSG11/Pt cantilevers with the conductive coating of were used. The optimal frequency of scanning was 0.5 Hz.

Fig. 1 shows the change of silicon surface and hybrid structures during PEI deposition at various modes.

In addition, Si/PEI structures were investigated using Auger electron spectroscopy method by means of Perkin — Elmer PHI 4300 installation. Atomic nitrogen, which is part of PEI molecules structure, and not contained in silicon substrate, was recording. The measurements were carried out in two modes: first, Auger -spectra is recording with registration of relative change in the intensity of specific silicon and nitrogen peaks in a certain energy range; second, the surface scanning at a fixed energy of Auger-electrons, which allowed to judge about the relative quantity of adsorbed PEI and its distribution on the substrate surface. The following mode of scanning was established: the accelerating voltage for the primary electrons was 3 kV, a step of scanning — 1 eV, time of a signal accumulation — 50 ms, emission current — 125  $\mu$ A. Carrying out of the research in such a mode allowed us to record the changes in the number of PEI molecules in a monomolecular nanosized coating. Scans processing for the analysis was done via Origin. The results of scans processing are presented in fig. 2.

It should be noted, that both PEI and GOx contain nitrogen. Fig. 3 presents Auger-signal distributions of nitrogen calculated from  $500 \times 500 \ \mu\text{m}^2$  scans of different samples. GOx was deposited both directly on the silicon structure of Si/SiO<sub>x</sub> and onto the PEI buffer layer, the structures were obtained by photostimulated adsorptions of the polyionic layers and without it (in the darkness).

To assess the influence of the electric field applied along the substrate on the surface potential distribution, a research was done of the change of the surface potential of *n*-Si single cristal by means of Kelvin probe force microscopy (KPFM). Despite of the fact that the method is inconvenient for determination of the absolute value of the surface potential, it allows us to access the influence of the polyelectrolyte coating structure on potential. For minimization of morphology effect the measurements of the potential were taken by a doubleline method. In KPFM mode several micrometer sites were scanned on each of the samples. At first, each site was scanned without application of the external electric field, and then, when 4.8 V was supplied along the surface of the silicon structure. Subtraction of the 1<sup>st</sup> scan values for each scanned site from the values of the 2<sup>nd</sup> scan allowed us to exclude the changes of the potential, which were not connected with application of the voltage (fig. 4).

In order to prepare Si surface for use as a biosensor, it is necessary PEI deposition, however, the fluctuations of the potential caused by the heterogeneity of the surface, must be considerably less than the gradient on the investigated site. For achievement of the result PEI was deposited under illumination and in darkness in accordance with the technology described above, and the received changes in the uniformity of distribution of KPFM potential were estimated (fig. 5).

#### Analysis of the results

According to AFM images (see fig. 1) deposition of PEI layer in darkness occurs non-uniformly over the silicon substrate, which results in variations of the thickness of the polymer coating and its considerable roughness. Adsorption under illumination smoothes the surface relief and reduces its roughness by at least 30...40 %.

Method of Auger spectroscopy (see fig. 2) confirmed that the surface planarization occurs under illumination

due to a more uniform distribution of PEI molecules on Si surface since a distribution of the signal intensity of nitrogen Auger-peak corresponding to PEI becomes narrow. We should note that there are considerable jumps of potential (up to 3...4 mV, see fig. 4) from point to point despite of a pronounced gradient of potential along the electric field lines (up to 15 mV on  $40 \mu$ m).

According to fig. 5 the deposition of a PEI layer increases the heterogeneity of the surface potential in comparison with the cleaned silicon wafer, but PEI layer deposited under illumination possesses a smaller heterogeneity (by 40...50 %) of the potential than the one adsorbed in the darkness.

The subsequent researches were carried out using silicon structures with preliminarily deposited PEI layer and without it after adsorption on them of a GOx layer by layer-by-layer assembly. A weak nitrogen peak was detected after GOx adsorption on the surface of "cleaned" silicon, which indicates that some enzyme molecules were fixed on the surface without a buffer layer and illumination. The Auger signal intensity corresponding to silicon on the Si/GOx structure surface decreases in two times due to a fragmentary surface covering by GOx molecules. An increase of carbon signal intensity also indicates the adsorption of organic molecules.

A considerable increase of nitrogen peak intensity and a considerable decrease of semiwidth of the distribution of nitrogen peak intensity (see fig. 3) were observed for the deposition of GOx on the Si/PEI structure surface under illumination. When the GOx layer was deposited over PEI, a silicon peak was absent in the Auger spectra. Since the maximal depth of Auger electrons emission is ca. 2-3 nm, while the thickness of the organic coating from PEI and GOx exceeds this value. We should note that an Auger peak corresponding to silicon is observed for deposition of either PEI or GOx. A total disappearance of the peak corresponding to silicon indicates a dense GOx layer deposited onto PEI. The results in fig. 3 allow us to conclude that illumination of a semiconductor substrate during adsorption from a enzyme molecules solution provides fabrication of more homogeneous coating. The more narrow distribution semiwidth of intensity of nitrogen Auger peak acquired from silicon structures with PEI and GOx coatings is, the more homogeneous distribution of GOx molecules on the substrate surface is.

#### Conclusion

Thus, changes in the surface density of polyethyleneimine molecules along the surface due to formation of a gradient of the surface potential in a semiconductor substrate during adsorption of the polyelectrolyte were achieved. The surface potential and its changes of a single silicon crystal were investigated by means of scanning Kelvin probe microscopy to estimate the influence of an electric field applied along the substrate on the distribution of the surface potential. The results of deposition of polyethyleneimine and glucose oxidase were estimated by means of Auger spectroscopy. A comparison of nitrogen Auger signal was done for different regions of the substrate. It allows authors to estimate the uniformity of PEI deposition and the presence of a gradient of coating thickness. According to investigation of distribution of electric potential along the surface (10...15 mV per 40  $\mu$ m, i.e., field intensity of 2...4 kV/m) one can state the possible fabrication of a polyelectrolyte coating with a thickness gradient up to several nanometers, which can result in considerable changes of the sorption properties during deposition of the subsequent layers (for example, enzymatic ones). Illumination of a substrate during adsorption can decrease the heterogeneity and "the noises" due to reduction of the coating roughness.

Application of the structure is promising in potentiometric biosensors where a change of the potential of a working electrode to a reference electrode in an electrochemical cell provides information on the activity of ions in an electrochemical reaction. A controllable deposition of a polymer coating with specified electrophysical and morphological parameters allows us control over the concentration of an immobilized enzymatic component of a biosensor and fabrication of a multisensor system to increase the reliability of indications.

The work was done with the financial support of RFFI (project  $N_{2}$  16-08-00524-a).

#### References

1. Venig S. B., Stetsyura S. V., Gluhovskoj E. G., Klimova S. A., Malyar I. V. Formirovanie metallicheskih klasterov v organicheskom monosloe, poluchennom metodom Langmuir, *Nanotehnika*, 2009, vol. 3, no. 19, pp. 49–54 (in Russian).

2. Stetsyura S. V., Klimova S. A., Wenig S. B. et al. Preparation and probe analysis of LB films with metal-containing dendritic and cluster structures, *Appl. Phys. A: Materials Science & Processing*, 2012, vol. 109, no. 3, pp. 571–578.

3. Shirjaev M. A., Eremin S. A., Baranov A. N. Biosensory na osnove oksida cinka, *Rossijskie nanotehnologii*, 2014, vol. 9, no. 3–4, pp. 1–13 (in Russian).

4. Wang J. From DNA biosensors to gene chips, *Nucleic Ac-ids Research*, 2000, vol. 28, no. 16, pp. 3011–3016.

5. Malyar I. V., Gorin D. A., Santer S., Stetsyura S. V. Photocontrolled Adsorption of Polyelectrolyte Molecules on a Silicon Substrate, *Langmuir*, 2013, vol. 29, no. 52, pp. 16058–16065.

6. Van de Ven T. G. M. Kinetic aspects of polymer and polyelectrolyte adsorption on surfaces, *Advances in Colloid and Interface Sci*, 1994, vol. 48, pp. 121–140.

7. Tiraferri A., Maroni P., Rodríguez D., Borkovec M. Mechanism of chitosan adsorption on silica from aqueous solutions, *Langmuir*, 2014, vol. 30 (17), no. 4, pp. 4980–4988.

8. Ram K., Bertoncellob P., Dinga H. et al. Cholesterol biosensors prepared by layer-by-layer technique, *Biosensors and Bioelectronics*, 2001, vol. 16, pp. 849–856.

9. Lendlein A., Jiang H., Junger O., Langer R. Light-induced shape-memory polymers, *Nature*, 2005, vol. 434, pp. 879–882.

10. **Malyar I. V., Santer S., Stetsyura S. V.** Vlijanie osveshhenija na parametry polimernogo pokrytija, osazhdaemogo iz rastvora na poluprovodnikovuju podlozhku, *Pis'ma v Zhurnal tehnicheskoj fiziki*, 2013, vol. 39, no. 14, pp. 69–76 (in Russian).

11. Malyar I. V., Lukyanova V. O., Stetsyura S. V. Vlijanie osveshhenija na adsorbciju nanochastic, *Nanojelektronika, nanofotonika i nelinejnaja fizika: tez. dokl. X Vseros. konf. molodyh uchenyh.* Saratov: Tehno-Dekor, 2015, pp. 92–93 (in Russian).

# Элементы MHCT *M*icro-AND NANOSYSTEM TECHNIQUE ELEMENTS

УДК 681.586

DOI: 10.17587/nmst.19.93-104

В. А. Бардин, канд. техн. наук, вед. инженер, ΦГУП ΦΗΠЦ ПО "Старт им. М. В. Проценко", e-mail: opto@bk.ru, В. А. Васильев, д-р техн. наук, проф., зав. каф., H. В. Громков, д-р техн. наук, доц., проф. каф., А. Ж. Жоао, аспирант, ФГБОУ ВПО "Пензенский государственный университет"

### УНИВЕРСАЛЬНЫЙ МОДУЛЬ ЧИРП И ЕГО ИНТЕГРАЦИЯ С НАНО- И МИКРОЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИМИ СИСТЕМАМИ ДАТЧИКОВ И АКТЮАТОРОВ

#### Поступила в редакцию 31.07.2016

Проведен анализ различных измерительных частотных преобразователей. Показано, что интеграция частотных интегрирующих развертывающих преобразователей (ЧИРП) с первичными преобразователями (датчиками) позволяет улучшить технические характеристики устройств и систем, во многих случаях обойтись без использования микропроцессоров. В результате анализа обобщенной структурной схемы ЧИРП с измерительной цепью (ИЦ) первичного преобразователя и исследования схем устройств с использованием ЧИРП предложен универсальный модуль ЧИРП, позволяющий реализовывать на его основе различные схемы ЧИРП. Описаны варианты использования универсального модуля ЧИРП: с резистивным и емкостным датчиками, с мостовой ИЦ из резисторов и из конденсаторов. Представлены функции преобразования описанных схем. Предложено использовать разработанный универсальный модуль ЧИРП для создания схем управления саморегулируемыми (самочувствительными) пьезоактюаторами и пьезодвигателями (пьезоприводами). Сделан вывод о том, что универсальный модуль ЧИРП позволяет расширить электронную компонентную базу микроэлектроники, применим для решения различных задач измерения, контроля и управления, полезен в условиях необходимости импортозамещения.

**Ключевые слова:** универсальный модуль, ЧИРП, нано- и микроэлектромеханическая система, НиМЭМС, датчик, актюатор, резистивный датчик, емкостный датчик, пьезоэлектрический актюатор

#### Введение

Существуют различные измерительные частотные преобразователи [1-4], среди которых в настоящее время научный и практический интерес представляют частотные интегрирующие развертывающие преобразователи (ЧИРП) [5-9]. Они обладают рядом положительных качеств: им свойственны инвариантность к нестабильности источников питания, высокая помехоустойчивость при передаче сигнала как по проводным, так и по беспроводным линиям связи, линейность; при их применении во многих случаях отпадает необходимость в сложных микропроцессорных устройствах и аналого-цифровых преобразователях. Интеграция ЧИРП с нано- и микроэлектромеханическими системами (НиМЭМС) датчиков и актюаторов открывает новые возможности по улучшению технических характеристик устройств и систем управления, контроля и диагностики. К примеру, совмещение ЧИРП с НиМЭМС датчиков давления позволяет уменьшить температурную погрешность [10, 11], повысить чувствительность [12, 13], упростить калибровку [14] и во многих случаях обойтись без микропроцессорных устройств. Применение ЧИРП совместно с пьезоэлектрическими актюаторами [15] открывает возможность использовать пьезоэлектрические элементы самого актюатора в качестве датчика обратной связи в системе управления, что позволяет повысить точность нано- и микропозиционирования [16].

Многообразие решаемых задач каждый раз требует проведения исследований по использованию тех или иных электрических схем ЧИРП, поиску новых вариантов схем и оптимизации их параметров. Вместе с тем в основе различных схем лежит общий принцип функционирования ЧИРП, анализ которого и существующих технических решений ЧИРП может привести к созданию универсального модуля ЧИРП, позволяющего реализовывать на его основе различные схемы ЧИРП. Такой универсальный модуль, изготовленный в микроэлектронном исполнении, расширит электронную компонентную базу микроэлектроники и обеспечит решение многих задач измерения, контроля и управления.

Ставилась и решалась задача разработки универсального модуля ЧИРП с оптимальным набором входящих в него элементов, достаточным для его функционирования и необходимым для построения различных схем ЧИРП на его основе.

#### Структура универсального модуля ЧИРП

Для анализа принципа функционирования ЧИРП (ISFC — integrating scanning frequency converters) построена обобщенная структурная схема ЧИРП с измерительной цепью ИЦ (MC - measuring circuit) первичного преобразователя (датчика), представленная на рис. 1. ИЦ может быть в виде делителя напряжения или в виде моста (из резисторов или конденсаторов, резисторов и конденсаторов). ЧИРП (рис. 1) состоит из интегратора ИНТ (*INT – integ*rator), сравнивающего устройства (компаратора) СУ (CE - comparison element) и инвертирующего усилителя ИУ (IA — inverting amplifier). Штриховой линией показаны отрицательные обратные связи, которые используются для питания первичных преобразователей (датчиков) в зависимости от схем включения ЧИРП в ИЦ.

В результате анализа обобщенной структурной схемы и известных технических решений устройств с применением ЧИРП, проведенных исследований по определению оптимальных параметров и набора элементов ЧИРП, необходимых и достаточных для устойчивого и эффективного функционирования, а также построения различных схем разработан универсальный модуль ЧИРП (рис. 2). На его базе могут быть реализованы различные измерительные схемы ЧИРП, интегрируемые (совмещаемые) с НиМЭМС датчиков и актюаторов.



Fig. 1. Structural circuit of ISFC with MC



Рис. 2. Схема универсального модуля ЧИРП: 1 — инвертирующий вход интегратора; 2 — неинвертирующий вход интегратора; 3 — дополнительный инвертирующий вход интегратора; 4 неинвертирующий вход компаратора; 5 — инвертирующий вход ОУ инвертирующего усилителя; 6 — неинвертирующий вход ОУ инвертирующего усилителя; 7 —  $-E_{\text{пит}}$  модуля ЧИРП; 8 — выход интегратора (инвертирующий вход ОУ компатарота); 9 инвертирующий вход ОУ интегратора; 10 — выход компаратора (выход модуля ЧИРП); 11 — выход инвертирующего усилителя (инверсный выход модуля ЧИРП); 12 — +E<sub>пит</sub> модуля ЧИРП Fig. 2. Circuit of the universal module of ISFC: 1 - inverting input ofthe integrator; 2 - noninverting input of the integrator; 3 - additionalinverting input of the integrator; 4 – noinverting input of the comparator; 5 – inverting input of OY of the inverting amplifier; 6 – noninverting input of OY of the inverting amplifier;  $7 - -E_{num}$  of ISFC module; 8 output of the integrator (inverting input of OY of the comparator); 9 inverting input of OY of the integrator; 10 - output of the comparator (output of the ISFC module); 11 - output of the inverting amplifier(inverse output of ISFC module);  $12 - +E_{num}$  of ISFC module

В схему универсального модуля ЧИРП входят три операционных усилителя OУ1, OУ2, OУ3, резисторы R1, R2, R3 и R4, конденсаторы C1 и C2 (к примеру, R1 = 10 кОм, R2 = 500 кОм, R3 = 10 кОм, R4 = 10 кОм, C1 = 20 пФ, C2 = 5 пФ,), которые соединены указанным образом и размещены в герметичном корпусе. На ОУ1 собран интегратор, на OУ2 — компаратор, на OУ3 — инвертирующий усилитель (к примеру, с коэффициентом передачи K = 1, т.е. R3 = R4).

Следует отметить, что резистор *R*2 используется при подключении универсального модуля к дифференциальному тензорезистивному (емкостному) датчику, собранному по мостовой схеме включения, и служит для задания начальной частоты  $f_0$ выходного сигнала при нулевом разбалансе тензомоста (при  $\varepsilon = 0$ ) или при равенстве емкостей емкостного делителя измерительной цепи.

Соотношение емкостей конденсаторов C1 и C2 определяет скачок амплитуды выходного напряжения интегратора при смене полярности выходного сигнала универсального модуля (с  $-U_0$  на  $+U_0$ ).

При C2 = C1/2 скачок амплитуды выходного напряжения интегратора равен  $2U_0$ . Наиболее оптимальное соотношение C2 = C1/4, которое обеспечивает максимальную линейность преобразования.

Далее рассмотрим возможные и не исчерпывающие варианты использования универсального модуля ЧИРП для построения различных электрических схем ЧИРП для совмещения с НиМЭМС датчиков и актюаторов.

## Универсальный модуль ЧИРП с резистивным датчиком

На рис. 3 представлена схема подключения универсального модуля к резистивному датчику (например, температуры) — резистору (терморезистору) R7 через дополнительный резистор R6 (к примеру, R6 = 200 кОм, может быть и больше). На рис. 4 показаны временные диаграммы, иллюстрирующие работу данной схемы. Верхняя строка временных диаграмм отражает форму сигнала на выходе интегратора *U*инт (8), а вторая и третья — формы сигналов на выходе операционных усилителей ОУ2 (*U*вых<sub>10</sub>) и ОУ3 (*U*вых<sub>11</sub>) соответственно.

Функция преобразования для данной схемы включения определяется выражением

$$f = \frac{R4R7}{4R3(R6+R7)R1C1}.$$
 (1)

Параллельно резистору R4 универсального модуля (см. рис. 3) подключен навесной резистор R5(к примеру, того же номинала, что и R4 = 10 кОм), в связи с чем напряжение на выходе инвертирую-

щего усилителя на ОУЗ, подаваемое на измерительную цепь из резисторов, равно половине напряжения с выхода компаратора на ОУ2 и в формуле (1) нужно считать сопротивление R4 как параллельное соединение  $R4 \| R5$ . К конденсатору C1 также подключен параллельно конденсатор C3 (к примеру, C3 = 30 пФ) и аналогично нужно считать C1 в формуле (1) как  $C1 \| C3 (C1 \| C3 = 50$  пФ).

На рис. 5 показан график изменения частоты f выходного сигнала (Гц) в зависимости от изменения сопротивления резистора R(R7) датчика температуры в диапазоне от 200 Ом до 1 кОм (при указанных номиналах элементов схемы ЧИРП).

Подбирая номиналы резисторов и конденсаторов в функции преобразования (2), можно получить необходимые параметры вы-



Рис. 3. Схема подключения универсального модуля ЧИРП к резистивному датчику

Fig. 3. Circuit of connection of ISFC universal module to the resistive sensor

ходного сигнала ЧИРП для разных типов датчиков в заданном диапазоне измеряемых температур.

# Универсальный модуль ЧИРП с емкостным датчиком

Схема подключения универсального модуля к емкостному датчику (например, влажности) в виде конденсатора *C*4 изображена на рис. 6. В измери-



Рис. 4. Диаграммы, иллюстрирующие работу схемы универсального модуля ЧИРП, подключенного к резистивному датчику (*R*7)

Fig. 4. Diagrams illustrating operation of the circuit of the universal module of ISFC connected to the resistive sensor (R7)



Рис. 5. Изменение частоты f выходного сигнала (Гц) в зависимости от изменения сопротивления резистора R датчика

Fig. 5. Change of frequency f of the output signal (Hz) depending on the change of resistance of resistor R of the sensor



Рис. 6. Схема подключения универсального модуля ЧИРП к ем-костному датчику

Fig. 6. Circuit of connection of the universal module of ISFC to the capacitive sensor

тельную цепь датчика также входит конденсатор C3 и резистор R5. Конденсатор C5 — добавочная емкость к конденсатору C1 интегратора на операционном усилителе OV1. На рис. 7 изображен график зависимости частоты выходного сигнала от изменения значения емкости (C4) датчика в диапазоне от 100 до 101 пФ (при следующих параметрах элементов: C3 = 100 пФ; R5 = 10 кОм; C5 = 10 пФ).

Функция преобразования такой схемы включения емкостного датчика в общем случае имеет вид

$$f = \frac{1}{4R_0C2} - \frac{C3 - C4}{4(R1 + R5)C2(C3 + C4)},$$
 (2)

где  $R_0$  — электрическое сопротивление входного резистора (*R*2 или *R*2 + *R*6) интегратора на операционном усилителе OУ1, служащее для задания начальной частоты  $f_0$  при равенстве емкостей C3 = C4.

# Универсальный модуль ЧИРП с мостовой ИЦ из резисторов

Схема подключения универсального модуля ЧИРП к мостовой ИЦ резистивного датчика (например, дифференциального датчика давления) представлена на рис. 8. Измерительная цепь данной схемы содержит резистивный мост, к примеру, из тензорезисторов R5-R8 и резисторов R9 и R10, включенных последовательно с диагональю питания тензомоста к выходу компаратора на ОУ2. Дополнительные навесные элементы — конденсаторы C3 и C4 (к примеру, C3 = 60 пФ и C4 = 25 пФ), включенные параллельно конденсаторам C1 и C2 универсального модуля, и резисторы R11 и R12 (к примеру, R11 = 90 кОм и R12 = 800 кОм), включенные последовательно с резисторами R1 и R2 интегратора на OV1 соответственно.



