

ISSN: 2220-9506 (Print)
ISSN: 2414-0473 (Online)

ПРИБОРЫ И МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЙ

DEVICES AND METHODS
OF MEASUREMENTS

Том 8

№ 2

Vol. 8

2017

ПРИБОРЫ И МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЙ

Научно-технический журнал

Основан в 2010 г.

Учредитель

Белорусский национальный технический университет

Выходит 4 раза в год

Журнал включен в базу данных Web of Science Core Collection (ESCI)

Том 8

№ 2

2017

ГЛАВНЫЙ РЕДАКТОР

Гусев О.К., д.т.н., профессор, проректор Белорусского национального технического университета (г. Минск, Беларусь)

ЗАМЕСТИТЕЛЬ ГЛАВНОГО РЕДАКТОРА

Маляревич А.М., д.ф.-м.н., профессор, проректор Белорусского национального технического университета (г. Минск, Беларусь)

СЕКРЕТАРЬ

Воробей Р.И., к.т.н., доцент, заведующий кафедрой «Информационно-измерительная техника и технологии» Белорусского национального технического университета (г. Минск, Беларусь)

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ

Алексеев В.А., д.т.н., профессор, ученый секретарь Ижевского государственного технического университета (г. Ижевск, Россия)

Анищик В.М., д.ф.-м.н., профессор, декан физического факультета Белорусского государственного университета (г. Минск, Беларусь)

Белоус А.И., член-корреспондент НАН Беларуси, д.т.н., профессор, заместитель директора НТЦ «Белмикросистемы» ОАО «ИНТЕГРАЛ» – управляющая компания холдинга «ИНТЕГРАЛ» (г. Минск, Беларусь)

Бубулис А., д.т.н., профессор, главный научный сотрудник Научного центра мехатроники Каунасского технологического университета (г. Каунас, Литва)

Вайн А.А., д.т.н., профессор Тартуского университета (г. Тарту, Эстония)

Виба Я., д.т.н., профессор, директор Института механики Рижского технического университета (г. Рига, Латвия)

Гуттен М., д.т.н., заведующий кафедрой метрологии и прикладной электротехники Жилинского университета (г. Жилина, Словакия)

Джилавдари И.З., д.т.н., профессор, профессор кафедры «Информационно-измерительная техника и технологии» Белорусского национального технического университета (г. Минск, Беларусь)

Дмитриев С.М., д.т.н., профессор, ректор Нижегородского государственного технического университета им. Р.Е. Алексеева (г. Нижний Новгород, Россия)

Достанко А.П., академик НАН Беларуси, д.т.н., профессор, профессор кафедры электронной техники и технологии Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники (г. Минск, Беларусь)

Дэнилак С., профессор Производственно-исследовательского центра Технологического института штата Джорджия (г. Атланта, США)

Жагора Н.А., д.т.н., доцент, главный специалист по метрологии и стандартизации Белорусского государственного института метрологии (г. Минск, Беларусь)

Жарин А.Л., д.т.н., профессор, профессор кафедры «Информационно-измерительная техника и технологии» Белорусского национального технического университета (г. Минск, Беларусь)

Жуковский П., д.т.н., профессор, заведующий кафедрой электрических устройств и техники высоких напряжений Люблинского технологического университета (г. Люблин, Польша)

Загашвили Ю.В., д.т.н., профессор, член Наблюдательного и Сертификационного совета Ассоциации по сертификации «Русский регистр» (г. Санкт-Петербург, Россия)

Киселев М.Г., д.т.н., профессор, заведующий кафедрой «Конструирование и производство приборов» Белорусского национального технического университета (г. Минск, Беларусь)

Колтунович Т.Н., к.т.н., доцент, доцент Люблинского технологического университета (г. Люблин, Польша)
Комаров Ф.Ф., член-корреспондент НАН Беларуси, д.ф.-м.н., профессор, заведующий кафедрой физической электроники и нанотехнологий Белорусского государственного университета (г. Минск, Беларусь)
Кулешов Н.В., д.ф.-м.н., профессор, заведующий кафедрой «Лазерная техника и технология» Белорусского национального технического университета (г. Минск, Беларусь)
Кучинский П.В., д.ф.-м.н., доцент, директор Института прикладных физических проблем им. А.Н. Севченко Белорусского государственного университета (г. Минск, Беларусь)
Кэмп А., профессор Института фотоники Страсклайдского университета (г. Глазго, Великобритания)
Матеос Х., к.ф.-м.н., доцент, университет Ровира и Вирхилий (г. Таррагона, Испания)
Машко В.В., д.ф.-м.н., заместитель директора Института физики им. Б.И. Степанова НАН Беларуси (г. Минск, Беларусь)
Муравьев В.В., член-корреспондент НАН Беларуси, д.т.н., профессор, профессор кафедры систем телекоммуникаций Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники (г. Минск, Беларусь)
Пилипенко В.А., член-корреспондент НАН Беларуси, д.т.н., профессор, заместитель директора ГЦ «Белмикрoанализ» НТЦ «Белмикросистемы» ОАО «ИНТЕГРАЛ» – управляющая компания холдинга «ИНТЕГРАЛ» (г. Минск, Беларусь)
Плескачевский Ю.М., член-корреспондент НАН Беларуси, д.т.н., профессор, советник Национальной академии наук Беларуси (г. Минск, Беларусь)
Погребняк А.Д., д.ф.-м.н., профессор, заведующий кафедрой наноэлектроники Сумского государственного университета (г. Сумы, Украина)
Серенков П.С., д.т.н., профессор, заведующий кафедрой «Стандартизация, метрология и информационные системы» Белорусского национального технического университета (г. Минск, Беларусь)
Соломахo В.Л., д.т.н., профессор, директор Республиканского института инновационных технологий Белорусского национального технического университета (г. Минск, Беларусь)
Турцевич А.С., д.т.н., начальник управления Министерства промышленности Республики Беларусь (г. Минск, Беларусь)
Хатько В.В., д.ф.-м.н., профессор, профессор кафедры «Микро- и нанотехника» Белорусского национального технического университета (г. Минск, Беларусь)
Це Ли, заместитель директора Северо-Восточного НИИ техники датчиков (г. Харбин, КНР)
Чернявский А.Ф., академик НАН Беларуси, д.т.н., профессор, профессор кафедры интеллектуальных систем Белорусского государственного университета (г. Минск, Беларусь)
Чижик С.А., академик НАН Беларуси, д.т.н., профессор, Первый заместитель Председателя Президиума НАН Беларуси (г. Минск, Беларусь)
Шкадаревич А.П., академик НАН Беларуси, д.ф.-м.н., профессор, директор НТЦ «ЛЭМТ» Белорусского оптико-механического объединения (г. Минск, Беларусь)
Юмашев К.В., д.ф.-м.н., профессор, заведующий кафедрой «Экспериментальная и теоретическая физика» Белорусского национального технического университета (г. Минск, Беларусь)

Издание зарегистрировано в Министерстве информации Республики Беларусь 25 июня 2010 г.
Регистрационный номер 1372

В соответствии с решением ВАК от 8 июля 2011 г. №13/1 журнал включен в Перечень научных изданий для опубликования результатов диссертационных исследований; научное направление: «Средства и методы измерений, контроля, диагностики и оценки качества объектов и процессов» (технические и физико-математические науки)
ISSN 2220-9506

Журнал включен в базы данных: Web of Science Core Collection (ESCI), EBSCO, DOAJ, WorldCat, OpenAIRE, Google Scholar, РИНЦ, ЭБС «Лань», НЭБ «КиберЛенинка», Соционет

Подписка осуществляется через почтовые отделения связи по «Каталогу газет и журналов Республики Беларусь».
Подписные индексы – 74835; 748352.

Ответственный секретарь редакции: Шахлевич Л.Н.

Макет и верстка: Костина Г.А., редактор: Иванова Т.А.

Подписано в печать 30.05.2017. Формат бумаги 60×84 1/8. Бумага мелованная.

Гарнитура Times New Roman. Печать цифровая. Усл. печ. л. 11,86 Уч.-изд. л. 4,64 Тираж 300 экз.

Дата выхода в свет 13.06.2017. Заказ № 485

Отпечатано в Белорусском национальном техническом университете. ЛИ № 02330/74 от 03.03.2014. Пр. Независимости, 65, 220013, г. Минск

АДРЕС РЕДАКЦИИ:

Белорусский национальный технический университет
пр. Независимости, 65, 220013, г. Минск, Республика Беларусь,
тел.: +375 (17) 293 96 67, факс: +375 (17) 292 67 94
e-mail: pimi@bntu.by
<http://pimi.bntu.by>

DEVICES AND METHODS OF MEASUREMENTS

Scientific and Engineering Journal

Founded in 2010

Founder
Belarusian National Technical University

Issued four times a year

The Journal is included in Web of Science Core Collection (ESCI)

Volume 8

№ 2

2017

Editor-in-chief

Oleg K. Gusev, *Doctor of Science (Engineering), Professor, Vice-Rector of Belarusian National Technical University (Minsk, Belarus)*

Deputy editor-in-chief

Aliaksandr M. Malyarevich, *Doctor of Science (Physics and Mathematics), Professor, Vice-Rector of Belarusian National Technical University (Minsk, Belarus)*

Secretary

Roman I. Varabei, *PhD (Engineering), Associate Professor, Head of Information and Measuring Technologies Department, Belarusian National Technical University (Minsk, Belarus)*

Editorial board

Vladimir A. Alekseev, *Doctor of Science (Engineering), Professor, Scientific Secretary of Kalashnikov Izhevsk State Technical University (Izhevsk, Russia)*

Victor M. Anishchik, *Doctor of Science (Physics and Mathematics), Professor, Dean of the Physics Faculty, Belarusian State University (Minsk, Belarus)*

Anatoly I. Belous, *Correspondent Member of National Academy of Sciences of Belarus, Doctor of Science (Engineering), Professor, Deputy Director of Branch of the Scientific-Technical Center «Belmicrosystems» of JSC «INTEGRAL» – «INTEGRAL» Holding Managing Company (Minsk, Belarus)*

Algimantas Bubulis, *Doctor of Science (Engineering), Professor, Kaunas University of Technology (Kaunas, Lithuania)*

Arvid A. Vain, *Doctor of Science (Engineering), Professor, University of Tartu (Tartu, Estonia)*

Janis Viba, *Doctor of Science (Engineering), Professor, Director of Institute of Mechanics, Riga Technical University (Riga, Latvia)*

Miroslav Gutten, *Doctor of Science (Engineering), Head of Department of Metrology and Applied Electrical Engineering, University of Žilina (Žilina, Slovakia)*

Igor Z. Gilavdary, *Doctor of Science (Engineering), Professor, Information and Measuring Technologies Department, Belarusian National Technical University (Minsk, Belarus)*

Sergei M. Dmitriev, *Doctor of Science (Engineering), Professor, Rector of R.E. Alekseev Nizhny Novgorod State Technical University (Nizhny Novgorod, Russia)*

Anatoly P. Dostanko, *Academician of National Academy of Sciences of Belarus, Doctor of Science (Engineering), Professor, Electronic Technology and Engineering Department, Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics (Minsk, Belarus)*

Steven Danyluk, *PhD, Professor, Production and Research Center, Georgia Institute of Technology (Atlanta, USA)*

Nikolai A. Zhagora, *Doctor of Science (Engineering), Professor, Head Specialist of Metrology and Standardization, Belarusian State Institute of Metrology (Minsk, Belarus)*

Anatoly L. Zharin, *Doctor of Science (Engineering), Professor, Information and Measuring Technologies Department, Belarusian National Technical University (Minsk, Belarus)*

Pawel Zhukowski, *Doctor of Science (Engineering), Professor, Head of Department of Electrical Apparatus and High Voltages Technology, Lublin University of Technology (Lublin, Poland)*

Yuri V. Zagashvili, *Doctor of Science (Engineering), Professor, the Member of the Supervisory and Certification Board of Association for the Certification «Russian Register» (St. Petersburg, Russia)*

- Mikhail G. Kiselev**, Doctor of Science (Engineering), Professor, Head of Design and Manufacture of Devices Department, Belarusian National Technical University (Minsk, Belarus)
- Tomasz N. Koltunowicz**, PhD, Associate Professor, Lublin University of Technology (Lublin, Poland)
- Fadey F. Komarov**, Correspondent Member of National Academy of Sciences of Belarus, Professor, Doctor of Science (Physics and Mathematics), Head of Physical Electronics and Nanotechnologies Department, Belarusian State University (Minsk, Belarus)
- Nikolay V. Kuleshov**, Doctor of Science (Physics and Mathematics), Professor, Head of Laser Equipment and Technology Department, Belarusian National Technical University (Minsk, Belarus)
- Petr V. Kuchynski**, Doctor of Science (Physics and Mathematics), Director of A.N. Sevchenko Institute of Applied Physical Problems, Belarusian State University (Minsk, Belarus)
- Alan Kemp**, PhD, Professor, Institute of Photonics, University of Strathclyde (Glasgow, United Kingdom)
- Xavier Mateos**, PhD, Associate Professor, Universitat Rovira i Virgili (Tarragona, Spain)
- Vasili V. Mashko**, Doctor of Science (Engineering), Deputy Director of B.I. Stepanov Institute of Physics, National Academy of Sciences of Belarus (Minsk, Belarus)
- Valentin V. Murav'iov**, Correspondent Member of National Academy of Sciences of Belarus, Doctor of Science (Engineering), Professor, Telecommunication Systems Department, Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics (Minsk, Belarus)
- Vladimir A. Pilipenko**, Correspondent Member of National Academy of Sciences of Belarus, Doctor of Science (Engineering), Professor, Deputy Director of the State Center «Belmicroanalysis», Branch of the Scientific-Technical Center «Belmicrosystems» of JSC «INTEGRAL» – «INTEGRAL» Holding Managing Company (Minsk, Belarus)
- Yuriy M. Pleskachevsky**, Correspondent Member of National Academy of Sciences of Belarus, Doctor of Science (Engineering), Professor, the Adviser of National Academy of Sciences of Belarus, (Minsk, Belarus)
- Alexander D. Pogrebnjak**, Doctor of Science (Physics and Mathematics), Professor, Head of Department of Nanoelectronic, Sumy State University (Sumy, Ukraine)
- Pavel S. Serenkov**, Doctor of Science (Engineering), Professor, Head of Standardization, Metrology and Information Systems Department, Belarusian National Technical University (Minsk, Belarus)
- Vladimir L. Solomakho**, Doctor of Science (Engineering), Professor, Director of the Republican Institute of Innovative Technologies, Belarusian National Technical University (Minsk, Belarus)
- Arkady S. Turtsevich**, Doctor of Science (Engineering), Chief of Department, the Ministry of Industry of the Republic of Belarus (Minsk, Belarus)
- Viacheslav V. Khatko**, Doctor of Science (Physics and Mathematics), Professor, Micro- and Nanotechnics Department, Belarusian National Technical University (Minsk, Belarus)
- Tse Li**, Deputy Director of Northeast Scientific Research Institute of Sensor Technology (Harbin, China)
- Alexander F. Cherniavsky**, Academician of National Academy of Sciences of Belarus, Doctor of Science (Engineering), Professor, Intelligent Systems Department, Belarusian State University (Minsk, Belarus)
- Sergei A. Chizhik**, Academician of National Academy of Sciences of Belarus, Professor, Doctor of Science (Engineering), the First Vice Chairman of the Presidium of National Academy of Sciences of Belarus (Minsk, Belarus)
- Alexey P. Shkadarevich**, Academician of National Academy of Sciences of Belarus, Doctor of Science (Physics and Mathematics), Professor, Director of the Scientific and Technical Center «LEMT» of the BelOMO (Minsk, Belarus)
- Konstantin V. Yumashev**, Doctor of Science (Physics and Mathematics), Professor, Head of Experimental and Theoretical Physics Department, Belarusian National Technical University (Minsk, Belarus)

The Journal is included in the following databases: Web of Science Core Collection (ESCI), EBSCO, DOAJ, WorldCat, OpenAIRE, Google Scholar, RISC, Lan, CyberLeninka, Socionet

ADDRESS:

Belarusian National Technical University
Nezavisimosty Ave, 65, 220013, Minsk, Belarus
Tel.: +375 (17) 293 96 67, fax: +375 (17) 292 67 94
e-mail: pimi@bntu.by
<http://pimi.bntu.by>

СОДЕРЖАНИЕ

Средства измерений

<i>Кузьмин Л.С., Чигинев А.В.</i> Двухчастотная перекрестно-щелевая антенна с резонансными болометрами на холодных электронах для применения в космической миссии <i>CORe</i>	101
<i>Gilavdary I., Mekid S., Riznookaya N.</i> Parametric amplification of the signals in the electrostatic graviinertial sensor.....	108
<i>Зайцев Е.А., Левицкий А.С., Сидорчук В.Е.</i> Система контроля воздушного зазора гидрогенераторов.....	122
<i>Поляков А.В., Прокопенкова Т.Д.</i> Квазираспределенная волоконно-оптическая система измерения температуры рециркуляционного типа на основе технологии спектрального мультиплексирования.....	131
<i>Кабанов Д.М., Лебедев Е.В., Шпак П.В., Жук С.М., Сташкевич С.П.</i> Прибор на основе GaInAsSb светодиодов для измерения содержания воды в нефти.....	142
<i>Будай А.Г., Гринчук А.П., Громыко А.В.</i> Разработка концепции построения аппаратно-программного комплекса модульной конструкции для определения характеристик антенных систем по измерениям в ближней зоне.....	151

Методы измерений, контроля, диагностики

<i>Реутская О.Г., Плескачевский Ю.М.</i> Измерения концентрации газов CO и NO ₂ мультисенсорной микросистемой в режиме импульсного нагрева.....	160
<i>Дерепа А.В., Лейко А.Г., Позднякова О.Н.</i> Физические поля кругового цилиндрического пьезокерамического приемника в присутствии плоского акустически мягкого экрана.....	168
<i>Абрамович Н.Д., Дик С.К.</i> Зависимость размеров спекл-пятен и их контраста от биофизических и структурных параметров биоткани.....	177
<i>Kiselev M.G., Labun E.I., Liutsko P.S.</i> Influence of additional vibration impact on the effectiveness of electrical stimulation procedure.....	188

CONTENTS

Measuring instruments

<i>Kuzmin L.S., Chiginev A.V.</i> Two-frequency cross-slot antenna with resonant cold electron bolometers for application in CO₂ space mission	101
<i>Gilavdary I., Mekid S., Riznookaya N.</i> Parametric amplification of the signals in the electrostatic graviinertial sensor	108
<i>Zaitsev I.O., Levytskyi A.S., Sydorchuk V.E.</i> Air gap control system for hydrogenerators	122
<i>Polyakov A.V., Prokopenkova T.D.</i> Quasi-distributed fiber-optic recirculating system for temperature measurement based on wavelength-division multiplexing technologies	131
<i>Kabanau D.M., Lebiadok Y.V., Shpak P.V., Zhuk S.M., Stashkevich S.P.</i> Device based on GaInAsSb LEDs for measurement of water concentration in oil	142
<i>Buday A., Grinchuk A., Gromyko A.</i> Development of concept of hardware-software complex of modular design for determination of antenna systems' characteristics based on measurements in the near field	151

Methods of measurements, monitoring, diagnostics

<i>Reutskaya O.G., Pleskachevsky Y.M.</i> Measurement of CO and NO₂ gas concentration's by multisensor microsystem in the mode of pulse heating	160
<i>Derepa A.V., Leiko A.G., Pozdniakova O.N.</i> Physical fields of circular cylindrical piezoceramic receiver in presence of a flat acoustic soft screen	168
<i>Abramovich N.D., Dick S.K.</i> Dependence of the speckle-patterns size and their contrast on the biophysical and structural parameters of biological tissues	177
<i>Kiselev M.G., Labun E.I., Liutsko P.S.</i> Influence of additional vibration impact on the effectiveness of electrical stimulation procedure	188

УДК 53.087.2, 520.8.056, 520.272.2

Двухчастотная перекрестно-щелевая антенна с резонансными болометрами на холодных электронах для применения в космической миссии *COrE*

Кузьмин Л.С.^{1,2}, Чигинев А.В.^{1,3}

¹Нижегородский государственный технический университет им. Р.Е. Алексеева,
ул. Минина, 24, г. Нижний Новгород 603950, Россия

²Технологический университет Чалмерса,
Гетеборг 41296, Швеция

³Институт физики микроструктур Российской академии наук,
ГСП-105, Нижний Новгород 603950, Россия

Поступила 17.10.2016

Принята к печати 11.05.2017

Измерение характеристик реликтового излучения является актуальной задачей современной радиоастрономии. Целью настоящей работы является расчет планарной двухчастотной перекрестно-щелевой антенны, предназначенной для работы в составе приемной системы орбитального радиотелескопа *Cosmic Origins Explorer (COrE)*, разрабатываемого Европейским космическим агентством для измерения реликтового излучения.

Предлагаемая планарная антенна представляет собой металлический слой, нанесенный на диэлектрическую подложку и содержащий систему из четырех щелей, пересекающих друг друга под прямым углом. В состав антенны входит также система микрополосковых линий, предназначенных для передачи сигнала от щелей к резонансным болометрам на холодных электронах, и линза для формирования основного луча диаграммы направленности антенны. Расчет антенной системы проводился путем электродинамического моделирования в программном пакете *CST Microwave Studio*. В результате расчета получены диаграммы направленности антенны в двух частотных каналах, а также ее частотные характеристики.

В результате расчета получены следующие характеристики приемной системы на основе перекрестно-щелевой антенны: ширина основного луча диаграммы направленности – 24,3° и 19,5°, эллиптичность луча – 4,2 % и 0,3 %, ширина полосы частот – 14,9 ГГц и 19,0 ГГц, разрешение по поляризации – 23,4 дБ и 29,6 дБ, где всюду первое значение относится к каналу 75 ГГц, второе – к каналу 105 ГГц.

Предложено использование перекрестно-щелевой антенны в двухчастотном режиме совместно с резонансными болометрами на холодных электронах для работы в составе приемной системы орбитального радиотелескопа *COrE*. Сравнение рассчитанных характеристик антенны с требованиями, заданными Европейским космическим агентством, показало возможность использования антенны данного типа в составе миссии *COrE*.

Ключевые слова: планарная антенна, реликтовое излучение, болометр на холодных электронах.

DOI: 10.21122/2220-9506-2017-8-2-101-107

Адрес для переписки:

Чигинев А.В.
Нижегородский государственный технический
университет им. Р.Е. Алексеева,
ул. Минина, 24, г. Нижний Новгород 603950, Россия
e-mail: chig@ipmras.ru

Address for correspondence:

Chiginev A.V.
Nizhny Novgorod State Technical University n.a. R.E. Alekseev,
Minin str., 24, Nizhny Novgorod 603950, Russia
e-mail: chig@ipmras.ru

Для цитирования:

Кузьмин Л.С., Чигинев А.В.
Двухчастотная перекрестно-щелевая антенна с резонансными болометрами на холодных электронах для применения в космической миссии *COrE*.
Приборы и методы измерений.
2017. – Т. 8, № 2. – С. 101–107.
DOI: 10.21122/2220-9506-2017-8-2-101-107

For citation:

Kuzmin L.S., Chiginev A.V.
[Two-frequency cross-slot antenna with resonant cold electron bolometers for application in *COrE* space mission].
Devices and Methods of Measurements.
2017, vol. 8, no. 2, pp. 101–107 (in Russian).
DOI: 10.21122/2220-9506-2017-8-2-101-107

Two-frequency cross-slot antenna with resonant cold electron bolometers for application in CORe space mission

Kuzmin L.S.^{1,2}, Chiginev A.V.^{1,3}

¹Nizhny Novgorod State Technical University n.a. R.E. Alekseev,
Minin str., 24, Nizhny Novgorod 603950, Russia

²Chalmers University of Technology,
Gothenburg 41296, Sweden

³Institute for Physics of Microstructures Russian Academy of Sciences,
GSP-105, Nizhny Novgorod 603950, Russia

Received 17.10.2016

Accepted for publication 11.05.2017

Abstract

Measurements of the CMB properties is an actual problem of modern astronomy. The aim of the present paper is the numerical modeling of the two-frequency planar cross-slot antenna designed for operation in the receiving system of the orbital telescope Cosmic Origins Explorer (CORe), developed by the European Space Agency to measure the CMB.

The proposed antenna is a planar metal layer on the dielectric substrate, and comprising a set of four slots intersecting each other at right angles. The composition also includes a set of microstrip lines for transmitting a signal from the resonant slots to cold-electron bolometers, and a lens for forming the main beam of the radiation diagram. Calculation of the antenna system is made by electrodynamic modeling software package CST Microwave Studio. As a result of the modeling, the radiation diagram of the antenna in two frequency channels as well as its frequency characteristics are obtained.

The calculation gives the following characteristics of the receiving system on the basis of cross-slot antenna: width of the main beam of the radiation diagram – 24.3° and 19.5°, the ellipticity of the beam – 4.2 % and 0.3 %, the bandwidth – 14.9 GHz and 19.0 GHz, polarization resolution – 23.4 dB and 29.6 dB, where the former value refers to the 75 GHz channel, and the latter refers to 105 GHz channel.

It is proposed to use a cross-slot antenna in dual-frequency mode together with resonant cold-electron bolometers to work in the receiving system of the orbital telescope CORe. Comparison of the calculated antenna characteristics with the requirements set by the European Space Agency, have shown the possibility of using this type of antenna as part CORe mission.

Keywords: planar antenna, cosmic microwave background, cold-electron bolometer.