### Рис. 7. Зависимость частоты выходного сигнала f от изменения значения емкости датчика (C4)

Fig. 7. Dependence of the frequency of the output signal f on the change of the value of capacity of the sensor (C4)



Рис. 8. Схема подключения универсального модуля ЧИРП с мостовой ИЦ из резисторов





Рис. 9. Зависимость частоты f выходного сигнала от разбаланса  $\varepsilon_R$  резистивного моста

Fig. 9. Dependence of frequency f of the output signal on unbalance  $\varepsilon_R$  of the resistive bridge

Функция преобразования описываемой схемы включения в общем виде определяется формулой

$$f = \frac{1}{2(1 - \varepsilon_R + 2m)C_{\pi}} \left( \frac{\varepsilon_R}{R_{\mu}} + \frac{(1 + \varepsilon_R + 2n)}{2R_0} \right), \quad (3)$$

где f — частота выходного сигнала (Гц);  $\varepsilon_R = \Delta R/R$  разбаланс тензомоста; R — сопротивление тензомоста (к примеру, R = 700 Ом);  $R_{\mu}$  — сопротивление интегратора (к примеру,  $R_{\mu} = R11 + R1 =$ = 90 кОм + 10 кОм = 100 кОм);  $R_0$  — дополнительное электрическое сопротивление интегратора для задания начальной частоты выходного сигнала при нулевом разбалансе тензомоста (к примеру, R0 = R12 + R2 = 800 кОм + 500 кОм = 1,3 МОм); m = R9/R; n = R10/R (к примеру, R9 = R10 = 700 Ом);  $C_{\mu}$  — емкость дозирующего конденсатора (к примеру,  $C_{\pi} = C2 + C4 = 5$  пФ + 25 пФ = 30 пФ).

На рис. 9 представлен график зависимости частоты *f* выходного сигнала схемы (см. рис. 8) от разбаланса  $\varepsilon_R$  резистивного моста (тензомоста) при выбранных параметрах элементов. Частота изменяется в диапазоне от 2,5 до 7,5 кГц при разбалансе тензомоста  $\varepsilon_R = (-0,01...0,01)$  и равна 5 кГц при нулевом разбалансе тензомоста, когда R5 = R6 = R7 = R8 = R = 700 Ом.

Представленная на рис. 8 схема подключения универсального модуля ЧИРП может быть адаптирована и к емкостным датчикам для решения различных задач. Она также может быть использована в саморегулируемых (самочувствительных) пьезоэлектрических актюаторах (пьезоактюаторах).

## Универсальный модуль ЧИРП с мостовой ИЦ из конденсаторов

На рис. 10 представлена схема подключения универсального модуля ЧИРП к емкостному дат-

чику перемещения в виде конденсатора С3, в качестве которого может быть пьезоэлектрический актюатор. В этой схеме включения имеется емкостный мост из конденсаторов С3-С6. Каждый из этих конденсаторов емкостного моста может быть функционально связан с измеряемой физической величиной. К двум противоположным плечам емкостного моста подключены постоянные резисторы R5 и R6. Питание емкостного моста также осуществляется двухполярным электрическим напряжением типа "меандр"  $\pm U_0$  с выхода компаратора на операционном усилителе ОУ2. В диагональ питания емкостного моста включены дополнительные резисторы R7 и R8, а к инвертирующему входу интегратора на операционном усилителе ОУ1 подключен последовательно резистору R2 (входящему в универсальный модуль) добавочный резистор *R*10 для задания начальной частоты при нулевом разбалансе моста, также подключен последовательно резистору R1 (входящему в универсальный модуль) добавочный резистор R9 (сопротивление интегратора  $R_{\mu} = R1 + R9$ ). Имеются дополнительные конденсаторы С7 и С8, подключенные параллельно конденсаторам С1 и С2 соответственно.

Схема на рис. 10 была разработана и исследовалась для совмещения с пьезоэлектрическими актюаторами (пьезоактюаторами). Пьезоактюатор электрически представляет собой конденсатор с электрической емкостью, которая изменяется при деформации его пьезоэлементов. Это изменение емкости может быть использовано в цепи обратной связи системы управления электрическим напряжением, питающим пьезоактюатор.

При использовании ЧИРП для определения деформации пьезоактюатора путем измерения емкос-



Рис. 10. Схема подключения универсального модуля ЧИРП к мостовой ИЦ из конденсаторов Fig. 10. Circuit of connection of ISFC universal module to bridge MC

from condensers

ти необходимо учитывать возможное влияние измерительного сигнала на деформацию актюатора, сложность стыковки высоковольтной части схемы с пьезоактюатором и измерительной электроникой, эффект старения пьезокерамики, скорость работы актюатора и влияние нагрузки.

По поводу влияния измерительного сигнала на деформацию пьезоактюатора можно заметить, что на частотах выше 1 кГц проявляется эффект запаздывания срабатывания пьезокерамики. Поэтому кратковременное воздействие управляющего сигнала с ЧИРП на нерезонансной частоте порядка 10 кГц не будет оказывать влияния на деформацию пьезоактюатора. Одним из вариантов подключения ЧИРП напрямую к пьезоактюатору является использование современных высоковольтных операционных усилителей, например, РА78 фирмы APEX Microtechnology. Также возможно подключение ЧИРП через буферные схемы на высоковольтных полевых транзисторах. Для учета старения (изменения диэлектрических свойств) пьезокерамики можно применить автокалибровку — периодически выполнять максимальный ход пьезоактюатора и корректировать требуемую частоту сигнала с ЧИРП в соответствии с полученным значением.

С помощью мостовой схемы (рис. 10) изменение емкости конденсатора *C*3 преобразуется в напряжение, подаваемое на вход интегратора на операционном усилителе OУ1. На выходе универсального модуля генерируется сигнал прямоугольной формы (разнополярные импульсы амплитудой  $\pm U_0$ ) типа "меандр" с частотой *f*, пропорциональной измеряемому перемещению. Питание универсального модуля также осуществляется от двухполярного источника постоянного электрического напряжения, не требующего особой стабилизации, так как электрическое питание емкостного моста осуществляется напряжением с выхода операционного усилителя OУ2, амплитуда которого не влияет на частоту *f* выходного сигнала универсального модуля.

Функция преобразования данной схемы включения в общем виде имеет вид:

$$f = \frac{1}{T_{\rm K}} = \frac{1}{2(1 - \varepsilon_Z + 2m)(C2 + C8)} \times \left(\frac{\varepsilon_Z}{R1 + R9} + \frac{1 + \varepsilon_Z + 2n}{2(R2 + R10)}\right), \tag{4}$$

где  $T_{\rm K}$  — период колебаний выходного сигнала;  $\varepsilon_Z = \Delta Z/Z$  — относительное изменение комплексного сопротивления Z емкостного моста при изменении перемещения (здесь  $\Delta Z$  — изменение комплексного сопротивления); m = R7/Z и n = R8/Z коэффициенты, равные отношению сопротивлений R7 и R8 к комплексному сопротивлению Z емкостного моста.



Рис. 11. Зависимость частоты f выходного сигнала от разбаланса  $\epsilon_Z$  емкостного моста

Fig. 11. Dependence of frequency f of the output signal on unbalance  $\varepsilon_Z$  of the capacitive bridge

Из выражения (4) видно, что при нулевом разбалансе моста ( $\varepsilon_Z = 0$ ) и равенстве сопротивлений дополнительных резисторов *R*7 и *R*8 (*n* = *m*) начальная частота  $f_0$  выходного сигнала преобразователя, задаваемая с помощью величин емкости  $C_{\rm д} = C2 + C8$  и сопротивления  $R_0 = R2 + R10$ , определяется выражением

$$f_0 = \frac{(1+2n)}{4(1+2m)(C2+C8)(R2+R10)} = \frac{1}{4(R2+R10)(C2+C8)}.$$
 (5)

При разбалансе моста в ту или другую сторону относительное изменение комплексного сопротивления плеч моста будет изменяться в зависимости от измеряемого перемещения. Учитывая то, что эта величина значительно меньше единицы, можно определить девиацию частоты  $\Delta f$  выходного сигнала преобразователя

$$\Delta f \approx \frac{\pm \varepsilon_Z}{2(1+2m)(C2+C8)(R2+R10)},$$
 (6)

которая может задаваться и устанавливаться более точно с помощью дополнительных конденсаторов и резисторов.

На рис. 11 показана зависимость частоты f выходного сигнала от разбаланса моста є<sub>Z</sub> согласно выражению (4) в диапазоне  $\varepsilon_7$  от -0.01 до +0.01(относительных единиц), при следующих исходных данных и параметрах схемы: в качестве конденсатора СЗ был взят монолитный пьезоэлемент 16 × 12 × 2 мм из керамики ЦТС-19 с электродами на противоположных плоских гранях (пьезоактюатор), его емкость СЗ в начальном состоянии равна 1870 пФ, емкость постоянных конденсаторов C4, C5, C6 также равна 1870 п $\Phi$ ; сопротивление двух резисторов R5, R6 в противоположных плечах моста равны 1 Мом; электрическое сопротивление интегратора  $R_{\mu} = R1 + R9 = 50$  кОм и  $R_0 = R2 + R10 = 500$  кОм; емкость конденсатора  $C_{\rm H} = C1 + C7 = 200$  пФ; емкость конденсатора

 $C_{\rm d} = C2 + C8 = 40 \ {\rm n}\Phi;$  сопротивление дополнительных резисторов  $R7 = R8 = 2 \ {\rm KOM}.$ 

При подаче на пьезоактюатор напряжения 300 В удлинение составляет 50 мкм, или 0,3125 %, емкость пьезоактюатора при этом равна 1875,8 пФ. Начальному значению емкости соответствует частота 11 309 Гц, а конечному — 11 445 Гц. Таким образом, при измерении целых значений частоты диапазон разбивается на 136 частей, т.е. дискрет измерения получается 0,368 мкм, а если использовать десятые доли Гц, то можно разбить диапазон на 1360 частей, т.е. дискрет измерения получается 37 нм.

Из графика на рис. 11 видно, что частота f выходного сигнала от разбаланса моста є гизменяется от 11 173 Гц при  $\varepsilon_Z = -0,01$  до 11 445 Гц при  $\varepsilon_{7} = +0.01$ , равна 11 309 Гц при  $\varepsilon_{7} = 0$  и носит линейный характер во всем диапазоне разбаланса (как в отрицательной, так и в положительной области). Схема (см. рис. 10), реализованная с использованием универсального модуля ЧИРП, работает при двухстороннем разбалансе моста (позволяет измерять перемещение в обе стороны от начальной точки), что может быть использовано в саморегулируемых (самочувствительных) актюаторах нано- и микроперемещений для измерения их сжатия и удлинения. Саморегулируемыми или самочувствительными (self-sensing) называют пьезоактюаторы и пьезодвигатели, которые одновременно выполняют две функции — исполнительного механизма (актюатора) и чувствительного элемента (датчика) в цепи обратной связи.

#### Заключение

Таким образом, в результате анализа обобщенной структурной схемы ЧИРП и исследования существующих технических решений устройств с применением ЧИРП разработан универсальный модуль ЧИРП, позволяющий реализовывать на его базе различные схемы ЧИРП, такие как описанные в [17—20]. Он содержит оптимальный набор входящих в него элементов, достаточный для его функционирования и необходимый для построения различных схем ЧИРП.

Такой универсальный модуль может быть выполнен в микроэлектронном или гибридном исполнении. Его создание расширяет электронную компонентную базу микроэлектроники и обеспечивает решение многих задач измерения, контроля и управления в условиях необходимости импортозамещения.

Проведенные исследования показали возможность интеграции (совмещения) универсального модуля ЧИРП не только с НиМЭМС датчиков, но и пьезоэлектрических актюаторов. Универсальный модуль ЧИРП может использоваться при создании схем управления саморегулируемыми (самочувствительными) пьезоактюаторами и пьезодвигателями (пьезоприводами), где функцию датчика перемещения в цепи обратной связи выполняет сам пьезоактюатор. Это значительно упрощает конструкцию пьезопривода и системы прецизионного позиционирования, повышает надежность, уменьшает габаритные размеры, позволяет получить высокую точность позиционирования без дополнительных датчиков, уменьшить погрешность от нестабильности источника питания.

#### Список литературы

1. Yurish S. Y. Intelligent Digital Pressure Sensors and Transducers Based on Universal Frequency-to-Digital Converter (UFDC-1) // Sensors & Transducers Magazine (S & T e-Digest). 2005. Vol. 60, Is. 10, P. 432–438.

2. Ferrari V., Ghisla A., Kov'acs Vajna Zs., Marioli D., Taroni A. ASIC front-end interface with frequency and duty cycle output for resistive-bridge sensors // Sensors and Actuators. 2007. A. 138. P. 112–119.

3. Yurish S. Y. Frequency Output Versus Voltage Output Sensors // Sensors and Transducers & Transducers Magazine (S & T e-Digest). November 2004. Vol. 49, Is. 11. P. 302–305.

4. Громков Н. В. Математическая модель и анализ влияния собственных шумов элементов схемы корректирующего канала на выходной сигнал измерительных преобразователей // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Технические науки. 2007. № 4. С. 152—165.

5. Ашанин В. Н., Чувыкин Б. В. Проблемы теории анализа и синтеза интегрирующих преобразователей информации гетерогенной структуры // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Технические науки. 2010. № 1 (13). С. 84—91.

6. Васильев В. А., Громков Н. В., Головяшкин А. Н., Москалёв С. А. Частотные преобразователи для датчиков давления на основе нано- и микроэлектромеханических систем / Под ред. д. т. н., проф. В. А. Васильева. Пенза: Изд-во ПГУ. 2011. 130 с.

7. Васильев В. А., Вергазов И. Р., Громков Н. В., Москалёв С. А. Частотные преобразователи параметров резистивных датчиков для автоматизированных систем контроля // Новые промышленные технологии. 2010. № 1. С. 33—38.

8. Васильев В. А., Вергазов И. Р., Громков Н. В., Москалёв С. А. Датчики давления на основе нано- и микроэлектромеханических систем с частотным выходным сигналом // Открытое образование. М., 2011. № 2. С. 42—45.

9. Vasiliev V. A., Gromkov N. V. Combining integrating scanning frequency converters with pressure sensors // Measurement Techniques. 2012. Vol. 55, N. 8. P. 932–935.

10. Васильев В. А., Громков Н. В. Датчики давления с частотным выходом на основе нано- и микроэлектромеханических систем, устойчивые к воздействию температур // Нано- и микросистемная техника. 2011. № 9. С. 19—24.

11. Патент РФ № 2395060. Частотный преобразователь сигнала разбаланса тензомоста с уменьшенной температурной погрешностью / В. А. Васильев, Н. В. Громков // Бюл. № 20 от 20.07.2010 г.

12.Патент РФ № 2430342. Полупроводниковый датчик давления с частотным выходным сигналом / В. А. Васильев, Н. В. Громков, С. А. Москалев // Бюл. № 27 от 27.09.2011 г. 13. Васильев В. А., Москалев С. А., Ползунов И. В., Шокоров В. А. Полупроводниковые микроэлектромеханические системы современных и перспективных датчиков давления // Нано- и микросистемная техника. 2014. № 11. С. 37—43.

14. Vasil'ev V. A., Gromkov N. V., Kapezin S. V., Chernov P. S., Shcherbakov M. A. Portable hardware-software complex for calibration and verification of pressure sensors // Proceedings. International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON). Omsk State Technical University. Omsk, May 21–23, 2015. IEEE Catalog Number: CFP15794-CDR.

15. Бардин В. А., Васильев В. А., Чернов П. С. Принципы построения и перспективы исследований пьезоактюаторов для нано- и микропозиционирования // Нано- и микросистемная техника. 2015. № 1. С. 37—48.

16. Бардин В. А., Васильев В. А., Громков Н. В. Частотные интегрирующие развертывающие преобразователи и их применение для датчиков и актюаторов // Надежность и качество: тр. Междунар. симп. Пенза, 2015. Т. 2. С. 8–11.

17. Патент РФ № 2396705. Частотный преобразователь сигнала разбаланса тензомоста / В. А. Васильев, Н. В. Громков // Бюл. № 22 от 10.08.2010.

18. Патент РФ № 2406985. Устройство для измерения давления с частотным выходом на основе нано- и микроэлектромеханической системы / В. А. Васильев, Н. В. Громков // Бюл. № 35 от 20.12.2010.

19. Патент РФ № 2398196. Устройство для измерения давления на основе нано- и микроэлектромеханической системы с частотным выходным сигналом / В. А. Васильев, Н. В. Громков // Бюл. № 24 от 20.07.2010.

20. Патент РФ № 2408857. Датчик давления на основе нано- и микроэлектромеханической системы с частотным выходным сигналом / В. А. Васильев, Н. В. Громков // Бюл. № 1 от 10.01.2011.

V. A. Bardin, Ph. D., Leading Engineer, Start Enterprise named after M. V. Protsenko,

V. A. Vasil'ev, D. Sc., Head of Department, opto@bk.ru, N. V. Gromkov, D. Sc., Professor,

A. J. Joao, Postgraduate Student

Pensa State University, Penza 440026, Russian Federation

*Corresponding author:* **Gromkov Nikolay V.**, D.Sc., Professor,, Penza State University, Penza 440026, Russian Federation, e-mail: opto@bk.ru

# Universal ISFC Module and its Integration with Nano- and Microelectromechanical Systems of Sensors and Actuators

Received on July 31, 2016 Accepted on August 22, 2016

An analysis was done of different measuring frequency converters. It was demonstrated that integration of the scanning frequency converters (ISFC) with sensors allowed us to improve performances of the sensors, devices and systems. In many cases ISFC makes it possible to do away with microprocessors. As a result of the analysis of a generalized ISFC structure with a measuring sensor circuit (IC) and analysis of different ISFC circuits the authors suggest a universal ISFC module, which can be used for realization of various types of ISFC circuits. The conversion functions of the above circuits are presented. The authors propose to use the obtained universal ISFC module for development of the control circuits of the self-regulating (self-sensing) piezoactuators and piezo motors. The authors came to conclusion that a universal ISFC module would allow us to expand the electronic component database of microelectronics and apply it for a variety of measurement tasks, for the control and management systems, and it would also be useful in terms of the import substitution.

**Keywords:** universal module, integration scanning frequency converter, ISFC, nano- and microelectromechanical system, N & MEMS, sensor, actuator, resistive sensor, capacitive sensor, piezoelectric actuator

For citation:

Bardin V. A., Vasilyev V. A., Gromkov N. V., Joao A. J. Universal ISFC Module and its Integration with Nano- and Microelectromechanical Systems of Sensors and Actuators, *Nano- i Mikrosistemnaya Tehnika*, 2017, vol. 19, no. 2, pp. 93–104

DOI: 10.17587/nmst.19.93-104

#### Introduction

Among various measuring frequency converters [1-4] the most interesting are the integrating scanning frequency converters (ISFC) [5-9]. They have a number of advantages: invariance to the instability of the power supply sources, high noise resistance during transmission of signals via the wired and wireless communication lines, and linearity; in many cases they do not require complex microprocessor devices and ana-

log-digital converters. Integration of ISFC with nanoand microelectromechanical systems (N&MEMS) of sensors and actuators opens new opportunities for improvement of the characteristics of the devices and control systems, of the control and diagnostics. For example, a combination of ISFC with N&MEMS pressure sensors allows us to reduce a temperature error [10, 11], raise sensitivity [12, 13], simplify calibration [14] and in many cases to do without the microprocessor devices. Application of ISFC together with the piezoelectric actuators [15] opens opportunities for using the elements of the actuator itself as a feedback sensor in the control systems, which allows us to raise the accuracy of positioning [16].

The variety of the problems to be solved each time demands researches for the use of ISFC electric circuits, search for new versions of the circuits and optimization of their parameters. At the same time at the heart of various circuits is the general principle of ISFC, an analysis of which and of the available technical solutions of ISFC can lead to creation of a universal module, allowing us to realize on its basis various ISFC circuits. Such a module in a microelectronic implementation will expand the electronic component base and ensure solution of many problems of measurement, control and management.

In the work the task was set and solved to develop a universal module of ISFC with the optimal set of elements, sufficient for functioning and necessary for various ISFC circuits on its basis.

#### Structure of ISFC universal module

For analysis of the principle of functioning of ISFC (integrating scanning frequency converters) a generalized structural circuit was built with a measuring circuit (MC) of the primary transducer (sensor) (fig. 1). MC can be in the form of a voltage divider or in the form of a bridge (from resistors or condensers, resistors and condensers). ISFC consists of an integrator (INT), a comparing device (comparator) CE (comparison element) and an inverting amplifier (IA). The dotted line shows the negative feedback connections, which are used for a power supply of the primary converters depending on the circuits of connection of ISFC to MC.

As a result of analysis of the generalized structural circuit and the known technical solutions with application of ISFC, research for determination of the optimal parameters and a set of ISFC elements, necessary and sufficient for a stable and efficient functioning, and also for construction of different circuits, a universal module was developed (fig. 2). Its basis can be used for realization of different ISFC measuring systems compatible with N&MEMS sensors and actuators.

The circuit of ISFC universal module incorporates three operational amplifiers OV1, OV2 and OV3, resistors *R*1, *R*2, *R*3 and *R*4, condensers *C*1 and *C*2 (for example, *R*1 = 10 k $\Omega$ , *R*2 = 500 k $\Omega$ , *R*3 = 10 k $\Omega$ , *R*4 = 10 k $\Omega$ , *C*1 = 20 pF, *C*2 = 5 pF), which are connected in the above-mentioned way and placed in a sealed case. OV1 served as the basis for an integrator, OV2 — for a comparator, and OV3 — for an inverting amplifier (for example, with the transmission coefficient *K* = 1, that is *R*3 = *R*4).

Resistor  $R_2$  is used for connection of the universal module to the differential tensoresistive (capacitive) sen-

sor assembled according to the bridge connection circuit, and it serves for setting of the initial frequency  $f_0$ of the output signal at a zero unbalance of the tensobridge (at  $\varepsilon = 0$ ) or at the equality of the capacities of the capacitance divider of the measuring chain.

The correlation of the capacities of condensers C1and C2 determines the jump of the amplitude of the output voltage of the integrator during a change of polarity of the output signal of the universal module (from  $c - U_0$  up to  $+ U_0$ ). At C2 = C1/2 the jump of the amplitude of the output voltage of the integrator is equal to  $2U_0$ . The most optimal correlation is C2 = C1/4, which ensures the maximal linearity of the transformation.

Further we will consider possible and not exhaustive variants of the use of the universal module for construction of various electric circuits of ISFC for a combination with N & MEMS sensors and actuators.

#### ISFC universal module with a resistive sensor

Fig. 3 presents a circuit of connection of a universal module to the resistive sensor (for example, of temperature) — resistor (thermoresistor) R7 through the additional resistor R6 (for example,  $R6 = 200 \text{ k}\Omega$ , or over). Fig. 4 presents the time diagrams illustrating operation of the given circuit. Their upper line reflects the form of the signal at the output of the integrator Uинт (8), while the second and the third ones reflect the forms of the signals at the output of the operational amplifiers OU2 (UBы $X_{10}$ ) and OU3 (UBы $X_{11}$ ), accordingly.