DOI: 10.21122/2220-9506-2017-8-2-101-107

Адрес для переписки:

Чигинев А.В.
Нижегородский государственный технический
университет им. Р.Е. Алексеева,
ул. Минина, 24, г. Нижний Новгород 603950, Россия
e-mail: chig@ipmras.ru

Address for correspondence:

Chiginev A.V.
Nizhny Novgorod State Technical University n.a. R.E. Alekseev,
Minin str., 24, Nizhny Novgorod 603950, Russia
e-mail: chig@ipmras.ru

Для цитирования:

Кузьмин Л.С., Чигинев А.В.
Двухчастотная перекрестно-щелевая антенна с резонансными болометрами на холодных электронах для применения в космической миссии CORe.
Приборы и методы измерений.
2017. – Т. 8, № 2. – С. 101–107.
DOI: 10.21122/2220-9506-2017-8-2-101-107

For citation:

Kuzmin L.S., Chiginev A.V.
[Two-frequency cross-slot antenna with resonant cold electron bolometers for application in CORe space mission].
Devices and Methods of Measurements.
2017, vol. 8, no. 2, pp. 101–107 (in Russian).
DOI: 10.21122/2220-9506-2017-8-2-101-107

Введение

Гравитационные волны, предсказанные в работах [1, 2], – это последний фрагмент общей теории относительности Эйнштейна, явление, которое было предсказано, но еще не наблюдалось до недавнего времени. По результатам американского эксперимента *BICEP2* (*Background Imaging of Cosmic Extragalactic Polarization*), было объявлено о детектировании гравитационных волн методом измерения поляризации вихревой В-моды реликтового излучения [3]. Однако для достоверности результатов, чтобы исключить влияние космической пыли, необходимо повторение экспериментов на разных частотах. И хотя вскоре гравитационные волны были обнаружены другим методом, в рамках проекта *LIGO* [4], задача наблюдения гравитационных волн космологическими методами остается по-прежнему актуальной.

Европейское космическое агентство (ЕКА) приняло амбициозную космическую программу для исследования поляризации реликтового излучения. Одной из целей ЕКА является организация космической миссии *COrE*. ЕКА сформулировало ряд требований к антенным системам для данной миссии. В частности, необходимо уменьшать размер части фокальной плоскости, занятой приемными элементами, путем размещения многочастотного массива детекторов. Это должно позволить решить проблемы, связанные с тем, что форма основного лепестка диаграммы направленности приемного элемента зависит от того, в каком месте фокальной плоскости расположен этот элемент. Эта зависимость приводит к искажениям формы основного лепестка диаграммы направленности приемной системы. Размещение приемных элементов, настроенных на разные частоты, в одном пикселе позволяет осуществить одновременное измерение сигналов на разных частотах, что исключительно важно для радиоастрономии [5]. К наиболее важным требованиям относятся следующие: ширина главного лепестка диаграммы направленности – 20° , эллиптичность основного лепестка диаграммы направленности $<5\%$, ширина частотной полосы – 20% от рабочей частоты канала, коэффициент подавления кроссполяризационной компоненты поля принимаемой волны – не хуже -30 дБ. Кроме того, антенна должна иметь хорошее согласование по импедансу с болометрами на холодных электронах (БХЭ) [6], которые предлагается использовать в качестве сверхчувствительных детекторов излучения.

Развитием концепции БХЭ является резонансный болометр на холодных электронах (РБХЭ) [7]. В конструкции РБХЭ есть полоска из сверхпроводника, имеющая кинетическую индуктивность и образующая последовательный колебательный контур совместно с емкостями *SIN*-переходов. Использование кинетической индуктивности позволяет уменьшить размер индуктивного элемента примерно в 300 раз по сравнению с элементом, использующим геометрическую индуктивность. Это позволяет сохранить одно из важнейших преимуществ БХЭ – его компактность.

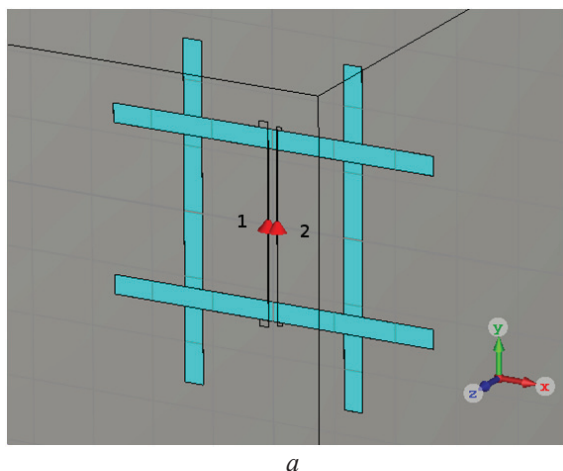
Одним из возможных вариантов планарной антенны является перекрестно-щелевая антенна [8, 9]. В отличие от широкополосных антенн других типов, например от синусоидальной антенны [10], перекрестно-щелевая антенна отличается более простой конструкцией. Исходно данная антенна предназначалась для приема сигнала в одном частотном канале, центральная частота которого определяется длиной щели. Цель настоящей работы – расчет частотных характеристик и параметров диаграммы направленности перекрестно-щелевой антенны, работающей в двухчастотном режиме совместно с РБХЭ. В конце статьи проведено сравнение рассчитанных характеристик антенны с требованиями ЕКА и сделан вывод о ее применимости в составе приемной системы космической миссии *COrE*.

Основная часть

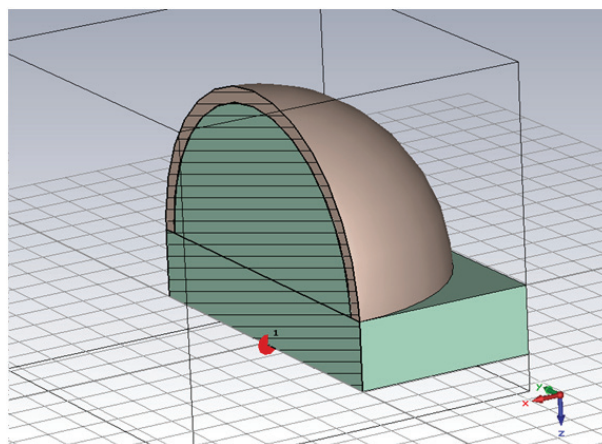
Внешний вид антенны показан на рисунке 1. Антенна состоит из металлического слоя, нанесенного на диэлектрическую кремниевую подложку, и фактически представляет собой четыре взаимно перпендикулярные щели, пересекающиеся на расстоянии от края, равном четверти длины всей щели (рисунок 1а). С помощью микрополосковых линий сигнал с противоположных щелей антенны подается на два РБХЭ, настроенных каждый на свою частоту, при этом РБХЭ включается в разрыв микрополосковой линии. Такое включение обеспечивает синфазную работу противоположных щелей в правильной фазировке и, следовательно, формирование нужной диаграммы направленности. В качестве диэлектрика, отделяющего микрополосок от металлического слоя, выступает оксид кремния. На концах микрополосковых линий, обращенных к щелям антенны, расположены закорачивающие емкост-

ти, верхние обкладки которых представляют собой металлические прямоугольники. С помощью подстройки этих емкостей удается производить предварительную настройку частотных характе-

ристик антенны. С обратной стороны подложки расположена линза с просветляющим покрытием, ответственная за формирование диаграммы направленности антенны (рисунок 1b).



a



b

Рисунок 1 – Внешний вид перекрестно-щелевой антенны: *a* – центральная часть антенны; 1 и 2 – порты для каналов 75 ГГц и 105 ГГц соответственно; *b* – поперечный разрез антенны на подложке с линзой

Figure 1 – A sketch of the cross-slot antenna: *a* – the central part of the antenna; 1 and 2 – denote ports for 75 GHz and 105 GHz channels respectively; *b* – a cross cut of the antenna on the substrate with the lens

Далее будет приведен пример расчета диаграммы направленности и частотных характеристик такой антенны. Для численного моделирования использован программный пакет *CST Microwave Studio*. Вычисления проводились во временной области. Для возбуждения системы на каждом из частотных каналов были использованы два порта, включенные так же, как и РБХЭ, в разрывы микрополосков (рисунок 1a). Параметры антенны подобраны таким образом, чтобы обеспечивать приемлемые характеристики антенны на двух рабочих частотах, требуемых для проекта *CORÉ* – 75 и 105 ГГц. Порт 1 возбуждает частотный канал 75 ГГц, порт 2 возбуждает канал 105 ГГц. Для простоты и наглядности расчет всех характеристик антенны был проведен для одной из поляризаций.

Численное моделирование проводилось для структуры со следующими геометрическими размерами. Толщина металлического слоя выбиралась равной 0,15 мкм, длина щели антенны – 1050 мкм, ширина щели – 60 мкм. Параметры микрополосковой линии следующие. Ширина микрополоска – 2 мкм, длина – 290 мкм, толщина – 0,4 мкм, толщина диэлектрического слоя SiO_2 – 0,3 мкм. Размеры прямоугольников, образующих закорачивающие емкости, – 31×20 мкм² и 16×10 мкм², величины емкостей соответственно равны 71,3 фФ и 18,4 фФ. Толщина кремниевой

диэлектрической подложки – 1100 мкм, ее размеры в плане – 2×2 мм². Диаметр кремниевой фокусирующей линзы – 9 мм, толщина просветляющего покрытия из кварца – 430 мкм.

Рассчитанные диаграммы направленности антенны приведены на рисунке 2. На этом рисунке приведены сечения диаграммы направленности тремя разными плоскостями, проходящими через прямую, перпендикулярную плоскости антенны. Здесь E-plane – плоскость, в которой расположен вектор **E** электромагнитной волны, H-plane – плоскость, в которой расположен вектор **H** электромагнитной волны, D-plane – плоскость, расположенная под углом 45° к E-plane и H-plane.

Из рисунка 2 видно, что перекрестно-щелевая антенна обладает удовлетворительными характеристиками диаграммы направленности. В частности, следует отметить хорошее разрешение по поляризации в пределах угловой ширины основного лепестка, ограниченной мощностью – 3 дБ от максимума (половинная мощность). Здесь под разрешением по поляризации понимается соотношение основной и кросс-поляризационной компонент электромагнитной волны, где последняя рассматривается в базисе *Ludwig 3* [11]. Также следует отметить, что эллиптичность основного лепестка диаграммы направленности антенны, определяемая как $(W_{\max} - W_{\min}) / (W_{\max} + W_{\min})$, где $W_{\max}$ и $W_{\min}$ – соответственно максимальная и мини-

мальная ширины диаграммы направленности по уровню -3 дБ, удовлетворяет требованиям ЕКА.

Характеристики диаграммы направленности антенны приведены в таблице (см. ниже).

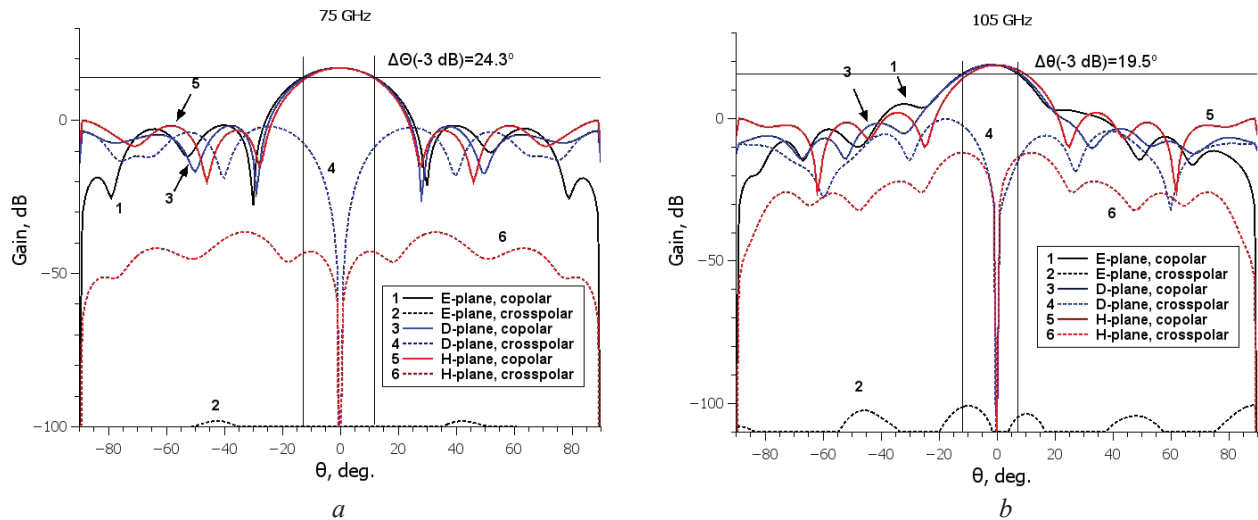


Рисунок 2 – Диаграммы направленности перекрестно-щелевой антенны для 75 ГГц (a) и для 105 ГГц (b). Показаны диаграммы для основной (сплошные линии) и кроссполаризационной (пунктирные линии) компонент полей. Использован базис Ludwig 3 [11]. Разными цветами и цифрами обозначены диаграммы направленности для разных сечений. Тонкими горизонтальными линиями обозначен уровень диаграммы направленности -3 дБ от максимума, тонкими вертикальными линиями – область углов, в пределах которой этот уровень превышен

Figure 2 – Radiation diagrams of the cross-slot antenna at 75 GHz (a) and 105 GHz (b). Diagrams for main (solid) and crosspolar (dashed) components of the fields are shown. A Ludwig 3 basis [11] is used. Different colours mark different cross-sections of the radiation diagrams. Thin horizontal lines denote radiation diagram level -3 dB of maximum, thin vertical lines denote the angular domain where this level is exceeded

На рисунке 3 приведены частотные характеристики рассматриваемой антенны. Они рассчитаны путем подключения портов с импедансом 20 Ом в разрывы полосковых линий, соединяющих противоположные щели (рисунок 1a). Характеристики имеют резонансный характер, и частоты соответствующих резонансов являются близкими к частотам, которые требуются для проекта COrE – 75 и 105 ГГц (рисунок 3a). Реальные части импеданса антенны составляют 3,5 Ом

для канала 75 ГГц и 34 Ом для канала 105 ГГц (рисунок 3b). Тем не менее, как мы увидим далее, данная антенна хорошо согласуется с РБХЭ и обеспечивает необходимые резонансные характеристики приемной системы. Из рисунка 3b видно, что ширины резонансных кривых превышают значения, задаваемые требованиями ЕКА. Поэтому для получения резонансных кривых нужной ширины нами предложено использовать резонансные свойства РБХЭ.

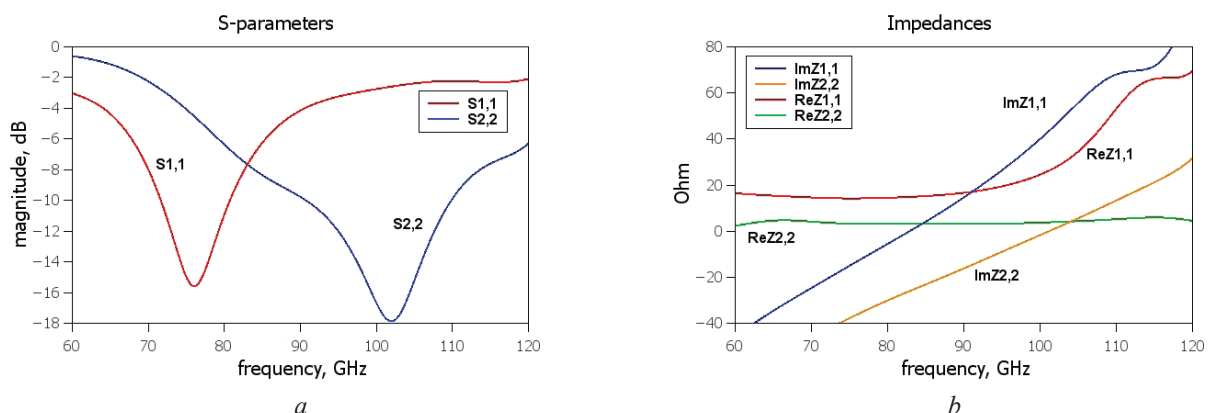


Рисунок 3 – Частотные характеристики перекрестно-щелевой антенны: a – S-параметры антенны; b – реальная и мнимая части импедансов антенны

Figure 3 – Frequency characteristics of the cross-slot antenna: a – S-parameters of the antenna; b – real and imaginary parts of the antenna impedances

Для моделирования РБХЭ использовалась эквивалентная схема в виде последовательного колебательного контура (рисунок 4а). Два таких контура, настроенные на частоты, близкие соответственно 75 и 105 ГГц, подключались к портам. В результате расчета получены частотные характеристики антенны с РБХЭ (рисунок 4б). В расчетах использовались следующие параметры дискретных элементов: индуктивности $L_{75} = 130$ пГн, $L_{105} = 120$ пГн, емкости $C_{75} = 41$ фФ, $C_{105} = 18,5$ фФ. Активные сопротивления обоих контуров равнялось 15 Ом, что соответствует сопротивлению абсорбера РБХЭ. Резонансные частоты контуров равны соответственно 68,9 ГГц и 106,8 ГГц. Сдвиг резонансных частот контуров связан с тем, что для получения нужных итоговых резонансных частот полной системы приходится компенсировать мнимые части соответствующих компонент матрицы импедансов системы на резонансных частотах (рисунок 3б).

Из рисунка 4б видно, что частотные характеристики приемной системы на основе перекрестно-щелевой антенны имеют вид резонансных кривых с частотами, соответствующими требуемым ЕКА – 75 и 105 ГГц. Также видно, что взаимное влияние двух частотных каналов ограничено уровнем –10 дБ.

Характеристики двухканальной приемной системы на основе перекрестно-щелевой антенны и РБХЭ приведены в таблице.

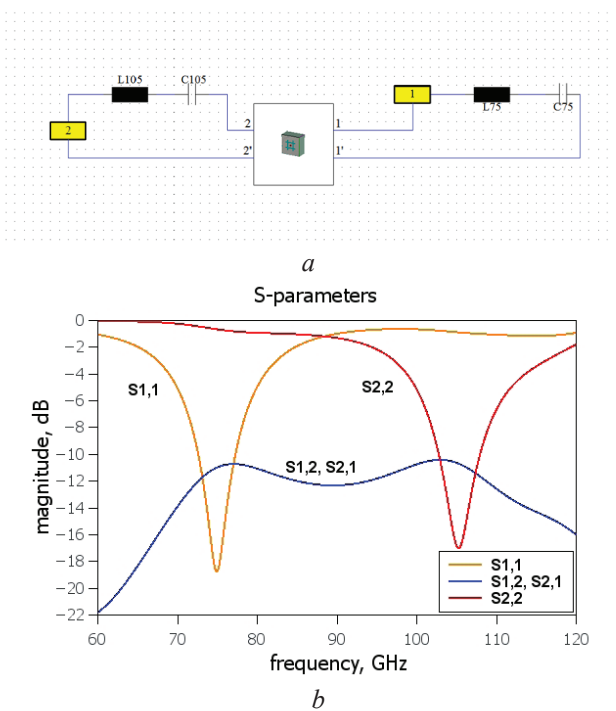


Рисунок 4 – Эквивалентная схема перекрестно-щелевой антенны с резонансным болометром на холодных электронах (а) и частотные характеристики перекрестно-щелевой антенны с последовательными колебательными контурами, моделирующими резонансный болометр на холодных электронах (б)

Figure 4 – Equivalent circuit of the cross-slot antenna with resonant cold-electron bolometers (RCEB) (a) and frequency characteristics of the cross-slot antenna with serial oscillatory circuits which model RCEBs (b)

Таблица/Table

Характеристики приемной системы на основе перекрестно-щелевой антенны
The characteristics of the receiving system based on the cross-slot antenna

	Требования ЕКА ESA requirements	Канал 75 ГГц 75 GHz channel	Канал 105 ГГц 105 GHz channel
Резонансная частота, ГГц Resonance frequency, GHz	75, 105	75	105
Ширина полосы частот при –3 дБ, ГГц Bandwidth at –3 dB, GHz	20 % от резонансной частоты 20 % of resonance frequency	14,9	19,0
Ширина основного луча диаграммы направленности, град. Beam width, °	20	24,3	19,5
Эллиптичность основного лепестка, % Beam ellipticity, %	<5	4,2	0,3
Разрешение по поляризации, дБ Polarization resolution, dB	30	23,4	29,6

Из таблицы видно, что двухчастотная приемная система на основе перекрестно-щелевой антенны обладает хорошими параметрами диаграммы направленности и частотными характе-

ристиками, в целом удовлетворяющими требованиям ЕКА, предъявляемым к многочастотным приемным системам, предназначенным для проекта COrE.

Заключение

В результате проведенного исследования установлено, что планарная перекрестно-щелевая антенна способна функционировать в двухчастотном режиме и обеспечивать частотные характеристики и параметры диаграммы направленности, укладывающиеся в рамки требований ЕКА, предъявляемые к приемным системам для космической миссии *COrE*. В отличие от широкополосных антенн других типов перекрестно-щелевая антенна отличается более простой конструкцией. Количественные характеристики приемной системы на основе перекрестно-щелевой антенны с резонансным болометром на холодных электродах приведены в таблице (см. выше).

В данной работе мы ограничились одной поляризацией; более подробное исследование характеристик данной антенны в режиме двух поляризаций будет предметом последующих публикаций.

Работа выполнена при поддержке Российского научного фонда (грант № 16-19-10468).

The work has been supported by the Russian Science Foundation (grant No. 16-19-10468).

References

1. Starobinskii A.A. Spectrum of relict gravitational radiation and the early state of the universe. *Soviet Journal of Experimental and Theoretical Physics Letters*, 1979, vol. 30, no. 11, pp. 682–685.
2. Linde A.D. A new inflationary universe scenario: A possible solution of the horizon, flatness, homogeneity, isotropy and primordial monopole problems. *Physics Letters B*, 1982, vol. 108, p. 389. **doi:** 10.1016/0370-2693(82)91219-9
3. BICEP2 II: experiment and three-year data set. BICEP2 collaboration. P. Ade, et al., arXiv:1403.4302v1 [astro-ph.CO] 17 Mar 2014.
4. Abbot B.P. et al. (LIGO Scientific Collaboration and Virgo Collaboration). Observation of Gravitational Waves from a Binary Black Hole Merger. *Physical Review Letters*, 2016, vol. 116, p. 061102. **doi:** 10.1103/PhysRevLett.116.061102
5. The ESA Tender ESTEC ITT AO/1-7256. Next Generation Sub-millimetre Wave Focal Plane Array Coupling Concepts, February 2013.
6. Kuzmin L. Optimization of the Hot-Electron Bolometer for Space Astronomy. *SNED Proc.*, 2001, pp. 145–154.
7. Kuzmin L.S. A Resonant Cold-Electron Bolometer With a Kinetic Inductance Nanofilter. *IEEE Transactions On Terahertz Science And Technology*, 2014, vol. 4, pp. 314–320. **doi:** 10.1109/TTHZ.2014.2311321
8. Goutam Chattopadhyay, Jonas Zmuidzinas. A Dual Polarized Slot Antenna for Millimeter Waves. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 1998, vol. 46, no. 5, pp. 736–737. **doi:** 10.1109/8.668920
9. Goutam Chattopadhyay, David Miller, Henry G. LeDuc, Jonas Zmuidzinas. A dual-polarized quasi-optical SIS mixer at 550 GHz. *IEEE Transactions On Microwave Theory And Techniques*, 2000, vol. 48, no. 10, pp. 1680–1686. **doi:** 10.1109/22.873895
10. DuHamel R.H. Dual polarized sinuous antennas. Patent U.S. no. 4658262, 1987.
11. Arthur C. Ludwig. The Definition of Cross Polarization. *IEEE Transactions On Antennas And Propagation*, 1973, vol. 21, issue 1, pp. 116–119. **doi:** 10.1109/TAP.1973.1140406

Parametric amplification of the signals in the electrostatic graviinertial sensor

Gilavdary I.¹, Mekid S.², Riznookaya N.¹

¹Belarusian National Technical University,
Nezavisimosty Ave., 65, Minsk 220013, Belarus

²King Fahd University of Petroleum & Minerals, Mechanical Engineering Department,
Dhahran 31261, Saudi Arabia

Received 21.02.2017

Accepted for publication 12.04.2017

Abstract

The challenges of designing simple, reliable, and high sensitivity graviinertial sensors are investigated. The sensor comprises a proof mass (PM) and is fixed with the housing by the elastic torsion suspension. PM makes small rotations under the action of gravitational forces or inertial forces.

The distinctive features of the sensor are that the differential electrostatic system provides simultaneous reading of the desired signal and a control the torsional rigidity of suspension. In addition, the PM's rotational angular velocity transforms in the alternating current flowing through the capacitors. The presence of alternating current (AC) voltage sources allows to get the parametric amplification of AC and significantly to improve the sensitivity of the sensor. In the simplest case, the sensor does not contain any feedback circuits.

As an example, calculations of the micromechanical linear accelerations confirm that the periodic modulation of the coefficient of elastic stiffness of the suspension can significantly increase the sensitivity in the low frequency range, even in the absence of parametric resonance.

Conditions for suppressions of background current participating in the output signal from a parametric pumping due to the asymmetry of the differential circuits are set. The frequency characteristics calculations of the sensor were carried out. It is expected, that the proposed sensor design ensures minimum noise level, which can be achievable in the graviinertial sensors. This design and the constructed theory can serve as a basis for creating a wide range of graviinertial devices operating on a movable base, for example, linear and angular accelerometer, gravity gradiometer, gravimeters, and inclinometers, which can be realized in the hybrid and in the micromechanical versions.

Keywords: differential capacitive sensor, modulated stiffness, parametric amplification, gravity gradiometer, linear accelerometer.