The transformation function for the given connection circuit is defined by the following expression

$$f = \frac{R4R7}{4R3(R6+R7)R1C1}.$$
 (1)

In parallel to resistor R4 of the universal module (see fig. 3) the attached resistor R5 (for example, of the same value, as  $R4 = 10 \text{ k}\Omega$ ) is connected, because of which the voltage on the output of the inverting amplifier on OV3, submitted to the measuring chain from the resistors, is equal to half of the voltage from the comparator output on OV2, and in the formula (1) it is necessary to consider resistance R4 as a parallel connection R4||R5. Condenser S3 (for example, C3 = 30 pF) is also in parallel connected to condenser S1, and in a similar way it is necessary to counter C1 in the formula (1) as C1||C3| = 50 pF).

Fig. 5 presents a diagram of the change of frequency *f* of the output signal (Hz) depending on the change of the resistance of resistor *R* (*R*7) the temperature sensor in the range from 200  $\Omega$  up to 1 k $\Omega$  (at the specified nominal values of the elements of ISFC circuit). By selecting the nominal values of the resistors and condensers in the transformation functions (2) it is possible to receive the necessary parameters of the output signal of ISFC for different sensors in the set range of the measured temperatures.

#### Universal module of ISFC with a capacitive sensor

The circuit of connection of the universal module to the capacitive sensor (of humidity, for example) in the form of condenser S4 is presented in fig. 6. The measuring chain of the sensor also includes condenser S3 and resistor *R*5. Condenser S5 is an additional capacity to integrator *C*1 of the integrator on the operational amplifier OV1. Fig. 7 presents a diagram of dependence of the frequency of the output signal on the changes of the values of capacity (*C*4) of the sensor in the range from 100 up to 101pF (at the following parameters of elements: C3 = 100 pF;  $R5 = 10 \text{ k}\Omega$ ; C5 = 10 pF).

The transformation function of such a circuit of connection of the capacitive sensor in a general case is the following

$$f = \frac{1}{4R_0C2} - \frac{C3 - C4}{4(R1 + R5)C2(C3 + C4)},$$
 (2)

where  $R_0$  — electric resistance of the input resistor ( $R_2$  or  $R_2 + R_6$ ) of the integrator on the operational amplifier OV1, serving for setting of the initial frequency  $f_0$  at the equality of  $C_3 = C_4$ .

## Universal module of ISFC with bridge MC from resistors

The circuit of connection of ISFC universal module to bridge MC of the resistive sensor (for example, the differential sensor of voltage) is presented in fig. 8. The measuring chain of the circuit contains a resistive bridge, for example, from tensoresistors R5-R8 and resistors R9 and R10, connected sequentially with a supply diagonal of the tensobridge to the comparator output on OV2. Additional attached elements are condensers S3 and C4 (for example, C3 = 60 pF and C4 = 25 pF), connected in parallel to condensers S1 and C2 of the universal module, and resistors R11 and R12 (for example, R11 = 90 k $\Omega$  and R12 = 800 k $\Omega$ ), connected consistently with resistors R1 and R2 of the integrator on OV1, accordingly.

Transformation function of the described circuit of connection is defined by the following formula

$$f = \frac{1}{2(1 - \varepsilon_R + 2m)C_{\pi}} \left( \frac{\varepsilon_R}{R_{\mu}} + \frac{(1 + \varepsilon_R + 2n)}{2R_0} \right), \quad (3)$$

where f — frequency of the output signal (Hz);  $\varepsilon_R = \Delta R/R$  — unbalance of the tensobridge; R — resistance of the tensobridge (for example,  $R = 700 \Omega$ );  $R_{\mu}$  — resistance of the integrator (for example,  $R_{\mu} =$   $= R11 + R1 = 90 \ k\Omega + 10 \ k\Omega = 100 \ k\Omega$ );  $R_0$  additional electric resistance of the integrator for setting of the initial frequency of the output signal at a zero unbalance of the tensobridge (for example,  $R0 = R12 + R2 = 800 \text{ k}\Omega + 500 \text{ k}\Omega = 1.3 \text{ M}\Omega$ ); m = R9/R; n = R10/R (for example,  $R9 = R10 = 700 \Omega$ );  $C_{\pi}$  — capacity of the dosing condenser (for example,  $C_{\pi} = C2 + C4 = 5 \text{ pF} + 25 \text{ pF} = 30 \text{ pF}$ ).

Fig. 9 presents a diagram of the dependance of frequency *f* of the output signal of the circuit (see fig. 8) on the unbalance  $\varepsilon_R$  of the resistive bridge (tensobridge) at the selected parameters of the elements. The frequency changes within the range from 2.5 up to 7.5 kHz at the unbalance of the tensobridge  $\varepsilon_R = (-0.01...0.01)$ and is equal to 5 kHz at a zero unbalance of the tensobridge, when  $R5 = R6 = R7 = R8 = R = 700 \Omega$ .

The circuit of connection of the universal module presented in fig. 8 can be also adapted to the capacitive sensors for solving of various problems. It can also be used in self-regulating (self-sensitive) piezoelectric actuators (piezoactuators).

# ISFC universal module with a bridge MC from condensers

Fig. 10 presents the circuit of connection of ISFC universal module to the capacitive sensor of movement in the form of condenser C3, the role of which can be played by piezoelectric actuator. In the circuit of connection there is a capacitive bridge from condensers C3-C6. Each of the condensers of the capacitive bridge can be functionally connected with the measured physical value. Constant resistors R5 and R6 are connected to two opposite shoulders of the capacitive bridge. The power supply of the capacitive bridge is also carried out by two-polar electric voltage of "meander" type of  $\pm U_0$  from the output of comparator on the operational amplifier OV2. Additional resistors R7 and R8 are connected to the diagonal of the power supply of the capacitive bridge, while to the inverting input of the integrator on the operational amplifier OV1 the additional resistor R10 is connected consistently to resistor R2(integrated into the universal module) for setting of the initial frequency at a zero unbalance of the bridge, and additional resistor R9 (resistance of the integrator  $R_{\mu} = R1 + R9$ ) is also connected consistently to resistor R1 (integrated into the universal module). There are additional condensers C7 and C8, connected in parallel to condensers C1 and C2, accordingly

The circuit was developed and investigated for its combination with the piezoactuators. In the electrical sense a piezoactuator is a condenser with an electric capacity, which changes during deformation of the piezoelements. This change can be used in the feedback chain of the electric voltage control system feeding the piezoactuator.

When ISFC is used for determination of the deformation of the piezoactuator by measurement of the capacity, it is necessary to consider the possible influence of the measuring signal on the deformation of the actuator, complexity of interfacing of the high-voltage part of the circuit with the piezoactuator and the measuring electronics, the effect of ageing of the piezoceramics, the speed of operation of the actuator and the load influence.

Concerning the influence of a measuring signal on the deformation of the piezoactuator it is possible to notice, that on frequencies above 1 kHz a delay is observed of operation of piezoceramics. Therefore, a shortterm influence of the control signal from ISFC on a nonresonance frequency of about 10 kHz does not influence the deformation of the piezoactuator. One of the ways of connection of ISFC directly to the piezoactuator is the use of the high-voltage operational amplifiers, for example, PA78 from APEX Microtechnology Co. It is also possible to connect ISFC through the buffer circuits on the high-voltage field transistors. In order to take ageing of the piezoceramics into account (change of the dielectric properties) it is possible to apply autocalibration — to periodically to carry out the maximual travel of the piezoactuator and to correct the frequency of the signal from ISFC in accordance with the received value.

By means of the bridge circuit (fig. 10) the change of capacity of the condenser C3 is transformed into the voltage submitted to the input of the integrator on the operational amplifier OV1. At the output of the universal module a signal of the rectangular form is generated (heteropolar impulses with amplitude  $\pm U_0$ ) of "meander" type and frequency f, proportional to the measured movement. A power supply is also carried out from a two-polar source of the constant electric voltage, which does not demand a special stabilization, because the electric power supply of the capacitive bridge is carried out by the voltage from the output of the operational amplifier OV2, the amplitude of which does not influence frequency f of the output signal of the universal module.

The transformation function of the given connection circuit has the following general view:

$$f = \frac{1}{T_{\rm K}} = \frac{1}{2(1 - \varepsilon_Z + 2m)(C2 + C8)} \times \left(\frac{\varepsilon_Z}{R1 + R9} + \frac{1 + \varepsilon_Z + 2n}{2(R2 + R10)}\right), \tag{4}$$

where  $T_{\rm K}$  — period of fluctuations of the output signal;  $\varepsilon_Z = \Delta Z/Z$  — relative change of the complex resistance Z of the capacitive bridge during the movement (here  $\Delta Z$  — change of the complex resistance); m = R7/Z and n = R8/Z — the coefficients equal to the relation of the resistances R7 and R8 to the complex resistance Z of the capacitive bridge.

From expression (4) it is visible, that at a zero unbalance of the bridge ( $\varepsilon_Z = 0$ ) and equality of the resistances of the additional resistors *R*7 and *R*8 (*n* = *m*) the initial frequency  $f_0$  of the output signal of the converter can be set by means of the values of capacity  $C_{\pi} = C2 + C8$  and resistance  $R_0 = R2 + R10$ , and is defined by the following expression:

$$f_0 = \frac{(1+2n)}{4(1+2m)(C2+C8)(R2+R10)} = \frac{1}{4(R2+R10)(C2+C8)}.$$
 (5)

At an unbalance of the bridge to this or that side a relative change of the complex resistance of the bridge shoulders will change depending on the measured movement. Considering the fact that this value is considerably less than one, it is possible to determine the deviation of frequency  $\Delta f$  of the output signal of the converter

$$\Delta f \approx \frac{\pm \varepsilon_Z}{2(1+2m)(C2+C8)(R2+R10)},$$
 (6)

which can be set and determined more precisely by means of the additional condensers and resistors.

Fig. 11 presents dependence of frequency *f* of the output signal on unbalance of bridge  $\varepsilon_Z$  according to expression (4) in the range  $\varepsilon_Z$  from -0.01 up to +0.01 (relative units), at the following initial data and parameters of the circuit: as *C*3 a monolithic piezoelement was taken of size 16 × 12 × 2 mm from TsTS-19 ceramics with the electrodes on the opposite flat facets (piezoactuator), its capacity in the initial state was equal to 1870 pF, and capacity of the permanent condensers *C*4, *C*5, *C*6 was also equal to 1870 pF; resistance of two resistors *R*5, *R*6 in the opposite shoulders of the bridge were equal to 1 MΩ; the electric resistance of the integrator  $R_{\mu} = R1 + R9 = 50 \text{ k}\Omega$  and  $R_0 = R2 + R10 = 500 \text{ k}\Omega$ ; the capacity of the condenser was  $C_{\mu} = C1 + C7 = 200 \text{ pF}$ ; the resistance of the additional resistors was  $R7 = R8 = 2 \text{ k}\Omega$ .

During supply to the piezoactuator of voltage of 300 V the lengthening of 50  $\mu$ m or 0.3125 %, the capacity of the piezoactuator was equal to 1875.8 pF. To the initial value of the capacity the frequency of 11 309 Hz corresponds, and to the final one — the frequency of 11 445 Hz. Thus, during measurement of the integral values of frequency the range breaks into 136 parts, i.e. the discrete of measurements is 0.368  $\mu$ m and, if we use the tenth shares of Hz, it is possible to break the range into 1360 parts, i.e. the discrete of measurements will be 37 nm.

From fig. 11 it is visible, that frequency of the output signal of unbalance of bridge  $\varepsilon_Z$  changes from 11 173 Hz at  $\varepsilon_Z = -0.01$  up to 11 445 Hz at  $\varepsilon_Z = +0.01$ , equals to 11 309 Hz at  $\varepsilon_Z = 0$  and has a linear character in all the range of unbalance (both in the negative, and in the positive areas). The circuit (see fig. 10) realized with the use of ISFC universal module works at a bi-

laterial unbalance of the bridge (which allows to measure movement to both sides from the initial point), which can be used in the self-regulating (self-sensitive) actuators of nano- and microdisplacements for measurement of compression and lengthening. The self-regulating or self-sensing terms refer to the piezoactuators and piezoengines, which simultaneously implement two functions — of an actuating mechanism (actuator) and of a sensitive element (sensor) in a feedback chain.

#### Conclusion

Thus, as a result of the analysis of a generalized structural circuit of ISFC and research of the technical solutions for devices with application of ISFC, a universal module was developed, allowing us to realize on its basis various circuits of ISFC described in [17-20]. It contains an optimum set of elements, sufficient for functioning and necessary for construction of various circuits of ISFC.

Such a universal module can be implemented in a microelectronic or a hybrid version. Its development expands the electronic component base of the microelectronics and provides solutions to the problems in the conditions of import substitution.

The research demonstrated a possibility of integration (combination) of the universal module not only with N & MEMS of sensors, but also of the piezoelectric actuators. The universal module can be used for development of the circuits for control of self-regulating (self-sensitive) piezoactuators and piezoengines (piezodrives), in which the function of the movement sensor in a feedback chain is carried out by the piezoactuator itself. This simplifies considerably the design of a piezodrive and of the system of precision positioning, raises the reliability, reduces the overall dimensions, allows us to obtain high accuracy of positioning without additional sensors, and to reduce an error from instability of a source of power supply.

#### References

1. Yurish S. Y. Intelligent Digital Pressure Sensors and Transducers Based on Universal Frequency-to-Digital Converter (UFDC-1), Sensors & Transducers Magazine (S & T e-Digest), 2005, vol. 60, Is. 10, pp. 432–438.

2. Ferrari V., Ghisla A., Kov'acs Vajna Zs., Marioli D., Taroni A. ASIC front-end interface with frequency and duty cycle output for resistive-bridge sensors, *Sensors and Actuators* 2007, A. 138, pp. 112–119.

3. Yurish S. Y. Frequency Output Versus Voltage Output Sensors, *Sensors and Transducers & Transducers Magazine (S & T e-Digest)*, 2004, vol. 49, Is. 11, pp. 302–305.

4. **Gromkov N. V.** Matematicheskaya model i analiz vliyaniya sobstvennykh shumov elementov skhemy korrektiruyushchego kanala na vykhodnoy signal izmeritelnykh preobrazovateley, *Izvestiya vysshikh uchebnykh zavedeniy. Povolzhskiy region. Tekhnicheskie nauki*, 2007, no. 4, pp. 152–165 (in Russian). 5. Ashanin V. N., Chuvykin B. V. Problemy teorii analiza i sinteza integri-ruyushchikh preobrazovateley informatsii geterogennoy struktury, *Izvestiya vysshikh uchebnykh zavedeniy. Povolzhskiy region. Tekhnicheskie nauki*, Penza, 2010, no. 1 (13), pp. 84–91 (in Russian).

6. Vasilev V. A., Gromkov N. V., Golovyashkin A. N., Moskalev S. A. Chastotnye preobrazovateli dlya datchikov davleniya na osnove nano- i mikroelektromekhanicheskikh sistem: Pod red. d.t.n., prof. V. A. Vasileva. Penza: Izd-vo PGU, 2011. 130 p. (in Russian).

7. Vasilev V. A., Vergazov I. R., Gromkov N. V., Moskalev S. A. Chastotnye preobrazovateli parametrov rezistivnykh datchikov dlya avtomatizirovannykh sistem kontrolya, *Novye promyshlennye tekhnologii*, 2010, no. 1, pp. 33–38 (in Russian).

8. Vasilev V. A., Vergazov I. R., Gromkov N. V., Moskalev S. A. Datchiki davleniya na osnove nano- i mikroelektromekhanicheskikh sistem s chastotnym vykhodnym signalom, *Otkrytoe obrazovanie*, 2011, no. 2, pp. 42–45 (in Russian).

9. Vasiliev V. A., Gromkov N. V. Combining integrating scanning frequency converters with pressure sensors, *Measurement Techniques*, 2012, vol. 55, no. 8, pp. 932–935.

10. **Vasilev V. A., Gromkov N. V.** Datchiki davleniya s chastotnym vykhodom na osnove nano- i mikroelektromekhanicheskikh sistem, ustoychivye k vozdeystviyu temperatur, *Nanoi mikrosistemnaya tekhnika*, 2011, no. 9, pp. 19–24 (in Russian).

11. **Patent RF** No 2395060 Chastotnyy preobrazovatel signala razbalansa tenzomosta s umenshennoy temperaturnoy pogreshnostyu. V. A. Vasilev, N. V. Gromkov, *Byul. no. 20 ot 20.07.2010* (in Russian).

12. **Patent RF** No 2430342 Poluprovodnikovyy datchik davleniya s chastotnym vykhodnym signalom. V. A. Vasilev, N. V. Gromkov, S. A. Moskalev, *Byul. no. 27 ot 27.09.2011* (in Russian).

13. Vasilev V. A., Moskalev S. A., Polzunov I. V., Shokorov V. A. Poluprovodnikovye mikroelektromekhanicheskie sistemy sovremennykh i perspektivnykh datchikov davleniya, *Nanoi mikrosistemnaya tekhnika*, 2014, no. 11, pp. 37–43 (in Russian).

14. Vasil'ev V. A., Gromkov N. V., Kapezin S. V., Chernov P. S., Shcherbakov M. A. Portable hardware-software complex for calibration and verification of pressure sensors // Proceedings. 2015 *International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON)*. Omsk: Omsk State Technical University. Russia, Omsk, May 21–23, 2015. IEEE Catalog Number: CFP15794-CDR.

15. **Bardin V. A., Vasilev V. A., Chernov P. S.** Printsi py postroeniya i perspektivy issledovaniy pezoaktyuatorov dlya nano- i mikropozitsionirovaniya, *Nano- i mikrosistemnaya tekhnika*, 2015, no. 1, pp. 37–48 (in Russian).

16. **Bardin V. A., Vasilev V. A., Gromkov N. V.** Chastotnye integriruyushchie razvertyvayushchie preobrazovateli i ikh primenenie dlya datchikov i aktyuatorov, *Nadezhnost i kachestvo: tr. Mezhdunar. simp.* Penza, 2015, vol. 2, pp. 8–11 (in Russian).

17. **Patent RF** No 2396705 Chastotnyy preobrazovatel signala razbalansa tenzomosta. V. A. Vasilev, N. V. Gromkov, *Byul. no. 22 ot 10.08.2010* (in Russian).

18. **Patent RF** No 2406985 Ustroystvo dlya izmereniya davleniya s chastotnym vykhodom na osnove nano- i mikroelektromekhanicheskoy sistemy. V. A. Vasilev, N. V. Gromkov, *Byul. no. 35 ot 20.12.2010* (in Russian).

19. **Patent RF** No 2398196 Ustroystvo dlya izmereniya davleniya na osnove nano- i mikroelektromekhanicheskoy sistemy s chastotnym vykhodnym signalom. V. A. Vasilev, N. V. Gromkov, *Byul. no. 24 ot 20.07.2010* (in Russian).

20. **Patent RF** No 2408857 Datchik davleniya na osnove nano- i mikroelektromekhanicheskoy sistemy s chastotnym vykhodnym signalom. V. A. Vasilev, N. V. Gromkov, *Byul. no. 1 ot 10.01.2011* (in Russian). С. А. Жукова<sup>1</sup>, канд. техн. наук., нач. комплекса,

**В. Е. Турков**<sup>1</sup>, канд. физ.-мат. наук, нач. центра — зам. ген. директора,

С. А. Демин<sup>1</sup>, нач. лаборатории, Ю. С. Четверов<sup>2</sup>, канд. техн. наук. нач. отделения,

А. А. Солодков<sup>2</sup>, канд. техн. наук., зам. ген. директора,

<sup>1</sup> Государственный научный центр Российской Федерации, федеральное государственное унитарное предприятие "Центральный научно-исследовательский институт химии и механики", г. Москва

<sup>2</sup> Открытое акционерное общество "Центральный научно-исследовательский институт "Циклон", г. Москва, e-mail: szh17@yandex.ru

### ЧУВСТВИТЕЛЬНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ ИНФРАКРАСНЫХ СИСТЕМ ТЕХНИЧЕСКОГО ЗРЕНИЯ НА ОСНОВЕ МИКРОБОЛОМЕТРИЧЕСКИХ МАТРИЦ ФОРМАТА 640 × 480 ПИКСЕЛЕЙ

#### Поступила в редакцию 22.06.2016

Целью настоящей работы являлось создание научно-технического задела по изготовлению российской микроболометрической матрицы формата 640 × 480 пикселей с шагом 25 мкм с использованием новых технических решений и нанотехнологий, позволяющих достичь высокой чувствительности, для импортозамещения основного компонента систем инфракрасного технического зрения.

Одним из направлений совершенствования микроболометрических детекторов является повышение быстродействия пикселя и создание конструкции пикселя, имеющего высокий однородный коэффициент поглощения ИК-излучения в области 8...14 мкм при снижении теплоемкости конструкции и, как следствие, увеличение быстродействия и чувствительности прибора.

Разработанная конструкция пикселя была реализована в ФГУП "ЦНИИХМ" совместно с ОАО "ЦНИИ "Циклон". Определены, разработаны и оптимизированы критические технологические процессы. Методом поверхностной микрообработки МЭМС были изготовлены образцы микроболометрических матриц диапазона 8...14 мкм форматом 640×480 точек с размером пикселя 25 × 25 мкм.

**Ключевые слова:** микроболометрическая матрица, тепловизор, МЭМС, жертвенный слой, ИК-детектор, оксид ванадия, терморезистивный слой, поверхностная микрообработка, пиксель

Крупнейшие производители и потребители ИК-детекторов в настоящее время отдают предпочтение конструкциям типа матричных неохлаждаемых массивов детектирующих элементов (микроболометрических матриц), чувствительных в диапазоне длин волн 8...14 мкм. Основными преимуществами таких детекторов являются малая масса, надежность, низкая стоимость, нормальные рабочие температуры, совместимость технологии их изготовления с базовыми технологиями микроэлектроники. Микроболометрические матрицы предназначены для использования в качестве основных сенсорных элементов систем инфракрасного технического зрения: систем обнаружения, распознавания, идентификации, захвата и сопровождения целей, пассивных инфракрасных головок самонаведения, оптико-локационных станций, теплопеленгаторов, биноклей и очков ночного видения, тепловизионных прицелов и прицельных комплексов боевой техники [1].

Ключевыми параметрами микроболометрических матриц являются чувствительность, разрешение и отношение сигнал—шум. При одинаковой разрешающей способности пикселей матрица большего формата позволяет захватить большую область обзора с наименьшими искажениями, поэтому увеличение формата и уменьшение размера пикселя являются основными векторами развития микроболометрической техники. Пиксель — единичный элемент, неделимый объект светочувствительной матрицы. Совокупность пикселей (матрица) формирует изображение. Шаг пикселей — это расстояние между двумя идентичными точками рядом расположенных пикселей. Шаг может быть по оси *x* и по оси *y*, так как микроболометрическая матрица двумерна с точки зрения формирования изображений.