DOI: 10.21122/2220-9506-2017-8-2-108-121

Адрес для переписки:

Джилавдари И.З.
Белорусский национальный технический университет,
пр. Независимости, 65, г. Минск 220013, Беларусь
e-mail: gilavdary@mail.ru

Address for correspondence:

Gilavdary I.
Belarusian National Technical University,
Nezavisimosty Ave., 65, Minsk 220013, Belarus
e-mail: gilavdary@mail.ru

Для цитирования:

Gilavdary I., Mekid S., Riznookaya N.
Parametric amplification of the signals in the electrostatic graviinertial sensor.
Приборы и методы измерений.
2017. – Т. 8, № 2. – С. 108–121.
DOI: 10.21122/2220-9506-2017-8-2-108-121

For citation:

Gilavdary I., Mekid S., Riznookaya N.
Parametric amplification of the signals in the electrostatic graviinertial sensor.
Devices and Methods of Measurements.
2017, vol. 8, no. 2, pp. 108–121.
DOI: 10.21122/2220-9506-2017-8-2-108-121

Параметрическое усиление сигналов в электростатическом гравиинерционном датчике

Джилавдари И.З.¹, Мекид С.Н.², Ризнооккая Н.Н.¹

¹Белорусский национальный технический университет,
пр. Независимости, 65, г. Минск 220013, Беларусь

²Университет нефти и полезных ископаемых короля Фадха,
Дхахран 31261, Саудовская Аравия

Поступила 21.02.2017

Принята к печати 12.04.2017

Рассматривается задача создания простого, надежного и высокочувствительного маятникового гравиинерционного датчика. Датчик содержит подвижную массу, удерживаемую относительно корпуса с помощью упругого торсионного подвеса. Подвижная масса совершает малые повороты под действием момента силы, обусловленного действием гравитационных сил или силы инерции. Отличительная особенность датчика состоит в том, что дифференциальная электростатическая система обеспечивает одновременное считывание полезного сигнала и уменьшение крутильной жесткости подвеса. Также особенность датчика состоит в том, что его чувствительность определяется угловой скоростью поворота подвижной массы и пропорциональной ей амплитудой переменного тока, протекающего через конденсаторы. Наличие в датчике источников переменного напряжения позволяет осуществлять параметрическое усиление переменного тока и существенно увеличивать его чувствительность. В простейшем варианте в датчике отсутствуют цепи обратных связей.

На примере микромеханического линейного акселерометра путем расчетов доказываем, что периодическая модуляция коэффициента жесткости упругого подвеса позволяет существенно увеличить чувствительность прибора в области низких частот, даже в условиях отсутствия параметрического резонанса. Анализируются условия подавления фоновых составляющих тока, проникающих в выходной сигнал от источников переменного напряжения вследствие несимметричности дифференциальной электрической цепи.

Подобная конструкция и построенная теория могут служить основой при создании широкого круга различных гравиинерционных приборов, работающих на подвижном основании, таких как линейные и угловые акселерометры, гравитационные градиентометры, гравиметры, наклонометры, виброметры, в том числе в гибридном или микро исполнении.

Ключевые слова: дифференциальный емкостной датчик, модулированная жесткость, параметрическое усиление, гравитационный градиентометр, линейный акселерометр.

DOI: 10.21122/2220-9506-2017-8-2-108-121

Адрес для переписки:

Джилавдари И.З.
Белорусский национальный технический университет,
пр. Независимости, 65, г. Минск 220013, Беларусь
e-mail: gilavdary@mail.ru

Address for correspondence:

Gilavdary I.
Belarusian National Technical University,
Nezavisimosty Ave., 65, Minsk 220013, Belarus
e-mail: gilavdary@mail.ru

Для цитирования:

Gilavdary I., Mekid S., Riznookaya N.
Parametric amplification of the signals in the electrostatic graviinertial sensor.
Приборы и методы измерений.
2017. – Т. 8, № 2. – С. 108–121.
DOI: 10.21122/2220-9506-2017-8-2-108-121

For citation:

Gilavdary I., Mekid S., Riznookaya N.
Parametric amplification of the signals in the electrostatic graviinertial sensor.
Devices and Methods of Measurements.
2017, vol. 8, no. 2, pp. 108–121.
DOI: 10.21122/2220-9506-2017-8-2-108-121

Introduction

Due to the rapid development of micro- and nano satellites weighing not more than 100 kg and 10 kg, respectively, [3], which are used for the study of celestial bodies and asteroids from outer near space, as well as for studies surface of these objects, there is an urgent need for the development of simple, low-cost and small-size graviinertial devices for placement in these satellites. The results of these studies can be used to examine the internal structure of the heavy bodies, as well as to detect heterogeneities located close to the surface, for example, that may be required during construction anything objects on them [4–7].

Graviinertial devices include, for example, gravity gradiometers, gravimeters, accelerometers, inclinometers, vibration meters and others. Gravity Gradiometers (GG) used for measurements on moving objects have particular importance among these devices. The development of GG – this is one of the most difficult problems of modern instrumentation design [1, 8]. Currently used GG could be divided into two types [1]: the first type is «warm» devices that operate at room temperature, constructed on the basis of rotating linear accelerometers e.g. devices FTG (Full Tensor Gradiometer) or Air-FTG and the AGG (Airborne Gravity Gradiometer), developed by Lockheed Martin Corporation. GG with nonrotating linear accelerometers can be attributed here also, which were designed by ESA (European Space Agency) and existed for 4 years; 2009 to 2013 within the framework of the program GOCE (Gravity field and steady-state Ocean Circulation Explorer) on board Low Earth Orbit satellite [36–38].

The second type of GG is «cold» devices operating at the boiling temperature of liquid helium, constructed on the basis of angular accelerometers e.g. the devices HD-AGG (High Definition Airborne Gravity Gradiometry) and VK1, developed by GEDEX (Gedex Systems Inc.), University of Western Australia (UWA) and the University of Maryland (UM). The record of low error in «cold» GG which is under development is focused on the achievement of error 1 Eo ($\text{Eo} = \text{Eötvös}$, $1 \text{ Eo} = 10^{-9} \text{ s}^{-2}$) at the time interval of measurement of one second and noise level of $1 \text{ Eo} / \text{Hz}^{1/2}$ in the frequency band of 0.001 to 1 Hz [1, 2, 8].

It is recognized that «warm» and «cold» GG have common disadvantages: they are expensive, heavy and bulky, making them difficult to be used in the

near space, because they can not be hosted in micro- and nano satellites. Therefore, the creation of simple and small-sized GG and other graviinertial devices is an actual problem of modern instrumentation. It seems obvious that these devices should be carried in a «warm version» to eliminate the need to create the reserves of liquid helium in satellites.

The development of compact GG is primarily linked with the advent of MEMS (micro-electromechanical systems) technology [9, 15, 19]. However, specific problems exist when fabricating graviinertial devices using MEMS method. First problem is that elastic hangers for the proof mass (PM) must satisfy two conflicting requirements: on the one hand, they must have a high flexibility in the direction associated with the axis of sensitivity of the instrument and, on the other hand, they must have a high strength to resist gravitational action and to withstand shocks and vibrations occurring during start and progress in the space orbit [18].

The second problem is the creation of highly sensitive readout signals generated by the movements of elastically suspended PM having small size and low power consumption. Capacitive displacement sensors can respond these requirements [16]. However, the standard capacitive sensors can only be used with additional radio frequency (RF) generators with a frequency of about $(10^5\text{--}10^6) \text{ Hz}$ to trigger them. The main drawback of these sensors is the presence of parasitic capacitances, and, RF signals that can penetrate in the output circuits of the sensors and generate additional noise limiting the sensitivity of the devices [10, 17, 23, 35].

Third problem is the noise generated inside the instrument [20]. It is known, that with decreasing device size, there is an increase in the zero drift and in the ratio noise/signal [10–13]. In particular, the growth of the $1/f$ noise with a decrease in the size of the conductive elements is known [14]. Presumably, for these reasons in the open press there is no information on the use of GG constructed based on integrated technologies.

One of the possible ways to reduce the noise in the small size GG is to develop a hybrid design in which the PM has size as large as it possible [18] with a possible weight of from 100 to 200 g. For measurements in the near-Earth space, the «hybrid» would have a mass of 1 kg, the volume of 1 dm^3 and 0,001 sensitivity $\text{Eo} / \text{Hz}^{1/2}$. For this design to provide a measurement time of 1 s, the operating frequency should be below 0.04 Hz and the resonance frequency of 1 Hz [8, 18]. At the same time, for the purpose of

«planetologistik» it is sufficient to have a sensitivity of $GG \text{ 1 Eo} / \text{Hz}^{1/2}$ [15, 19].

The purpose of this paper is to offer a new concept of building a simple and reliable «warm» electrostatic pendulum sensor, which has high sensitivity and low noise. This concept can be used in the development of graviinertial devices capable of operating both on Earth and in space, and facilitate the solution of the above three problems arising in the development of GG.

Features of the proposed graviinertial sensor

Schematic description of the graviinertial sensor (GIS) is illustrated in Figure 1. The sensor comprises a pendulum elastically suspended in electrical field that is generated by the differential capacitive system and the sources of direct and alternating voltage. It is assumed, that the frequency of the AC voltage is higher than the frequency of the signals being measured, but is low enough to electromechanical sensor circuit considered as a circuit with lumped elements. The electric field sensor performs two functions; it reduces the rigidity of the torsional suspension and provides a readout of the desired signal. The first of these features facilitates the solution to the first problem mentioned previously, since the electric field decreases the known resonant frequency of the sensor. The less the resonant frequency of the sensor, the more sensitivity is allowable [15].

The readout of the useful signal using the inner electrostatic system eliminates the need to use radio frequency generators to simplify circuitry and reduces, in GIS, various internal noise that are generated in the sensor [20], hence facilitating a solution to the second problem mentioned previously.

A distinctive feature of the sensor is that the differential electrostatic system performs direct conversion of PM's angular velocity in current flowing in the electrical circuit. The output current of this device is considered as the desired signal.

Dependency of the PM suspension rigidity on the electrostatic field and the presence of alternating electrostatic fields in the sensor allow periodic modulation of the stiffness of the suspension, and as consequence, allow significant parametric amplification of the output current in this sensor. The current's carrier frequency can be set arbitrarily, that allows shifting it to the frequency range with low noise. This feature can solve the third problem described previously.

Parametric transformation and amplification of signals commonly used in designing tiny sensors NEMS and MEMS, started approximately in 1991 [21]. Practically unlimited number of publications are devoted to the study of the properties of systems with parametric excitation. It has been found that such systems have unique features as compared with the systems of external excitation [24, 25]. In particular, in such systems, parametric resonance may occur in several frequency bands (resonance regions), and in the case of linear systems, the maximum value of the oscillation amplitude is not limited in these bands, even if there is energy dissipation. Only the nonlinearity of the parametric system limits the maximum amplitude of the parametric resonance [26]. The dissipation of energy determines the threshold pump amplitude (amplitude modulation), which is a characteristic for each of the resonance zones.

It was proved that the sensors with parametric excitation might have high sensitivity as in a vacuum and in the air [27–30], and sensors with parametric amplification of signals can be more sustainable, cheap and portable [31] compared to sensors with conventional external excitation.

A simple system was first described in [22], in which the parametric amplification of the signal by modulating the torsion rigidity of the mechanical oscillator, in an electric field was observed. The amplifier of this type is of particular interest because it has been proven that the noise in parametric amplifiers can be reduced to a quantum-mechanical level [21]. These results, in principle, can be produced in any structures size [22].

The above-described properties of the parametrically excited systems are promising for use in GIS to achieve high gain and low noise level. However, the results presented in [21] were obtained near the resonance frequency of the parametric pump that is twice the frequency of the resonator. The GG on a movable base have to have a flat frequency response in the range of operating frequency of the order of 1 Hz or less. Therefore, resonance measurement modes should be avoided in the GIS.

On the other side, parametric amplification of the signals in the non-resonant modes at low-frequency range does not usually investigated. However, as far as it is known, Den Hartog was the first who point out that the work of the parametric pump source can be positive, even in the case of a constant external signal, acting on a parametric system [32]. Hence, it issues from this, that the low frequency signals

might be amplified in parametric sensor. We use this feature of parametric system in the sensor is being designed now.

Physical and mathematical models of graviinertial sensor

Figure 1 shows the design scheme of the universal sensor, in which the PM has the form of elastically suspended conductive plate 1. Elastic connection sensor's housing with the PM is presented in the form of a torsion 2, whose axis is perpendicular to the plane of the figure. Two conductive electrodes 4 which are attached with fixed non-conductive plate 3. The electrodes 4 form together with PM two capacitors whose capacitance changes when PM tilts. Capacitors, conductive elements and the PM form an electrical circuit, which includes the sources of direct and alternating voltage. Moreover, for completeness, to be able to investigate in the sensor the influence of penetrating noises, noise sources in the form of discrete noise generators are incorporated in the sensor circuit.

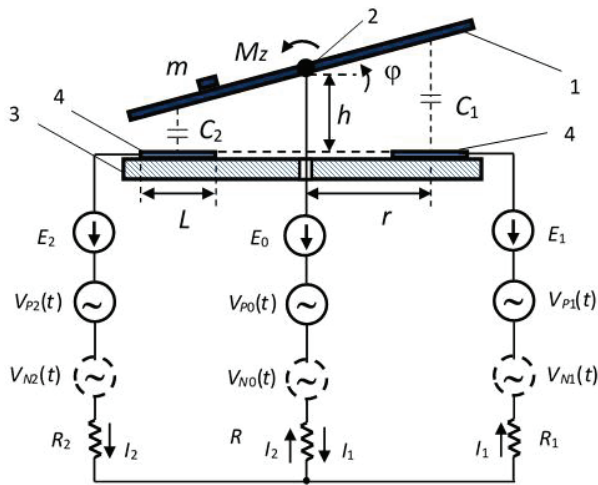


Figure 1 – Universal model of a graviinertial sensor. 1 – conductive proof mass; 2 – elastic torsion; 3 – nonconductive plate; 4 – conductive electrodes; E_0 , E_1 , E_2 – direct current power supply sources; $V_{p0}(t)$, $V_{p1}(t)$, $V_{p2}(t)$ – deterministic variable voltage sources; $V_{n0}(t)$, $V_{n1}(t)$, $V_{n2}(t)$ – random noise sources; m – a point mass, showing the position of the PM center mass if the sensor is a linear accelerometer

References [33, 34] examined the conditions of static and dynamic stability and modes of free and forced PM vibrations of a similar sensor in the absence of AC sources. It has been shown that the sensor's stability greatly depends on the symmetry of the electrostatic system (ES).

In particular, it was found that significant reduction of stiffness torsion suspension under the action of electrostatic forces, in order to increase the sensitivity of the sensor, it is only possible if the symmetry satisfies stringent requirements of ES. For example, the resonant frequency of the sensor can be reduced tenfold asymmetry if ES does not exceed a few tenths of a percent.

Capacitors, shown in Figure 1, depend on the angle of inclination ϕ PM. In [33] proposed a method to calculate the capacitors with inclined planes obtained with simple formulas which are convenient for calculating the moments of the forces of the electric field acting on the PM that does not require expansions in powers of the small argument. Using this formula, and assuming that the EC is not symmetrical, introducing electrical asymmetry coefficient γ of this sensor, we have:

$$C_1(x) = \frac{C_s}{1+x}, \quad C_2(x) = \frac{(1+\gamma)C_s}{1-x} = \frac{\gamma_1 C_s}{1-x}, \quad (1)$$

where:

$$C_s = \frac{\epsilon_0 S}{h}, \quad (2)$$

$$\gamma_1 = 1 + \gamma, \quad S = L^2, \quad x = \phi/\phi_m, \quad (3)$$

$$\phi_m = \frac{h}{L} \ln \frac{c_2}{c_1}, \quad c_1 = r - \frac{L}{2}, \quad c_2 = r + \frac{L}{2}.$$

If q_1 and q_2 are charges, respectively, in the capacitors C_1 and C_2 , the moments of the forces acting on the PM from these charges are given by:

$$M_1 = \frac{1}{2} \frac{q_1^2}{C_s \phi_m}, \quad M_2 = \frac{1}{2} \frac{q_2^2}{\gamma_1 C_s \phi_m}. \quad (4)$$

Given the moment of the elastic forces of the suspension and the directions moments of the mechanical and electrical forces, the resulting moment acting on the PM is:

$$M_\phi = k\phi - \frac{1}{2} \frac{q_2^2 - \gamma_1 q_1^2}{\gamma_1 C_s \phi_m}. \quad (5)$$

Let, on the PM acts external moment $M(t) = M_z \cos(n\Omega t)$, where Ω is the natural frequency of the sensor in the presence only of a source of constant electric field, n is an arbitrary fixed number; M_z is the amplitude of this moment. Voltages sources of alternating electric field, represented in Figure 1, can be written in the form ($i = 0; 1; 2$):

$$V_{p_i}(t) = V_i \cos\left(n_1 \Omega_p t + v \frac{\pi}{2}\right); V_{N_i}(t) = N_i(t) \cos[f_i(t)], \quad (6)$$

where V_i – amplitude, Ω_p – the resonant frequency of the sensor in the presence of sources of direct and alternating field; n_1 – arbitrary constant number; v – arbitrary number that allows to set the phase of the parametric pumping relative to the phase of the moment of external force; $N_i(t)$ и $f_i(t)$ – asked random functions to simulate noise on the sensor input. In the calculations we can assume that $V_{N_i}(t) = N_i \cdot \text{rnd}(1) \cdot \cos\{n_2 \Omega t + 2\pi \sin[\text{rnd}(1)]\}$, where $\text{rnd}(1)$ – the random number generator, uniformly

$$I_1 = \frac{dq_1}{dt} = -\frac{\frac{q_2}{\gamma_1} R(1-x) + q_1(R+R_2)(1+x) + Rb_2(t) - (R+R_2)b_1(t)}{C_s(RR_1 + RR_2 + R_1 R_2)}, \quad (10)$$

$$I_2 = \frac{dq_2}{dt} = -\frac{q_1 R(1+x) + \frac{q_2}{\gamma_1} (R+R_1)(1-x) + (R+R_1)b_2(t) - Rb_1(t)}{C_s(RR_1 + RR_2 + R_1 R_2)}, \quad (11)$$

where I_z – the moment of inertia of the PM with respect to the torsion axis; I_1 and I_2 – currents, as shown in Figure 1. The mathematical model of the sensor, the system described by (9)–(11) is a parametric nonlinear system of differential equations. Exact analytical solutions of the model in general are hardly possible. Therefore, to avoid the «fight against Mathieu equation or Floquet theory» [25], this system will be linearized in order to hold a preliminary analysis and get some interesting relationships between the sensor parameters, and after that the original nonlinear system will be solved numerically. Given that the charges q_1 and q_2 contain constants (q_s) and variable (q_v) components, these charges may be written in the form of:

$$q_1 = q_{1s} + q_{1v}, \quad q_2 = q_{2s} + q_{2v}. \quad (12)$$

If the notations $\tau_1 = C_s(R+R_1)$, $\tau_2 = C_s(R+R_2)$, $\tau = C_s R$ are introduced and then one can be assumed that all the resistors have fairly small values, so that the parameters τ_1 , τ_2 and τ considered as small. Also it can be assumed that $q_v \ll q_s$. Additionally, one can neglect terms containing q_v with degrees higher than the first, as well as members with the time derivative of $b_1(t)$ and $b_2(t)$, containing as a multiplier settings τ_1 , τ_2 and τ . Also, a neglect of terms containing the parameters τ_1 , τ_2 and τ to a degree higher than the first, and their products may be done.

distributed between zero and one, n_2 – arbitrary number.

Let us introduce further notation:

$$b_1(t) = \frac{1}{\sqrt{\gamma_1}} (E_0 - E_1) + C_s (V_0(t) - V_1(t)) + C_s (V_{N0}(t) - V_{N1}(t)),$$

$$b_2(t) = C_s (E_0 - E_2) + C_s (V_{p0}(t) - V_{p2}(t)) + C_s (V_{N0}(t) - V_{N2}(t)). \quad (8)$$

Applying the laws of Kirchhoff to the circuit in Figure 1 and using the formula (1)–(5), we obtain a system of equations describing the dynamics of the GIS:

$$I_z \ddot{x} + D \dot{x} + kx - \frac{q_2^2 - \gamma_1 q_1^2}{2\gamma_1 C_s \Phi_m^2} = \frac{M_z}{\Phi_m} \cos(n\Omega t), \quad (9)$$

Below, it is shown that in the case when in parameters $b_1(t)$ and $b_2(t)$ are taken into account only the deterministic voltages sources, in the sensor has to be realized conditions under which the next equality is fulfilled:

$$b_2(t) = \frac{b_1(t)}{\sqrt{\gamma_1}}. \quad (13)$$

For simplicity, the symbol « t » in $b_1(t)$ and $b_2(t)$ sometimes will be omit. Farther, from (13), in particular, it follows the equalities $\frac{1}{b_1} \frac{db_1}{dt} = \frac{1}{b_2} \frac{db_2}{dt}$ and $\frac{1}{b_1} \frac{d^2 b_1}{dt^2} = \frac{1}{b_2} \frac{d^2 b_2}{dt^2}$, given that one can get for charges q_{1v} and q_{2v} corresponding linear differential equations. Briefly, we write these equations in matrix form:

$$\begin{bmatrix} B_4 \frac{d^4}{dt^4} + B_3(t) \frac{d^3}{dt^3} + B_2(t) \frac{d^2}{dt^2} + B_1(t) \frac{d}{dt} + B_0(t) \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} q_{1v} \\ q_{2v} \end{Bmatrix} = - \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \cdot \gamma_1 \end{bmatrix} \left[\frac{M_z}{\Phi_m} \cos(n\Omega t) + \frac{b_2^2 \gamma_1 - b_1^2}{2C_s \Phi_m^2} \right], \quad (14)$$

where, if the notations $\alpha_1 = \tau_1 + \tau_2 \gamma_1$, $\alpha_2 = \tau_1 \tau_2 - \tau^2$, $D_b = D - 2I_z \frac{1}{b_1} \frac{db_1}{dt}$ are used:

$$B_4 = \alpha_2 \gamma_1 I_z; B_3(t) = \alpha_1 I_z + \alpha_2 \gamma_1 D_b; B_2(t) = I_z + \alpha_1 D_b; \quad (15)$$

$$B_1(t) = D_b + \alpha_1 \left[k - D_b \frac{1}{b_1} \frac{db_1}{dt} - I_z \frac{1}{b_1} \frac{d^2 b_1}{dt^2} \right]; \quad (16)$$

$$B_0(t) = k - \frac{b_1^2 + b_2^2 \gamma_1}{C_s \varphi_m^2} - \left[D_b \frac{1}{b_1} \frac{db_1}{dt} + I_z \frac{1}{b_1} \frac{d^2 b_1}{dt^2} \right]. \quad (17)$$

Parameters $b_1(t)$ and $b_2(t)$ are defined by formulas (7) and (8). They are independent from moment M_z . Therefore, the second term in square brackets in the right-hand side of equation (14) can be regarded as equivalent to external disturbances acting on the PM. These disturbances are due to the presence of direct current (DC) and AC voltage sources in the sensor's electrical system, as well as the presence of noise in the system. Assuming that the amplitude of the direct and alternating voltage sources can be adjusted, easy to see that the effect of the deterministic part of these external forces can be eliminated by ensuring the condition (13). However, in the case of random uncorrelated signals such regulation is hardly possible,

and the random component of the disturbances on the sensor input remains.

One equation can be obtained from two equations in (14) for the sum charges q_{1v} and q_{2v} . The coefficients (15)–(17) in the equations (14) have identical form for both charges q_{1v} and q_{2v} . However, the right-hand sides of equations in (14) differs in view of the factors that are in braces. Taking into account the relation (13), under the total charge will be understood charge q_v , defined by the equation:

$$q_v = \sqrt{\gamma_1} q_{1v} + q_{2v}. \quad (19)$$

Then, when the conditions (13) and (19) have been satisfied, the desired equation for the total charge q_v takes the form:

$$B_4 \frac{d^4 q_v}{dt^4} + B_3(t) \frac{d^3 q_v}{dt^3} + B_2(t) \frac{d^2 q_v}{dt^2} + B_1(t) \frac{dq_v}{dt} + B_0(t) q_v = -2b_1 \sqrt{\gamma_1} \frac{M_z}{\varphi_m} \cos(n\Omega t). \quad (20)$$

Factors B_3 and B_4 are small. If to neglect the corresponding term in the equation (20), this equation can be simplified and written as:

$$B_2(t) \ddot{q}_v + B_1(t) \dot{q}_v + B_0(t) q_v = -2b_1 \sqrt{\gamma_1} \frac{M_z}{\varphi_m} \cos(n\Omega t). \quad (21)$$

Given that the current is $I = \frac{dq}{dt} = \frac{dq_v}{dt}$, from expressions (19) for the total current one have:

$$I_{out}(t) \equiv I(t) = \sqrt{\gamma_1} I_1 + I_2. \quad (22)$$

Formulas for calculating the currents I_1 and I_2 are given by (10) and (11). If one have an expression for the total current, it can be seen that the total current contains factors $b_1(t)$ and $b_2(t)$. As already mentioned, the relevant terms are background signals, because they do not contain measured signal amplitude M_z . These background signals can significantly exceed the useful signals. It can be found, that the conditions of suppression of background signals is given by the condition (13).

Let assume, as above, that the voltage sources are deterministic (and can be adjusted). Also, for simplicity, it is assumed that the phases of all sources of noise are correlated with each other, but the values of their amplitudes cannot be adjusted. Then from (10)–(11) it can be found that the deterministic component of the background signal in the total output current (22) will be absent if the following conditions are fulfilled:

$$E_0 - E_1 = \sqrt{\gamma_1} (E_0 - E_2), \quad (23)$$

$$V_0 - V_1 = \sqrt{\gamma_1} (V_0 - V_2), \quad (24)$$

$$\gamma_1 (R + R_2) = (R + R_1). \quad (25)$$

When the conditions (23)–(25) for suppression of the background signal entering the output signal are satisfied, the issues from the formulas (10) and (11) that the output current $I_{out}(t)$ will have the form:

$$I_{out}(t) = -\frac{q_{2v} + q_{1v} \sqrt{\gamma_1} - x(q_{2v} - q_{1v} \sqrt{\gamma_1})}{C_s (R + R_1 - R \sqrt{\gamma_1})} - \frac{(\sqrt{\gamma_1} - 1) N_0 - (\sqrt{\gamma_1} N_2 - N_1)}{(R + R_1 - R \sqrt{\gamma_1})} \cdot \sqrt{\gamma_1} \cdot \text{rnd}(1) \cdot \cos\{n_2 \Omega t + 2\pi \sin[\text{rnd}(1)]\}. \quad (26)$$

Dependency of $I_{out}(t)$ can be calculated numerically, if to solve a system of (9)–(11) and to find the charges q_{1v} and q_{2v} as functions of time.

From the form of the second term in formula (26) that when the sensor ES asymmetry is

small, i.e. $\gamma_1 \approx 1$, the influence of noise generated in the central part of the circuit (Figure 1) that is the proportional amplitude N_0 is significantly attenuated. It also shows that in this case, noises N_1 and N_2 that were generated in the side chain

branches also cancel each other if they are in identical phase.