Производство микроболометрических матриц это очень высокотехнологичный и дорогостоящий процесс, в мире существует немного компаний, которые способны их производить. На данном этапе большинство разработок по изготовлению неохлаждаемых фотоприемных устройств выполнено зарубежными компаниями. Лидерами являются США (компании Flir Systems, Raytheon, UTC Aerospace Systems) и Израиль (фирма SemiConductor Devices). Из европейских производителей самой известной является французская фирма Sofradir и ее дочерняя компания Ulis. Отечественная промышленность сильно отстает от зарубежных фирм в этой области. В настоящее время выпускаются неохлаждаемые фотоприемные устройства фор-



Рис. 1. Мостиковая (а) и пленочная (b) структуры терморезистивных тонкопленочных микроболометров, изготавливаемых по кремниевой технологии МЭМС [13]

Fig. 1. Bridge (a) and film (b) structures of the thermoresistive thin-film microbolometers, manufactured by MEMS silicon technology [13]

матов  $160 \times 120$  и  $320 \times 240$  с шагом  $51 \times 51$  мкм [2, 3], тогда как зарубежные производители уверенно представляют на рынке матрицы форматов  $640 \times 480$  пикселей и более с шагом пикселей 25 и 17 мкм [4—12], широко используемые отечественными разработчиками и производителями аппаратуры.

Целью настоящей работы являлось создание научно-технического задела по изготовлению российской микроболометрической матрицы формата 640 × 480 пикселей с шагом 25 мкм с использованием новых технических решений и нанотехнологий, позволяющих достичь высокой чувствительности, для импортозамещения основного компонента систем инфракрасного технического зрения.

За основу (прототип) настоящей разработки были приняты разработанные фирмой *Honeywell* в конце 1980-х годов прошлого века мостиковая и пленочная структуры терморезистивных тонкопленочных микроболометров на основе оксидов ванадия, схематически показанные на рис. 1 и 2 [13—15]. Чувствительный мембранный элемент, подвешенный над электронной схемой на кремниевой пластине, полученной по технологии КМОП (комплементарный металлоксид-полупроводник) процесса, изготавливали методами объемных или поверхностных микрообработок с использованием жертвенных слоев. При этом соединительный проводник, поддерживающий чувствительный элемент и свя-



Рис. 2. Схема мостиковой структуры микроболометра фирмы Honeywell [15]

Fig. 2. Circuit of the bridge structure of a microbolometer from Honeywell Co. [15]

зывающий его с электронной схемой, должен был сочетать высокое термосопротивление с электропроводностью и механической устойчивостью структуры, в том числе к ударным нагрузкам.

В качестве терморезистивного элемента использовали слой поликристаллического оксида ванадия толщиной порядка 0,5 мкм, который помещали между двумя слоями мостиковой структуры (мембраны) в ее центре. Мостиковую мембрану и две узкие ножки, поддерживающие ее над поверхностью кремниевой подложки на высоте около 2 мкм, изготавливали из двух слоев нитрида кремния толщиной 0,5 мкм с низкой теплопроводностью. На ножки напыляли тонкий слой алюминия для обеспечения электрического контакта мостиковой структуры с электронной схемой, представляющей собой биполярный усилитель входного сигнала, изготавливаемый по БиКМОП-технологии (с использованием биполярных и КМОП-транзисторов). На поверхность кремниевой подложки под мостиковой мембраной напыляли отражающий слой алюминия для повышения степени поглощения прошедшего ИК-излучения активным слоем. Максимальная эффективность такого поглощения обеспечивается при расстоянии между поглощающим и отражающим слоями, равном 1/4 длины падающего излучения  $\lambda_p$ , и определяется соотношением

$$nt = \frac{(2k+1)\lambda_p}{4}, \qquad (1.1)$$

где n — показатель преломления среды, t — расстояние между слоями, k — порядок резонансной моды. При n = 1 (вакуум), t = 2,5 мкм и k = 0,  $\lambda_p = 10$  мкм. Матрица микроболометров помещается в вакуумплотный корпус и находится под давлением порядка  $10^{-5}...10^{-6}$  Па.

Одним из направлений совершенствования микроболометрических детекторов является повышение быстродействия пикселя и создание конструкции пикселя, имеющего высокий однородный коэффициент поглощения ИК-излучения в области 8...14 мкм при снижении теплоемкости конструкции и, как следствие, увеличение быстродействия и чувствительности прибора.

В работе представлены результаты разработки и реализации нового конструктивного варианта пикселя микроболометра, основным отличием от аналогичных известных конструкций которого является использование тонких пленок тантала в качестве поглощающего материала [16]. Это позволяет уменьшить толщины составляющих слоев и увеличить коэффициент поглощения пикселя за счет снижения теплоемкости. Для обеспечения корректного построения изображения микроболометрическим детектором необходимо также иметь минимальную неоднородность поглощения пикселя по всему спектральному диапазону. Под понятием "неоднородность поглощения" подразумевается отношение разности между максимальным и минимальным значениями к среднему значению коэффициента поглощения в заданном спектральном диапазоне. В этом случае искажение изображения за счет неоднородности поглощения по спектральному диапазону будет минимальным. Использование предлагаемых материалов и толщин слоев, составляющих пиксель, позволяет увеличить и достичь равномерности поглощения в спектральном диапазоне 8...14 мкм и повысить чувствительность.

Микроболометрический детектор представляет собой массив пикселей (рис. 3, см. третью сторону обложки), размещенных на подложке, в которой сформирована схема управления и считывания показаний пикселей. Пиксель представляет собой мембрану, подвешенную на ножках над подложкой. Под мембраной расположен отражатель. Мембрана содержит три структурных слоя из нитрида кремния, слой, детектирующий излучение из оксида ванадия, и поглощающий падающее ИК излучение тонкий слой тантала. Толщина слоя нитрида кремния не превышает 210 нм, толщина слоя оксида ванадия не превышает 170 нм, толщина поглощающего слоя из тантала составляет 3...20 нм, толщина отражателя, который изготавливается из золота или алюминия, не превышает 100 нм. Мембрана подвешена над отражателем с зазором 2,2...2,8 мкм. Для предотвращения потерь теплоты за счет теплопроводности окружающего газа, массив пикселей вакуумируется и герметизируется в корпусе, который имеет окно, прозрачное для детектируемого излучения.

Микроболометрический детектор работает следующим образом: ИК излучение, падающее на поверхность мембраны, поглощается тонким слоем тантала и слоями нитрида кремния, которые нагреваются вместе со слоем оксида ванадия (рис. 3, см. третью сторону обложки). При увеличении температуры мембраны сопротивление детектирующего слоя оксида ванадия уменьшается, причем, чем больше скорость нагрева пикселя, тем больше его чувствительность при одинаковых временах. Изменяющееся сопротивление детектирующего слоя фиксируется системой считывания, которая периодически считывает значения сопротивления пикселей. При прерывании излучения пиксель охлаждается за счет отвода теплоты через ножки.

Пленка тантала при использовании отражателя, расположенного с зазором 2,5 мкм, формирует широкий пик поглощения с максимумом в диапазоне 8...9 мкм. Нитрид кремния, входящий в состав мембраны, поглощает ИК излучение в диапазоне длин волн 9...13,5 мкм [17] и при использовании отражателя, расположенного с зазором около 2,5 мкм, формирует пик поглощения с максимумом в диапазоне длин волн 11...13 мкм. Толщины пленок определяют абсолютное значение коэффициента поглощения, а значение зазора — положение максимумов пиков поглощения. Таким образом, изменение толщины составляющих слоев мембраны и зазора между мембраной и отражателем определяют поглощение микроболометрического детектора.

Уменьшение теплоемкости нагреваемой мембраны пикселя возможно за счет уменьшения геометрических размеров пикселей и уменьшения толщины составляющих слоев. Уменьшение размеров пикселя ограничено технологическими возможностями изготовления, а снижение толщины составных элементов — падением коэффициента поглощения мембраны.

На рис. 4 представлены спектры поглощения и временные диаграммы нагрева-охлаждения пикселя, из которых видно, что снижение толщины слоев приводит к увеличению температуры пикселя в 3 раза с соответственным увеличением чувствительности болометра, при сохранении его динамических характеристик. Использование тонкой пленки тантала в качестве поглощающего материала позволило снизить неоднородность внутри спектрального диапазона.

Экспериментально получено, что использование пленок тантала толщиной менее 3 нм нецелесообразно вследствие снижения значения и повышения неоднородности коэффициента поглощения. При толщине пленки тантала более 20 нм, и применении пленок нитрида кремния толщиной более 210 нм возрастает неоднородность коэффициента поглощения и снижается быстродействие пикселя. Толщина оксида ванадия также ограничена возрастающей теплоемкостью мембраны пикселя.

При изготовлении микроболометрического детектора использовали хорошо известные в микроэлектронике операции последовательного нанесения покрытий, фотолитографии и травления, основные положения которых представлены в работах [18—24].



Рис. 4. Спектр поглощения (*a*) и время нагрева-охлаждения (*b*) пикселей прототипа [15] (1) и разработанной конструкции (2) Fig. 4. Spectrum of absorption (*a*) and heating-cooling time (*b*) of the prototype pixels [15] (1) and the developed design (2)

В НИЦ нанотехнологий ФГУП "ЦНИИХМ" создана технологическая линия по разработке и изготовлению миниатюрных микроэлектромеханических систем (МЭМС) (рис. 5, см. третью сторону обложки). Линия размещена на 840 м<sup>2</sup>, состоит из чистых производственных помещений класса ISO 5-8. Отличительным признаком созданной технологической линии является ее высокая универсальность и гибкость. Оборудование позволяет обрабатывать пластины диаметром от 25 до 150 мм и нестандартные, вписывающиеся в диаметр 150 мм. Созданная технологическая линия в настоящее время позволяет изготавливать объемные микроструктуры МЭМС. В том числе имеются все технологические процессы для изготовления микроболометрических матриц. Имеется материаловедческо-технологический задел по изготовлению структур как на твердых, так и на гибких подложках. Линия оснащена литографическим, ионно-вакуумным, плазменным и измерительным оборудованием ведущих мировых производителей (SUSS, EVG, Sawatec, Carl Zeiss, Load Point и др.). Минимальный размер микроэлементов, формируемых на линии, составляет 0,6 мкм, а наноэлементов — 10 нм на площади 1 см<sup>2</sup>.

ФГУП "ЦНИИХМ" совместно с ОАО "ЦНИИ "Циклон" была разработана технология изготовления чувствительных элементов микроболометрических матриц способом поверхностной микрообработки МЭМС [18]. Определены, разработаны и оптимизированы критические технологические процессы. Разработанные технологии и процессы обеспечивают создание структур на уровне лучших мировых МЭМС-производств (минимальный размер элементов 0,5 мкм, точность воспроизведения рисунка 10 нм, точность совмещения 20 нм, однородность нанесения слоев по пластине диаметром 150 мм 0,6...1,2 %, степень деформации мостика не более 0,1 %). Оптимизирована технология формирования терморезистивного слоя. Температурный коэффициент сопротивления составил 1,7...2,1 %.

В соответствии с технологическим процессом реализована следующая последовательность операций:

- на поверхность предварительно изготовленной пластины с электронной подсистемой наносят жертвенный слой — слой полиимида, толщина которого после процесса имидизации равна высоте резонансного зазора, одновременно слой полиимида играет роль планаризующего покрытия;
- осуществляют травление полиимида с использованием защитной маски; при получении защитной маски для травления полиимида применяют металлы или диэлектрики типа оксида кремния, оксида алюминия или нитрида кремния;
- формируют нитрид кремния толщиной 150 нм;
- вскрывают контактные окна в нитриде кремния до металла контактов, при этом используется травление через фоторезистивную маску;
- для формирования контактов напыляют металл — нихром толщиной 60 нм с последующим травлением через фоторезистивную маску;
- в качестве терморезистивного слоя использован оксид ванадия, напыляемый с мишени ванадия методом реактивного нанесения в кислородной плазме с магнетрона, топологический рисунок выполняется методом фотолитографии;
- на оксид ванадия наносят последовательно следующие слои: нитрид кремния толщиной 50 нм, тантала 7 нм, нитрид кремния 30 нм с последующим травлением многослойной структуры через фоторезистивную маску плазмохимическим методом. Далее проводят травление жертвенного слоя через нитридную маску в кислородной плазме при одновременном стравливании фоторезиста с поверхности нитрида кремния.

По указанной технологии были получены образцы микроболометрических матриц диапазона

Характеристики матричных термодетекторов (неохлаждаемых массивов термодетектирующих элементов в фокальной плоскости, IRFPA), изготавливаемых по технологии МЭМС и предлагаемых и разрабатываемых (R&D) основными производителями, для ИК спектральной области 8...14 мкм и рабочей температуры около 300 К (NETD — минимальная эквивалентная шуму разность температур) Characteristics of the foreign analogs and the developed samples

Производитель/страна, веб сайт Producer/country, website	Размер (число пикселей) Size (number of pixels)	Размер пикселя, мкм Size of a pixel, micrometers	Тип/материал детектора Type/material of detector	NETD, мК (F = 1, 2060 Гц) NETD, mK (F = 1, 2060 Hz)
BAE Systems/CША [4] BAE Systems/USA [4] ULIS/Франция [5] ULIS/France [5]	320×240—640×480 160×120—640×480 /R&D 1024×768	$28 \times 28$ $17 \times 17$ $17 \times 17$ $25 \times 25 - 50 \times 50$	Терморезистивный/VO <sub>x</sub> <i>Thermoresistive/VO<sub>x</sub></i> Терморезистивный/аморфный кремний	3050 50 35100
NEC/Япония [6] <i>NEC/Japan</i> [6]	320×240	23,5×23,5	Thermoresistive/amorphous silicon Терморезистивный/VO <sub>x</sub> Thermoresistive/VO <sub>x</sub>	75
SCD/Israel [7] SCD/Israel [7]	384×288 1920×1536	17×17 25×25	Терморезистивный/VO <sub>x</sub> Thermoresistive/VO <sub>x</sub>	50
FLIR Systems/CIIIA [8] FLIR Systems/USA [8]	160×120—640×480, 512	25×25 17×17	Терморезистивный/VO <sub><math>x</math></sub> Thermoresistive/VO <sub><math>x</math></sub>	35
DRS Technologies/CIIIA [9] DRS Technologies/USA [9]	1024×768	25×25 17×17	Терморезистивный/VO <sub>x</sub> Thermoresistive/VO <sub>x</sub>	35 50
L-3/США [10] <i>L-3/USA</i> [10]	320 × 240 160 × 120—320 × 240	37,5×37,5 30×30	Терморезистивный/VO <sub>x</sub> Терморезистивный/аморфный кремний <i>Thermoresistive/VO<sub>x</sub></i>	50 50
ФГУП «ЦНИИХМ»/ ОАО «ЦНИИ «Циклон» TsNIIKhM/Cyclone Co.	160×120—640×480	25×25	Терморезистивный/VO <sub><math>x</math></sub> <i>Thermoresistive/VO<sub><math>x</math></sub></i>	5070

8...14 мкм форматом 640 × 480 точек с размером пикселя 25 × 25 мкм (рис. 6, см. третью сторону обложки). Характеристики зарубежных аналогов и созданных образцов представлены в таблице.

Таким образом, разработана конструкция пикселя микроболометрического детектора, основным отличием от аналогичных известных конструкций которого является использование нанотолщинных пленок тантала в качестве поглощающего материала, что позволяет уменьшить толщины составляющих слоев, увеличить быстродействие за счет снижения теплоемкости и увеличить коэффициент поглощения пикселя. Разработанная технология позволяет изготавливать на базе технологической линии нано- и микроэлектромеханических систем НИЦ нанотехнологий ФГУП "ЦНИИХМ" микроболометрические матрицы с минимальным размером единичного элемента 25 × 25 мкм максимальным форматом 640 × 480 пикселей.

#### Список литературы

1. Сысоева С. Датчики. Актуальные технологии и применение датчиков автомобильных систем активной безопасности. Часть 4. Инфракрасные тепловые камеры // Компоненты и технологии. 2006. № 11. С. 9—18.

2. Алиев В. Ш., Демьяненко М. А., Есаев Д. Г., Марчишин И. В., Овсюк В. Н., Фомин Б. И. Неохлаждаемое микроболометрическое фотоприемное устройство формата 320 × 240 на основе оксида ванадия, полученного методом реактивного ионно-лучевого распыления // Успехи прикладной физики. 2013. Т. 1, № 4. С. 471–476. 3. Демьяненко М. А., Фомин Б. И., Васильев Л. Л., Марчишин И. В., Есаев Д. Г., Овсюк В. Н., Дшхунян В. Л., Волков С. А., Володин Е. Б., Ермолов А. В., Усов П. П., Чесноков В. П., Четверов Ю. С., Кудрявцев А. П., Здобников А. Е., Игнатов А. А. Неохлаждаемое микроболометрическое фотоприемное устройство формата 320 × 240 на основе золь-гель VO<sub>x</sub> // Прикладная физика. 2010. № 4. С. 124—130.

4. Матричный термодетектор фирмы BAE Systems, США. URL: http://www.baesystems.com.

5. Матричный термодетектор фирмы ULIS, Франция. URL: http://www.ulis-ir.com.

6. Микроболометр фирмы NEC, Япония. URL: http://www.nec.com.

7. Микроболометр фирмы SCD, Израиль. URL: http://www.scd.co.il.

8. Микроболометр фирмы FLIR Systems, США. URL: http://www.flir.com.

9. Микроболометр фирмы DRS Technologies, США. URL: http://www.drs.com.

10. **Микроболометр** фирмы L-3, США. URL: http://www.insighttechnology.com.

11. Bhan R. K., Saxena R. S., Jalwania C. R., Lomash S. K. Uncooled Infrared Microbolometer Arrays and their Characterisation Techniques // Defence Science Journal. November 2009. Vol. 59, N. 6. P. 580–589.

12. Niklaus F., Jansson C., Decharat A., Kallhammer J., Pettersson H., Stremme G. Uncooled Infrared Bolometer Arrays Operating in a Low to Medium Vacuum Atmosphere: Performance Model and Tradeoffs // SPIE conference Infrared Technology and Applications XXXIII, 2007, Orlando, USA.

13. Liddiard K. C. Thin Film Monolithic Detector Arrays for Uncooled Thermal Imaging // Infrared Imaging Systems: Design, Analysis, Modeling, and Testing IV, Orlando, FL. Proceedings of SPIE. 1993. Vol. 1969. P. 206–216.

14. Wood R. A. Electron Devices Meeting // Technical Digest. San Diego, CA. IEDM'93. 1993. P. 175–177.

15. Wood R. A., Han C. J., Kruse P. W. Integrated Uncooled IR Detector Imaging Arrays // Proceedings of IEEE Solid State Sensor and Actuator Workshop. Hilton Head Island, SA. June 1992. P. 132–135.

16. Демин С. А., Жукова С. А., Турков В. Е., Трошин Б. В. Быстродействующий широкодиапазонный инфракрасный микроболометрический детектор. Патент RU 2574524 С1 от 10.02.2016 г.

17. **Карзанов В. В.** Изменения свойств ионно-синтезированной гетеросистемы SixNy-Si в результате термических и ионно-лучевых обработок // Физика и техника полупроводников. 2002. Т. 36, вып. 9. С. 1060—1064.

18. Жукова С. А., Обижаев Д. Ю., Турков В. Е., Рискин Д. Д., Кудрявцев П. Н., Четверов Ю. С. Особенности технологии изготовления высокочувствительных неохлаждаемых микроболометрических матриц // Нано- и микросистемная техника. 2014. № 5. С. 41—47.

19. Обижаев Д. Ю., Жукова С. А., Бабаевский П. Г., Четверов Ю. С. Свойства и структура нанотолщинных слоев нитрида кремния, формируемых на поверхности полиимида низкотемпературным плазмохимическим синтезом // Нано- и микросистемная техника. 2009. № 9. С. 14—20.

20. Жукова С. А., Обижаев Д. Ю., Жуков А. А., Бабаевский П. Г. Закономерности плазмохимического травления полиимидных "жертвенных" слоев в нано- и микроразмерных зазорах // Нано- и микросистемная техника. 2007. № 9. С. 20—25.

21. Жуков А. А., Жукова С. А., Четверов Ю. С., Бабаевский П. Г. Плазмохимические обработки полиимидных "жертвенных" слоев в технологии микроболометров // Прикладная физика. 2005. № 6. С. 154—159.

22. Zhukov A. A., Zhukova S. A., Tchetverov Y. S., Babaevsky P. G. Plasma and Chemical Treatments of Polyimide "Sacrificial" Layers in Processing of Microbolometrs // Proceedings of SPIE, USA, Washington. 2005. Vol. 5834. P. 282–288.

23. **Rogalski A.** Infrared detectors / 2nd ed. Taylor and Francis Group, LLC, 2011. 849 p.

24. Lindroos V. K., Tilli M., Lehto A., Motorka T. Handbook of Silicon Based MEMS Materials and Technologies, William Andrew Publishing, Norwich, NY, 2008. 672 p.

S. A. Zhukova, Ph. D., Head of the Complex, V. E. Turkov, Ph. D., Head of the Center, Deputy Director General, S. A. Demin, Head of Laboratory,

Central Research Institute of Chemistry and Mechanics named after D. I. Mendeleyev, Moscow, **Y. S. Chetverov,** Ph. D., Head of Section, **A. A. Solodkov,** Ph. D., Deputy Director General, szh17@yandex.ru, Cyclone Central Research Institute, Moscow, szh17@yandex.ru

Corresponding author:

**Zhukova Svetlana A.**, Head of the Complex, Cyclone Central Research Institute, Moscow, 107497, Russian Federation, e-mail: szh17@yandex.ru

### Sensitive Elements for the Infrared Machine Vision Systems Based on Microbolometer Matrices of 640 × 480 Pixel Format

Received on June 22, 2016 Accepted on July 29, 2016

Manufacture of modern Russian uncooled microbolometer matrices with characteristics comparable with the foreign analogues is an urgent issue, because they constitute the main sensitive element, characteristics of which determine performance of the infrared machine vision systems: target detection, acquisition and tracking systems, passive infrared missile homing guidance, optical location stations, heat source direction finding systems, night vision binoculars and goggles, thermal imaging sights and sighting systems for military equipment.

The aim of the present work is to provide a technological foundation for production of uncooled microbolometer matrices with  $640 \times 480$  pixel format and 25  $\mu$ m pixel size employing innovative technological solutions and nanotechnologies allowing us to achieve high sensitivity of the microbolometers in order to ensure import substitution for the main component of the infrared machine vision systems.

One of the directions in development of microbolometers is improvement of the operating speed of a pixel and elaboration of a pixel design characterized by high values of IR absorption and absorption uniformity in the  $8-14 \mu m$  spectral band and decreased thermal capacity, resulting in an increase of the microbolometer sensitivity and speed of response.

This paper presents a new configuration of the microbolometer pixel with a tantalum thin film used as an IR absorbing layer with high value of IR absorption (98%) and low absorption non-uniformity (2.5%). It was discovered that a reduction of the pixel layers' thicknesses causes a threefold increase of the microbolometer sensitivity, with the dynamic range remaining constant.

The pixel design was realized by TsNIIKhM in collaboration with Cyclone Central Research Institute. Critically important technological processes were developed and optimized. Surface micromachining processes were used to obtain the prototypes of the microbolometer matrices with a 25  $\mu$ m pixel pitch and a 640  $\times$  480 pixel format for the 8–14  $\mu$ m spectral range.

Keywords: microbolometer matrix, infrared imager, MEMS, sacrificial layer, IR detector, vanadium oxide, thermoresistive layer, surface micromachining, pixel

For citation:

**Zhukova S. A., Turkov V. E., Demin S. A., Chetverov Y. S., Solodkov A. A.** Sensitive Elements for the Infrared Machine Vision Systems Based on Microbolometer Matrices of 640×480 Pixel Format, *Nano- i Mikrosistemnaya Tehnika*, 2017, vol. 19, no. 2, pp. 105–114.

DOI: 10.17587/nmst.19.105-114

The major manufacturers and consumers of the infra-red detectors prefer the designs of the matrix uncooled arrays of the detecting elements (microbolometer matrices), sensitive in the wavelength range of  $8...14 \mu m$ . The main advantages of the detectors are small weight, reliability, low cost, normal working temperatures, and compatibility of their productions with the basic microelectronic technologies. The microbolometer matrices are intended for use as the basic sensor elements of IR technical sights: systems of detection, recognition, identification, capture and target tracking, passive IR homing heads, optical-location stations, thermal finders, field-glasses and night vision glasses, thermal image sights and sighting devices for weapons [1].

The key parameters of such matrices are sensitivity, resolution and signal-noise ratio. At an identical resolution of the pixels a matrix of a bigger format allows to grasp a larger area of the view with the least distortions, therefore, an increase of the format and reduction of the size of a pixel are the basic vectors for development of the microbolometer technologies. A pixel is an individual element, an indivisible object of a photosensitive matrix. A set of pixels forms an image. A pitch of the pixels is the distance between two identical points of the closely located pixels. The pitch can be on axis x and on axis y, because a microbolometer matrix is 2-dimentional from the point of view of formation of images.

Production of the microbolometer matrices is a hitech and expensive process, only few companies are capable to manufacture them. Most of the uncooled photodetector productions are based on the technologies developed by foreign companies. The leaders are USA (Flir Systems, Raytheon, UTC Aerospace Systems) and Israel (SemiConductor Devices). The most well-known European companies are Sofradir and Ulis, its affiliated company. The domestic industry lags far behind the foreign companies in this area. It produces uncooled photodetectors of  $160 \times 120$  and  $320 \times 240$  formats with a pitch of  $51 \times 51 \,\mu m$  [2, 3], whereas the foreign manufacturers offer to the market the matrices of  $640 \times 480$  pixel formats and over, with a pixel pitch of 25 and 17  $\mu$ m [4–12], which are widely used by the domestic developers and equipment manufacturers.

The aim of the work is creation of a scientific and technical basis for manufacture of Russian microbolometer matrices of  $640 \times 480$  pixel format with a pitch of 25  $\mu$ m, employing new solutions and nanotechnologies, allowing us to reach high sensitivity and to ensure import substitution for the basic IR components in the technical vision.

As a prototype the authors accepted the bridge and film structures of the thermoresistive thin-film microbolometers on the basis of vanadium oxides developed by Honeywell Co. in late 1980s (fig. 1 and 2) [13–15]. The sensitive membrane element suspended over the electronic circuit on a silicon plate, received by CMOS (metal-oxide semiconductor) technology, was manu-

factured by volume or surface microprocessing with the use of the sacrificial layers. The connecting conductor, which supported the sensitive element and connected it with the electronic circuit, was supposed to combine a high thermoresistance with electroconductivity and mechanical stability, including resistance to shocks.

As a thermoresistive element, a layer of the polycrystalline vanadium oxide was used with thickness of about 0.5 µm, which was placed between two layers of the bridge membrane in its centre. The bridge membrane and two narrow legs, supporting it over the surface of the silicon substrate at the height of about  $2 \mu m$ , were made of two layers of silicon nitride with thickness of 0.5 µm and with low heat conductivity. A thin layer of aluminum was sprayed on the legs to ensure an electric contact of the bridge structure with the electronic circuit, which was a bipolar amplifier of the input signal, made by CMOS technology (with the use of bipolar and CMOS transistors). A reflecting layer of aluminum was sprayed on the surface of the silicon substrate under the bridge membrane in order to increase the absorption of the IR radiation by the active layer. The peak efficiency of the absorption is ensured at the distance between the absorbing and reflecting layers equal to 1/4 of the length of the falling radiation  $\lambda_n$ , and it is defined by the following correlation

$$nt = \frac{(2k+1)\lambda_p}{4},\tag{1.1}$$

where n — indicator of refraction of the environment; t — distance between the layers; k — order of the resonant mode. At n = 1 (vacuum),  $t = 2.5 \ \mu\text{m}$  and k = 0  $\lambda_p = 10 \ \mu\text{m}$ . The matrix of the microbolometers is located in a vacuum-tight case and is under the pressure of about  $10^{-5}...10^{-6}$  Pa.

One of the ways for improvement of the microbolometer detectors is an increase of the pixel speed and development of a pixel design of a highly homogeneous coefficient of absorption of IR radiation in the range of  $8-14 \mu m$ , at a decrease of the thermal capacity of the design and increase of the speed and sensitivity of the device.

The work presents the results of development and realization of a new design version of a microbolometer pixel, the basic difference of which from the known designs is the use of thin films of tantalum as the absorbing material [16]. This allows to reduce the thicknesses of the layers and to increase the coefficient of absorption of the pixels due to a lower thermal capacity. In order to ensure a correct construction of an image by a microbolometer detector it is necessary to have the minimal heterogeneity of the pixel absorption in all the spectral range. "Heterogeneity of absorption" is understood as the relation of the difference between the maximal and minimal values to the average value of the absorption coefficient in the set spectral range. In this case the image distortion due to the heterogeneity of absorption on the spectral range will be minimal. The use of the proposed materials and thicknesses of the layers comprising a pixel allows us to increase the uniformity of the absorption and to reach the level of  $8...14 \mu m$  in the spectral range, and to raise the sensitivity.

A microbolometer detector is an array of pixels (fig. 3, see the 3-rd side of cover) on the substrate, in which a circuit for control and reading of the indications of pixels is formed. A pixel is a membrane suspended on the legs over a substrate. Under a membrane a reflector is located. The membrane contains three structural layers from the silicon nitride, a layer detecting radiation from the vanadium oxide and a tantalum layer absorbing the falling IR radiation. The thickness of the silicon nitride layer does not exceed 210 nm, the layer of vanadium oxide does not exceed 170 nm, the absorbing layer of tantalum is 3...20 nm thick, the reflector made of gold or aluminum, does not exceed 100 nm. The membrane is suspended over the reflector with a gap of 2.2...2.8 µm. For prevention of losses of warmth due to heat conductivity of the surrounding gas, an array of pixels is vacuumed and sealed in a case, which has a window, transparent for the detected radiation.

The microbolometer detector works as follows: the IR radiation falling on the surface of the membrane is absorbed by a thin layer of tantalum and layers of silicon nitride, which are heated up together with the layer of the vanadium oxide. With an increase of the temperature of the membrane, the resistance of the detecting layer of the vanadium oxide decreases, at that, the higher is the speed of heating of the pixel, the more is its sensitivity at identical times. The changing resistance of the detecting layer is recorded by the reading system, which periodically reads the values of the pixels' resistance. During interruption of the radiation the pixel is cooled due to the heat removal through the legs.

During the use of a reflector with a gap of 2.5  $\mu$ m, the tantalum film forms a wide peak of absorption with the maximum in the range of 8...9  $\mu$ m. The silicon nitride, which is a part of the membrane, absorbs IR radiation in the range of the wavelengths of 9...13.5  $\mu$ m [17] and, during the use of the reflector with a gap of about 2.5  $\mu$ m, forms a peak of absorption with the maximum in the range of the wavelengths of 11...13  $\mu$ m. The thicknesses of the films determine the absolute coefficient of absorption, and the value of the gap — the position of the maxima of the peaks of absorption. Thus, a change of the thickness of the gap between the membrane and the reflector determine the absorption of the microbolometer detector.

Reduction of the thermal capacity of the warmed membrane of the pixel is possible due to reduction of the geometrical sizes of the pixels and the thickness of the component layers. Reduction of the dimensions of a pixel is limited by the technological possibilities of the manufacturers, while the thickness of the components is limited by falling of the absorption coefficient of the membrane.

Fig. 4 presents the spectra of absorption and time diagrams of heating-cooling of a pixel, from which it is visible, that a decrease of the thickness of the layers leads to a three-fold increase of the temperature of the pixel with increase of sensitivity of the bolometer and preservation of its dynamic characteristics. The use of a thin film of tantalum as an absorbing material allowed us to lower the heterogeneity inside the spectral range.

According to the obtained results, the use of the tantalum films with thickness less than 3 nm is inexpedient because it lowers the value and raises the heterogeneity of the absorption coefficient. At the thickness of the tantalum film over 20 nm and application of the films of silicon nitride with thickness over 210 nm, the heterogeneity of the absorption coefficient increases and the pixel speed decreases. The thickness the vanadium oxide is also limited by the increasing thermal capacity of the pixel membrane.

For manufacturing of the microbolometer detector the well-known microelectronic technologies were used: operations of the consecutive deposition of coatings, photolithography and etching, the essence of which is presented in [18–24].

TsNIIKhM developed a technological line for production of tiny microelectromechanical systems (MEMS) (fig. 5, see the 3-rd side of cover). The line occupies 840 m<sup>2</sup> of floor space and consists of clean industrial premises of class ISO 5–8. A distinctive feature of the line is its universality and flexibility. Its equipment allows it to process the plates with diameter from 25 up to 150 mm and non-standard plates, which inscribe into 150 mm diameter. The created line allows us to manufacture volume MEMS microstructures. It makes available the technological processes for manufacture of microbolometer matrices. There is a material-technological potential for manufacture of the structures on solid and flexible substrates. The line is equipped with the lithographic, ion-vacuum, plasma and measuring equipment from the leading world manufacturers (SUSS, EVG, Sawatec, Carl Zeiss, Load Point, etc.). The minimal size of the microelements formed on the line is 0.6  $\mu$ m, and of the nanoelements – 10 nm on the area of  $1 \text{ cm}^2$ .

TsNIIKhM jointly with Cyclone Central Research Institute developed a technology for production of sensitive elements for microbolometer matrices by means of MEMS surface microprocessing [18]. The critical technological processes were defined, developed and optimized. The technologies and processes ensure creation of structures at the level of the best world MEMS manufactures (the minimal size of elements is 0.5  $\mu$ m, precision of drawing reproduction — 10 nm, accuracy of combination — 20 nm, uniformity of deposition of layers on a plate with diameter of 150 mm — 0.6...1.2 %, degree of the bridge deformation — not more than 0.1 %). The technology for formation of the thermoresistive layer was optimized. The temperature coefficient of resistance is 1.7...2.1 %.

The sequence of operations is the following:

— a sacrificial layer is deposited on the surface of the manufactured plate with an electronic subsystem — polyimide, the thickness of which after imidization is equal to the height of the resonance gap, and simultaneously the polyimide layer plays the role of a planarizing coating;

— etching of the polyimide is carried out with the use of a protective mask; for obtaining of the protective mask for etching of the polyimide, the metals or dielectrics of the silicon oxide, aluminum oxide or silicon nitride type are applied;

— the silicon nitride with thickness of 150 nm is formed;

- the contact windows in the silicon nitride up to the metal of contacts are opened, at that, etching through a photoresistive mask is used;

- for formation of the contacts, a 60 nm-thick layer of metal-nichrome is deposited with the subsequent etching through a photoresistive mask;

— as a thermoresistive layer the vanadium oxide is used, sputtered from a vanadium target by the method of the jet deposition in the oxygen plasma from a magnetron, and a topological drawing is made by the method of photolithography;

— the following layers are deposited consistently on the vanadium oxide: 50 nm of the silicon nitride, 7 nm of tantalum, 30 nm of the silicon nitride with a plasmachemical etching of the multilayered structure through a photoresistive mask. Etching of the sacrificial layer is done through a nitride mask in oxygen plasma with a simultaneous removal of the photoresist from the surface of the silicon nitride.

The above specified technology was used to obtain samples of microbolometer matrices in the range of 8...14  $\mu$ m with format of 640 × 480 points and the size of a pixel of 25 × 25  $\mu$ m (fig. 6, see the 3-rd side of cover). Characteristics of the foreign analogues and of the developed samples are presented in the table.

Characteristics of the matrix thermodetectors (uncooled arrays of the thermodetecting elements in the focal plane, IRFPA), made by MEMS technology and developed and offered by the major manufacturers, for IR spectral area of  $8...14 \mu m$  and the working temperature about 300 K (NETD — minimal, equivalent to noise, difference of temperatures).

A design of the pixel for a microbolometer detector was developed, and its basic difference from the known designs is the use of the nano-thick films of tantalum as an absorbing material, which allows us to reduce the thicknesses of the component layers, increase the speed due to a decrease of the thermal capacity and the coefficient of absorption of a pixel. The technology makes it possible to produce on the basis of the technological line the nano- and microelectromechanical systems of TsNIIKhM the microbolometer matrices with the minimal size of an individual element of  $25 \times 25 \,\mu\text{m}$  and the maximal format of  $640 \times 480$  pixels.

#### References

1. **Sisoeva S.** Datchiki. Aktual'nie texnologii i primenenie datchikov avtomobil'nix sistem aktivnoi bezopasnosti. Chast' 4. Infrakrasnie teplovie kameri, *Komponenti i texnologii*, 2006, no. 11, pp. 9–18.

2. Aliev V. Sh., Dem'ianenko M. A., Esaev D. G., Marchishin I. V., Ovsyk V. H., Fomin B. I. Neoxlazhdaemoe mikrobolometricheskoe fotopriemnoe ustroistvo formata  $320 \times 240$  na osnove oksida vanadiia, poluchennogo metodom reaktivnogo ionno-luchevogo raspileniia, *Uspexi prikladnoi fiziki*, 2013, vol. 1, no. 4, pp. 471–476.

3. Dem'ianenko M. A., Fomin B. I., Vasil'ev L. L., Marchishin I. V., Esaev D. G., Ovsyk V. H., Dshxunian V. L., Volkov S. A., Volodin E. B., Ermolov A. V., Usov P. P., Chesnokov V. P., Chetverov Y. S., Kudriavcev A. P., Zdobnikov A. E., Ignatov A. A. Neoxlazhdaemoe mikrobolometricheskoe fotopriemnoe ustroistvo formata  $320 \times 240$  na osnove zol'-gel' VO<sub>x</sub>, *Prikladnaia fizika*, 2010, no. 4, pp. 124–130.

4. *Matrichnii termodetektor firmi BAE Systems*, USA // URL: http://www.baesystems.com.

5. *Matrichnii termodetektor firmi ULIS*, France // URL: http://www.ulis-ir.com.

6. *Microbolometr firmi NEC*, Japan // URL: http://www.nec.com.

7. *Microbolometr firmi SCD*, Israel // URL: http://www.scd.co.il.

8. *Microbolometr firmi FLIR Systems*, USA // URL: http://www.flir.com.

9. *Microbolometr firmi DRS Technologies*, USA // URL: http://www.drs.com.

10. *Microbolometr firmi L-3*, USA, URL: http://www.insight-technology.com.

11. Bhan R. K., Saxena R. S., Jalwania C. R., Lomash S. K. Uncooled Infrared Microbolometer Arrays and their Characterisation Techniques, *Defence Science Journal*, November 2009, vol. 59, no. 6, pp. 580–589.

12. Niklaus F., Jansson C., Decharat A., Kallhammer J., Pettersson H., Stremme G. Uncooled Infrared Bolometer Arrays Operating in a Low to Medium Vacuum Atmosphere: Performance Model and Tradeoffs, *SPIE conference Infrared Technology and Applications XXXIII*, 2007, *Orlando, USA*.

13. Liddiard K. C. Thin Film Monolithic Detector Arrays for Uncooled Thermal Imaging, *Proceedings of SPIE*. Infrared Imaging Systems: Design, Analysis, Modeling, and Testing IV, Orlando, FL, 1993, vol. 1969, pp. 206–216.

14. Wood R. A. Electron Devices Meeting, *Technical Digest.* 1993, *IEDM*'93, San Diego, CA, pp. 175–177.

15. Wood R. A., Han C. J., Kruse P. W. Integrated Uncooled IR Detector Imaging Arrays, *Proceedings of IEEE Solid State Sensor and Actuator Workshop. June 1992*, Hilton Head Island, SA, pp. 132–135.

16. **Demin S. A., Zhukova S. A., Turkov V. E., Troshin B. V.** Bistrodeistvuychii shirokodiapazonnii infrakrasnii mikrobolometricheskii detector, *Patent RU 2574524 C1 ot* 10.02.2016.

17. **Karzanov V. V.** Izmeneniia svoistv ionno-sintezirovannoi geterosistemi SixNy-Si v rezul'tate termicheskix i ionno-luchevix obrabotok, *Fizika i texnika poluprovodnikov*, 2002, vol. 36, is. 9, pp. 1060–1064.

18. Zhukova S. A., Obizhaev D. Y., Turkov V. E., Riskin D. D., Kudriavcev P. N., Chetverov Y. S. Osobennosti texnologii izgotovleniia visokochuvstvitel'nix neoxlazhdaemix microbolometricheskix matric, *Nano- i microsistemnaia texnika*, 2014, no. 5, pp. 41–47.

19. Obizhaev D. Y., Zhukova S. A., Babaevskii P. G., Chetverov Y. S. Svoistva i struktura nanotolchinnix sloev nitrida kremniia, formiruemix na poverxnosti poliimida nizkotemperaturnim plazmoximicheskim sintezom, Nano- i microsistemnaia texnika, 2009, no. 9, pp. 14–20.

20. Zhukova S. A., Obizhaev D. Y., Zhukov A. A., Babaevskii P. G. Zakonomernosti plazmoximicheskogo travleniia poliimidnix "zhertvennix" sloev v nano- i mikrorazmernix zazorax, *Nano- i microsistemnaia texnika*, 2007, no. 9, pp. 20–25.

21. Zhukov A. A., Zhukova S. A., Chetverov Y. S., Babaevskii P. G. Plazmoximicheskie obrabotki poliimidnix "zhertvennix" sloev v technologii mikrobolometrov, *Prikladnaia fizika*, 2005, no. 6, pp. 154–159. 22. Zhukov A. A., Zhukova S. A., Tchetverov Y. S. Babaevsky P. G. Plasma and Chemical Treatments of Polyimide "Sacrificial" Layers in Processing of Microbolometrs, *Proceedings of SPIE, USA, Washington, 2005*, vol. 5834, pp. 282–288.

23. **Rogalski A.** Infrared detectors / 2nd ed. Taylor and Francis Group, LLC, 2011, 849 p.

24. Lindroos V. K., Tilli M., Lehto A., Motorka T. Handbook of Silicon Based MEMS Materials and Technologies, William Andrew Publishing, Norwich, NY, 2008, 672 p.

УДК 681.586.773:681.586'34:537.226.86:537.228.1

DOI: 10.17587/nmst.19.114-121

Ф. А. Федулов, аспирант МТУ, инженер, e-mail: ostsilograf@yandex.ru,

Л. Ю. Фетисов, канд. физ.-мат. наук, доц., e-mail: fetisovl@yandex.ru,

Д. В. Чашин, вед. инженер, e-mail: chashin@mirea.ru,

Московский технологический университет,

НОЦ "Магнитоэлектрические материалы и устройства", Москва

### АВТОНОМНЫЙ МАЛОМОШНЫЙ ИСТОЧНИК ЭНЕРГИИ НА ОСНОВЕ ШИРОКОПОЛОСНОГО ПЬЕЗОЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

Поступила в редакцию 20.08.2016

Представлен макет автономного источника энергии на основе широкополосного пьезоэлектрического преобразователя. Преобразование механических вибраций осуществляется на частотах, соответствующих частотам промышленного оборудования и бытовых приборов. Максимальная мощность источника энергии составила 0,45 мВт на частоте 105 Гц.

Ключевые слова: пьезоэлектрический эффект, пьезоэлектрический преобразователь, автономный источник энергии

#### Введение

На сегодняшний день наблюдается небывалый рост применения различных систем и устройств микросистемной техники, в частности датчиков. Этот процесс обусловлен широким распространением систем контроля и безопасности в различных отраслях промышленности: автомобильной, авиационной, судостроительной, нефтехимической, космической и пищевой, в транспортной инфраструктуре, бытовой электронике и т.д. Системы контроля и сбора информации состоят из большого числа различных измерительных узлов, которые расположены подчас на достаточно большом удалении друг от друга. Поэтому одним из ключевых вопросов по развитию таких сенсорных систем является вопрос обеспечения питания, которое осуществляется либо посредством проводов, либо с помощью заменяемых источников питания, таких как батареи или аккумуляторы. В первом случае проблемой являются большие расстояния, на которые необходимо проложить провода, и как следствие — рост стоимости систем. Во втором случае проблема заключается в необходимости регулярной замены элементов питания [1], особенно, если устройство работает в жестких климатических условиях и расположено в труднодоступном месте. В то же время сроки функционирования большинства проектируемых систем рассчитаны на годы, что требует регулярной замены источников энергии для поддержания их функционирования. Такие операции часто сильно затруднены и существенно повышают эксплуатационные издержки.

Узлы сенсорных сетей могут быть размещены как в большом объеме (например, в помещении), так и внутри объема в несколько кубических метров. По этой причине сенсорные сети применяют в автомобилях и бытовой технике.

Среди приборов бытовой техники стоит выделить стиральную машину. Любая современная стиральная машина содержит большое количество электроники. В состав электроники стиральной машины входят различные датчики, контролирующие работу бытового прибора, например, датчики температуры, датчики протечек и влажности, датчики частоты вращения барабана. Питание всех датчиков и передача информации от них контроллеру выполняется посредством проводов. Стоит отметить, что стиральная машина является одним из самых мощных источников вибраций в условиях дома. Ввиду этого, некоторые производители бытовой техники заинтересованы в создании беспроводных датчиков и передаче информации от них посредством радиоканала. Питание датчиков необходимо осуществлять путем преобразования энергии механических вибраций, создаваемых самой машиной, в электрическую.