The elastic coefficient $B_0(t)$ in equation (20), contains a constant and a variable parts (Eq. (17)). Permanent part determines the resonant frequency of the sensor. For simplicity, we assume that additional voltage source are absent, i.e. $E_1 = 0$ V and $V_1 = 0$ V. Then, if there are conditions (23)–(24), the resonant frequency of the sensor will look like Eq. (27):

$$\Omega_p = \sqrt{\omega_0^2 - 2 \frac{C_s}{I_z \Phi_m^2} \left(E_0^2 + \frac{1}{2} V_0^2 \right)} = \sqrt{\Omega^2 - \frac{C_s}{I_z \Phi_m^2} V_0^2}, \quad (27)$$

where $\omega_0 = 2\pi f_0 = \sqrt{\frac{k}{I_z}}$ – is the resonant frequency of the sensor in the absence of an electric field; and

$$\Omega = \sqrt{\omega_0^2 - 2 \frac{C_s}{I_z \Phi_m^2} E_0^2} \quad (28)$$

– the square of the resonant frequency of the sensor in the presence of the constant electric field and in the absence of the alternating electric field.

From formulas (27) and (28) it follows that the resonant frequency of the sensor depends on the stiffness k and on the voltages E_0 and V_0 . Such presence of electric fields reduces the torsional rigidity of the PM suspension that allows an increase of the sensitivity of the sensor without reducing the hardness of the suspension.

If AC voltage sources are absent and frequency Ω have been set, from (28) it may be found the value of the voltage E_0 a constant electric field, in which this frequency is achieved:

$$E_0 = \Phi_m \sqrt{\frac{I_z (\omega_0^2 - \Omega^2)}{2C_s}} = \Phi_m \sqrt{\frac{k - I_z \Omega^2}{2C_s}}. \quad (29)$$

The value of the amplitude of the alternating field voltage V_0 at which the frequency setpoint Ω_p , it follows from formula (27):

$$V_0 = \Phi_m \sqrt{\frac{I_z (\Omega^2 - \Omega_p^2)}{C_s}} = \Phi_m \sqrt{\frac{1}{C_s} \left(k - 2 \frac{C_s}{\Phi_m^2} E_0^2 - I_z \Omega_p^2 \right)}. \quad (30)$$

From (30) is seen that for a setpoint Ω , the maximum value $V_0 = V_{0max}$ of an alternating field amplitude at which $\Omega_p = 0$ is:

$$V_{0max} = \Phi_m \sqrt{\frac{1}{C_s} \left(k - 2 \frac{C_s}{\Phi_m^2} E_0^2 \right)}. \quad (31)$$

As mentioned above, the sensor circuit shown in Figure 1, can be used to measure the various

physical quantities. For this purpose, in each case it is necessary to determine the bond M_z acting on the PM with the measured signal. In particular, if the gradient of the gravitational field, denoted as Γ , is a measured value, this bond is $M_z = I_z \Gamma$. It should be noted that this formula is too simplified. In reality, the bond of M_z and gradient Γ is more complicated [2, 39, 40]; if the measured value is the angular acceleration « e », of a sensor revolving around the torsion axis, the bond is $M_z = I_z e$; if the measured value is a component of the linear acceleration of a sensor revolving perpendicular to the axis of the torsion « a », the bond is:

$$M_z = mra = mrg \ (a/g), \quad (32)$$

where r – a distance from the center of mass of the PM to the torsion axis; g – is a free fall acceleration.

The new principle in designing the GIS that was stated above including parametric transformation and amplification of the input signal is considered as an example of the micromechanical linear accelerometer. To simplify the numerical analysis, it will be assumed that the sources of constant voltage E_0 , E_1 and E_2 are absent. In addition, it will be assumed that an additional source of AC voltage $V_{p1}(t)$ and all sources of noise $V_{N0}(t)$, $V_{N1}(t)$ and $V_{N2}(t)$ are also absent. It is assumed Also that the phase setting $\nu = 0$ (see Eq. (6)). Under these conditions, a generalized scheme (Figure 1) transforms in the equivalent scheme is shown in Figure 2.

Subject to the above formulas (23)–(25) for compensation of the background current I_b , some other formulas are simplified, and they take the next form of: frequency $\Omega = \omega_0$, the value of the resonant frequency of the sensor Ω_p is calculated by formula (33).

$$\Omega_p = 2\pi f_p = \sqrt{\omega_0^2 - \frac{C_s}{I_z \Phi_m^2} V_0^2} \quad (33)$$

the maximum allowable amplitude of the alternating field is defined as:

$$V_{0max} = \Phi_m \sqrt{\frac{k}{C_s}} = \Phi_m \omega_0 \sqrt{\frac{I_z}{C_s}}. \quad (34)$$

If to assume that the amplitude V_0 has been set, the condition for suppression of the background current I_b (it is the AC voltage source with an amplitude V_2 that is used for this aim) takes the form:

$$V_2 = V_0 \sqrt{\gamma_1 - 1} = V_0 \sqrt{\gamma}. \quad (35)$$

Layout Options of the micromechanical accelerometer and results of calculations

We assume that the PM is made of technical silicon with the density $\rho = 2.4 \text{ g/cm}^3$, and it has a square shape with a side length of $L = 12 \text{ mm}$ and a thickness of $d = 0.36 \text{ mm}$. The horizontal distance from the axis of the torsion to the middle of the electrode $r = 6.5 \text{ mm}$; the gap between the electrodes and the PM $h = 0.015 \text{ mm}$ (see Figure 2).

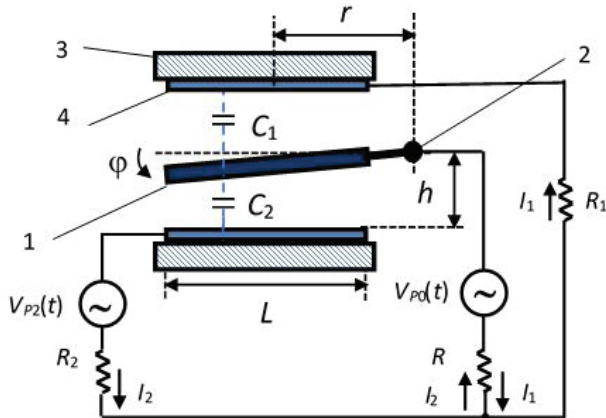


Figure 2 – Scheme of a linear micromechanical accelerometer with parametric conversion and amplification of the signal, similar to the scheme in Figure 1: 1 – moving mass; 2 – elastic torsion; 3 – insulating substrate; 4 – electrode

Conductive electrodes have also a square shape with a side length of more than 12 mm. Also, it is assumed that the natural frequency of the PM in the absence of an electric field was set to $f_0 = 30 \text{ Hz}$ and the resistance values $R = R_2 = 5 \text{ Ohm}$. The value of the resistor R_1 is determined by the formula (25), if the value of the coefficient of asymmetry of electrostatic system γ is known.

Calculation of the formulas (3) gives the value of $C_s = 84.96 \text{ pF}$, the value of angle $\varphi_m = 4.024 \cdot 10^{-3}$, the mass of PM is given the obvious estimate $m = \rho L^2 d = 1.244 \cdot 10^{-4} \text{ Kg}$. PM inertia moment about the axis of rotation (torsion axis) is calculated by the well-known formula:

$$I_z = \frac{1}{12} m L^2 + m r^2, \quad (36)$$

that gives $I_z = 6.75 \cdot 10^{-9} \text{ Kg} \cdot \text{m}^2$.

The calculation of the remaining sensor parameters begin with the calculation of the allowable maximum value of the AC voltage amplitude by formula (34): $V_{0max} = 6.76 \text{ V}$. The value of the viscous damping coefficient D , included in the formulas (9)

and (15)–(17), will be calculated from the known relationship D and quality factor Q , as $D = I_z \omega_0 / Q$. In the calculations, two values of the quality factor were used: $Q = 1000$ and $Q = 2$.

The above formulas (23)–(25) for compensation of the background current I_b , were obtained from an analysis of the linearized mathematical model of the sensor. Numerical calculations showed that these conditions are well satisfied in the original non-linear model providing suppression of signals from these sources. However, if at least one of these conditions is fulfilled with an error, the background current (i.e. the component of the current I_b in the output of the sensor) will penetrate into the output signal from the AC voltage sources. The said compensation error can be accounted for in the calculations, if for example, formula (35) is rewritten as:

$$V_2 = V_0 (1 + \varepsilon) \sqrt{\gamma}. \quad (37)$$

According to the calculations, to suppress current I_b , the more the parameter of asymmetry γ , the more requirement for permissible error ε . The asymmetry coefficient values that will be used in the calculations is $\gamma = 0.01$ and the requirement for error performing conditions compensation is $\varepsilon = 0.001$.

Below are the results of the accelerometer calculations for two values of voltage V_0 satisfying to condition $V_0 < V_{0max}$. These values are: $V_0 \equiv V_{01} = 0.1 \text{ V}$ and $V_0 \equiv V_{02} = 6.7 \text{ V}$. In these cases, as follows from formula (33), the accelerometer design will have the following resonance frequencies $f_{p1} \approx 29.997 \text{ Hz} \approx f_0$ and $f_{p2} \approx 3.988 \text{ Hz}$, respectively. The calculation of the compensating voltage V_2 is held by the formula (37).

Let define the sensitivity parameter of the sensor as a ratio of output amplitude to the amplitude of the measured acceleration: $S = I_{out} / a$. In Figure 3, the amplitude-frequency characteristics of the accelerometer sensitivity are shown.

The left axis in Figure 3 represents the sensitivity of the sensor as a coefficient that links the output signal as amplitude of the current (22) and output signal as amplitude linear acceleration of a housing:

$$I_{out} = S(nf_0) a(nf_0). \quad (38)$$

AC power source frequency was chosen from the next conditions: at $V_0 = 0.1 \text{ V}$ the dimensionless parameter $n_1 = 60$, so that the pump frequency $n_1 f_{p2} \approx 1800 \text{ Hz}$ (see formula (6)). In another embodiment: at $V_0 = 6.7 \text{ V}$ the parameter $n_1 = 451$, so that the pump frequency was the same 1800 Hz, i.e.

$n_1 \cdot f_{p1} \approx 1800$ Hz. Another embodiment of the sensor: at the same value $V_0 = 6.7$ V the parameter $n_1 = 60$, so that the pump frequency was $n_1 \cdot f_{p1} \approx 239.3$ Hz. In Figure 3, three solid curves relate to the sensors for which $Q = 1000$ and the three dotted curves relate to sensors for which $Q = 2$.

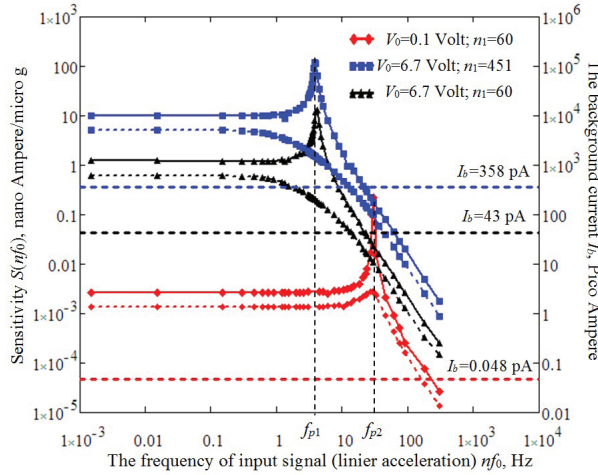


Figure 3 – The amplitude-frequency characteristics of the sensitivity of sensors with different resonance frequencies and the levels of background signals that generated at the output of these sensors by parametric pumping sources, if $\gamma = 0.001$ and $\varepsilon = 0.001$. I_b – background on the current output of the sensor at $M_z = 0$

The right axis in Figure 3 refers to the values of the amplitudes of the components of the background current I_b in the sensor with $Q = 1000$ are got at values $\gamma = 0.001$ and $\varepsilon = 0.001$. These currents are represented by horizontal dashed lines. The lower line relates to the sensor with resonant frequency f_{p2} at $n_1 = 60$; the average line refers to sensor with resonant frequency f_{p1} at $n_1 = 60$; the upper line relates to the sensor with resonant frequency f_{p1} at $n_1 = 451$. By reducing the Q value of the sensor to $Q = 2$, the values of the currents I_b , provided by the upper and middle straight lines are halved, and the value of the current is represented by a straight bottom line does not change.

In these sensors at $M_z = 0$ and $\gamma = 0$, or $\varepsilon = 0$, the background current $I_b = 0$. This proves that in the symmetric sensor, or, in the sensor, which accurately satisfies the conditions of compensation (23)–(25), it is indeed the background signal that does not penetrate into the output signal. The current value I_b , generated when $\varepsilon \neq 0$, restricts the minimum value of acceleration that can be measured by the sensor. This value may be determined by solving the non-linear system (9)–(11) and (22) when adjusting the value of the acceleration a , which define the equality $I_{out} = I_b$. In these circumstances, the value of $I_{out} = 0.048$ pA

in the sensor with voltage $V_0 = 0.1$ V and with the pump frequency of $60 \cdot f_{p2} \approx 1800$ Hz meets the acceleration with the value $a = a_{min1} \approx 1.5 \cdot 10^{-7}$ g. In sensors with a voltage $V_0 = 6.7$ V and with the pump frequency of $451 \cdot f_{p1} \approx 1800$ Hz, and with the pump frequency of $60 \cdot f_{p1} \approx 39.3$ Hz, the current values I_b , respectively, equal to 358 pA and 43 pA were obtained approximately at the same values minimum acceleration $a = a_{min2} \approx 3 \cdot 10^{-7}$ g.

The maximum accelerations a_{max} , measured by the sensor, determines the value of the acceleration a , for which the system of equations (9)–(11) did not have a solution. It was found that in the sensor with a pump frequency of $60 \cdot f_{p2} \approx 1800$ Hz the acceleration $a = a_{max1} \approx 0.58$ g. In the sensor with a pump frequency $451 \cdot f_{p1} \approx 1800$ Hz the acceleration $a = a_{max2} \approx 5.4 \cdot 10^{-4}$ g and in the sensor with a pump frequency $451 \cdot f_{p1} \approx 239$ Hz the acceleration $a = a_{max3} \approx 6.35 \cdot 10^{-4}$ g. It may to be noted that in the sensors, the nonlinear distortion of the dependence I_{out} on a appears when $a \approx 0.1 a_{max}$.

Figure 4 shows the dependence of the accelerometer output signal at $Q = 1000$ on the input signal in all ranges of valid input signal values (symbols in this graph correspond to those in Figure 3). From this, it can be clearly seen that the sensor with the maximum resonant frequency has a maximum dynamic range where the sensitivity of the sensor has linear dependence on the input signal, up to $a/g = 0.1$.

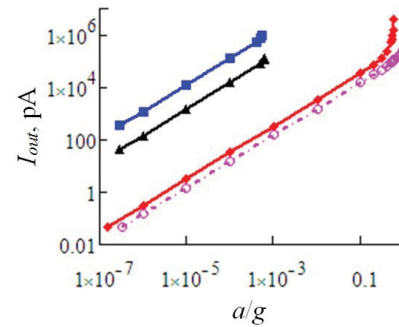


Figure 4 – Dependence of the accelerometer output signal on the input signal. Symbols in the three upper graphs agree to those in Figure 3. The lowest graph corresponds to the process on Figure 6

The available current I_b in the sensor output indicates the presence of asymmetry of electrical circuit. This current can be used to reduce the error ε compensation of asymmetry by manual or automatic control voltage V_2 and the resistance R_2 to eliminate this current (see formulas (25) and (37)). In this case, the dynamic range of the accelerometer measurements can be extended towards small values of the measured signals.

Figures 5a–e shows the dependence of the output signal, expressed in pico Ampere, on time, expressed in seconds, for a sensor having a pump voltage $V_0 = 0.1$ Volt, the quality factor $Q = 1000$ and the pumping frequency of 1800 Hz, during measurement of linear acceleration with the amplitude $a = 5 \cdot 10^{-3} g$ that harmonically varying with different frequencies: (a) is the DC signal; (b, d)

are the signals with the frequency of 1 Hz and (c) is the signal with the resonance frequency $f_{p2} \approx 29.9967$ Hz. Figure 5e shows the dependence on the action of a constant acceleration having the maximum amplitude $a_{max1} = 0.58 g$. Comparing this figure with Figure 5a allows to see the effect of non-linear distortion in the output signal of the accelerometer.

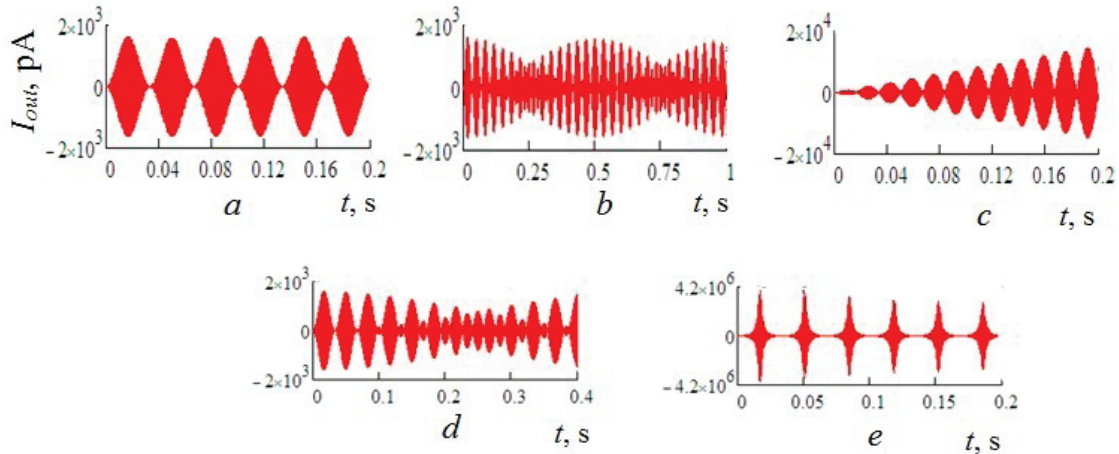


Figure 5 – The dependence on times of the accelerometer output signal with the parameters of $f_0 = 30$ Hz, $V_0 = 0.1$ Volt, $f_{p2} \approx 29.997$ Hz and $n_1 = 60$ for different values of the input signal frequency $n f_0$: a – $n = 0$; b, d – $n f_0 = 1$ Hz; c – $n f_0 = f_{p2}$ (resonance); e – $n = 0$, $a = a_{max1} = 0.58 g$

The forms dependencies in Figures 5 are determined by the period of the beat $T_b = 1/|f_{p2} - n f_0|$ resulting by adding the signal with a frequency equal to the frequency $n f_0$ of the measured signal and the signal with the frequency, f_{p2} is equal to the natural frequency of the sensor.

In the sensor with parametric pumping, it is possible to extend the dynamic range of the sensor to higher values of the measured signal.

This possibility is illustrated in Figure 6, where a presents the output signal of the accelerometer in the case when the sensor has voltage $V_0 = 0.1$ V and $Q = 1000$ leading to a constant acceleration $a = 0.60 g$, which is greater than the maximum allowable acceleration $a_{max1} = 0.58 g$. It can be seen, that the sensor is in an unstable mode, since the output current increases unlimitedly with time.

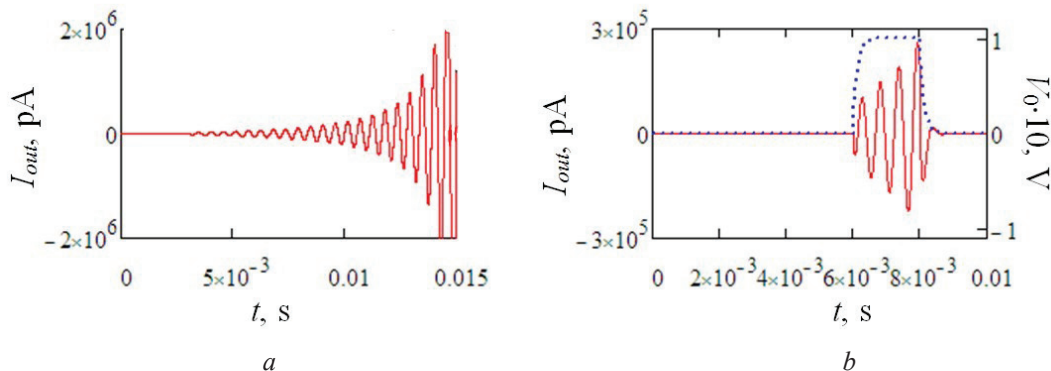


Figure 6 – The method for measuring by the sensor that is in unstable mode. a – proof mass oscillations in unstable mode at $a = 0.6 g > a_{max}$. b – proof mass oscillation in unstable mode when $a \approx 0.9 g$, but the voltage $V_{p0}(t)$ (dotted curve) is switched on for a short time

Figure 6, b shows that, if the sensor with former V_0 and Q is activated only for a certain period of time (in this case, by 0.002 seconds), unlimited

current growth is absent, even when the measured acceleration $a = 0.9 g > a_{max1}$. The dependence of the output current over the entire range of changes of

acceleration $a_{min} = 1.5 \cdot 10^{-7} \text{ g} < a < a_{max} = 0.9 \text{ g}$ for this case is represented by the dashed line in Figure 4. It is seen, that I_{out} has linear relationship that is wider than in previous occasions. It is obvious that such pulsed switching voltage $V_{p0}(t)$ (see formula (6)) can be repeated any number of times during the one cycle measurements.

The parameters of the micromechanical accelerometer that have been used in the calculations are only to illustrate new possibilities. They are not optimized for a particular measurement task, and can be varied considerably.

Conclusion

In the non-linear sensor with parametric transformation of the measured signal where there are many unique features, the design study requires special consideration. The above calculations in its simplest form have shown that some of these features allow implementing fundamentally new graviinertial sensor scheme and new measurement modes, securing great sensitivity.

This sensor has the new features as follows. The alternating electric field allows fulfilling the direct conversion of the angular speed of the proof mass in the alternating current in the sensor. In addition, the electric field allows to reduce and modulate the elasticity of the hanger and to carry out parametric amplification of the output electric current, even if the constant input signal is measured.

Notable features of parametric amplification of signals found in the literature, gave reasons to assume that the developed design GIS has the lowest achievable level of thermal and excess noise generated in the sensor.

Asymmetry of the electrostatic system in the sensor limits its sensitivity and causes the appearance in the output signal with alternating current generated by an alternating voltage source. The use of an additional source of alternating electric field allows to compensate this asymmetry and to reduce the background current. More compensation can be done by balancing resistance electrical circuits in the sensor. The relations between amplitudes of voltage sources and the values of resistors from one side with values of the asymmetry factor γ and with permissible error of compensation and of balancing ϵ , from other side, when the background current is absent, have been given. The requirement for error ϵ compensation and balancing increases with increasing coefficient of asymmetry γ .

As an example, numerical calculations of the micromechanical linear accelerometer were carried out. In particular, it has shown that if the parameters γ and ϵ do not exceed 0.1 %, a sensor with a resonant frequency of about 30 Hz, using an alternating voltage with an amplitude of 0.1 Volts and pumping frequency at 1800 Hz has a sensitivity that depends almost linearly on the acceleration amplitude in the range of $1.5 \cdot 10^{-7} \text{ g} < a < 0.1 \text{ g}$. The calculated frequency response of the sensor is a horizontal in frequency range below 10 Hz, where the output signal amplitude is equal to approximately 7.3 nano Ampere. With increasing the voltage of the pump generator, sensor's sensitivity is increased, however, dynamic range and linearity range are reduced.

It should be noted that the calculations of the dynamics of a micromechanical sensor were carried out in the transition mode, moving mass oscillation that does not really matter for a relative small time of measurement. Besides, it was shown the possibility of the existence of the acceleration measurement method in an unstable oscillation mode proof mass, with the proviso that the envelope of the pumping voltage is a pulse with a duration greater than the duration of several periods of the pumping.

Graviinertial sensor design theory is universal; it is applicable to any pendulum sensor with a differential capacitive system. The next challenge will be to build the sensor and test its sensitivity despite possible manufacturing issues.

References

1. Gilavdary I., Riznookaya N. Stages of development and state of engineering of gravity gradiometers for moving objects (Review). *Devices and Methods of Measurements*, 2016, vol. 7, no. 3, pp. 122–128 (in Russian). doi: 10.21122/2220-9506-2016-7-3-235-246
2. Annecchione M., Moody M., Carroll K., Dickson D., Main B. Benefits of a high performance airborne gravity gradiometer for resource exploration. *Fifth Decennial International Conference on Mineral Exploration*, 2007, pp. 889–893.
3. Konecny G. Small satellites – A tool for Earth observation? *XXth ISPRS Congress-Commission*, 2004, vol. 4. Available at: <http://www.cartesia.org/geodoc/isprs2004/comm4/papers/428.pdf> (accessed 27.02.2017).
4. Carroll K. Gravity gradiometry for lunar surface exploration. *42nd Lunar and Planetary Science Conference*, 2011. Available at: https://www.researchgate.net/profile/Kieran_Carroll/publication/264340952_Gravity_Gradiometry_for_Lunar_Surface_Exploration/links/53d910cb0cf2631430c3a510/Gravity-Gradiometry-for-Lunar-Surface-Exploration.pdf (accessed 27.01.2017).

5. Stibrany P., Carroll K.A. The microsat way in Canada. *Proc. 11th CASI Conference on Astronautics*, 2001. Available at: <http://citeseerx.ist.psu.edu/viewdoc/download?doi=10.1.1.199.676&rep=rep1&type=pdf> (accessed 27.02.2017).
6. Carroll K.A., Spencer H., Zee R.E. An Asteroid Lander/Rover for Asteroid Surface Gravity Surveying. *Small Satellite Conference*, 2016. Available at: <http://digitalcommons.usu.edu/cgi/viewcontent.cgi?article=3408&context=smallsat> (accessed 10.03.2017).
7. Spencer H. Lunette: Lunar Farside Gravity Mapping by Nanosat. *19th Annual AIAA/USU Conference on Small Satellites*, 2005. Available at: <http://digitalcommons.usu.edu/cgi/viewcontent.cgi?article=1635&context=smallsat> (accessed 19.10.2016).
8. Evstifeev M.I. The state of the art in the development of onboard gravity gradiometers. *Gyroscopy and Navigation*, 2017, vol. 8, no. 1, pp. 68–79. doi: 10.1134/S2075108717010047
9. Ghose K., Dandavino S., Meyer H., Chamot B. and j.-f. labrecque-piedboeuf et al. Gravity gradient earth sensor experiment on reus 11. *21st ESA Symposium on European Rocket and Balloon Programmes*, Thun, Switzerland, June 9–13, 2013. Available at: <https://infoscience.epfl.ch/record/187717/files/ghose%20ESA%20Thun%202013.pdf> (accessed 12.11.2016).
10. Allen J. Micro-System Inertial Sensing Technology Overview. Albuquerque, New Mexico, 2009, 32 p.
11. Tutorial: Noise in micromechanical systems. MEMS material. Available at: <http://www.kaajakari.net/~ville/research/tutorials/tutorials.shtml> (accessed 19.10.2016).
12. Li J., Fang J., Du M., Dong H. Analysis and fabrication of a novel MEMS pendulum angular accelerometer with electrostatic actuator feedback. *Microsystem technologies*, 2013, vol. 19, no. 1, pp. 9–16.
13. Yazdi N., Ayazi F., Najafi K. Micromachined inertial sensors. *Proceedings of the IEEE*, 1998, vol. 86, no. 8, pp. 1640–1659.
14. Vasilescu G. Electronic noise and interfering signals: principles and applications. Springer Science & Business Media, 2006, 709 p.
15. Cuperus R. MEMS based gravity gradiometer for Space Application. Available at: <https://escies.org/download/webDocumentFile?id=7188> (accessed 19.10.2016).
16. Jiang X., Wang F., Kraft M., Boser B.E. An integrated surface micromachined capacitive lateral accelerometer with 2μG/IQ Braginskii V.B., Manukin, A.B. Measurement of weak forces in physics experiments. Chicago, University of Chicago Press, 1977, 161 p.
17. Ghose K. MEMS Inertial Sensor to Measure the Gravity Gradient Torque in Orbit. *Pour l'obtention du grade de docteur ès sciences école polytechnique fédérale de Lausanne*, 2012, no. 5231. Available at: http://infoscience.epfl.ch/record/169608/files/EPFL_TH5231.pdf (accessed 19.10.2016).
18. Flokstra J., Cuperus R., Wiegerink R.J., van Essen M.C. MEMS based gravity gradiometer for future planetary missions. *Cryogenics*, 2009, vol. 49, iss. 11, pp. 665–668. doi: org/10.1016/j.cryogenics.2008.12.019
19. Vasilescu G. Electronic Noise and Interfering Signals. Principles and Applications. *Springer*, 2005, 715 p.
20. Rugar D., Grutter P. Mechanical Parametric Amplification and Thermomechanical Noise Squeezing. *Physical Review Letters*, 1991, vol. 67, no. 6, pp. 699–702.
21. Carr D.W., Evoy S., Sekaric L., Craighead H.G., Parpia J.M. Parametric amplification in a torsional micro-resonator. *Applied Physics Letters*, 2000, vol. 77, no. 10, pp. 1545–1547.
22. Rescia S. Precise Measurements of Small Linear and Angular Displacements with Capacitance Methods. *Brookhaven National Laboratory*. Available at: http://www.bnl.gov/edm/papers/Sergio_Rescia_020118.pdf (accessed 19.02.2017).
23. Zhang W., Turner K. Noise analysis in parametric resonance based mass sensing. *Proceedings of IMECE04 2004 ASME International Mechanical Engineering Congress and Exposition*. Anaheim, 2004, 5 p.
24. Butikov E.I. Parametric excitation of a linear oscillator. *European Journal of Physics*, 2004, vol. 25, no. 4, pp. 535–554.
25. Schmidt G. *Parametererregte Schwingungen*. Berlin; VEB Deutscher Verlag der Wissenschaften, 1975, 313 p. (publishing European journal of physics. Eur. J. Phys, 2004, vol. 25, pp. 535–554.)
26. Zhang W., Turner K. Application of parametric resonance amplification silicon micro-oscillator based mass sensor. *Sensors and Actuators A: Physical*, 2005, vol. 122, no. 1, pp. 23–30.
27. Yang Y.T., Callegari C., Feng X.L., Ekinici K.L., Roukes M.L. Zeptogram-Scale Nanomechanical Mass Sensing. *Nano Letters*, 2006, vol. 6, no. 4, pp. 583–586.
28. Yang Y.T. Phase noise of nanoelectromechanical systems. Pasadena, California Institute of Technology, 2004, 157 p.
29. Cleland A.N. Thermomechanical noise limits on parametric sensing with nanomechanical resonators. *New Journal of Physics*, 2005, vol. 7, no. 1, p. 235.
30. Yie Z., Zielke M.A., Burgner C.B., Turner K.L. Comparison of parametric and linear mass detection in the presence of detection noise. *Journal of Micromechanics and Microengineering*, 2011, vol. 21, no. 2, pp. 025027.
31. Den Hartog J.P. Mechanical Vibrations. New York, dc McGraw-Hill Book Company, 1956, 464 p.
32. Gilavdary I., Mekid S., Riznookaya N. [Controlling sensitivity of the sensor with differential electrostatic transducers]. *Pribory i metody izmerenii* [Devices and Methods of Measurements]. 2015, vol. 6, no. 2, pp. 163–172 (in Russian).
33. Gilavdary I., Mekid S., Riznookaya N., Abdul Sater A. Static and dynamic stability of gravi-inertial sensors with capacitive differential system of sensitivity adjustment. *Pribory i metody izmerenii* [Devices and Methods of Measurements]. 2016, Vol. 7, no. 1, pp. 16–23. doi: 10.21122/2220-9506-2016-7-1-16-23

38. Changhou Guan. Development of a Closed-loop MEMS Capacitive Force Sensor. A Thesis of Master of Science for the Degree Mechanical Engineering. Raleigh. North Carolina, 2009, 90 p.

39. Christophe B., Marque J-P., Foulon B. Accelerometers for the ESA GOCE mission: one year of in-orbit results. *GPHYS SYMPOSIUM*, Paris, 2010, 26 p.

40. Silvestrin P. Control and navigation aspects of the new Earth observation missions of the European Space. *Annual Reviews in Control*, 2005, vol. 29, no. 2, pp. 247–260.

41. Steiger C., Romanazzo M., Emanuelli P.P., Floberghagen R., Fehringer M. The Deorbiting of ESA's Gravity Mission GOCE–Spacecraft Operations in Extreme Drag Conditions. *Proceedings SpaceOps*, Pasadena, USA, 2014, 12 p.

42. Miller A.H. The theory and operation of the Eotvos torsion balance. *The Journal of the Royal Astronomical Society of Canada*, vol. 28, no. 1, January, 1934, 34 p.

43. Metzger E.H., Jirdtano A., Affleck C. Satellite borne gravity gradiometer study. Buffalo, NASA Goddard space flight center, 1976, 62 p.

УДК 681.786

Система контроля воздушного зазора гидрогенераторов

Зайцев Е.А.¹, Левицкий А.С.¹, Сидорчук В.Е.²

¹Институт электродинамики НАН Украины,
пр. Победы, 56, г. Киев 03680, Украина

²Киевский национальный торгово-экономический университет,
ул. Киото, 19, г. Киев 02156, Украина

Поступила 27.02.2017

Принята к печати 18.05.2017

Повышение надежности работы гидрогенераторов неразрывно связано со своевременным выявлением дефектов во время их работы. Для решения этой задачи перспективным является анализ контрольно-диагностических параметров. Целью работы являлась разработка компьютеризированной информационно-измерительной системы для измерения воздушного зазора в гидрогенераторе, в которой применены два емкостных сенсора с параллельными компланарными электродами. Рассмотрен способ определения параметров формы огибающей полюсов ротора гидрогенератора относительно центра оси вращения с использованием результатов измерения воздушного зазора системой.

На основе практических исследований системы показано, что ее применение позволяет по величине информативной емкости получить высокую точность и разрешающую способность измерений зазора с возможностью линеаризации функции преобразования сенсора программным путем. Для определения отклонения формы огибающей полюсов ротора от идеального цилиндра предложено форму огибающей описывать с помощью ряда Фурье, а вычисление коэффициентов ряда производить как коэффициентов регрессии с помощью метода наименьших квадратов.

Применение данного метода при обработке измерительной информации компьютеризированной информационно-измерительной системой в совокупности с разработанным первичным преобразователем с компланарными параллельными электродами позволяет достичь высокой точности и разрешения измерений по величине информативной емкости.

Ключевые слова: гидрогенератор, воздушный зазор, емкостной сенсор, функция преобразования, регрессионный анализ.

DOI: 10.21122/2220-9506-2017-8-2-122-130

Адрес для переписки:

Сидорчук В.Е.
Киевский национальный торгово-экономический университет,
ул. Киото, 19, г. Киев 02156, Украина
sudorchuk@ipnet.ua

Address for correspondence:

Sydorchuk V.E.
Kyiv National University of Trade and Economics,
Kyoto str., 19, Kyiv 02156, Ukraine
sudorchuk@ipnet.ua

Для цитирования:

Зайцев Е.А., Левицкий А.С., Сидорчук В.Е.
Система контроля воздушного зазора гидрогенераторов.
Приборы и методы измерений.
2017. – Т. 8, № 2. – С. 122–130.
DOI: 10.21122/2220-9506-2017-8-2-122-130

For citation:

Zaitsev I.O., Levytskyi A.S., Sydorchuk V.E.
[Air gap control system for hydrogenerators].
Devices and Methods of Measurements.
2017, vol. 8, no. 2, pp. 122–130 (in Russian).
DOI: 10.21122/2220-9506-2017-8-2-122-130

Air gap control system for hydrogenerators

Zaitsev I.O.¹, Levytskyi A.S.¹, Sydorhuk V.E.²

¹The Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine,
Peremogy Ave., 56, Kyiv-57, 03680, Ukraine

²Kyiv National University of Trade and Economics,
Kyoto str., 19, Kyiv 02156, Ukraine

Received 27.02.2017

Accepted for publication 18.05.2017

Abstract

In this paper, we report of the solving the actual problem of control the air gap in the hydrogenerators. The aim of the study was development of a computerized information-measuring system for measuring the air gap in the hydrogenator, which used two capacitive sensors with parallel coplanar electrodes, and the method of determining the shape of the envelope parameters hydrogenerator rotor poles relative to the center axis of rotation, using the measurement results of the air gap.

In practical studies of the sensor circuit it has been shown that its use allows for the informative value of the sensor capacitance conversion function to obtain a high accuracy and resolution measurement with digital linearization of converting function of the sensor with use program utility. To determine the form deviations of the envelope line of the rotor pole from the ideal cylinder, which is one of the main structural defects of the technological errors as results the distortion of the shape of the air gap in the hydrogenator, when the machine was manufacture and assembly. It is proposed to describe the shape of the envelope to use a Fourier transform. Calculation of the coefficients of the Fourier series is performed using the method of least squares as the regression coefficients.

Application of this method in processing the measuring data in a computerized information-measuring system the developed with the primary converter with coplanar parallel electrodes allowed attaining the high measurement accuracy and resolution informative in magnitude of the capacity.

Keywords: hydro generators, air gap, capacitive sensor, transfer function, regression analysis.

DOI: 10.21122/2220-9506-2017-8-2-122-130

Адрес для переписки:

Сидорчук В.Е.
Киевский национальный торгово-экономический университет,
ул. Киото, 19, г. Киев 02156, Украина
sudorchuk@ipnet.ua

Address for correspondence:

Sydorchuk V.E.
Kyiv National University of Trade and Economics,
Kyoto str., 19, Kyiv 02156, Ukraine
sudorchuk@ipnet.ua

Для цитирования:

Зайцев Е.А., Левицкий А.С., Сидорчук В.Е.
Система контроля воздушного зазора гидрогенераторов.
Приборы и методы измерений.
2017. – Т. 8, № 2. – С. 122–130.
DOI: 10.21122/2220-9506-2017-8-2-122-130

For citation:

Zaitsev I.O., Levytskyi A.S., Sydorhuk V.E.
[Air gap control system for hydrogenerators].
Devices and Methods of Measurements.
2017, vol. 8, no. 2, pp. 122–130 (in Russian).
DOI: 10.21122/2220-9506-2017-8-2-122-130

Введение

Одним из самых экологически чистых источников электрической энергии современного электроэнергетического комплекса являются гидрогенераторы (ГГ). Обеспечение повышения надежности работы ГГ неразрывно связано с решением задач своевременного выявления дефектов во время их работы. Для решения этих и подобных задач перспективным является анализ контрольно-диагностических параметров, отклонение которых от нормы сопровождается изменением физических процессов в узлах ГГ, характеризует его техническое состояние [1, 2] и оказывает влияние на основные энергетические показатели [3]. При этом нужно учитывать, что задача выбора оптимального комплекса параметров для диагностики состояния машины во время работы достаточно сложная. С одной стороны, необходимо выявить как можно большее количество возможных дефектов, а с другой стороны – выбрать наиболее эффективные методы контроля из числа используемых, руководствуясь экономически целесообразными затратами. Однако методы и средства обнаружения дефектов, применяемые в настоящее время, особенно в процессе работы ГГ, еще далеки от совершенства, в них недостаточно используются современные технические возможности. Благодаря этому в последние годы активизировались исследования и разработки по совершенствованию существующих и созданию новых методов и средств обнаружения дефектов гидрогенераторов для построения на их основе комплексных систем контроля и технической диагностики.

Как известно [4–6], параметры вибрационных процессов, происходящих в узлах ГГ, характеризуют большинство механических дефектов. Поэтому измерение и анализ вибросигналов узлов мощных ГГ занимает особое место в современных системах контроля и диагностики. В работах [4, 7] приводится определение степени достоверности обнаружения механических дефектов таких ГГ при помощи измерения и анализа параметров вибрации, вероятность их локализации и прогнозирования развития во времени. Достоверность технической диагностики, основанной только на контроле параметров вибросигналов узлов ГГ, практически никогда не равна 100 % и колеблется в пределах (в зависимости от типа дефекта) от 20 до 80 %. Такая достоверность не позволяет выявлять все возможные дефекты, возникающие в узлах машины. Степень досто-

верности диагностики в большинстве случаев зависит от погрешностей, возникающих в процессе измерения и обработки вибрационных сигналов, а также неправильной интерпретации результатов анализа параметров вибрации. Погрешности в большинстве случаев вызваны: недостаточной температурной стабильностью вибропреобразователей; высокими уровнями шума; погрешностями преобразовательных звеньев, используемых в аналоговых измерительных каналах; погрешностями аналого-цифрового преобразования; погрешностями, связанными с определением составляющих вибрации при спектральном анализе. Результаты интерпретации результатов обработки вибросигналов напрямую зависят от субъективных знаний экспертов об объективных физических процессах, сопровождающих и порождающих вибрационные процессы в узлах ГГ без учета особенностей вибрации машины в высокочастотной и низкочастотной областях, а также при недостаточном учете в системах технической диагностики специфики стохастических составляющих вибросигналов, полученных от узлов электромеханического оборудования ГГ. Поэтому для повышения степени достоверности в современные системы вибрационного контроля включают специализированные сенсоры, с помощью которых получают дополнительную информацию о параметрах различных механических дефектов. Так, одной из первых систем вибрационного контроля состояния ГГ с дополнительными датчиками является система *VIMOS (Vibration Monitoring System)*, разработанная в 1990-х годах в шведском отделении компании *ABB (ASEA-Brown Boveri Ltd.)* для ГЭС Швеции. Система наряду с датчиками вибраций содержит бесконтактные сенсоры перемещения направляющих подшипников по осям *X* и *Y*, сенсоры перемещения подпятников, а также сенсоры контроля воздушного зазора (ВЗ) между статором и ротором [4, 6, 8]. Большинство мониторинговых систем осуществляют измерение воздушного зазора только на определенных типах гидрогенераторов, что в свою очередь связано с конструктивными особенностями как гидрогенераторов, так и специализированных датчиков. Так, датчик *LS120* компании *MIKROTREND D.O.O.* предназначен для измерения воздушного зазора в диапазоне от 2 до 33 мм; компания *Iris Power* предлагает датчики для трех различных диапазонов: от 5 до 12 мм (*CGP-02*), от 12 до 22 мм (*CGP-03*) и от 22 до 47 мм (*CGP-04*). Компания *Bently Nevada*

предлагает измерительную систему 4000 *Air Gap Sensor System* с датчиком измеряющим воздушный зазор до 20 мм. Недостатком указанных выше систем и специализированных датчиков является их использование только на определенных типах гидрогенераторов, а настройка системы контроля и реализация датчиков под определенный тип гидрогенератора требует значительных финансовых затрат (стоимость упомянутых систем при использовании на нестандартном гидрогенераторе составляет от 200 тыс. долларов).

Поэтому на сегодняшний день актуальной задачей является развитие эффективных методов измерения параметров механических дефектов в ГГ: воздушного зазора (ВЗ), осевого и радиального биений вала, смещения смежных секторов составного статора и др. Такой же актуальной задачей является создание ряда новых аппаратно-программных решений для обеспечения помехоустойчивости первичных преобразователей (сенсоров), вторичных преобразователей, линий передачи информации и линий питания систем измерения контрольно-диагностических параметров мощных ГГ.

В данной работе рассматривается измерительная система ВЗ в ГГ, в которой применены два емкостных сенсора оригинальной конструкции (с параллельными компланарными электродами), а также способ определения параметров формы огибающей полюсов ротора ГГ относительно центра оси вращения с использованием результатов измерения зазора.

Принципы построения и работы системы контроля

Воздушный зазор между ротором и статором является одним из важнейших параметров мощного ГГ, в котором механическая энергия вращения преобразуется в электрическую энергию [9]. Размер ВЗ в значительной мере определяет характеристики машины и ее поведение в процессе эксплуатации. В реальном случае величина ВЗ не является равномерной по ряду технологических и эксплуатационных причин [7, 10]. Неравномерность ВЗ, вызванная отклонением формы расточки сердечника статора и формы огибающей полюсов ротора, может быть следствием нарушения технологии сборки и изготовления узлов ГГ. Также неравномерность ВЗ вызывают электромагнитные силы взаимного притяжения статора и ротора, перераспределение внутренних

напряжений, неравномерный нагрев пакетов статора и полюсов ротора, недостатки конструкции элементов крепления.

Для решения задачи контроля воздушного зазора в ГГ, его неравномерности, анализа причин, вызвавших появления неравномерности, перспективным является применение современных систем технической диагностики на основе компьютеризированных информационно-измерительных систем (ИИС) со специализированным программно-математическим обеспечением. Применение ИИС при контроле позволяет создавать и использовать диагностическую базу данных на основе истории измерений воздушного зазора ГГ, что позволяет одновременно оценивать и прогнозировать изменение величины воздушного зазора ГГ в динамическом режиме.

Для получения первичной измерительной информации перспективным является использование специализированных датчиков, адаптированных к условиям эксплуатации и конструктивным особенностям зоны контроля воздушного зазора в гидрогенераторах [11, 12]. В настоящее время одним из наиболее распространенных методов измерения воздушного зазора мощных гидрогенераторов является емкостной [7, 9, 13, 14]. На рисунке 1 приведена схема установки датчика на статоре гидрогенератора.

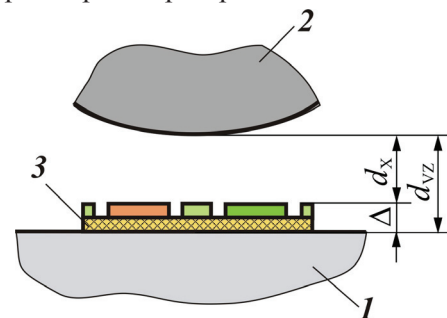


Рисунок 1 – Схема установки датчика на статоре гидрогенератора: 1 – статор; 2 – ротор; 3 – датчик воздушного зазора

Figure 1 – The installation sensor in the hydrogenerator: 1 – stator core; 2 – rotor; 3 – air gap sensor

В этом случае расстояние d_x между поверхностью электродов сенсора 3 и поверхностью каждого из полюсов ротора 2 зависит от электрической емкости C_x датчиков, установленных на расточке сердечника статора 1, т.е.:

$$d_x = f(C). \quad (1)$$

При этом величина ВЗ d_{vz} , т.е. расстояние между условной огибающей вершин полюсов ро-

тора и поверхностью расточки сердечника статора гидрогенератора, определится как:

$$d_{vz} = d_x + \Delta,$$

где Δ – толщина диэлектрической пластины, на которой сформированы электроды емкостного датчика.

При использовании такого метода емкостные датчики (рисунок 2), как правило, расположены на расточке сердечника по группам в плоскостях, перпендикулярных [15] к оси вращения ротора. Как минимум устанавливается два сенсора в одной плоскости, расположенных под углом 90° друг к другу, при этом средства обработки отнесены на безопасное расстояние, которое обеспечивает низкий уровень внешних воздействий (электромагнитные поля, температура и др.) на них (рисунок 2). На рисунке 2 приведен пример установки датчиков ВЗ на капсульном ГГ.

Блок-схема системы контроля ВЗ показана на рисунке 3. Конструктивно система контроля ВЗ ГГ состоит из двух основных частей – емкостных датчиков с цифровым выходом (ДЦВ_{1,2}), используемых в качестве первичных преобразователей, и системы вторичного преобразования полученных от ДЦВ данных. Для преобразования величины ВЗ в цифровой код был разработан и изготовлен экспериментальный образец ДЦВ, который конструктивно состоит из емкостного сенсора с двумя рабочими компланарными параллельными электродами [12] и ПЕК на основе микросхемы 24-разрядного сигма-дельта преобразователя AD7745 с встроенным сенсором температуры. Использование 24-разрядного сигма-дельта преобразователя позволяет достичь разрешения по диапазону измерения информативной емкости 4 фФ.

Результаты проведенных ранее исследований [1, 16] показали, что применение предложенной схемы позволяет достичь точности 7 фФ или

0,12 мм с возможностью линейризации программным путем [1] зависимости (1). При этом на первичный блок обработки информации возложены функции преобразования значения емкости как функции от значения ВЗ между общей плоскостью электродов датчика и поверхностью ротора ГГ в цифровой код с последующей передачей цифрового кода в модуль конфигурации, сбора, обработки и анализа данных.

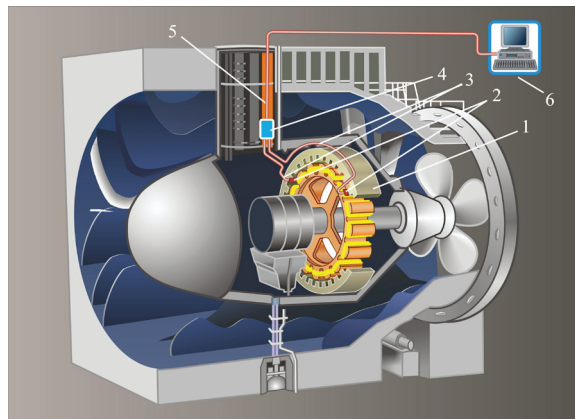


Рисунок 2 – Пример установки системы контроля воздушного зазора с двумя емкостными сенсорами: 1 – сердечник статора гидрогенератора; 2 – емкостный сенсор зазора; 3 – соединительный кабель между сенсором и вторичным преобразователем; 4 – вторичный измерительный преобразователь; 5 – соединительный кабель между вторичным преобразователем и компьютером информационно-измерительной системы (информационный кабель); 6 – компьютер информационно-измерительной системы

Figure 2 – Example of installation control system with two capacitive sensors: 1 – stator of the hydrogenerator; 2 – capacitive air gap sensor; 3 – connecting cable between the sensor and the secondary converter; 4 – secondary converter; 5 – connecting cable between the secondary converter and the computer information-measuring system (information cable); 6 – PC of information-measuring system.

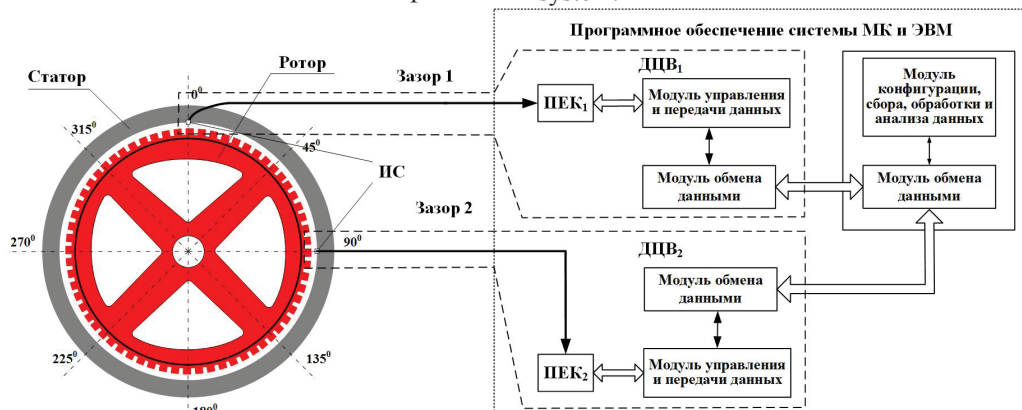


Рисунок 3 – Структурная схема системы контроля ВЗ: ПЕК₁, ПЕК₂ – преобразователи емкость-код; ИС – измерительный сенсор; ДЦВ₁, ДЦВ₂ – емкостный датчик воздушного зазора с цифровым выходом; МК – микроконтроллер; ПК – персональный компьютер

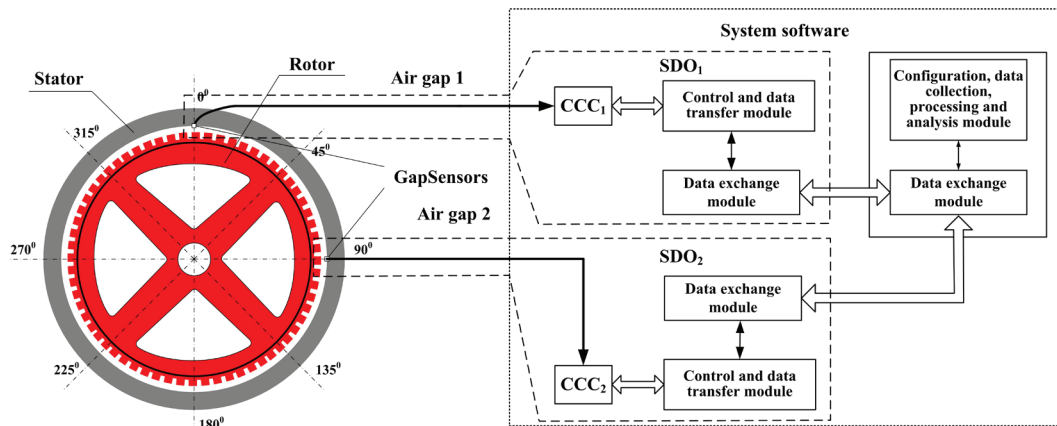


Figure 3 – The block-scheme of control system the air gap in the hydrogenerators: CCC₁, CCC₂ – capacitive - digital code convertors; SDO₁, SDO₂ – capacitive air gap sensor with digital code

Определение параметров формы огибающей полюсов ротора гидрогенератора по результатам измерения воздушного зазора

Одним из основных конструктивных дефектов, который приводит к искажению формы ВЗ в ГГ, есть отклонения формы огибающей полюсов ротора от идеального цилиндра через технологические погрешности изготовления и сборки, приводящие к неодинаковости ВЗ под разными полюсами. Во время работы машины из-за эксцентриситета эти зазоры могут дополнительно изменяться, и центр обода ротора смещается относительно оси вращения [6, 7, 17–20].