Поэтому в последние годы большой интерес вызывают разработки, направленные на создание автономных источников питания, преобразующих энергию окружающей среды в электрическую энергию для питания различных маломощных устройств. В качестве источника энергии могут быть использованы различные механические вибрации, акустические колебания, температурные градиенты, колебания магнитных и электрических полей, солнечное и тепловое излучение и многое другое [2—5]. Очевидно, что выбор источника энергии зависит от среды, в которой предстоит функционировать системе. Возможна комбинация различных типов устройств для повышения надежности.

Данная работа посвящена разработке автономного источника энергии, использующего вибрации, возникающие при работе стиральной машины.

### Измерение спектров вибраций для стиральной машины

На первом этапе в целях определения спектра вибраций были проведены измерения механических колебаний стиральной машины.

Для исследования виброускорений был собран измерительный прибор, состоявший из цифрового акселерометра ADXL345 и контроллера Arduino Uno (рис. 1). Для контроллера была написана программа на языке Wiring в среде разработки Arduino IDE, позволявшая получать данные с акселерометра, обрабатывать их и передавать на персональный компьютер.

Акселерометр крепили на заднюю стенку. Вибрации от источника (стиральной машины) поступали на акселерометр, который преобразовывал их в аналоговый электрический сигнал, а затем оцифровывал. Оцифрованные данные с акселерометра поступали на контроллер, который их пересчитывал в ускорение в единицах *g* и передавал на персональный компьютер в виде массива точек. Для определения частотного спектра в программном пакете OriginPro 9 было выполнено Фурье-преобразование измеренных временных зависимостей, построенных на основе массива точек.

Измерения вибраций стиральной машины проводили при разной степени загрузки барабана машины: 10 % загрузки (почти пустая машина), 50 % загрузки и 100 % загрузки при частоте вращения барабана 400, 700 и 1000 об/мин. На рис. 2 и 3 представлены результаты измерений при 400 и 1000 об/мин соответственно.

При максимальной загрузке машины в спектре четко выражены пики, соответствующие частотам



**Рис. 1. Узлы схемы для измерения вибраций** Fig. 1. Circuit nodes for vibration measurements



Рис. 2. Частотные спектры вибраций стиральной машины при частоте вращения 400 об/мин

Fig. 2. Frequency vibration spectra of the washing machine at the rotational speed of 400 rpm



Рис. 3. Частотные спектры вибраций стиральной машины при частоте вращения 1000 об/мин

Fig. 3. Frequency vibration spectra of the washing machine at the rotational speed of 1000 rpm

12, 25, 30 и 40 Гц. Самые интенсивные колебания с амплитудой 0,085 g наблюдали на частоте 12 Гц. На основании приведенного частотного анализа можно заключить, что стиральная машина являет-ся источником низкочастотных вибраций. Основные частоты вибраций лежат в диапазоне от единиц герц до 60 Гц. Колебания на данных частотах становятся интенсивнее с увеличением частоты вращения и заполнения барабана машины. Также видно, что с увеличением частоты вращения барабана машины барабана увеличивается амплитуда высокочастотных колебаний (120, 200, 210 Гц).

Следовательно, существует необходимость в преобразователе, способном работать в широком диапазоне частот, с возможностью подстройки резонансной частоты.

#### Обоснование конструкции пьезопреобразователя

Для эффективной работы преобразователей необходимо максимально расширить рабочий диапазон частот. Для этого в данной работе был создан широкополосный преобразователь балочного типа с двумя колебательными звеньями. Наличие второго колебательного звена приводит к появлению дополнительных резонансных частот преобразователя, на которых возможно эффективное преобразование.

Как известно, значение электрической энергии, преобразуемой пьезоэлектриком, пропорционально значению его механической деформации.

В целях получения данных о значениях собственных частот и распределении механических напряжений в колебательных элементах преобразователя было выполнено конечно-элементное моделирование в программе ANSYS Multiphysics 15.

На основе данных о распределении деформаций было выбрано оптимальное место крепления пьезоэлемента на преобразователе. Для получения высоких значений электрического напряжения пьезоэлемент должен крепиться в месте наибольших деформаций. Однако для более эффективного преобразования энергии распределение деформаций в месте крепления пьезоэлемента должно быть как можно более равномерным.

Наиболее распространенный вариант конструкции преобразователей — балка прямоугольной формы. К сожалению, как было показано в работах [6—9], невозможно добиться равномерного распределения механических напряжений в балке прямоугольной формы ввиду того, что максимальные напряжения в прямоугольной балке сконцентрированы лишь у закрепленного основания.

Для более равномерного распределения выбрана трапециевидная форма преобразователя. На рис. 4 (см. четвертую сторону обложки) представлены результаты моделирования механических де-

формаций в преобразователе трапециевидной формы. Синий цвет на рис. 4 соответствует минимальному уровню механических деформаций, а красный — максимальному. Увеличение механических деформаций соответствует изменению цвета от синего к голубому, зеленому, желтому и, в конце концов, к красному. На рис. 4, а показано распределение механических деформаций на частоте основной моды колебаний внешнего звена (47 Гц), а на рис. 4, *b* — распределение деформаций при возбуждении основной моды внутреннего звена (109 Гц). Из этих рисунков видно, что при колебаниях обоих звеньев максимальные деформации наблюдаются у основания балки. Особенностью данной конструкции является то, что основание балки деформируется как при колебаниях внешнего звена, так и при колебаниях внутреннего. В таком случае пьезоэлемент, закрепленный у основания, будет одновременно деформироваться под действием колебаний как внешнего звена, так и внутреннего.

## Конструкция и измеренные характеристики преобразователя

Опираясь на результаты моделирования, был изготовлен преобразователь трапециевидной формы. Конструкция преобразователя показана на рис. 5 (см. четвертую сторону обложки). Преобразователь представлял собой структуру, содержащую стальную балку размерами  $100 \times 60 \times 0,6$  мм с двумя колебательными звеньями (внутреннее и внешнее) и пластинку из пьезокерамики ЦТС-19 размерами  $24 \times 18 \times 0,3$  мм. Конец каждого звена был заужен. Пластинки соединяли друг с другом с помощью клея на основе цианоакрилата. Зазор между колебательными звеньями составлял 2 мм.

Исследования амплитудно-частотных и нагрузочных характеристик пьезоэлектрического преобразователя были проведены на вибростенде. Измерения проводили в диапазоне частот 0...1000 Гц при фиксированных виброускорениях 10 и 20 м/с<sup>2</sup>, однако основные резонансные частоты преобразователя наблюдали в диапазоне до 200 Гц. Для изменения собственных частот на свободном конце каждого из колебательных звеньев крепили массы  $m_1$  и  $m_2$ . На рис. 6 приведен пример АЧХ для трапециевидного преобразователя при  $m_1 = m_2 = 5$  г и виброускорении 10 м/с<sup>2</sup>.

Из рис. 6 видно, что при данных значениях масс максимумы генерируемого преобразователем напряжения 6,5 и 22 В наблюдаются на частотах 18 и 40 Гц соответственно.

На рис. 7 представлены графики смещения резонансных частот  $f_1$  и  $f_2$  трапециевидного преобразователя в зависимости от масс  $m_1$  и  $m_2$ , полученные в результате измерения АЧХ преобразователя.



Рис. 6. АЧХ трапециевидного преобразователя при  $m_1 = m_2 = 5$  г и ускорении a = 10 м/с<sup>2</sup>. Цифрами 1 и 2 на графике обозначены резонансные частоты 18 и 40 Гц соответственно

Fig. 6. AFC of the trapezoidal transducer at masses  $m_1 = m_2 = 5$  g and acceleration  $a = 10 \text{ m/s}^2$ . Figures 1 and 2 on the diagram correspond to the resonant frequencies of 18 and 40 Hz, respectively





Из рис. 7 следует, что путем подбора масс  $m_1$  и  $m_2$  от 0 до 10 г возможно настроить внешнее звено на любую частоту  $f_1$  внутри диапазона 14...36 Гц, а внутреннее звено на любую частоту  $f_2$  внутри диапазона 28...108 Гц.

На рис. 8 (см. четвертую сторону обложки) представлен график, на котором собраны все измеренные частотные характеристики для трапециевидного преобразователя. На графике построена огибающая, отражающая весь возможный рабочий диапазон частот преобразователей в зависимости от значений использованных масс  $m_1$  и  $m_2$ . Для сравнения на рис. 8 приведена зависимость амплитуды виброускорения стиральной машины от частоты возбуждения при частоте вращения барабана 1000 об/мин и 100 % загрузки барабана.

Видно, что рабочий диапазон частот преобразователя частично перекрывает частоты вибрации стиральной машины.

#### Пьезоэлектрический источник энергии

Созданный пьезоэлектрический преобразователь использовался в качестве основного элемента пьезоэлектрического автономного источника энергии. Источник энергии включает в себя пьезоэлектрический преобразователь, схему выпрямления напряжения и устройство хранения электрической энергии, к которому подключается нагрузка. Выпрямитель построен по схеме с удвоением напряжения, что позволило увеличить амплитуду генерируемого напряжения. Были использованы диоды марки 1N5818, имеющие прямое напряжение  $U_{\rm пр} = 0,33$  В и максимальный выпрямленный



Рис. 9. Нагрузочные характеристики источника энергии на основе пьезоэлектрического преобразователя трапециевидной формы при ускорении  $a = 10 \text{ м/c}^2$ : a — на частоте  $f_1 = 50 \text{ Гц}$ ; b — на частоте  $f_2 = 105 \text{ Гц}$ 

Fig. 9. Load characteristics of the power supply source based on a piezoelectric trapezoidal transducer at acceleration  $a = 10 \text{ m/s}^2$ : a - at the resonant frequency  $f_1 = 50 \text{ Hz}$ ; b - at the resonant frequency  $f_2 = 105 \text{ Hz}$ 

Значения масс	Выходное	Выходная мощ-
$m_1$ и $m_2$ , г	напряжение U, B	ность <i>P</i> , мкВт
Values of the masses	Output voltage	<i>Output power</i>
$m_1$ and $m_2$ , g	U, V	<i>P</i> , µW
$m_1 = m_2 = 5m_1 = 0; m_2 = 5m_1 = 10; m_2 = 5$	0,6 0,5 1,3	1,1 0,7 5,1

прямой ток  $I_{\text{пр max}} = 1$  А. В качестве накопителей энергии использованы электролитические конденсаторы емкостью 0,47 мк $\Phi$ .

На рис. 9 представлены зависимости выпрямленного напряжения и выходной мощности от сопротивления нагрузки трапециевидного преобразователя в отсутствие масс  $m_1$  и  $m_2$ .

На рис. 9, *а* показаны зависимости, измеренные на частоте резонанса внешнего звена  $f_1 = 50$  Гц. Напряжение на нагрузке достигало насыщения при 11 В. Максимальная мощность, отдаваемая в нагрузку, составила 23 мкВт.

На рис. 9, *b* показаны зависимости напряжения и мощности, измеренные на резонансной частоте внутреннего звена  $f_2 = 108$  Гц. Максимальное падение напряжения на нагрузке составило 33 В, а максимальная мощность достигала значения 0,45 мВт на нагрузке R = 330 кОм. В обоих случаях ускорение поддерживалось постоянным a = 10 м/с<sup>2</sup>.

Для трапециевидного преобразователя максимальное значение выходной мощности — 0,45 мВт при объеме преобразователя, равном 2,4 см<sup>3</sup>. Разделив мощность на объем, получим, что удельная мощность составляет 0,19 мВт/см<sup>3</sup>.

Помимо испытаний, на вибростенде были проведены измерения генерируемого пьезоэлектрическим источником энергии напряжения при использовании стиральной машины в качестве источника вибраций. Пьезоэлектрический источник крепили на задней стенке стиральной машины. Измерения проводили при различных соотношениях масс  $m_1$  и  $m_2$  на колебательных звеньях, частоте вращения барабана при отжиме 1000 об/мин и полной загрузке барабана. Выходное напряжение измеряли на нагрузке R = 330 кОм. Полученные данные приведены в таблице.

Максимальная достигнутая мощность составила 5,1 мкВт при  $m_1 = 10$  г,  $m_2 = 5$  г и значение ускорения около 0,5 g.

#### Заключение

Проведенное экспериментальное исследование механических колебаний показало, что спектр частот механических колебаний бытовой техники (стиральная машина) лежит в диапазоне частот от единиц герц до 60 Гц. Для преобразования механических колебаний в исследованном диапазоне

частот создан макет маломощного пьезоэлектрического источника энергии с двумя колебательными звеньями, использующего энергию механических колебаний. Источник может быть настроен на одновременную работу при любых двух основных частотах внутри диапазона 14...36 Гц и 28...108 Гц при использовании трапециевидного преобразователя. Максимальная мощность, достигнутая при использовании трапециевидного преобразователя на частоте 105 Гц, составляла 0,45 мВт. Максимальная достигнутая мощность пьезоэлектрического источника при использовании стиральной машины в качестве источника вибраций составила 5,1 мкВт. Эффективность преобразования можно существенно повысить несколькими способами: путем сдвига частот резонанса преобразователя ближе к резонансным частотам стиральной машины посредством изменения масс  $m_1$  и  $m_2$ , формы и конструкции преобразователя и путем использования пьезоэлектрических материалов с более высокими значениями пьезомодулей.

Работа выполнена при поддержке РФФИ (грант № 15-32-70006 "Разработка принципов создания маломощных автономных источников электрической энергии на основе пьезоэлектрических и магнитоэлектрических композитных структур").

#### Список литературы

1. **Kazmierski T. J., Beeby S.** Energy Harvesting Systems – Principles, Modeling and Applications. Springer, 2010. 163 p.

2. **Gilbert J. M., Balouchi F.** Comparison of Energy Harvesting Systems for Wireless Sensor Networks // International Journal of Automation and Computing. 2008. Vol. 5, N. 4. P. 334–347.

3. **Mateu L., Moll F.** Review of Energy Harvesting Techniques and Applications for Microelectronics // Proceedings of the SPIE Microtechnologies for the New Millenium. 2005. Vol. 5837. P. 359–373.

4. Hagerty J., Helmbrecht F., McCalpin W., Zane R., Popovic Z. Recycling ambient microwave energy with broad-band rectenna arrays // IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques. 2004. Vol. 52, N. 3. P. 1014–1024.

5. **Inman D., Priya S.** Energy Harvesting Technologies. Springer, 2009. 524 p.

6. **Baker J., Roundy S., Wright P.** Alternative Geometries for Increasing Power Density in Vibration Energy Scavenging for Wireless Sensor Networks // 3<sup>rd</sup> International Energy Conversion Engineering Conference (IECEC). 2005. AIAA 2005-5617.

7. White N. M., Glynne-Jones P., Beeby S. P. A novel thick-film piezoelectric micro-generator // Smart Materials and Structures. 2001. Vol. 10, N. 4. P. 850–852.

8. **Glynne-Jones P., Beeby S. P., White N. M.** Towards a piezoelectric vibration powered microgenerator // IEEE Proc. — Sci. Meas. Technol. 2001. Vol. 148, N. 2. P. 68—72.

9. **Glynne-Jones P., Beeby S. P., White N. M.** The modelling of a piezoelectric vibration powered generator for microsystems // Proc. 11th Int. Conf. on Solid-State Sensors and Actuators, Transducers 01, Munich, Germany. 2001. P. 46–49.

F. A. Fedulov, Postgraduate Student, MTU, Engineer, ostsilograf@yandex.ru

L. Yu. Fetisov, Ph. D., Associated Professor, fetisovl@yandex.ru,

D. V. Chashin, Leading Engineer, chashin@mirea.ru,

Moscow Technological University, Research Center of Magnetoelectric Materials and Devices, Moscow

#### Corresponding author:

Fedulov Fedor A., Postgraduate Student, Moscow Technological University, Moscow, 119545, Russian Federation, e-mail: ostsilograf@yandex.ru

### Low Power Energy Harvesting Device Based on a Broadband Piezoelectric Transducer

Received on August 20, 2016 Accepted on September 19, 2016

This paper presents a model of the energy harvesting device based on a broadband piezoelectric transducer. Conversion of the mechanical vibrations takes place within the vibration frequency range of the industrial and household appliances. The maximal reached output power was 0.45 mW at the frequency of 105 Hz. A trapezoidal shape of the piezoelectric transducer was proposed for increasing the efficiency of the electromechanical conversion. The proposed transducer can be operated simultaneously at any of the two resonant frequencies within the range of 14–36 Hz and 28–108 Hz. The maximal power reached by the presented energy harvesting device, using a washing machine as a vibration source, was 5.1  $\mu$ W.

Keywords: piezoeffect, piezoelectric transducer, energy harvesting devices

#### For citation:

Fedulov F. A., Fetisov L. Yu., Chashin D. V. Low Power Energy Harvesting Device Based on a Broadband Piezoelectric Transducer, *Nano- i Mikrosistemnaya Tehnika*, 2017, vol. 19, no. 2, pp. 114–121.

DOI: 10.17587/nmst.19.114-121

#### Introduction

We observe a growing trend for application of the systems and devices of the microsystem technologies, sensors in particular. This is due to the spread of the control and safety systems in various branches: automobile, aviation, ship-building, petrochemical, space and food industries, in the transport infrastructure, household electronics, etc. The control and data gathering systems consist of a big number of nodes, sometimes located far away from each other. Therefore, one of the key questions in development of the sensor systems is the power supply, which can be ensured by means of wires or by replaceable sources such as batteries or accumulators. In the first case the problem is the big distances, on which it is necessary to lay wires, and the growth of the systems' costs. In the second case the problem is the necessity of a regular replacement of the batteries [1], especially, if a device works in rigid climatic conditions and is located in a remote place. At the same time, the lifetime of most of the designed systems is expected to last for years, which demands a regular replacement of the energy sources for their functioning. Such operations are complicated and increase the operating expenses.

The nodes of the sensor networks can be placed in a great volume (indoors, for example) and inside of several cubic meters. For this reason the sensor networks are applied in cars and home appliances.

Among the home appliances it is necessary to single out a washing machine. Any washing machine contains a considerable quantity of electronics. The electronics includes various sensors, controlling operation of the device, for example, temperature, leakage, humidity, and rotational speed of the drum sensors. The power supply for the sensors and transfer of information from them to the controller is carried out by means of wires. It is necessary to point out that in home conditions a washing machine is one of the most powerful sources of vibrations. Therefore, some manufacturers of home appliances are interested in development of wireless sensors and transfer of information from them by means of a radio channel. A power supply should be provided by transformation of the energy of the mechanical vibrations, created by a machine, into the electric energy.

Therefore, of great interest is development of autonomous power supplies, transforming the environmental energy of the environment into the electric energy for a power supply of the low-power devices. As a power source we can use mechanical vibrations, acoustic vibrations, temperature gradients, fluctuations of the magnetic and electric fields, solar and thermal radiation, etc. [2–5]. Selection of the energy source depends on the environment, in which a system has to operate. A combination of the devices is possible for increasing their reliability.

The given work is devoted to development of an autonomous energy source using the vibrations, arising during operation of a washing machine.

## Measurement of the spectra of vibrations for a washing machine

At the first stage for determination of the spectrum of the vibrations, measurements of the mechanical fluctuations of a washing machine were done. For research of the vibration accelerations a device consisting of ADXL345 digital accelerometer and Arduino Uno controller was assembled (fig. 1). A program for the controller was written in Wiring language, in Arduino IDE development environment, allowing to obtain data from the accelerometer, process it and transfer then to a personal computer (PC).

The accelerometer was fixed on the back side of the washing machine. Vibrations came from the washing machine to the accelerometer, which transformed them into an analogue electric signal, and then digitized them. The digitized data arrived to the controller, which recalculated them into acceleration in g units and transferred them to the personal computer in the form of an array of points. For determination of the frequency spectrum, Fourier transform of the time dependences based on the array of points was done in OriginPro 9 software. Measurements of the vibrations of a washing machine were done at different loads on the drum of the machine: 10 % of load (almost empty), 50 % of load and 100 % of load at the rotational speed of the drum of 400 rpm, 700 rpm and 1000 rpm. Fig. 2 and 3 present the measurements performed at 400 and 1000 rpm.

At the maximal load the peaks are expressed in the spectrum corresponding to the frequencies of 12, 25, 30 and 40 Hz. The most intensive fluctuations with the amplitude of 0.085 g were observed on the frequency of 12 Hz. On the basis of the frequency analysis it is possible to conclude, that the washing machine is a source of the low-frequency vibrations. The basic frequencies lay with-in the range from several units up to 60 Hz. The fluctuations become more intensive with an increase of the rotational speed and of the load of the drum of the machine. Also, as can be seen, that with an increase of the frequency of rotation of the drum the amplitude of the high-frequency fluctuations (120, 200, 210 Hz) also increases.

Hence, there is a necessity in a transducer, capable to work in a wide frequency range with a possibility of fine tuning of the resonant frequency.

# Substantiation for the design of a piezoelectric transducer

For an effective work of the transducers it is necessary to expand as much as possible the working range of the frequencies. The given work presents a wideband transducer of a beam-type with two oscillatory segments. Presence of the second oscillatory segment leads to occurrence of additional resonant frequencies of the transducer, on which an effective transformation is possible.

As is known, the electric energy, transformed by a piezoelectric, is proportional to the mechanical deformation.

In order to obtain data on the fundamental frequencies and distribution of the mechanical stresses in the oscillatory elements of the transducer a finite-element modeling was carried out in ANSYS Multiphysics 15 software.

On the basis of the data concerning distribution of deformations the optimal place for fastening of a piezoelement on the transducer was chosen. For obtaining of high values of the electric voltage the piezoelement should be fastened on the place of the greatest deformations. However, for a more effective transformation of the energy the distribution of the deformations on the place of fastening of the piezoelement should be uniform as much as possible.

The most widespread version of the design of the transducers is a beam of a rectangular form. Unfortunately, as it was demonstrated in [6-9], it is impossible to achieve a uniform distribution of the mechanical stresses in a beam of a rectangular form, because the maximal stresses in it are concentrated only in the vicinity of the fixed basis.

For a more uniform distribution a trapezoid form was chosen for the transducer. Fig. 4 (see the 4-th side of cover) presents the results of modeling of the mechanical deformations in the transducer of the trapezoid form. The blue color in fig. 4 corresponds to the minimal level of deformations, and red color - to the maximal level of them. An increase in deformations corresponds to a change of color from dark blue to light blue, green, yellow and, eventually, to the red one. Fig. 4, a presents the distribution of the mechanical deformations on the frequency of the basic mode of oscillations of the external segment (47 Hz), and fig. 4, b — the distribution of the deformations at the excitation of the basic mode of the internal segment (109 Hz). It can be seen that at oscillations of both segments the maximal deformations are observed at the basis of the beam. A specific feature of the design is that the beam basis is deformed at oscillations of the external segment and at oscillations of the internal one. In that case the piezoelement fixed at the basis will be simultaneously deformed under the influence of oscillations of the external and the internal segments.

# Design and the measured characteristics of the transducer

Relying on the results of modeling, a transducer of a trapezoid form was manufactured. Its design is shown in fig. 5 (see the 4-th side of cover). The transducer was a structure containing a metal beam with the size of  $100 \times 60 \times 0.6$  mm and two oscillating segments (internal and external) and PZT-19 piezoceramic plate with the size of  $24 \times 18 \times 0.3$  mm. The end of each segment was made narrower. The plates were connected by means of cyanoacrylate adhesive. The gap between the oscillatory segments was 2 mm.

The research of the amplitude-frequency and load characteristics of the transducer were done on a shaker in the range of 0...1000 Hz at fixed vibration accelerations of 10 and 20 m/s<sup>2</sup>, however, the basic resonant frequencies of the transducer were observed in the range below 200 Hz. For a change of the own frequencies masses  $m_1$  and  $m_2$  were fixed on the free ends of the oscillatory segments. Fig. 6 presents an example of the amplitude-frequency characteristics (AFC) for the trapezoid transducer at  $m_1 = m_2 = 5$  g and vibration accelerations of 10 m/s<sup>2</sup>.

It can be seen that at the given masses the maxima of voltage of 6.5 V and 22 V generated by the transducer is observed at frequencies of 18 Hz and 40 Hz.

Fig. 7 presents diagrams of displacement of the resonant frequencies  $f_1$  and  $f_2$  of the trapeziform transduc-

er depending on masses  $m_1$  and  $m_2$ , received as a result of measurement of AFC of the transducer.

Hence, by selecting masses  $m_1$  and  $m_2$  from 0 up to 10 g it is possible to tune the external segment to frequency  $f_1$  inside the band of 14...36 Hz, and the internal segment — to frequency  $f_2$  inside the band of 28...108 Hz.

Fig. 8 (see the 4-th side of cover) presents the diagram, which demonstrates all the measured characteristics for the trapeziform transducer. The diagram shows an envelope line, reflecting the possible working frequency band of the transducer depending on the used masses of  $m_1$  and  $m_2$ . For comparison AFC of vibration acceleration of washing machine is presented at the rotational speed of the drum of 1000 rpm and 100 % of its load.

It can be seen, that the operating frequency band of the transducer overlaps partially the vibrational spectra of the washing machine.

#### Piezoelectric energy source

The created piezoelectric transducer was used as a basic element of a piezoelectric autonomous energy source, which comprised a piezoelectric transducer, a rectification circuit and a device for storage of the electric energy, to which the load was connected. The rectifier was constructed in accordance with the voltage doubling circuit, which made it possible to increase the amplitude of the generated voltage. 1N5818 diodes, with a forward voltage drop  $U_f = 0.33$  V and a maximal forward current  $I_{f \text{ max}} = 1$  A were employed. The electrolytic capacitors with capacity of 0.47 µF were used as the energy storage units.

Fig. 9 presents the dependences of the rectified voltage and the output power on the load resistance of the trapeziform transducer in absence of masses  $m_1$  and  $m_2$ .

Fig. 9, *a* presents the dependencies measured on the frequency of resonance of the external segment of  $f_1 = 50$  Hz. The voltage on the load reached the level of saturation at 11 V. The maximal power given to the load was 23  $\mu$ W. Fig. 9, *b* presents the dependencies of the voltage and power measured on the resonance frequency of the internal segment of  $f_2 = 108$  Hz. The maximal voltage drop on load was 33 V, and the maximal power reached the value of 0.45 mW on the load of R = 330 k $\Omega$ . In both cases the acceleration was supported by constant a = 10 M/c<sup>2</sup>.

For the trapeziform transducer the maximum output power is 0.45 mW at the volume of the transducer equal to 2.4 cm<sup>3</sup>. By dividing the power on the volume we will receive the specific power equal to 0.19 mW/cm<sup>3</sup>.

Besides the tests on the shaker the voltage generated by a piezoelectric energy source was measured using the washing machine as a source of vibrations. The piezoelectric source was fastened on the back side of the washing machine. Measurements were fulfilled at various ratio between masses  $m_1$  and  $m_2$  on the oscillatory segments, at rotational speed of the drum at spin speed of 1000 rpm and a full load. The output voltage was measured on the load  $R = 330 \text{ k}\Omega$ . The obtained data are presented in the table.

The maximal reached power was 5.1  $\mu$ W at  $m_1 = 10$  g;  $m_2 = 5$  g and acceleration of about 0.5 g.

#### Conclusion

The experimental research of the mechanical vibrations showed, that the vibrational spectrum of home appliances (a washing machine) was within the frequency range of from units up to 60 Hz. For transformation of the mechanical vibrations in the investigated frequency range of a model of a low-power piezoelectric energy source with two oscillatory segments using the energy of the mechanical fluctuations was designed. The source could be adjusted for a simultaneous operation at any two basic frequencies within the range of 14...36 Hz and 28...108 Hz using a trapeziform transducer. The maximum power at use of the trapeziform transducer on frequency of 105 Hz was 0.45 mW. The maximal reached power of the piezoelectric source at the use of a washing machine as the source of vibrations was 5.1  $\mu$ W. The efficiency of transformation can be raised by several methods: a shift of the resonant frequencies of the transducer closer to the resonant frequencies of a washing machine by changing masses  $m_1$ and  $m_2$ , form and design of the transducer and by using the piezoelectric materials with higher piezoelectric modules.

The work was supported by RFBR (grant № 15-32-70006 "Development of principles for creation of low-power autonomous sources of energy on the basis of the piezoelectric and magnetoelectric composite structures").

#### References

1. Kazmierski T. J., Beeby S. Energy Harvesting Systems – Principles, Modeling and Applications, Springer, 2010, 163 p.

2. Gilbert J. M., Balouchi F. Comparison of Energy Harvesting Systems for Wireless Sensor Networks, *International Journal of Automation and Computing*, 2008, vol. 5, no. 4, pp. 334–347.

3. Mateu L., Moll F. Review of Energy Harvesting Techniques and Applications for Microelectronics, *Proceedings of the SPIE Microtechnologies for the New Millenium*, 2005, vol. 5837, pp. 359–373.

4. Hagerty J., Helmbrecht F., McCalpin W., Zane R., Popovic Z. Recycling ambient microwave energy with broad-band rectenna arrays, *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, 2004, vol. 52, no. 3, pp. 1014–1024.

5. Inman D., Priya S. Energy Harvesting Technologies, Springer, 2009, 524 p.

6. **Baker J., Roundy S., Wright P.** Alternative Geometries for Increasing Power Density in Vibration Energy Scavenging for Wireless Sensor Networks, *3<sup>rd</sup> International Energy Conversion Engineering Conference (IECEC)*, 2005, AIAA 2005-5617.

7. White N. M., Glynne-Jones P., Beeby S. P. A novel thick-film piezoelectric micro-generator, *Smart Materials and Structures*, 2001, vol. 10, no. 4, pp. 850–852.

8. **Glynne-Jones P., Beeby S. P., White N. M.** Towards a piezoelectric vibration powered microgenerator, *IEEE Proc. — Sci. Meas. Technol.*, 2001, vol. 148, no. 2, pp. 68—72.

9. Glynne-Jones P., Beeby S. P., White N. M. The modelling of a piezoelectric vibration powered generator for microsystems, *Proc. 11th Int. Conf. on Solid-State Sensors and Actuators, Transducers* 01 Munich, Germany, 2001, pp. 46–49. Н. Т. Гурин, д-р физ.-мат. наук, проф., зав. каф., e-mail: gurinnt@sv.ulsu.ru,

- В. А. Родионов, аспирант, e-mail: slv\_ldm@mail.ru,
- A. И. Ишелев, студент, e-mail: ishelev@inbox.ru,

Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования "Ульяновский государственный университет"

### ЛИНЕЙНЫЙ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЙ КООРДИНАТНО-ЧУВСТВИТЕЛЬНЫЙ ФОТОПРИЕМНИК С ПЕРЕМЕННЫМ НАПРЯЖЕНИЕМ ПИТАНИЯ

Поступила в редакцию 12.07.2016

Исследованы выходные характеристики кремниевого распределенного координатно-чувствительного фотоприемника на основе линейной трехслойной p-n-p-структуры с переменным синусоидальным, прямоугольным и пилообразным напряжением питания в режиме фотопотенциометра. Выходной сигнал фотоприемника линейно зависит от координаты светового зонда в определенном частотном диапазоне питающего напряжения. Показана возможность использования координатно-чувствительного фотоприемника для преобразования координат в электрический сигнал при переменном напряжении питания.

**Ключевые слова:** распределенный фотоприемник, источник переменного напряжения питания, координатная чувствительность

В системах контроля перемещения, позиционирования, определения линейных и угловых координат широко используют твердотельные фотоэлектрические преобразователи координат в цифровые или аналоговые сигналы [1]. Данные преобразователи могут представлять собой как дискретные координатно-чувствительные приборы, например, ПЗС-матрицы, интегральные линейки и матрицы фотодиодов и фототранзисторов, так и аналоговые приборы с протяженной фоточувствительной поверхностью. При этом аналоговые фотоприемники имеют высокие чувствительность, разрешающую способность и быстродействие, а также необходимые функции преобразования координат в токи или напряжения [2]. Однако такие фотоприемники и фотопреобразователи предназначены для работы в цепях постоянного тока и напряжения. Для решения задачи оптимизации и снижения массогабаритных показателей аппаратуры, работающей на переменном токе и управляемой внешними оптическими сфокусированными лучами, необходима разработка аналоговых фотоэлектрических преобразователей, работающих при переменном напряжении питания.

Для получения координатно-чувствительного фотоприемника (КЧФ), работающего при переменном напряжении питания, была изготовлена протяженная линейная трехслойная *p-n-p*-структура на основе кремния *n*-типа [3] с габаритными размерами 1,2 × 35 мм и толщиной 180 мкм. Два *p-n*-перехода реализованы на глубинах 53 и 227 мкм при толщине структуры 280 мкм в объеме полупроводника *n*-типа проводимости с поверхностным сопротивлением 70 Ом · см. Удельное сопротивление *p*-областей составляет 250 Ом/□. Линейный КЧФ имеет три омических контакта, два из которых расположены по краям верхнего фоточувствительного слоя, служащего эмиттером и одновременно делителем питающего напряжения в режиме фотопотенциометра (рис. 1). Третий является контактом к эквипотенциальной нижней области полупроводника, служащей коллектором.

Изготовленный КЧФ был исследован в режиме фотопотенциометра (фотоуправляемого резистивного делителя) при переменном напряжении питания. Для этого между эмиттерными контактами Э<sub>1</sub> и Э<sub>2</sub> верхнего протяженного фоточувствительного слоя (рис. 1) прикладывали синусоидальное напряжение с амплитудой 0,5 В, а амплитудное значение выходного напряжения измеряли на коллекторе фотоприемника относительно одного из эмиттерных контактов (Э<sub>1</sub>). В качестве светового зонда в данной конструкции применен арсенидгаллиевый мезаэпитаксиальный излучающий ИК диод марки АЛ107 при токе засветки  $I_D = 40$  мА. ИК диод излучает на длине волны 950 нм, диаметр области засветки на поверхности КЧФ составляет ~3 мм.



Рис. 1. Схема включения КЧФ в режиме фотопотенциометра с переменным напряжением питания

Fig. 1. Circuit of connection of CSP in the mode of a photopotentiometer with a an alternating voltage of the power supply



Рис. 2. Зависимость выходного напряжения от положения светового зонда на поверхности КЧФ с синусоидальным напряжением питания при частотах: 1,  $1^* - 50$  Hz; 2,  $2^* - 500$  Hz; 3,  $3^* - 1$  kHz; 4,  $4^* - 50$  kHz

Fig. 2. Dependence of the output voltage on position of the light probe on CSP surface with a sinusoidal voltage of the power supply at frequencies: 1,  $1^* - 50$  Hz; 2,  $2^* - 500$  Hz; 3,  $3^* - 1$  kHz; 4,  $4^* - 50$  kHz

На рис. 2 приведена амплитудная зависимость выходного напряжения от координаты светового зонда при разных частотах синусоидального напряжения питания КЧФ. Графики выходных зависимостей линейны при частотах напряжения питания 50 Гц...1 кГц. С увеличением частоты снижается уровень выходного сигнала и нарушается линейность выходной зависимости. В положительной полуплоскости оси ординат приведены графики амплитудного значения выходного сигнала положительной полуволны, а в отрицательной — отрицательной полуволны.

На графике выходной зависимости рис. 2 наблюдается наличие постоянного смещающего напряжения, что объясняется присутствием в трехслойной структуре поперечной фотоЭДС, около 80 мВ, при засветке световым зондом фоточувствительного слоя.

Эквивалентная схема включения КЧФ в режиме фотопотенциометра приведена на рис. 3, где  $R_1$  и  $R_2$  — сопротивления резистивного делителя эмиттерной области;  $R_3$  — сопротивление засветки;  $R_L$  сопротивление нагрузки.

Сопротивление проводящего контакта  $R_3$  зависит от интенсивности излучения светового зонда J,  $R_1 = R(1 - \xi)$  и  $R_2 = R\xi$ , где  $\xi = x/L$  — относительная координата светового зонда на фоточувствительной поверхности структуры длиной L (см. рис. 1); L длина фоточувствительного слоя; x — координата центра пятна светового зонда на поверхности КЧФ; R — сопротивление между эмиттерами.

Световой зонд создает на ограниченном участке фотослоя повышенную проводимость, вследствие чего возникает проводящий контакт между коллектором и эмиттерным резистивным делителем на

этом участке. Выходное напряжение  $U_{out}(x)$  фотопотенциометра зависит от напряжения питания и положения светового зонда на фотослое:

$$U_{out}(x) = k U_{in} \frac{x}{L}, \qquad (1)$$

где  $U_{out}$  — выходное синусоидальное напряжение, измеренное на коллекторе относительно одного из эмиттерных контактов (Э<sub>1</sub>);  $U_{in}$  — переменное синусоидальное напряжение, прикладываемое между эмиттерными контактами КЧФ; k — конструктивный параметр, зависящий от геометрии КЧФ и интенсивности излучения.

Напряжение на нагрузке  $U_{out}$  с учетом сопротивления  $R_3$  равно

$$U_{out} = \frac{(1-\xi)R_L U_{in}}{(\xi-\xi^2)R + R_3(J) + R_L}.$$
 (2)

Исходя из выражения (2) ви-

дим, что на погрешность измерения выходного напряжения влияют стабильность источника питания, точность перемещения и интенсивность излучения светового зонда.

Погрешность  $\Delta U_{out}$  является функцией независимых параметров:

$$\frac{\Delta U_{out}}{U_{out}} = f\left(\frac{\Delta U_{in}}{U_{in}}; \frac{\Delta R_3}{R_3}; \frac{\Delta R_L}{R_L}; \frac{\Delta \xi}{\xi}; \frac{\Delta R}{R}\right).$$
(3)

Относительное отклонение  $\Delta y/y$  функции  $y = y(x_1, x_2, ..., x_n)$  в зависимости от отклонений параметров  $\Delta x_i/x_i$ , где i = 1, 2, ..., n, определяется в виде

$$\frac{\Delta y}{y} = \sum_{i=1}^{n} \left( \frac{dy}{dx_i} \frac{x_i}{y} \right) \frac{\Delta x_i}{x_i} = \sum_{i=1}^{n} A_i \frac{\Delta x_i}{x_i}, \qquad (4)$$

где  $A_i = \frac{dy x_i}{dx_i y}$  — коэффициент влияния *i*-го пара-

метра на функцию у.



Рис. 3. Эквивалентная схема включения КЧФ в режиме фото-потенциометра

Fig. 3. Equivalent circuit of connection of CSP in the mode of a photopotentiometer

В соответствии с этим зависимость относительного отклонения выходного напряжения  $U_{out}$  от отклонений параметров можно записать в следующем виде:

$$\frac{\Delta U_{out}}{U_{out}} = A_1 \frac{\Delta U_{in}}{U_{in}} + A_2 \frac{\Delta R_3}{R_3} + A_3 \frac{\Delta R_L}{R_L} + A_4 \frac{\Delta \xi}{\xi} + A_5 \frac{\Delta R}{R}.$$
 (5)

Используя выражение (4),определим коэффициенты влияния  $A_1, A_2, A_3, A_4, A_5$  параметров  $\frac{\Delta U_{in}}{U_{in}}; \frac{\Delta R_3}{R_3}; \frac{\Delta R_L}{R_L}; \frac{\Delta \xi}{\xi}$  и  $\frac{\Delta R}{R}$  на вы-

ходном напряжении Uout:

$$A_1 = \frac{dU_{out}}{dU_{in}} \frac{U_{in}}{U_{out}} = 1; \qquad (6)$$

$$A_{2} = \frac{dU_{out}}{dR} \frac{R}{U_{out}} = -\frac{R}{(\xi - \xi^{2})R + R_{3}(I) + R_{L}}; \quad (7)$$

$$A_3 = \frac{dU_{out}}{dR_L} \frac{R_L}{U_{out}} =$$

$$= \frac{(\xi - \xi^{2})R + R_{3}(I)}{(\xi - \xi^{2})R + R_{3}(I) + R_{L}}; \quad (8)$$

$$A_{4} = \frac{-\frac{1}{d\xi} \frac{1}{U_{out}}}{\frac{\xi}{U_{out}}} = -\frac{R_{L}U_{in}\xi}{(1-\xi)R_{L}U_{in}} - \frac{(1-2\xi)R\xi}{(\xi-\xi^{2})R+R_{3}(I)+R_{L}}; \quad (9)$$

$$A_{5} = \frac{dU_{out}}{dR} \frac{R}{U_{out}} = -\frac{-(1-\xi)\xi R}{(1-\xi)\xi R}. \quad (10)$$

$$= \frac{-(1-\xi)\xi R}{(\xi-\xi^2)R + R_3(I) + R_L}.$$
 (10)

Оценим численные значения коэффициентов влияния в конце участка  $U_{out}$  при  $U_{in} = 0.5$  В,  $R_L = 1$  МОм,  $R_3 = 28$  Ом, x = 25 мм, L = 35 мм и R = 4,11 кОм. Подставив числовые значения, получим

$$4_1 = 1;$$

$$A_2 = -\frac{4,11 \cdot 10^3}{(0,7-0,7^2) \cdot 4,11 \cdot 10^3 + 28 + 1 \cdot 10^6} = -0,00028;$$



гис. 4. зависимость амплитуды выходного напряжения от положения светового зонда на поверхности КЧФ с напряжением питания в виде меандра при частотах: 1,  $1^* - 50$  Hz; 2,  $2^* - 500$  Hz; 3,  $3^* - 1$  kHz; 4,  $4^* - 50$  kHz

Fig. 4. Dependence of the amplitude of the output voltage on the position of the light probe on CSP surface with the voltage of the power supply in the form of a meander at frequencies: 1,  $1^* - 50$  Hz; 2,  $2^* - 500$  Hz; 3,  $3^* - 1$  kHz; 4,  $4^* - 50$  kHz



Рис. 5. Зависимость амплитуды выходного напряжения от положения светового зонда на поверхности КЧФ с напряжением питания треугольной формы при частотах: 1,  $1^* - 50$  Hz; 2,  $2^* - 500$  Hz; 3,  $3^* - 1$  kHz; 4,  $4^* - 50$  kHz

Fig. 5. Dependence of the amplitude of the output voltage on the position of the light probe on CSP surface with the voltage of the power supply in a triangular form at frequencies: 1,  $1^* - 50 \text{ Hz}$ ; 2,  $2^* - 500 \text{ Hz}$ ; 3,  $3^* - 1 \text{ kHz}$ ; 4,  $4^* - 50 \text{ kHz}$ 

$$A_{3} = \frac{(0,7-0,7^{2}) \cdot 4,11 \cdot 10^{3} + 28}{(0,7-0,7^{2}) \cdot 4,11 \cdot 10^{3} + 28 + 1 \cdot 10^{6}} = 0,00086;$$

$$A_{4} = -\frac{1 \cdot 10^{6} \cdot 0,5 \cdot 0,7}{(1-0,7)1 \cdot 10^{6} \cdot 0,5} - \frac{(1-2 \cdot 0,7)0,7 \cdot 4,11 \cdot 10^{3}}{(0,7-0,7^{2}) \cdot 4,11 \cdot 10^{3} + 28 + 1 \cdot 10^{6}} = -2,5;$$

$$A_{5} = \frac{-(1+0,7) \cdot 0,7 \cdot 4,11 \cdot 10^{3}}{(0,7-0,7^{2}) \cdot 4,11 \cdot 10^{3} + 28 + 1 \cdot 10^{6}} = -0,00084.$$

- НАНО- И МИКРОСИСТЕМНАЯ ТЕХНИКА, Том 19, № 2, 2017 -

Из соотношения (5) с учетом числовых значений коэффициента влияния получим

$$\frac{\Delta U_{out}}{U_{out}} = 1 \frac{\Delta U_{in}}{U_{in}} + (-0,000028) \frac{\Delta R_3}{R_3} + (0,00086) \frac{\Delta R_L}{R_L} + (-2,5) \frac{\Delta \xi}{\xi} + (-0,00083) \frac{\Delta R}{R}.$$
(11)

Из (11) следует, что наиболее сильное влияние на погрешность определения  $U_{out}$  оказывают погрешности пара-

метров  $\frac{\Delta U_{in}}{U_{in}} \approx 1 \%$  и  $\frac{\Delta \xi}{\xi} \approx 0,72 \%$  (при  $\Delta U_{in} = 5$  мВ и  $\Delta \xi = 0,25$ ). Из соотно-

шения (5) находим, что суммарное значение относительного отклонения выходного напряжения численно рав-

HO 
$$\frac{\Delta U_{out}}{U_{out}} \approx 2.8 \%$$

На рис. 4 приведены зависимости амплитуды выходного напряжения КЧФ от координаты светового зонда при различных частотах напряжения питания прямоугольной формы в виде меандра. Эти зависимости линейны при частотах 50, 500 Гц и 1 кГц. При дальнейшем повышении частоты питающего напряжения, начиная с 50 кГц, линейная зависимость выходного сигнала нарушается, вероятно, вследствие шунтирования выходного сигнала собственной паразитной емкостью протяженного КЧФ.