Во время проведения контроля ВЗ первичная измерительная информация с датчиков (см. рисунки 2, 3) поступает дискретно с детерминированным периодом опроса $T_{DP} = f(\omega_p, l_p)$, (ω_p – скорость вращения ротора; l_p – расстояние между центрами полюсов ротора) во времени измерения t . При этом информативные отсчеты имеют привязку к номеру полюса n ротора, а также к координатам (x_{st}, y_{st}) точки крепления сенсора на статоре.

Полученные первичные данные о неравномерности воздушного зазора и объект исследования (ВЗ между ротором и статором) имеют привязку к пространственным и временным координатам и в обобщенном виде описываются выражением:

$$d_{VZ}(t) = f(x_{rt}, y_{rt}, t, \mathbf{d}), \quad (2)$$

где x_{rt}, y_{rt} – векторы значений координат полюсов ротора, для которых происходит определение контролируемого параметра; $\mathbf{d}$ – вектор значений ВЗ, определенных в момент времени $t_n \in t$ в точке со значением координаты ротора x_{rt}, y_{rt} .

В полярной системе координат выражение (1) примет вид:

$$d_{VZ}(t) = f(\varphi_{rt}, t, \mathbf{d}), \quad (3)$$

где φ_{rt} – вектор значений угловых координат взаимосвязанный со значениями $\mathbf{d}$.

Полученные данные таким образом могут быть использованы при определении искажения формы огибающей полюсов ротора. В общем случае форма ротора может быть описана с помощью ряда Фурье:

$$d_{VZn} = d_0 + \sum_{i=1}^{\infty} (e_k \cos i\varphi_n + r_k \sin i\varphi_n), \quad (4)$$

где d_{VZn} – измеренное значение ВЗ в точке с угловой координатой φ_n ; d_0 – средняя величина воздушного зазора в точке крепления датчика определенная за один оборот ротора; e_k, r_k – коэффициенты, определяющие искажения формы ротора.

Для оценки параметров, характеризующих форму ротора, можно предположить, что выражение (4) отражает корреляционную связь между $d_{VZn}, \cos i\varphi_n, \sin i\varphi_n$. С другой стороны, аналогичные зависимости содержит выражение (3), описывающее полученный массив измерительных данных. С учетом выражений (3) и (4) входящие в них параметры, можно рассматривать как коэффициенты регрессии и использовать для их вычисления применить метод наименьших квадратов [21]. При симметричном расположении точек, в которых измеряются ВЗ, и отсутствии пропущенных, нулевых или заведомо ложных данных в (3). Для вычисления по формуле (4) с учетом (3) будем иметь:

$$d_0 = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N d_{VZn}, \quad e_k = \frac{2}{N} \sum_{n=1}^N d_{VZn} \cos k\varphi_n,$$

$$r_k = \frac{2}{N} \sum_{n=1}^N d_{vzn} \sin k\varphi_n,$$

где N – количество точек с угловой координатой φ_n , для которых измерено значение d_{vzn} .

В этом случае отклонением формы ротора является эксцентриситетом ротора (смещение обода ротора относительно оси вращения) и эллиптичностью обода ротора. В связи с этим можно ограничиться вычислением первых двух коэффициентов e_1 , e_2 , r_1 и r_2 . При этом в формуле (4) сохраняются только первые три члена:

$$d_{vzn} = d_0 + \varepsilon_{1p} \cos(\varphi_n + \alpha_1) + \varepsilon_{2p} \cos(2\varphi_n + \alpha_2),$$

где $\varepsilon_{1p} = \sqrt{e_1^2 + r_1^2}$ – эксцентриситет обода ротора; $\alpha_1 = \tan^{-1} \frac{r_1}{e_1}$ – угол, характеризующий направление эксцентриситета; $\varepsilon_{2p} = \sqrt{e_2^2 + r_2^2}$ – эллиптичность обода ротора; $\alpha_2 = \tan^{-1} \frac{r_2}{e_2}$ – угол, характеризующий направление осей эллипса.

Заключение

Разработана система, дающая возможность с высокой точностью и разрешающей способностью измерять воздушный зазор между статором и ротором в гидрогенераторах, а также оценить искажение огибающей полюсов ротора. Для измерения воздушного зазора предложено использование пары емкостных сенсоров с компланарными параллельными электродами, разработанных авторами с учетом конструктивных особенностей капсульного гидрогенератора СГК538/160–70М. В результате повышается достоверность контроля состояния машины, надежность и безопасность ее работы.

Предложен способ расчета параметров формы огибающей полюсов ротора гидрогенератора с использованием данных о величинах воздушных зазоров между ротором и статором, полученных при применении системы емкостных сенсоров, размещенных на расточке сердечника статора.

Список использованных источников

1. Зайцев, Е.О. Визначення функції перетворення ємнісного сенсора повітряного зазору в гідрогенераторі СГК 538/160-70М / А.С. Левицький, Є.О. Зайцев, Б.А. Кромпляс // Праці Інституту електродинаміки Національної академії наук України. – 2016. – Вип. 43. – С. 134–137.

2. Бабак, С.В. Статистическая диагностика электротехнического оборудования : монография / С.В. Бабак, М.В. Мыслович, Р.М. Сысак. – К. : ИЭД НАН Украины, 2015. – 456 с.

3. Энергетика: история, настоящее и будущее. Развитие теплоэнергетики и гидроэнергетики / Е.Т. Базев, Б.Д. Билека, Е.П. Васильев [и др.]. – К. : Лира, 2011. – 400 с.

4. Алексеев, Б.А. Определение состояния (диагностика) крупных гидрогенераторов / Б.А. Алексеев. – 2-е изд., стер. – М. : ЭНАС, 2002. – 144 с.

5. Алексеев, Б.А. Определение состояния (диагностика) крупных турбогенераторов / Б.А. Алексеев. – 2-е изд., перераб. и доп. – М. : ЭНАС, 2001. – 152 с.

6. Eriksson, K. VIMOS condition monitoring for hydro power machines / K. Eriksson, S. Eriksson // ABB Review. – 1992. – No. 1. – P. 15–20.

7. Левицький, А.С. Контроль стану потужних гідро- та турбогенераторів за допомогою ємнісних вимірювачів параметрів механічних дефектів / А.С. Левицький, Г.М. Федоренко, О.П. Грубой. – К. : Ін-т електродинаміки НАН України, 2011. – 242 с.

8. Using the VM600 system to measure air gaps on hydro turbine. – Pipersville, PA, USA : ZeefaxInc, 2012. – 43 p.

9. Griscenko, M. Eccentricity of Slow-Speed Salient-Pole Generator: Analysis based on Air Gap Spectrum / M. Griscenko, R. Elmanis-Helmanis // Latvian Journal of Physics and Technical Sciences. – 2015. – Vol. 52, iss.1. – P. 26–37.

10. Rasmussen, J. Condition Monitoring for Hydro Machinery / J. Rasmussen, B. Howard // Orbit. – 2004. – P. 49–57.

11. Патент РФ № 2318182, МПК G01B 7/14. Устройство измерения воздушного зазора / О.Б. Скворцов, И.И. Радчик, В.М. Тараканов, Е.С. Трунин, С.И. Смирнов; Заявитель и патентообладатель ООО «ДИАМЕХ-2000» (Россия). – № 2006128904/28; заявл. 09.08.2006; опубл. 27.02.2008, Бюл. № 6.

12. Патент Украины № а201603404, МКИ G01B7/14. Ємнісний сенсор для вимірювання повітряного зазору в генераторах / А.С. Левицький, Є.О. Зайцев, Б.А. Кромпляс ; Заявник Інститут електродинаміки НАН України. – № а201603404; заявл. 01.04.2016.

13. Bissonnette, Marc R. Case Studies of Problems Diagnosed Using On-Line Machine Monitoring on Hydro-Generating Machines / Marc R. Bissonnette, Amy Stevenson // Proc. of the Hydro Vision 2006, 31 July. – 3 August 2006, USA, Portland. – P. 1–11.

14. Pollock, G.B. Vertical hydraulic generators experience with dynamic air gap monitoring / G.B. Pollock, I.F. Lyles // IEEE Transactions on Energy Conversion. – 1992. – Vol. 7, no. 4. – P. 680–668.

15. Вовк, И.Г. Геометрическое моделирование движения систем в задачах прикладной геоинформатики / И.Г. Вовк // Вестник СГУГиТ (Сибирского

государственного университета геосистем и технологий). – 2015. – № 2 (30). – С. 72–77.

16. Левицький, А.С. Похибки ємнісного вимірювача зазору в гідрогенераторі / А.С. Левицький, Є.О. Зайцев, Б.А. Кромпліас // Праці Інституту електродинаміки Національної академії наук України. – 2016. – Вип. 44. – С. 50–55.

17. Поташиник, С.И. Проблемы повышения надежности мощных гидрогенераторов при нестабильности воздушного зазора / С.И. Поташиник, Г.М. Федоренко, Ю.Н. Васильковский [и др.] // Гидроэнергетика Украины. – 2006. – № 3. – С. 6–10.

18. Aliabad, A.D. A Simple Analytic Method to Model and Detect Non-Uniform Air-Gaps in Synchronous Generators / A.D. Aliabad, M. Mirsalim, M.F. Aghdaei // Iranian Journal of Electrical & Electronic Engineering. – Vol. 6, no. 1. – Mar, 2010. – P. 29–35.

19. Mikalauskas, R. Air gap modelling and control possibilities in rotary systems / R. Mikalauskas, V. Volkovas // Ultragarasas. – 2003. – No. 1 (46). – P. 7–11.

20. Griscenko, M. Eccentricity of slow-speed salient-pole generator: analysis based on air gap spectrum / M. Griscenko, R. Elmanis-Helmanis // Latvian journal of physics and technical sciences. – 2015. – No. 1. – P. 26–37.

21. Зайцев, Е.А. Использование спектрального анализа методом Берга при построении программно-математического обеспечения оптических систем вибродиагностики / Е.А. Зайцев, В.Е. Сидорчук, А.Н. Шпилька // Приборы и методы измерений. – 2016. – Т. 7, № 2. – С. 186–194.

Reference

1. Zaitsev I.O., Levytskyi A.S., Kromplyas B.A. [Determination of the response characteristic of the capacitive sensor of the air gap in the hydrogenerator SGK 538/160-70M]. *Pratsi Institutu elektrodinamiki Nacional'noi akademiji nauk Ukraini*, 2016, no. 43, pp. 134–137 (in Ukrainian).

2. Babak S.V., Myslovich M.V., Sysak R.M. *Statisticheskaya diagnostika elektrotekhnicheskogo oborudovaniya* [The statistical diagnostics of the electrotechnical equipment], IED NANU Publ., 2015, 456 p.

3. Bazeev E.T., Bileka B.D., Vasil'ev E.P., Varlamov G.B., Vol'chin I.A. *Energetika: istoriya, nastoyashchee i budushchee. Razvitie teploenergetiki i gidroenergetiki* [Energetic: history, present and future. The development of thermal power and hydropower]. Kiev, Lira Publ., 2011, pp. 393–398.

4. Alekseev B.A. [Determining the status (diagnostics) of large hydro generators]. ENAS, 2002, 144 p.

5. Alekseev B.A. [Determining the status (diagnostics) of large turbo generators]. ENAS, 2001, 152 p.

6. Eriksson K., Eriksson S. VIMOS condition monitoring for hydro power machines. *ABB Review*, 1992, no. 1, pp. 15–20.

7. Levytskyi A.S., Fedorenko G.M., Gruboj O.P. [Monitoring of the status of powerful hydro and turbo generators using capacitive meter for the parameters of mechanical defects]. IED NANU Publ., 2011, 242 p.

8. Using the VM600 system to measure air gaps on hydro turbine. Pipersville, PA, USA, ZeefaxInc, 2012, 43 p.

9. Griscenko M., Elmanis-Helmanis R. Eccentricity of Slow-Speed Salient-Pole Generator: Analysis based on Air Gap Spectrum. *Latvian Journal of Physics and Technical Sciences*, 2015, vol. 52, iss.1, pp. 26–37.

10. Rasmussen J., Howard B. Condition Monitoring for Hydro Machinery. *Orbit*, 2004, pp. 49–57.

11. Skvorcov O.B., Radchik I.I., Tarakanov V.M., Trunin E.S., Smirnov S.I. *Ustrojstvo izmereniya vozdušnogo zavora* [The device for measuring the air gap]. Patent RF no. 2318182, 2006.

12. Levytskyi, A.S., Zaitsev, I.O., Kromplyas, B.A. *Jemnisnyj sensor dlja vymirjuvannja povitranogo zavoru v generatorakh* [Capacitive sensor for measuring air gap between stator and rotor generators]. Patent UA no. a2016 03404, 2016.

13. Bissonnette R. Marc. Case Studies of Problems Diagnosed Using On-Line Machine Monitoring on Hydro-Generating Machines. *Proc. of the Hydro Vision 2006*, 2006, USA, Portland., pp.1–11.

14. Pollock G.B. Vertical hydraulic generators experience with dynamic air gap monitoring. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 1992, vol. 7, no. 4, pp. 680–668.

15. Vovk I.G. [Geometric modeling of motion of systems in problems of applied geoinformatics]. *Bulletin SSUGT (Siberian State University of Geosystems and Technologies) [Bulletin SSUGT (Siberian State University of Geosystems and Technologies)]*, 2015, no. 2 (30), pp. 72–77 (in Russian).

16. Zaitsev I.O., Levytskyi A.S., Kromplyas B.A. [The errors of the capacitive sensor gap in the hydrogenerator]. *Pratsi Institutu elektrodinamiki Nacional'noi akademiji nauk Ukraini*, 2016, no. 44, pp. 50–55 (in Ukrainian).

17. Potashnik S.I., Fedorenko G.M., Vas'kovskij Yu.N. [Problems of improving the reliability of powerful hydro-generators with the instability of the air gap]. *Gidroenergetika Ukrainy [Hydropower of Ukraine]*, 2006, no. 3, pp. 6–10 (in Russian).

18. Aliabad A.D., Mirsalim M., Aghdaei M.F. A Simple Analytic Method to Model and Detect Non-Uniform Air-Gaps in Synchronous Generators. *Iranian Journal of Electrical & Electronic Engineering*, 2010, vol. 6, no. 1, pp. 29–35.

19. Mikalauskas R. Air gap modelling and control possibilities in rotary systems. *Ultragarasas*, 2003, no. 1 (46), pp. 7–11.

20. Griscenko M., Elmanis-Helmanis R. Eccentricity of slow-speed salient-pole generator: analysis based on air gap spectrum. *Latvian journal of physics and technical sciences*, 2015, no. 1, pp. 26–37.

21. Zaitsev I.O., Sidorchuk V.E., Shpil'ka, A.N. [Application of the spectrum analysis with using Berg met-

hod to developed special software tools for non-contact vibration diagnostics system]. *Devices and Methods of*

Measurements, 2016, vol. 7, no. 2, pp. 186–194 (in Russian). **doi:** 10.21122/2220-9506-2016-7-2-186-194

УДК 681.785:681.7.068

Квазираспределенная волоконно-оптическая система измерения температуры рециркуляционного типа на основе технологии спектрального мультиплексирования

Поляков А.В., Прокопенкова Т.Д.

Белорусский государственный университет,
пр. Независимости, 4, г. Минск 220030, Беларусь

Поступила 18.12.2016

Принята к печати 20.03.2017

Обеспечение качественной и надежной работы, а также температурный мониторинг современных систем напрямую связаны с использованием инновационных оптоволоконных технологий на основе концепции так называемых распределенных и квазираспределенных датчиков, имеющих большие линейные размеры, в которых оптические волокна являются одновременно и чувствительным элементом, и каналом передачи данных. Существующие волоконно-оптические датчики на основе вынужденного комбинационного рассеяния и вынужденного рассеяния Мандельштама–Бриллюэна имеют относительно высокую погрешность измерений, длительную и сложную методику измерений, высокую стоимость. Цель данной работы состояла в разработке структуры автоматизированной квазираспределенной волоконно-оптической системы измерения температуры рециркуляционного типа с использованием технологии спектрального мультиплексирования.

Метод измерений основан на регистрации возникающих под воздействием температуры изменений частоты рециркуляции одиночных оптических импульсов на соседних длинах волн. При этом происходит периодическое восстановление сигнала по форме, амплитуде и длительности. Чувствительными элементами являются отрезки многомодового кварцевого волоконного световода с металлическим покрытием, разделенные спектрально-селективными элементами, в качестве которых предлагается использовать дихроичные зеркала. С помощью разработанной математической модели, учитывающей температурную зависимость коэффициента линейного расширения и модуля Юнга волокна, спектральную и температурную зависимость показателя преломления, химический состав волокна, тип металлического покрытия рассчитана функция отклика системы, позволяющая оценить чувствительность и погрешность измерений.

В результате проведенных исследований определены: количество измерительных секций (8), максимальная измеряемая температура (500 °С), чувствительность метода (3,28 Гц/°С), погрешность измерений ($\pm 0,2$ °С), а также оптимальное время начала измерений после запуска циркуляции (15 мин) и времени счета частотомера (1 с). Проведенные оценки показали, что по совокупности технических характеристик предлагаемая измерительная система может превзойти существующие аналоги.

Ключевые слова: волоконный световод, термические методы, квазираспределенный датчик температуры, частота рециркуляции, технические характеристики.

DOI: 10.21122/2220-9506-2017-8-2-131-141

Адрес для переписки:

Поляков А.В.
Белорусский государственный университет,
пр. Независимости, 4, г. Минск 220030, Беларусь
e-mail: polyakov@bsu.by

Address for correspondence:

Polyakov A.V.
Belarusian State University,
Nezavisimosty Ave., 4, Minsk 220030, Belarus
e-mail: polyakov@bsu.by

Для цитирования:

Поляков А.В., Прокопенкова Т.Д.
Квазираспределенная волоконно-оптическая система измерения температуры рециркуляционного типа на основе технологии спектрального мультиплексирования.
Приборы и методы измерений.
2017. – Т. 8, № 2. – С. 131–141
DOI: 10.21122/2220-9506-2017-8-2-131-141

For citation:

Polyakov A.V., Prokopenkova T.D.
[Quasi-distributed fiber-optic recirculating system for temperature measurement based on wavelength-division multiplexing technologies].
Devices and Methods of Measurements.
2017, vol. 8, no. 2, pp. 131–141 (in Russian).
DOI: 10.21122/2220-9506-2017-8-2-131-141

Quasi-distributed fiber-optic recirculating system for temperature measurement based on wavelength-division multiplexing technologies

Polyakov A.V., Prokopenkova T.D.

Belarusian State University,
Nezavisimosty Ave., 4, Minsk 220030, Belarus

Received 18.12.2016

Accepted for publication 20.03.2017

Abstract

Providing quality and reliable operation as well as temperature monitoring of modern systems are directly related on the use of innovative fiber optic technology based on the concept of so-called distributed and quasi-distributed sensors having large linear dimensions, in which the optical fiber is both sensor and data channel. Existing fiber optic sensors based on stimulated Raman scattering and stimulated Brillouin scattering have relatively high measurement error, long and complicated measurement method, high cost. The purpose of this paper was to develop an automated quasi-distributed fiber optic recirculating temperature measurement system using wavelength division multiplexing technology. Measurement method based on the registration arising due to temperature changes of the frequency of single optical pulses recirculating at adjacent wavelengths. Thus there is a periodic signal restoration on waveform, amplitude and duration. The sensing element is a segment of a multimode silica fiber coated with metal, separated spectrally selective elements, which are mainly offered to use dichroic mirrors. With the help of the developed mathematical model that takes into account the temperature dependence of the coefficient of linear expansion and Young's modulus of the fiber, the spectral and temperature dependence of the refractive index, the chemical composition of the fibers, the type of metal coating system response function was calculated, which allows to evaluate the sensitivity and measurement accuracy. These studies determined: number of measuring sections (8), the maximal measured temperature (500 °C), the sensitivity (3,28 Hz/°C), the measurement error ($\pm 0,2$ °C), and the optimum beginning time measurement after starting circulation (15 min), and counting time of the frequency meter (1 s). Carried out estimations have shown that the proposed measuring system can outperform existing analogues on set specifications.

Keywords: optical fiber, thermal methods, quasi-distributed temperature sensor, recirculating frequency, technical characteristics.

DOI: 10.21122/2220-9506-2017-8-2-131-141

Адрес для переписки:

Поляков А.В.
Белорусский государственный университет,
пр. Независимости, 4, г. Минск 220030, Беларусь
e-mail: polyakov@bsu.by

Address for correspondence:

Polyakov A.V.
Belarusian State University,
Nezavisimosty Ave., 4, Minsk 220030, Belarus
e-mail: polyakov@bsu.by

Для цитирования:

Поляков А.В., Прокопенкова Т.Д.
Квазираспределенная волоконно-оптическая система измерения температуры рециркуляционного типа на основе технологии спектрального мультиплексирования.
Приборы и методы измерений.
2017. – Т. 8, № 2. – С. 131–141.
DOI: 10.21122/2220-9506-2017-8-2-131-141

For citation:

Polyakov A.V., Prokopenkova T.D.
[Quasi-distributed fiber-optic recirculating system for temperature measurement based on wavelength-division multiplexing technologies].
Devices and Methods of Measurements.
2017, vol. 8, no. 2, pp. 131–141 (in Russian).
DOI: 10.21122/2220-9506-2017-8-2-131-141

Введение

Оптоволоконные технологии используются в различных областях техники, составляя основу не только средств передачи информации, но и разнообразных устройств измерения и контроля. На основе данных технологий разработаны различные измерительные системы, которые, обладая высокой точностью, превосходят электронные устройства того же назначения в части стабильности и термостойкости. Измерительные элементы (сенсоры) таких систем не подвержены влиянию магнитных и электрических полей и стойки по отношению к вибрации, ударам, а также к воздействию агрессивных сред.

При создании современных систем потребовалась разработка принципиально новых методов и устройств для измерения разнообразных производственных параметров по всей длине исследуемого объекта. Подобные измерения стали принципиально возможными лишь с появлением концепции так называемых распределенных и квазираспределенных датчиков, имеющих большие линейные размеры, на основе оптических волокон, которые являются одновременно и чувствительным элементом, и каналом передачи данных. Среди них существенное место занимают распределенные датчики для температурного профилирования [1]. К недостаткам распределенных волоконно-оптических датчиков на основе вынужденного комбинационного рассеяния можно отнести следующие особенности: 1) наряду с комбинационным в оптическом волокне возбуждается рассеяние Мандельштама–Бриллюэна, накладывающееся своими более высокими порядками на измеряемые спектральные составляющие; 2) малая величина коэффициента комбинационного рассеяния, что требует применения длительного накопления сигнала и использования оптических импульсов большой мощности, поскольку порог возникновения вынужденного комбинационного рассеяния составляет 500 мВт – 1 Вт; 3) погрешность измерений температуры составляет не менее 1 °С. Недостатками волоконно-оптического датчика температуры (ВОДТ) на основе вынужденного рассеяния Мандельштама–Бриллюэна являются: 1) относительно высокая погрешность измерений, не менее 1 °С; 2) длительное время измерения, которое может исчисляться минутами; 3) достаточно сложная методика проведения измерений и алгоритм обработки данных; 4) высокая стоимость установки.

Для повышения точности измерений посредством волоконно-оптического датчика (ВОД) предлагается отказаться от аналоговой модуляции какого-нибудь из параметров потока излучения и перейти к неаналоговой (дискретной) его модуляции, вводя тем самым в поток излучения новые, неоптические, параметры. Одним из перспективных путей решения подобных задач является переход к частотному (временному) представлению измеряемой величины, использующий зависимость времени задержки оптического излучения в световоде от воздействующих измеряемых физических величин. Высокая чувствительность частоты рециркуляции в замкнутой оптоэлектронной системе к малым внешним воздействиям на волоконный световод (ВС) позволила реализовать новый принцип частотного представления информации.

Структура квазираспределенной рециркуляционной оптоволоконной системы измерения температуры

Для одновременного измерения температуры на нескольких требуемых участках контролируемого объекта нами разработана структура квазираспределенного ВОДТ со спектральным разделением информационных каналов. Принцип функционирования данного ВОДТ основан на зависимости времени задержки распространения оптического импульса в ВС от температуры. Рост температуры световода приводит к увеличению его геометрической длины L (продольной деформации), изменению показателя преломления n и, соответственно, изменению частоты рециркуляции. Одновременно с продольной деформацией ВС происходит изменение его диаметра (уменьшение при растяжении и увеличение при сжатии), т.е. возникает поперечная деформация. Этим объясняется эффект фотоупругости, который также приводит к изменению показателя преломления.