Похожий вид имеют выходные зависимости при напряжении питания треугольной формы (рис. 5).

Линейность выходного сигнала сохраняется также при частотах сигнала от 50 Гц до 1 кГц, а при дальнейшем повышении частоты питающего напряжения линейная зависимость выходного сигнала от координаты светового зонда нарушается.

Зависимость амплитуды выходного напряжения от положения светового зонда на поверхности КЧФ при изменении амплитуды питающего синусоидального напряжения с частотой 1 кГц, приведена на рис. 6. Ток ИК светодиода  $I_D = 40$  мА. Получили, что с увеличением амплитуды напряжения питания увеличивается наклон выходной характеристики с сохранением линейности. Небольшие отклонения на передаточной функции связаны в основном с неоднородностью концентрации носителей заряда в верхней фоточувствительной поверхности структуры фотоприемника (рис. 7).

Таким образом, при исследовании протяженного линейного КЧФ в режиме фотопотенциометра установлено:



Рис. 6. Зависимость амплитуды выходного напряжения от положения светового зонда на поверхности КЧФ с синусоидальным напряжением питания 1 kHz, при заданных амплитудных значениях напряжения питания: 1 - 250 mV; 2 - 500 mV; 3 - 800 mV

Fig. 6. Dependence of the amplitude of the output voltage on the position of the light probe on CSP surface with a sinusoidal voltage of the power supply of 1 kHz, at the set amplitude values of the voltage of the power supply: 1 - 250 mV; 2 - 500 mV; 3 - 800 mV

— при переменном напряжении питания КЧФ синусоидальной, прямоугольной и треугольной формы наблюдается линейная зависимость выходного напряжения от положения светового зонда при частотах напряжения питания от 50 Гц до 1 кГц. При дальнейшем увеличении частоты питающего напряжения линейность выходной характеристики нарушается, что обусловлено наличием собственной паразитной емкости протяженного КЧФ, шунтирующей амплитуду выходного сигнала;

— с увеличением амплитуды синусоидального напряжения питания, с частотой 1 кГц, увеличи-



Рис. 7. Передаточная функция  $U_{out}(U_{in})$ , при фиксированных значениях координаты светового зонда:  $X_1 = 4 \text{ mm}$ ,  $X_2 = 17 \text{ mm}$ ,  $X_3 = 30 \text{ mm}$ 

Fig. 7. Transfer function  $U_{out}(U_{in})$  at a fixed value the coordinate of the light probe:  $X_1 = 4 \text{ mm}$ ,  $X_2 = 17 \text{ mm}$ ,  $X_3 = 30 \text{ mm}$ 

вается наклон выходной характеристики при сохранении линейности выходной зависимости.

Исследованный линейный КЧФ с переменным напряжением питания можно использовать в системах контроля перемещений, устройствах защитного отключения цепей переменного тока, устройствах управления двигателями переменного тока и др. Применение таких координатно-чувствительных фотоприемников может обеспечить уменьшение массо-габаритных показателей за счет отсутствия вторичных узлов преобразования напряжения питания фотоприемника.

#### Список литературы

1. Виглеб Г. Датчики. М.: Мир, 1989. 196 с.

2. Свечников С. В., Смовж А. К., Каганович Э. Б. Фотопотенциометры и функциональные фоторезисторы. М.: Сов. радио, 1978. 184 с.

3. Новиков С. Г., Гурин Н. Т., Корнеев И. В., Родионов В. А., Штанько А. А. Фотоэлектрический преобразователь угловых величин // Датчики и системы. 2011. № 11. С. 54—58.

4. Носов Ю. Р. Дебют оптоэлектроники. М.: Наука, 1992. 239 с.

5. Свечников С. В. Элементы оптоэлектроники. М.: Советское радио, 1971. 271 с.

6. Золотарев В. Ф. Безвакуумные аналоги телевизионных трубок. М.: Энергия, 1972. 216 с.

N. T. Gurin, D. Sc., Professor, Head of Chair, gurinnt@ulsu.ru, V. A. Rodionov, Postgraduate Student, A. I. Ishelev, Student,

Ulyanovsk State University, Ulyanovsk, 432017, Russian Federation

Corresponding author:

**Rodionov Vyacheslav A.**, Postgraduate Student, Ulyanovsk State University, Ulyanovsk, 432017, Russian Federation, e-mail: slv\_ldm@mail.ru

### Linear Semiconductor Coordinate-Sensitive Photodetector with an AC Supply Voltage

Received on July 06, 2016 Accepted on August 10, 2016

In the present work the authors study the output characteristics of a distributed coordinate-sensitive photodetector based on a three-layer p-n-p silicon structure. A manufactured sample of it was investigated in a photo-potentiometer mode at an alternating voltage. They also studied a possibility of using the coordinate-sensitive photodetector for converting the coordinate of a light beam into an electric signal with an alternating voltage. In the frequency range of the supply voltage from 50 Hz up to 1 kHz the studied photodetector is characterized by the linear dependence of the output signal on the position of the light beam. With a further increase of the frequency linearity of the output the characteristic is violated due to the presence of its own stray capacitance of the distributed coordinate-sensitive photodetector.

With an increase of the AC supply voltage the amplitude increases the slope of the output characteristic, while preserving its linearity.

Keywords: distributed photodetector, AC supply voltage, coordinate-sensitivity

#### For citation:

Gurin N. T., Rodionov V. A., Ishelev A. I. Linear Semiconductor Coordinate-Sensitive Photodetector with an AC Supply Voltage, *Nano- i Mikrosistemnaya Tehnika*, 2017, vol. 19, no. 2, pp. 122–128.

DOI: 10.17587/nmst.19.122-128

In the systems for control of movement, positioning, determination of the linear and angular coordinates the solid-state photoelectric converters of the coordinates into digital or analogue signals are used [1]. The converters can be either discrete coordinate-sensitive devices, for example, CCD-matrixes, integrated lines and matrixes of the photo diodes and phototransistors, or analogue devices with an extensive photosensitive surface. The analogue photodetectors have high sensitivity, high resolution and high speed, and also the functions necessary for transformation of the coordinates into currents or voltages [2]. However, such photodetectors and photoconverters are intended for operation in the circuits of direct current and voltage. For optimization and decrease of the weight and dimensions of the equipment working on an alternating current and controlled by the external optical focused beams, it is necessary to develop the analogue photo-electric converters working on the alternating voltage of the power supply.

In order to obtain a coordinate-sensitive photodetector (CSP), working on an alternating voltage, a lengthy linear three-layer p-n-p-structure was made on the basis of silicon of n-type [3] with dimensions of  $1.2 \times 35$  mm and thickness of 280 µm. Two *p*-*n*-junctions were realized on the depths of 53  $\mu$ m and 227  $\mu$ m at the structure's thickness of 280 µm in the volume of a semiconductor of *n*-type conductivity with the surface resistance of 70  $\Omega$  · cm. The specific resistance of p-areas is 250  $\Omega/\Box$ . The linear CSP had three ohmic contacts, two of which were located along the edges of the top photosensitive layer serving as an emitter and simultaneously as a divider of the feeding voltage in the mode of a photopotentiometer (fig. 1). The third one was the contact to the equipotential bottom area of the semiconductor serving as a collector.

CSP was investigated in a photopotentiometer mode (a photo-controlled resistive divider) at an alternating voltage of the power supply. Between the emitter contacts  $E_1$  and  $E_2$  of the top lengthy photosensitive layer (fig. 1) a sinusoidal voltage was applied with the amplitude of 0.5 V, while the peak value of the output voltage was measured on the collector of the photodetector in relation to one of the emitter contacts ( $E_1$ ). The role of the light probe in the design was played by AL107 arsenide-gallium mesaepitaxial radiating IR diode at the exposure current of  $I_D = 40$  mA. IR diode radiated at the wavelength of 950 nm, the diameter of the exposed area on surface of CSP was ~3 mm.

Fig. 2 presents the amplitude dependence of the output voltage on the coordinate of a light probe at different frequencies of the sinusoidal voltage of the power supply of CSP. The diagrams of the output dependences are linear at the voltage frequencies of the power supply of 50 Hz...1 kHz. With a frequency increase the level of the output signal decreases and the linearity of the output dependence is broken. In the positive semiplane of the axis of the output signal of the positive half-wave are presented, and in negative one — of the negative half-wave.

On the diagram of the output dependence, a constantly displacing voltage is observed, which is explained by the presence in the three-layer structure of a crosssection photoelectromotive force of about 80 mV, during exposure by a light probe of the photosensitive layer.

The equivalent circuit of connection of CSP in the photopotentiometer mode is presented in fig. 3, where  $R_1$  and  $R_2$  — resistances of the resistive divider of the emitter area,  $R_3$  — resistance of the exposure,  $R_L$  — resistance of the load.

Resistance of the conducting contact  $R_3$  depends on the intensity of radiation of the light probe J,  $R1 = R(1 - \xi)$  and  $R2 = R\xi$ , where  $\xi = x/L$  — relative coordinate of the light probe on the photosensitive surface of the structure with the length of L (see fig. 1). L — length of the photosensitive layer, x — coordinate of the centre of the spot of the light probe on the surface of CSP; R — resistance between the emitters.

The light probe creates higher conductivity on a limited site of the photolayer, a conducting contact appears between the collector and the emitter resistive divider on this region. The output voltage  $U_{out}(x)$  of the photopotentiometer depends on the voltage of the power supply and position of the light probe on the photolayer:

$$U_{out}(x) = k U_{in} \frac{x}{L}, \qquad (1)$$

where  $U_{out}$  — the output sinusoidal voltage measured on the collector in relation to one of the emitter contacts ( $E_1$ );  $U_{in}$  — alternating sinusoidal voltage applied between the emitter contacts of CSP; k — the design parameter depending on the geometry of CSP and the intensity of radiation. The voltage on load  $U_{out}$  with account of resistance  $R_3$  is equal to:

$$U_{out} = \frac{(1-\xi)R_L U_{in}}{(\xi-\xi^2)R + R_3(J) + R_L}.$$
 (2)

Proceeding from expression (2) we see, that the error of measurement of the output voltage is influenced by the stability of the power supply, accuracy of movement and intensity of the radiation of the light probe.

The error  $\Delta U_{out}$  is the function of the independent parameters:

$$\frac{\Delta U_{out}}{U_{out}} = f\left(\frac{\Delta U_{in}}{U_{in}}; \frac{\Delta R_3}{R_3}; \frac{\Delta R_L}{R_L}; \frac{\Delta \xi}{\xi}; \frac{\Delta R}{R}\right).$$
(3)

Relative deviation  $\Delta y/y$  of function  $y = y(x_1, x_2, ..., x_n)$  depending on deviations of parameters  $\Delta x_i/x_i$ , where i = 1, 2, ..., n, is defined in the following way:

$$\frac{\Delta y}{y} = \sum_{i=1}^{n} \left( \frac{dy}{dx_i} \frac{x_i}{y} \right) \frac{\Delta x_i}{x_i} = \sum_{i=1}^{n} A_i \frac{\Delta x_i}{x_i}, \qquad (4)$$

where  $A_i = \frac{dy x_i}{dx_i y}$  – coefficient of influence of *i* pa-

rameter on function *y*.

According to it, the dependence of a relative deviation of the output voltage  $U_{out}$  on the deviations of parameters can be written down in the following way:

$$\frac{\Delta U_{out}}{U_{out}} = A_1 \frac{\Delta U_{in}}{U_{in}} + A_2 \frac{\Delta R_3}{R_3} + A_3 \frac{\Delta R_L}{R_L} + A_4 \frac{\Delta \xi}{\xi} + A_5 \frac{\Delta R}{R}.$$
(5)

Using expression (4), we will define the influence coefficients  $A_1$ ,  $A_2$ ,  $A_3$ ,  $A_4$ ,  $A_5$  of the parameters  $\frac{\Delta U_{in}}{U_{in}}$ ;

$$\frac{\Delta R_3}{R_3}$$
;  $\frac{\Delta R_L}{R_L}$ ;  $\frac{\Delta \xi}{\xi}$  and  $\frac{\Delta R}{R}$  on the output voltage  $U_{out}$ 

$$A_1 = \frac{dU_{out}}{dU_{in}} \frac{U_{in}}{U_{out}} = 1;$$
(6)

$$A_{2} = \frac{dU_{out}}{dR} \frac{R}{U_{out}} = -\frac{R}{(\xi - \xi^{2})R + R_{3}(I) + R_{L}};$$
 (7)

$$A_{3} = \frac{dU_{out}}{dR_{L}} \frac{R_{L}}{U_{out}} = \frac{(\xi - \xi^{2})R + R_{3}(I)}{(\xi - \xi^{2})R + R_{3}(I) + R_{L}}; \quad (8)$$
$$A_{4} = \frac{dU_{out}}{d\xi} \frac{\xi}{U_{out}} =$$

$$= -\frac{R_L U_{in}\xi}{(1-\xi)R_L U_{in}} - \frac{(1-2\xi)R\xi}{(\xi-\xi^2)R+R_3(I)+R_L}; \quad (9)$$

$$A_5 = \frac{dU_{out}}{dR} \frac{R}{U_{out}} = \frac{-(1-\xi)\xi R}{(\xi-\xi^2)R + R_3(I) + R_L}.$$
 (10)

– НАНО- И МИКРОСИСТЕМНАЯ ТЕХНИКА, Том 19, № 2, 2017 –

127

Let us estimate the numerical values of the influence coefficients at the end of site  $U_{out}$  at  $U_{in} = 0.5$  V,  $R_L = 1$  M $\Omega$ ,  $R_3 = 28 \Omega$ , x = 25 mm, L = 35 mm and R = 4.11 k $\Omega$ . By substituting the values we will receive:

$$A_{1} - 1;$$

$$A_{2} = -\frac{4.11 \cdot 10^{3}}{(0.7 - 0.7^{2}) \cdot 4.11 \cdot 10^{3} + 28 + 1 \cdot 10^{6}} = -0.000028;$$

$$A_{3} = \frac{(0.7 - 0.7^{2}) \cdot 4.11 \cdot 10^{3} + 28}{(0.7 - 0.7^{2}) \cdot 4.11 \cdot 10^{3} + 28 + 1 \cdot 10^{6}} = 0.00086;$$

$$A_{4} = -\frac{1 \cdot 10^{6} \cdot 0.5 \cdot 0.7}{(1 - 0.7)1 \cdot 10^{6} \cdot 0.5} - \frac{(1 - 2 \cdot 0.7)0.7 \cdot 4.11 \cdot 10^{3}}{(0.7 - 0.7^{2}) \cdot 4.11 \cdot 10^{3} + 28 + 1 \cdot 10^{6}} = -2.5;$$

$$A_{4} = -\frac{-(1 + 0.7) \cdot 0.7 \cdot 4.11 \cdot 10^{3}}{(0.7 - 0.7^{2}) \cdot 4.11 \cdot 10^{3} + 28 + 1 \cdot 10^{6}} = -2.5;$$

 $A_5 = \frac{-(1+0.7) \cdot 0.7 \cdot 4.11 \cdot 10^3}{(0.7-0.7^2) \cdot 4.11 \cdot 10^3 + 28 + 1 \cdot 10^6} = -0.00084.$ 

From correlation (5) taking into account the numerical values of the influence coefficient we will receive:

$$\frac{\Delta U_{out}}{U_{out}} = 1 \frac{\Delta U_{in}}{U_{in}} + (-0,000028) \frac{\Delta R_3}{R_3} + (0,00086) \frac{\Delta R_L}{R_L} + (-2,5) \frac{\Delta \xi}{\xi} + (-0,00083) \frac{\Delta R}{R} . (11)$$

From (11) it follows that the error in determination of  $U_{out}$  is most influenced by the errors of parameters

 $\frac{\Delta U_{in}}{U_{in}} \approx 1$  % and  $\frac{\Delta \xi}{\xi} \approx 0.72$  % (at  $\Delta U_{in} = 5$  mV and

 $\Delta \xi = 0.25$ ). From correlation (5) we find that the total value of the relative deviation of the output voltage

equals to 
$$\frac{\Delta U_{out}}{U_{out}} \approx 2.8 \%$$
.

Fig. 4 presents the dependences of the amplitude of the output voltage CSP on the co-ordinate of the light probe at various frequencies of the voltage of the power supply of a rectangular form in a kind of a meander. These dependences are linear at 50, 500 Hz and 1 kHz. With the further increase of the frequency of the feeding voltage, beginning from 50 kHz, the linear dependence of the output signal is broken, possibly, owing to shunting of the output signal by the own parasitic capacity of lengthy CSP.

The output dependences at the voltage of a power supply of a triangular form look in a similar way (fig. 5).

The linearity of the output signal remains at the signal frequencies from 50 Hz up to 1 kHz, and in case of the further increase of the frequency of the feeding voltage the dependence of the output signal on the co-ordinate of a light probe is broken.

Dependence of the amplitude of the output voltage on the position of the light probe on CSP surface at the change of the amplitude of the feeding sinusoidal voltage with frequency of 1 kHz is presented in fig. 6. Current of IR light-emitting diode is  $I_D = 40$  mA. With an increase of the amplitude of voltage of the power supply the inclination of the output characteristic also increases with preservation of linearity. Small deviations on the transfer function are connected mainly with the heterogeneity of the concentration of the charge carriers in the top photosensitive surface of the structure of the photodetector.

Thus, during the research of the lengthy linear CSP in the mode of a photopotentiometer it was established that:

— at an alternating voltage of the power supply of CSP of the sinusoidal, rectangular and triangular forms a linear dependence was observed of the output voltage on the position of a light probe at the frequencies of the voltage of the power supply from 50 Hz up to 1 kHz. At a further increase of the frequency of the feeding voltage the linearity of the output characteristic was broken, which was due to the presence of the own parasitic capacity of lengthy CSP, shunting the amplitude of the output signal;

— with an increase of the amplitude of the sinusoidal voltage of the power supply, at frequency of 1 kHz the inclination of the output characteristic increased with preservation of the linearity of the output dependence.

The investigated linear CSP with an alternating voltage of the power supply can be used in the movement control systems, devices of protective switching-off of the circuits with alternating current, control systems for the engines of an alternating current, etc. Application of such coordinate-sensitive photodetectors can ensure reduction of the weight-dimensional indicators due to absence of the secondary units for transformation of the voltage of the power supply for the photodetector.

#### References

1. Vigleb G. Datchiki, Moscow, Mir, 1989, 196 p.

2. Svechnikov S. V., Smovzh A. K., Kaganovich Je. B. Fotopotenciometry i funkcional'nye fotorezistory, Moscow, Sov. radio, 1978, 184 p.

3. Novikov S. G., Gurin N. T., Korneev I. V., Rodionov V. A., Shtan'ko A. A. Fotojelektricheskij preobrazovatel' uglovyh velichin, *Datchiki i sistemy*, 2011, no. 11, pp. 54–58.

4. Nosov Yu. R. Debjut optojelektroniki, Moscow, Nauka, 1992, 239 p.

5. **Svechnikov S. V.** *Jelementy optojelektroniki*, Moscow, Sovetskoe radio, 1971, 272 p.

6. **Zolotarjov V. F.** *Bezvakumnye analogi televizionnyh trubok*, Moscow, Jenergija, 1972, 216 p.

Адрес редакции журнала: 107076, Москва, Стромынский пер., 4. Телефон редакции журнала (499) 269-5510. E-mail: nmst@novtex.ru Журнал зарегистрирован в Федеральной службе по надзору за соблюдением законодательства в сфере массовых коммуникаций и охране культурного наследия. Свидетельство о регистрации ПИ № 77-18289 от 06.09.04.

Технический редактор Т. А. Шацкая. Корректор Е. В. Комиссарова.

Сдано в набор 21.11.2016. Подписано в печать 23.12.2016. Формат 60×88 1/8. Заказ МС0217. Цена договорная

Оригинал-макет ООО «Адвансед солюшнз». Отпечатано в ООО «Адвансед солюшнз». 119071, г. Москва, Ленинский пр-т, д. 19, стр. 1. Сайт: www.aov.ru

128 -

Рисунок к статье С. А. Жуковой, В. Е. Туркова, С. А. Демина, Ю. С. Четверова, А. А. Солодкова «ЧУВСТВИТЕЛЬНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ ИНФРАКРАСНЫХ СИСТЕМ ТЕХНИЧЕСКОГО ЗРЕНИЯ НА ОСНОВЕ МИКРОБОЛОМЕТРИЧЕСКИХ МАТРИЦ ФОРМАТА 640×480 ПИКСЕЛЕЙ»

S. A. Zhukova, V. E. Turkov, S. A. Demin, Y. S. Chetverov, A. A. Solodkov

«SENSITIVE ELEMENTS FOR THE INFRARED MACHINE VISION SYSTEMS BASED ON MICROBOLOMETER MATRICES OF 640×480 PIXEL FORMAT»



**Рис. 3.** Тепловая модель и схематическое изображение фрагмента микроболометрического детектора *Fig. 3. Thermal model and the schematic image of a fragment of a microbolometer detector* 



Рис. 5. Технологическая линия нано- и микроэлектромеханических систем НИЦ нанотехнологий ФГУП «ЦНИИХМ»

Fig. 5. Technological line of nano- and microelectromechanical systems from TsNIIKhM



Рис. 6. Фото фрагмента матрицы формата 640×480 с размером пикселя 25 мкм, полученное с помощью электронного микроскопа (а) и образец в корпусе (b)
Fig. 6. Photo of a fragment of a matrix of 640×480 format with the size of a pixel of 25 micrometers, received by means of an electronic microscope (a), sample in the case (b)

### Рисунки к статье Ф. А. Федулова, Л. Ю. Фетисова, Д. В. Чашина «АВТОНОМНЫЙ МАЛОМОЩНЫЙ ИСТОЧНИК ЭНЕРГИИ НА ОСНОВЕ ШИРОКОПОЛОСНОГО ПЬЕЗОЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ»

F. A. Fedulov, L. Yu. Fetisov, D. V. Chashin

«LOW POWER ENERGY HARVESTING DEVICE BASED ON A BROADBAND PIEZOELECTRIC TRANSDUCER»



Рис. 4. Распределение механических деформаций в транециевидной балке: a -на частоте резонанса  $f_1 = 47$  Гц; b -на частоте резонанса  $f_2 = 109$  Гц Fig. 4. Distribution of the mechanical deformations in the trapezoidal beam: a -at the resonant frequency  $f_1 = 47$  Hz; b -at the resonant frequency  $f_2 = 109$  Hz



 Рис. 5. Конструкция транециевидного преобразователя

 Fig. 5. Design of the trapezoidal transducer



**Рис. 8.** Возможный рабочий диапазон частот трапециевидного преобразователя Fig. 8. Possible range of the operating frequencies of the trapezoidal transducer