Сущность функционирования ВОД, схема которого представлена на рисунке 1, заключается в организации рециркуляции одиночных оптических импульсов с периодической регенерацией одновременно на нескольких длинах волн по одному световоду. Устройство работает следующим образом. По сигналу с блока управления, обработки и отображения данных БУО блок регенерации БРГ генерирует стандартные по амплитуде, длительности и форме началь-

ные импульсы и запускает процесс циркуляции. Данные импульсы тока накачки после усиления модулятором тока МТ поступают на входы линейки излучателей, представляющие полупроводниковые инжекционные лазеры ИЛ, генерирующие излучение на различных длинах волн. Для уменьшения задержки между импульсом тока накачки и излучением инжекционного лазера последние смещаются в предпороговую область генерации постоянной составляющей тока накачки. Импульсы оптического излучения на разных длинах волн от инжекционных лазеров объединяются в один световод мультиплексором *MUX* и через направленный ответвитель НО вводятся в волоконный световод ВС, разделенный на секции спектрально-селективными элементами. Селективные элементы настроены таким образом, что отражают излучение на определенной длине волны и пропускают все остальные, при этом излучение на последней длине волны

просто отражается от зеркального отражателя О. Отраженное излучение после некоторой задержки τ_0 , определяемой оптической длиной оптоволоконной секции, с помощью направленного ответвителя направляется на демультиплексор *DEMUX*, который пространственно разделяет спектральные каналы, а затем регистрируется линейкой фотоприемников ФП. Сигнал с фотоприемников поступает на электронные усилители, которые обеспечивают уровень сигнала на входе пороговых устройств (компараторов) ПУ U_a не менее 4 мВ, поскольку при пороге срабатывания компаратора $U_{th} = 0,5U_0 < 2$ мВ возможно ложное срабатывание по уровню шумов. На выходе ПУ в момент пересечения сигналом порогового уровня формируются импульсы, управляющие блоком регенерации, который снова формирует стандартные по амплитуде, длительности и форме импульсы. Таким образом, цикл рециркуляции замыкается.

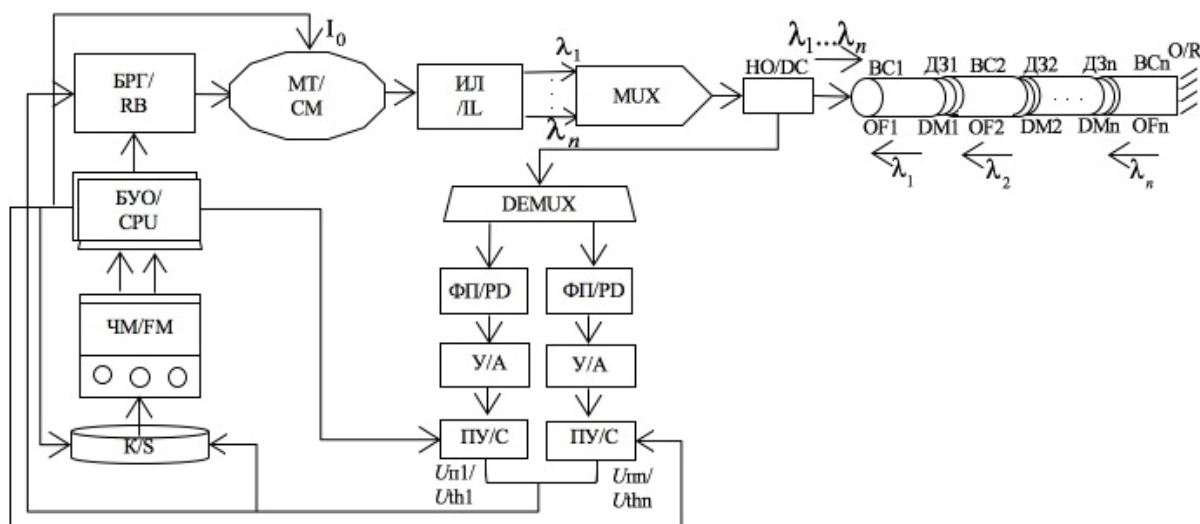


Рисунок 1 – Схема квазираспределенного волоконно-оптического датчика температуры рециркуляционного типа: БУО – блок управления, обработки и отображения информации; БРГ – блок регенерации; МТ – модулятор тока; ИЛ – линейка инжекционных лазеров; *MUX* – мультиплексор; НО – направленный ответвитель; ВС – волоконный световод; ДЗ – дихроичное зеркало; О – зеркальный отражатель; *DEMUX* – демультиплексор; ФП – линейка фотоприемников; У – усилитель; ПУ – пороговое устройство; К – коммутатор; ЧМ – двухканальный частотомер

Figure 1 – Scheme of the quasidistributed recirculating fiber-optical temperature sensor: CPU – central processing unit; RB – regeneration block; CM – current modulator; IL – range injection lasers; MUX – multiplexer; DC – directional coupler; OF – optical fiber; DM – dichroic mirror; R – reflector; DEMUX – demultiplexer; PD – photodetectors; A – amplifier; C – comparator; S – switch; FM – frequency

Рециркулирующий импульс от требуемой волоконно-оптической секции по сигналу с блока управления, обработки и отображения данных выбирается коммутатором К и регистрируется частотомером ЧМ. Полученная после фиксированного времени счета усредненная частота

рециркуляции с частотомера передается в блок управления, обработки и отображения данных, где по заданному алгоритму производится преобразование частоты рециркуляции в измеряемую температуру. Чувствительный элемент ВОДТ представляет собой отрезки кварцевых многомо-

довых волоконных световодов с металлическим покрытием. На каждом цикле рециркуляции осуществляется так называемая 2R-регенерация (re-amplification + re-shaping), т.е. происходит восстановление информационного импульса по форме, амплитуде и длительности, что позволяет поддерживать процесс рециркуляции неограниченно долго. Информационным параметром является временное положение циркулирующего импульса. Блок управления через блок регенерации может управлять числом рециркуляционных информационных каналов, запуская либо все из них, либо только те, которые соответствуют необходимым волоконным секциям. Различные длины волн и спектрально-селективные элементы используются для того, чтобы не только измерять температуру, но и локализовать пространственный отрезок, на котором эта температура действует. Измерения осуществляются на основе последовательного отслеживания изменения разности частот рециркуляции на соседних участках на соседних длинах волн:

$$\Delta f_i(\theta) = f(\lambda_{i-1}) - f(\lambda_i). \quad (1)$$

Отличительная особенность данной структуры заключается в том, что в ней используются стандартные, коммерчески доступные, относительно недорогие элементы.

В качестве двухканального частотомера предлагается использовать электронно-счетные частотомеры *Agilent Technologies 53132A* с высокими техническими характеристиками и производительностью, которые обеспечивают быстрые и точные измерения частоты. Измерения производятся при разрешении 12 разрядов при времени счета 1 с в диапазоне частот до 225 МГц. Для применения в системах, управляемых компьютером, частотомер имеет стандартный интерфейс *GPiB* и программное обеспечение *IntuiLink* с возможностью программирования на языке *SCPI* при скорости передачи данных до 200 полностью сформатированных результатов измерения в секунду. Стандартный интерфейс *RS-232* используется только в режиме вывода данных и обеспечивает поддержку принтера или передачу данных в компьютер с помощью программы эмуляции терминала. Программный пакет *Agilent IntuiLink* обеспечивает легкий доступ к данным частотомера со стороны компьютера. Частотомер накапливает точные результаты измерения частотных и временных параметров сигналов.

При этом пользователь работает в хорошо знакомой среде, используя прикладные компьютерные программы, такие как *Microsoft Excel* или *Word* для анализа, интерпретации, отображения, печати и документирования данных, полученных от частотомера.

Блок управления и обработки данных выполняет несколько функций. Во-первых, с использованием специально написанной программы разность частот, поступающих с двух выходов частотомера, преобразуется в измеряемую температуру, которая затем, наряду с выбранной секцией измерений, отображается на дисплее. Кроме того, на дисплее в реальном масштабе времени прорисовывается график изменения температуры в зависимости от времени. Во-вторых, с помощью управляющих сигналов, поступающих с БУО на коммутатор, происходит выбор участка оптоволоконного чувствительного элемента, с которого снимаются данные по измерению температуры. В-третьих, для каждого порогового устройства устанавливается свой индивидуальный порог срабатывания. Это связано с тем, что амплитуда импульсных сигналов, приходящих от каждой волоконно-оптической измерительной секции, будет различной, а для устойчивой работы системы необходимо, чтобы пороговый уровень соответствовал линейному участку фронта импульса, т.е. $U_{thi} = (0,3-0,8)U_{ai}$.

Использование в качестве спектрально-селективных элементов волоконных решеток Брэгга является затруднительным из-за того, что их спектр отражения смещается в зависимости от температуры и приложенного механического напряжения согласно выражению:

$$\Delta\lambda_{BG} = 2n\Lambda \left(\left\{ 1 - \left(\frac{n^2}{2} \right) [P_{12} - \nu(P_{11} + P_{12})] \right\} \varepsilon + \left[\alpha + \frac{1}{n} \frac{dn}{d\theta} \right] \Delta\theta \right),$$

где Λ – период решетки; $\Delta\theta$ – изменение температуры; ε – приложенное механическое напряжение; P_{11} , P_{12} – коэффициенты Поккельса упруго-оптического тензора; ν – коэффициент Пуассона; α – коэффициент теплового расширения кварцевого стекла; n – эффективный показатель преломления основной моды.

Кроме того, решетки Брэгга, сформированные в стандартном телекоммуникационном волокне, начинают разрушаться при температурах, более 200 °С. Поэтому в качестве спектрально-селективных отражающих элементов предла-

гается использовать дихроичные зеркала (ДЗ), способные отражать одну и пропускать другую часть спектра падающего излучения благодаря явлению многолучевой интерференции в тонких диэлектрических пленках. Данные структуры имеют следующие преимущества [2]:

- поскольку излучение в дихроичных зеркалах практически не поглощается, они могут работать при больших плотностях световой энергии;

- возможность работать при достаточно высоких температурах окружающей среды (до 500 °С) без расплавления и деформации;

- благодаря своей конструкции они обладают значительным временем эксплуатации без ухудшения спектрально-селективных свойств;

- из-за того, что дихроичные зеркала имеют широкую спектральную полосу отражения, нет необходимости использовать специальные меры по стабилизации спектральных характеристик полупроводниковых лазеров.

Дихроичные зеркала и ВС могут соединяться двумя способами: 1) с помощью разъёмных соединений (использование иммерсионных жидкостей и микролинз на торцах ВС дает потери мощности излучения 1,5–2 дБ на одно ДЗ); 2) с помощью неразъёмных соединений с использованием специальных клеевых смол (в этом случае потери составляют 0,5 дБ на одно ДЗ). Анализ современного состояния технологий показал, что коммерчески доступные ДЗ при нормальном падении излучения в интересующей нас области красного и ближнего ИК-диапазона обладают шириной спектра отражения ± 20 –40 нм, коэффициент отражения при этом составляет 93–99 %, коэффициент пропускания – 85–90 % [2]. Если взять ширину спектра отражения ДЗ 40 нм, то для спектрального диапазона работы полупроводниковых лазеров в интервале 700–740 нм можно использовать 1 ДЗ, в интервале 800–900 нм – 2 ДЗ, в области 1080 нм – 1 ДЗ, в области 1200 нм – 1 ДЗ, в области 1300 нм – 1 ДЗ, в интервале 1530–1610 нм – 2 ДЗ. Следовательно, общее количество ДЗ может достигать до 8, и соответственно существуют 8 пространственных отрезков контроля температуры.

Оценка метрологических характеристик измерительной системы

Для ВОД рециркуляционного типа существенным является время установления t_{est} , после которого частота рециркуляции изменяется не-

значительно. На рисунке 2 при длине ВС 500 м показана зависимость изменения средней частоты рециркуляции f_{avg} и относительной долговременной нестабильности χ от времени начиная с момента запуска рециркуляции. Оценку относительной долговременной нестабильности частоты рециркуляции ВОД проводили согласно следующему выражению:

$$\chi = \frac{\sum_{i=1}^m |f_i - f_{avg}|}{m} / f_{avg},$$

где f_{avg} – средняя частота рециркуляции за время наблюдения t_n ; f_i – результаты отдельных измерений; m – число измерений в течение времени наблюдения.

Из проведенных экспериментов следует, что через 15 мин после начала работы для $L = 500$ м в течение последующих 30 мин среднее значение частоты рециркуляции колебалось в пределах 397 095–397 096 Гц, в то время как максимальное значение относительной нестабильности частоты рециркуляции для каждого момента наблюдений принимало значение не более $1,5 \cdot 10^{-6}$ при времени счета ЧМ 10 с (погрешность измерений частоты составляла $\delta = \pm 4,6 \cdot 10^{-7}$. В экспериментах также контролировался ток, протекающий через лавинный фотодиод (рисунок 2). Уменьшение тока через фотоприемник связано с падением мощности излучения ИЛ из-за возрастания порогового тока, обусловленного нагреванием лазерного кристалла.

Одним из традиционных способов повышения метрологических характеристик ВОД является увеличение времени измерений. Экспериментальные измерения частоты рециркуляции показали, что ее относительная долговременная нестабильность при времени счета $t_c = 10^{-3}$ с для $L = 50$ м составляла $9,4 \cdot 10^{-5}$. В теории вероятности показано [3], что погрешность измерения случайной величины линейно уменьшается при увеличении времени счета пропорционально $\sqrt{N}$, где $N = t/t_{c0}$. Это проиллюстрировано зависимостью 1 на рисунке 3 при $t_{c0} = 10^{-3}$ с. Кривая 2 на рисунке 3 представляет собой экспериментальную зависимость относительной долговременной нестабильности χ от времени счета t_c . Анализ графиков показал, что нарастающее отклонение величины χ от линейного закона при увеличении времени счета свидетельствует о том, что ВОД рециркуляционного типа обладают свойством накапли-

вать флуктуации в процессе циркуляции. Следовательно, нет смысла устанавливать время счета частотомера в подобных ВОД более чем 1 с.

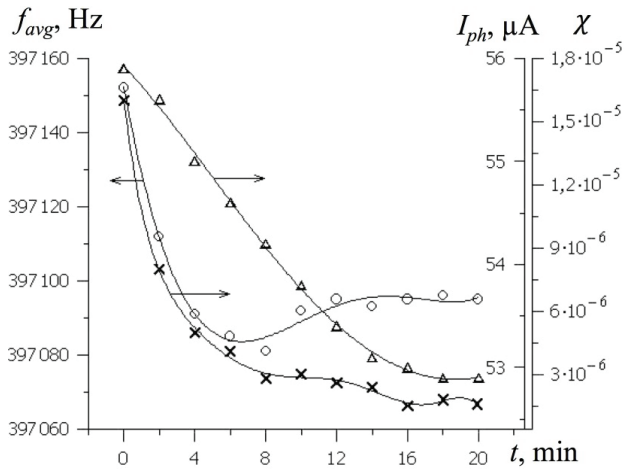


Рисунок 2 – Зависимость изменения среднего значения частоты рециркуляции (о), относительной долговременной нестабильности (х) и величины тока через лавинный фотодиод (Δ) в волоконно-оптических датчиках от времени, начиная с момента запуска циркуляции

Figure 2 – Time dependence of average frequency recirculation (o), relative long-term instability of recirculation frequency (x) and the current through avalanche photodiode (Δ) in fiber optical temperature sensor since the start time of circulation

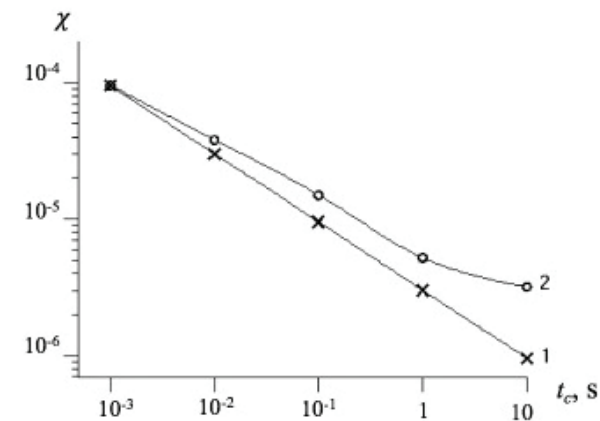


Рисунок 3 – Зависимость величины относительной долговременной нестабильности частоты рециркуляции от времени измерения: 1 – расчетные значения; 2 – экспериментальные данные

Figure 3 – Time dependence of relative long-term instability of recirculation frequency: 1 – calculated value; 2 – experimental data

Для анализа функции отклика представленной схемы ВОДТ разработана математическая модель, учитывающая химический состав ВС, относительную долговременную нестабильность

частоты рециркуляции, температурную зависимость коэффициента линейного расширения, показателя преломления и модуля Юнга волокна.

Для длины ВС $L > 100$ м задержкой в электронной части схемы можно пренебречь, и период рециркуляции практически определяется длиной световода. В этом случае частота рециркуляции будет принимать следующий вид:

$$f_i \approx \frac{c}{2(L_1(\theta_{atm})n(\theta_{atm}) + L_i(\theta)n_i(\theta))}, \quad (2)$$

где L_1 и n – длина ВС без металлического покрытия и показатель преломления, не задействованные в процессе измерения и находящиеся под воздействием температуры окружающей среды θ_{atm} ; L_i и n_i – длина измерительной секции ВС с металлическим покрытием и показатель преломления, находящееся под воздействием измеряемой температуры; i – номер измерительной секции; c – скорость света в вакууме.

Температурная зависимость $n(\theta)$, $L(\theta)$ описывается следующим образом [4]:

$$n_i(\theta) = n_0 [1 + a(\theta - \theta_0) + b(\theta - \theta_0)^2]; \quad (3)$$

$$L_i = L_0 [1 + \alpha(\theta - \theta_0)], \quad (4)$$

где L_0 и n_0 – длина и показатель преломления ВС при температуре калибровки θ_0 a и b – температурные коэффициенты, характеризующие изменение показателя преломления при повышении температуры на 1°C , α – коэффициент линейного теплового расширения. Например, для чистого кварца значения для данных формул имеют следующий вид: $n_0 = 1,444$; $a = 6,2 \cdot 10^{-6} \text{C}^{-1}$ и $b = 5,1 \cdot 10^{-9} \text{C}^{-2}$

Показатель преломления ВС зависит не только от температурного воздействия, но и от длины волны излучения. Спектральная зависимость показателя преломления стекла наиболее часто описывается трехчленной формулой Селмейера [5]:

$$n = \sqrt{1 + \sum_{i=1}^3 \frac{A_i \lambda^2}{\lambda^2 - l_i^2}}. \quad (5)$$

Данная формула содержит шесть коэффициентов ($A_1, A_2, A_3, l_1, l_2, l_3$), характеризующих стекло. Они определяются экспериментально. С помощью этой формулы можно вычислить показатели

преломления для любой длины волны в интервале от 365 до 2325 нм с точностью около $\pm 5 \cdot 10^{-6}$.

Коэффициент линейного температурного расширения стекла рассчитывался по методике, описанной в [6]:

$$\alpha \cdot 10^{-7} = \sum \gamma_i \alpha_i = \frac{\sum \gamma_i \% \alpha_i}{100} = \frac{\sum \gamma_{im} \alpha_i}{\sum \gamma_{im}}, \quad (6)$$

где γ_i – содержание оксида в материале, мол. доли; $\gamma_i \%$ – содержание оксида в материале, мол. %; γ_{im} – содержание оксидов в материале, моль; α_i – парциальные линейные коэффициенты расширения компонентов (оксидов и солей) в материалах.

Для большинства силикатных стекол модуль Юнга с достаточной точностью может быть рассчитан по аддитивной формуле: $E_0 = \sum \alpha_i \cdot \gamma_i$, где γ_i – содержание окисла, мол. %; α_i – постоянный для каждого оксида коэффициент. Температурная зависимость модуля Юнга для сердцевины волокна имеет вид:

$$E_{\text{core}} = E_0 + A(\theta - \theta_0) - B(\theta - \theta_0)^2, \quad (7)$$

где A, B – известные константы, определяемые экспериментально для каждого типа легирования [7].

В датчиках температуры, как правило, используются ВС с металлическим покрытием. Это повышает точность датчика и обеспечивает практически полную нечувствительность датчика к давлению. Поскольку линейный коэффициент теплового расширения для металлического покрытия больше, чем для кварцевого материала сердцевины и оболочки ВС, то температурное

расширение покрытия вызывает дополнительную деформацию ВС. Коэффициент линейного расширения металла изменяется с изменением температурного интервала нагрева как [4], где a_0 и b_0 – коэффициенты для определенного металла:

$$\alpha_m = a_0 + b_0(\theta - \theta_0).$$

В случае отсутствия проскальзывания между конструктивными элементами ВС результирующий коэффициент линейного теплового расширения рассчитывается в виде [8]:

$$\alpha = \frac{\sum S_i E_i \alpha_i}{\sum S_i E_i}, \quad i = 1, 2, 3, \quad (8)$$

где S_i – площадь сечения волокна; E_i – модуль Юнга; $i = 1$ – сердцевина волокна; $i = 2$ – оболочка; $i = 3$ – покрытие ВС.

Используя предложенную структуру ВОДТ и разработанную математическую модель, можно, например, рассчитать функцию преобразования и оценить погрешность измерения датчика. Расчеты производились для многомодового волокна диаметром 50/125 мкм, сердцевина которого состоит из кварца, легированного оксидом германия, оболочка – чистый кварц. Защитное покрытие толщиной 50 мкм выбирается из трех металлов: алюминий, никель и медь.

Подставляя формулу (2) в (1), получаем выражение для разности частот рециркуляции (частоты, которые регистрируются от соседних участков $i - 1$ и i на длинах волн λ_{i-1} и λ_i соответственно):

$$\Delta f = f_i - f_{i-1} = - \frac{L(\theta)n(\theta) \cdot c}{2(L_1(\theta_{atm})n(\theta_{atm}) + (i-1)L(\theta)n(\theta)) \cdot (L_1(\theta_{atm})n(\theta_{atm}) + i \cdot L(\theta)n(\theta))}. \quad (9)$$

В свою очередь, данную разность частот, фиксируемую при температуре калибровки θ_0 , можно рассчитать согласно выражению:

$$\Delta f_0 = - \frac{L(\theta_0) \cdot c}{2[L_1(\theta_0) + (i-1)L(\theta_0)] \cdot [L_1(\theta_0) + i \cdot L(\theta_0)]n(\theta_0)}. \quad (10)$$

Таким образом, регистрируемая функция отклика при измерении температуры будет иметь вид:

$$\delta f(\theta) = \Delta f - \Delta f_0. \quad (11)$$

Для измерения температурных полей в шахте глубиной 800 м выбираем 8 измерительных

секций по 100 м. Пусть длина подводящего ВС составляет 50 м. Рассмотрим случай, когда результирующая длина волокна, которую проходит оптический импульс, распространяясь в прямом и обратном направлениях, составляет 500 м.

В этом случае будет контролироваться температура вдоль второй измерительной секции. На рисунке 4 представлены зависимости δf от температуры для $i = 2$ для ВС с различными типами металлического покрытия. Видно, что самый большой наклон у ВС, защитное покрытие которого состоит из алюминия. Для данной кривой 3 была проведена аппроксимация передаточной функции выражением вида $\delta f = -28 + 3,28 \cdot \theta$.

Из данной формулы следует, что чувствительность метода составляет 3,28 Гц/°С. Сравнивая полученные результаты с данными, представленными на рисунке 2, можно оценить погрешность измерений, не превышающую $\pm 0,2$ °С. Системы контроля температуры, разработанные *Sensa*

(подразделение компании *Schlumberger*) и основанные на оптической рефлектометрии отраженного сигнала, позволяют получить сопоставимое разрешение по температуре при времени сбора данных по спектру в течение приблизительно одного часа [1].

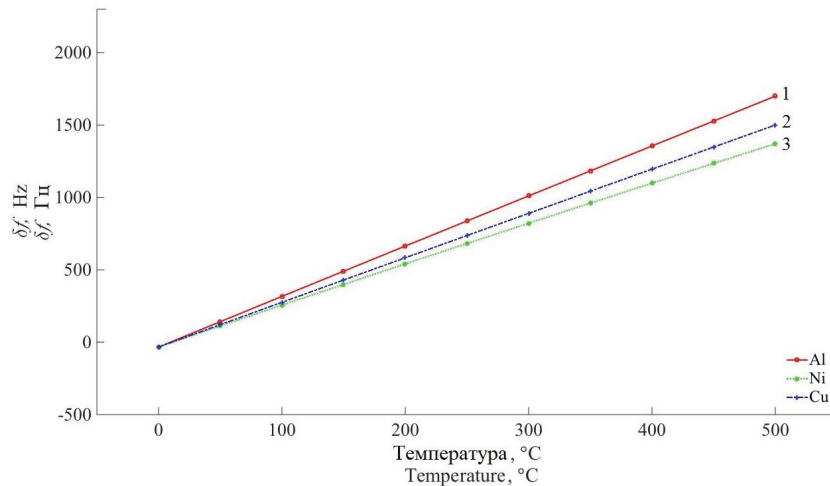


Рисунок 4 – Передаточная характеристика измерительной системы для волокна, сердцевина которого состоит из чистого кварца SiO_2 , оболочка – кварц, легированный оксидом бора B_2O_3 и защитное покрытие состоит из алюминия Al (1), меди Cu (2), никеля Ni (3)

Figure 4 – Transfer function of measurement system for fiber, which comprises of core from pure quartz SiO_2 , covering is quartz doped boron oxide B_2O_3 and protective coating comprises of Al (1), Cu (2), Ni (3)

Поскольку коэффициент температурного линейного расширения металлического покрытия значительно больше, чем этот коэффициент для кварцевого волокна, было проведено моделирование зависимости относительного удлинения ВС в широком температурном диапазоне (рисунок 5). По различным источникам [9–11] допускается от-

носительное удлинение волокна на величину от 0,2 до 0,36 % при сроке службы кабеля в 25 лет и до 1 % при сроке в пределах 10 лет, без ухудшения его свойств в течение всего времени эксплуатации. Из графиков на рисунке 5 видно, что для того чтобы $\Delta L/L$ не превышало 1 %, измеряемая температура не должна превышать 500 °С.

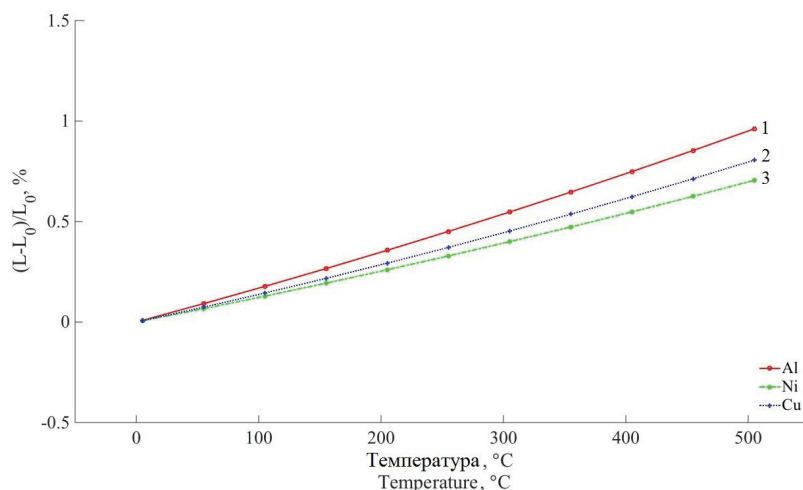


Рисунок 5 – Относительное удлинение волокна из кварца, оболочка легированная B_2O_3 , а защитное покрытие состоит из алюминия Al (1), меди Cu (2) и никеля Ni (3)

Figure 5 – Relative extension of quartz fiber with cover doped with boron oxide B_2O_3 and protective coating comprises of Al (1), Cu (2), Ni (3)

Заключение

Разработана структура квазираспределенной волоконно-оптической системы мониторинга температурных полей при добыче высоковязкой нефти термическими способами. В данной схеме реализован новый принцип частотного представления информации с периодической регенерацией по форме, амплитуде и длительности циркулирующих на разных длинах волн оптических импульсов. Чувствительным элементом выступали отрезки многомодового волоконного световода с металлическим покрытием, спектрально-селективными элементами являлись дихроичные зеркала. Фиксировалась разность частот рециркуляции оптических импульсов на различных длинах волн на соседних участках ВС, и по ее изменению определялась измеряемая температура. По таким характеристикам, как погрешность измерений, время измерений, диапазон измеряемых температур, надежность, стоимость, такое устройство способно превзойти существующие аналоги.

Разработанная квазираспределенная волоконно-оптическая система измерения температуры имеет следующие технические характеристики:

- чувствительный элемент – многомодовое волокно с диаметром 50/125 мкм; сердцевина – плавленый кварц, легированный оксидом германия; оболочка – чистый кварц; защитное покрытие – алюминий (толщина 50–200 мкм);
- диапазон измеряемых температур 0–500 °С;
- спектр рабочих длин волн источников излучения 700–1630 нм;
- 8 пространственных отрезков контроля температуры;
- погрешность не более $\pm 0,2$ °С при изменении температуры от 0 °С до +500 °С;
- чувствительность метода 3,28 Гц/°С;
- время счета 1 с;
- время начала измерений после включения рециркуляции 15 мин.

Список использованных источников

1. Браун, Д. Распределенные системы контроля температуры на базе современных волоконно-оптических датчиков / Д. Браун, Д. Рогачев // Технологии ТЭК. – 2005. – no 1. – С. 5–11.
2. Takada, H. High-energy dichroic chirped mirror for an ultrashort pulse amplification system / H. Takada, M. Takehata, K. Torizuka // Jpn. J. Appl. Phys. – 2003. – Vol. 42, № 7A. – P. L760–L762.

3. Купер, Дж. Вероятностные методы анализа сигналов и систем : пер. с англ. / Дж. Купер, К. Макгиллем. – М. : Мир, 1989. – 376 с.

4. Поляков, А.В. Рециркуляционные оптоволоконные измерительные системы / А.В. Поляков. – Минск : БГУ, 2014. – 208 с.

5. Гауэр, Дж. Оптические системы связи : пер. с англ. / Дж. Гауэр. – М. : Радио и связь, 1989. – 504 с.

6. Скрипникова, Н.К. Термофизические свойства стекловидных покрытий на строительных материалах: методические указания к лабораторным работам / Н.К. Скрипникова, О.Г. Волокитин. – Томск : Томский архитектурно-строительный университет, 2012. – 23 с.

7. Лунин, Б.С. О температурной зависимости модуля Юнга чистых кварцевых стекол / Б.С. Лунин, С.Н. Торбин // Вестн. Моск. ун-та. Сер. 2. Химия. – 2000. – Т. 41. – С. 172–173.

8. Температуростойкие волоконно-оптические модули / А.А. Абрамов, М.М. Бубнов, Н.Н. Вечканов // Труды ИОФАН. 1987. – Т. 5. – С. 72–82.

9. Гиберт, Д.П. Выбор подвесного оптического кабеля исходя из условий эксплуатации / Д.П. Гиберт // КАБЕЛЬ-news. – 2009. – № 2 – С. 49–53.

10. Бондаренко, О.В. Выбор конструкции самонесущего оптического кабеля по растягивающим нагрузкам / О.В. Бондаренко, Д.В. Иоргачев, Л.Л. Мурадян // Технология и конструирование в электронной аппаратуре. – 2001. – № 1. – С. 18–21.

11. Возможность увеличения срока службы волоконно-оптических линий связи / О.И. Косяков, М.А. Липская, А.К. Мекебаева, А.Б. Матаева // Известия вузов. Приборостроение. – 2015. – Т. 58, № 7. – С. 561–563.

References

1. Brown D., Rogachev D. [Distributed temperature control system based on modern fiber-optic sensors]. *Tekhnologii TEK*, 2005, no. 1, pp. 5–11 (in Russian).
2. Takada H., Takehata M., Torizuka K. High-energy dichroic chirped mirror for an ultrashort pulse amplification system. *Jpn. J. Appl. Phys.*, 2003, vol. 42, no. 7A, p. L760–L762. doi: 10.1143/JJAP.42.L760
3. Cooper J.R., McGillem C.D. Probabilistic methods of signal and system analysis. New York, CBS College Publishing, 1986, 376 p.
4. Polyakov A.V. *Retsirkulyatsionnye optovolonnyye izmeritel'nye sistemy* [Recirculating fiber-optic measuring system]. Minsk, BSU Publ., 2014, 208 p. (in Russian).
5. Gower J. Optical communication systems, London, Prentice-Hall Int. Inc., 1984, 504 p.
6. Skripnikova, N.K., Volokitin O.G. *Termofizicheskie svoystva steklovidnykh pokrytii na stroitel'nykh materialakh* [Thermophysical properties of glassy coatings on construction materials: methodical instructions for laboratory works]. Tomsk, Tomsk

University of architecture and construction, 2012, 23 p. (in Russian).

7. Lunin B.S., Torbin S.N. [Temperature dependence of the young's modulus of pure quartz glasses]. *Vestn. Mosk. Univ. Ser. 2. Chemistry*, 2000, vol. 41, no. 3, pp. 172–173 (in Russian).

8. Abramov A.A., Bubnov M.M., Vechkanov N.N. [Heat-resistant fiber modules]. *Trudy IOFAN*, 1987, vol. 5, pp. 72–82 (in Russian).

9. Gibert D.P. [The choice of the suspended optical cable based on the operating conditions]. *CABLE-news*, 2009, no. 2, pp. 49–53 (in Russian).

10. Bondarenko O.V., Iorgachev D.V., Myradyan L.L. [The choice of design, self-supporting optical cable in a tensile stress]. *Tekhnologiya and konstruirovaniye v elektronnoy apparature Tekhnologiya i konstruirovaniye v elektronnoi apparature*, 2001, no. 1, pp. 18–21 (in Russian).

11. Kosyakov O.I., Lipskaya M.A., Mekebaeva A.K., Mataeva A.B. [The possibility of increasing the service life of fiber-optic communication lines]. *Izvestiya Vuzov. Priborostroenie*, 2015, vol. 58, no. 7, pp. 561–563 (in Russian).

doi: 10.17586/0021-3454-2015-58-7-561-564

УДК 543.421/.422

Прибор на основе GaInAsSb светодиодов для измерения содержания воды в нефти

Кабанов Д.М.¹, Лебедок Е.В.¹, Шпак П.В.², Жук С.М.³, Сташкевич С.П.³

¹ГНПО «Оптика, оптоэлектроника и лазерная техника»,
пр. Независимости, 68, Минск 220072, Беларусь

²Институт физики им. Б.И. Степанова НАН Беларуси,
пр. Независимости, 68, Минск 220072, Беларусь

³ЧП «Девелоп групп»,
Логойский тракт, 22/1, к. 218, Минск 220090, Беларусь

Поступила 22.03.2017

Принята к печати 17.05.2017

Изготовление приборов на основе полупроводниковых излучателей является важным направлением применения оптического абсорбционного метода для детектирования жидких сред. Целью данной работы являлось создание прибора для измерения содержания воды в нефти на основе GaInAsSb светодиодов.

Датчик измерения концентрации воды в нефти включает 3 светодиода на различные длины волн и один широкополосный фотоприемник. Использование светодиодов на основе GaInAsSb кристаллов позволило получить высокоэффективный и точный прибор для измерения концентрации воды в нефти. Предложен способ измерения анализируемой среды с помощью проточной кюветы, учитывающий неоднородность распределения водонефтяной эмульсии. Полный цикл измерения концентрации воды в нефти состоял в измерении поглощения излучения от каждого из трех светодиодов в течение 10 с, усреднении результатов и сравнении с калибровочной кривой.

Разработан прибор на основе селективного оптического абсорбционного метода детектирования для измерения содержания воды в нефти. В качестве источников излучения использованы светодиоды, излучающие в диапазоне от 1,6 до 2,4 мкм. Результаты экспериментов показали, что используемый метод позволяет производить измерения концентрации воды в нефти в диапазоне от 0,2 до 40 % с погрешностью не более 2 %.

Установлены технические требования и параметры работы используемых свето- и фотодиодов, а также необходимость использования проточной кюветы для анализируемой среды. Показана возможность использования одного прибора для различных сортов нефти, а также нефтепродуктов при проведении предварительной калибровки.

Ключевые слова: GaInAsSb диоды, оптический абсорбционный метод, нефть и нефтепродукты.

DOI: 10.21122/2220-9506-2017-8-2-142-150

Адрес для переписки:

Кабанов Д.М.
ГНПО «Оптика, оптоэлектроника и лазерная техника»,
пр. Независимости, 68, Минск 220072, Беларусь
e-mail: d.kabanau@ifanbel.bas-net.by

Address for correspondence:

Kabanau D.M.
SSPA «Optics, Optoelectronics & Laser Technology,
Nezavisimosty Ave. 68, Minsk 220072, Belarus
e-mail: d.kabanau@ifanbel.bas-net.by

Для цитирования:

Кабанов Д.М., Лебедок Е.В., Шпак П.В., Жук С.М., Сташкевич С.П.
Прибор на основе GaInAsSb светодиодов для измерения содержания воды в нефти.
Приборы и методы измерений.
2017. – Т. 8, № 2. – С. 142–150.
DOI: 10.21122/2220-9506-2017-8-2-142-150

For citation:

Kabanau D.M., Lebiadok Y.V., Shpak P.V., Zhuk S.M., Stashkevich S.P.
[Device based on GaInAsSb LEDs for measurement of water concentration in oil].
Devices and Methods of Measurements.
2017, vol. 8, no. 2, pp. 142–150 (in Russian).
DOI: 10.21122/2220-9506-2017-8-2-142-150

Device based on GaInAsSb LEDs for measurement of water concentration in oil

Kabanau D.M.¹, Lebiadok Y.V.¹, Shpak P.V.², Zhuk S.M.³, Stashkevich S.P.³

¹SSPA «Optics, Optoelectronics & Laser Technology»,
Niezaliežnasci Ave. 68, Minsk 220072, Belarus

²B. I. Stepanov Institute of Physics of the National Academy of Science of Belarus,
Niezaliežnasci Ave., 68, Minsk 220072, Belarus

³PHC «Develop Group»,
Lagoiski Trakt, 22/1, 218, Minsk 220090, Belarus

Received 22.03.2017

Accepted for publication 17.05.2017

Abstract

The main object of the work was developed the device based on GaInAsSb diodes for measurement water content in oil. Optical absorption method was used in this device. Three LEDs emitting in the range from 1.6 to 2.4 μm , and one wide-band GaSb/GaInAsSb/GaAlAsSb photodiode were used as sources of radiation and detectors.

The device was developed on the basis of selective optical absorption method of detection for measuring water content in oil. As sources of radiation, LEDs emitting in the range from 1.6 to 2.4 μm were used. The results of the experiments showed that the method used makes it possible to measure the water concentration in oil in the range from 0.2 to 40% with an relative error of not more than 2 %.

The technical requirements and operating parameters of the used light and photodiodes were established. Investigations of the dependence of the luminescence spectra of LEDs on temperature have shown the importance of using thermal control on the sources and detectors of radiation. The possibility of using one device for different types of oil, as well as oil products during preliminary calibration were shown in the paper. The importance of using a rotary pump for mixing and pumping the analyzed medium and a flow cell was established.

Keywords: GaInAsSb diodes, optical absorption method, water-oil emulsion.

DOI: 10.21122/2220-9506-2017-8-2-142-150

Адрес для переписки:

Кабанов Д.М.
ГНПО «Оптика, оптоэлектроника и лазерная техника»,
пр. Независимости, 68, Минск 220072, Беларусь
e-mail: d.kabanau@ifanbel.bas-net.by

Address for correspondence:

Kabanau D.M.
SSPA «Optics, Optoelectronics & Laser Technology,
Nezavisimosty Ave. 68, Minsk 220072, Belarus
e-mail: d.kabanau@ifanbel.bas-net.by

Для цитирования:

Кабанов Д.М., Лебедок Е.В., Шпак П.В., Жук С.М., Сташкевич С.П.
Прибор на основе GaInAsSb светодиодов для измерения
содержания воды в нефти.
Приборы и методы измерений.
2017. – Т. 8, № 2. – С. 142–150.
DOI: 10.21122/2220-9506-2017-8-2-142-150

For citation:

Kabanau D.M., Lebiadok Y.V., Shpak P.V., Zhuk S.M., Stashkevich S.P.
[Device based on GaInAsSb LEDs for measurement of water
concentration in oil].
Devices and Methods of Measurements.
2017, vol. 8, no. 2, pp. 142–150 (in Russian).
DOI: 10.21122/2220-9506-2017-8-2-142-150

Введение

Вопрос определения концентрации воды в нефти и нефтепродуктах актуален в силу необходимости минимизировать издержки в процессе добычи, транспортировки и нефтепереработки. При больших глубинах залегания нефти в некоторых случаях естественного давления не достаточно для ее подъема на поверхность. Один из методов добычи в данном случае предусматривает подвод внешней энергии в пласт залегания, который заключается в закачивании воды. Данный метод сопряжен со значительным повышением обводненности нефти (содержание воды до 90 %), поднимаемой из скважины. При этом возникает проблема эффективности хранения и транспортировки нефти, поскольку наличие воды в нефти приводит к увеличению издержек. Данную проблему помогает решать своевременное определение содержания воды в нефти и их разделение.

В настоящее время распространенными физико-химическими методами определения качества нефти являются хроматография, гравиметрический и титриметрические методы (заключающиеся в измерении массовых и объемных долей за счет титрования, осаждения), колориметрия, ионометрия [1–3]. Основные проблемы применяемых методов: большие габариты лабораторных установок и относительно большое время измерений, малая селективность измеряемых величин, требование забора отдельных проб.

К методам, позволяющим разработать высокоскоростные измерители с малыми габаритами, относится оптический абсорбционный метод. При этом для обеспечения компактности и энергоэффективности с учетом спектральных линий поглощения воды и нефти целесообразно использовать светодиоды, излучающие в инфракрасной области спектра (1,6–2,4 мкм). Целью данной работы была разработка прибора для измерения концентрации воды в нефти и нефтепродуктах на основе оптического абсорбционного метода.

Метод измерения концентрации воды в нефти

Предлагаемый метод определения содержания воды в нефти реализуется следующим образом. Три источника инфракрасного излучения (с максимумами испускания на длинах волн 1,7, 1,9 и 2,2 мкм) располагаются напротив фотопри-

емного модуля. После включения источников и фотоприемника определяются величина мощности излучения доходящего от источников до фотоприемника (по каждому из трех источников отдельно), данные сопоставляются с калибровочной кривой [4, 5].

Для детектирования содержания воды в нефти и нефтепродуктах в качестве оптической пары предлагается использовать матрицу из трех светодиодов *LED 17*, *LED 19*, *LED 22* на основе твердых растворов GaInAsSb с мольной долей индия 0,05, 0,09, 0,19 (максимумы спектров испускания 1,7, 1,9, 2,2 мкм соответственно) [6] и фотодиод на основе гетероструктуры GaSb/GaInAsSb/GaAlAsSb с равномерной спектральной чувствительностью в диапазоне от 1,4 до 2,4 мкм [7, 8]. Максимумы спектров излучения используемых светодиодов *LED 17* и *LED 19* совпадают с пиками поглощения нефти и воды – 1,7 и 1,9 мкм. Светодиод *LED 22* используется в качестве источника опорного излучения, который в равной степени слабо поглощается водой и нефтью и служит для учета потерь на рассеяние и температурного сдвига чувствительности приемного фотодиода. Светодиоды, используемые в настоящей работе, разработаны и созданы в Физико-техническом институте им. А.Ф. Иоффе РАН (Россия). В экспериментальных исследованиях использованы образцы двух типов нефти: нефть марки *Urals* (образец предоставлен Мозырским НПЗ) и нефть с месторождения в г. Бугульма, Россия. Обе марки нефти имеют идентичные по форме полосы поглощения, отличие между ними состоит только в общей интенсивности поглощения [5]. Это означает, что для измерения содержания воды в нефти можно использовать одни и те же светодиоды и фотоприемники (с одинаковыми спектрами излучения и фоточувствительности). Учет марки нефти осуществляется калибровкой интенсивности сигнала.

Спектры поглощения образцов нефти регистрировались на спектрофотометре *Cary 500 Scan* с разрешающей способностью не хуже 2 нм; измерение спектров образцов в кювете заданной толщины осуществлялось относительно базового излучения (спектр поглощения кюветы измерялся отдельно и учитывался в дальнейшем). Спектры излучения светодиодов регистрировались с помощью спектрометра монохроматора *MS2004i* (производство *SOL Instruments*) с разрешающей способностью не хуже 3 нм в данном спектральном диапазоне. Для детектирования излучения

светодиодов применялся HgCdTe фотоприемник с автоматической коррекцией чувствительности в диапазоне от 1 до 5 мкм.

Спектры излучения применяемых диодов и спектры поглощения анализируемых жидкостей представлены на рисунке 1.

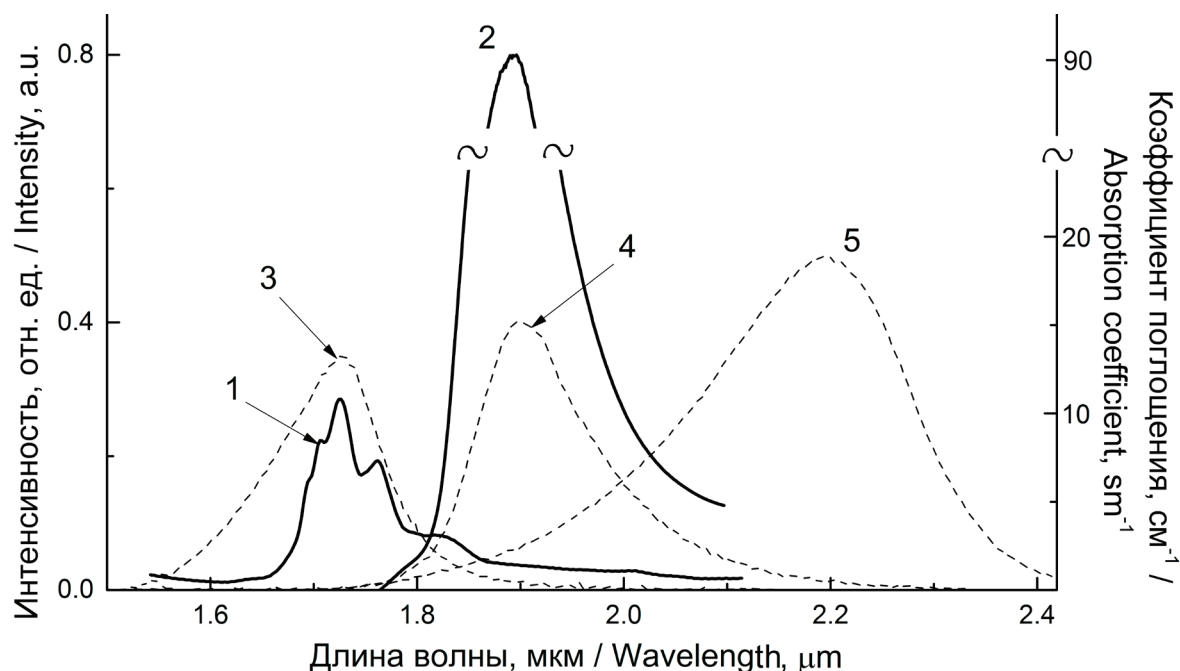


Рисунок 1 – Спектры излучения светодиодов и спектры поглощения анализируемых жидкостей: 1 – экспериментальный спектр поглощения нефти; 2 – спектр поглощения воды; 3, 4, 5 – спектры излучения светодиодов LED 17, LED 19, LED 22 соответственно

Figure 1 – Emission spectra of light-emitting diodes and absorption spectra of analyzed liquids: 1 – experimental oil absorption spectrum; 2 – water absorption spectrum; 3, 4, 5 – emission spectra of LED 17, LED 19, LED 22 respectively

Использование опорного сигнала важно, т.к. проведенные эксперименты по измерению концентрации воды в нефти на основе использования сигналов только двух оптических каналов LED 17 и LED 19 давали заметную погрешность. Основная причина данной погрешности заключается в том, что вода не растворяется в нефти и в результате их смешения образуется водонефтяная эмульсия с пузырьками воды в нефти. При прохождении оптического излучения через данную смесь происходит как поглощение данного излучения анализируемыми средами (нефтью и водой), так и его многократное рассеяние на границах раздела водной и нефтяной поверхности. Для учета влияния данного рассеяния используется опорное излучение светодиода LED 22, которое в равной степени слабо поглощается нефтью и водой.

Как следует из рисунка 1, ширина спектров излучения на полувысоте для используемых светодиодов составляет 150–300 нм. Ширина характерных линий спектров поглощения нефти и нефтепродуктов и большинства углеводородов вблизи длины волны 1,7 мкм составляет 100 нм [9]. Таким образом, использование узкополосных

фильтров на установленные диапазоны позволяет улучшить соотношение сигнал-шум и повысить точность измерений. Для этого следует использовать светофильтры, пропускающие излучение в диапазонах 1,65–1,75 мкм (линия поглощения нефти), 1,85–1,95 мкм (линия поглощения воды), 2,15–2,25 мкм (опорное излучение). При этом в случае использования одного широкополосного фотодиода располагать светофильтры необходимо непосредственно на светодиодах.

Следует отметить, что такие нефтепродукты, как бензин, керосин, дизельное топливо, в спектральной области 1,65–1,80 мкм имеют схожие характерные полосы поглощения, что и нефть. По отношению к широкому спектру излучения используемых светодиодов (ширина спектра на полувысоте около 200 нм) отличия между спектрами различных сортов нефти и нефтепродуктов не существенны для измерения концентрации на основе предложенного метода с учетом предварительной калибровки [5]. Таким образом, данный набор свето- и фотодиодов можно использовать для измерения концентрации воды в перечисленных выше нефтепродуктах.

Техническая реализация метода

Одной из сложностей определения содержания воды в нефти при описанном выше способе измерений является образование водных пузырей в нефти при достаточно высоких величинах содержания воды. Использование проточной кюветы, в отличие от стандартной кюветы для стационарных измерений, позволяет повысить точность измерений за счет постоянного перемешивания водонефтяной смеси, что позволяет избегать ошибок измерений [10].

В ходе экспериментов по калибровке и измерениям использовалась оптическая схема, представленная на рисунке 2. В расширительный бачок заливается анализируемая смесь, которая прокачивается через оптическую кювету с помощью помпы. Проточный способ измерений позволяет проводить анализ водонефтяной смеси в режиме реального времени не только в пробном образце, но и в нефтепроводах. При использовании прибора для измерения содержания воды в нефти в режиме реального времени в нефтепроводе шланги подсоединяются к нефтепроводу через систему понижения давления.

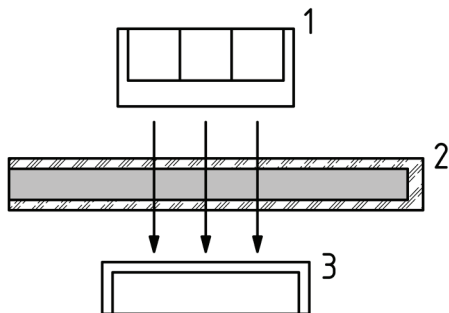


Рисунок 2 – Оптическая пара светодиод-фотодиод: 1 – три анализирующих светодиода; 2 – кювета с тестируемой жидкостью; 3 – широкополосный фотодиод

Figure 2 – Optical pair LED-photodiode: 1 – three analyzing light-emitting diodes; 2 – cell with a tested liquid; 3 – broadband photodiode

Проточная оптическая кювета для измерения содержания воды в нефти сделана из двух стекол, закрепленных в едином корпусе, обеспечивающем равномерную подачу водонефтяной смеси в полость между ними. Стекло имеет равномерное пропускание в спектральном диапазоне 1,5–2,5 мкм. Расстояние между окнами кюветы не должно превышать 1 мм. Использование кювет с большим расстоянием чем 1 мм приведет к сильному поглощению оптического излучения и повышению погрешности измерения, в то время как

кюветы с меньшим расстоянием между окнами не целесообразны, поскольку затрудняется процесс равномерной прокачки вязкой жидкости. Габаритный чертеж разработанной проточной оптической кюветы представлен на рисунке 3.

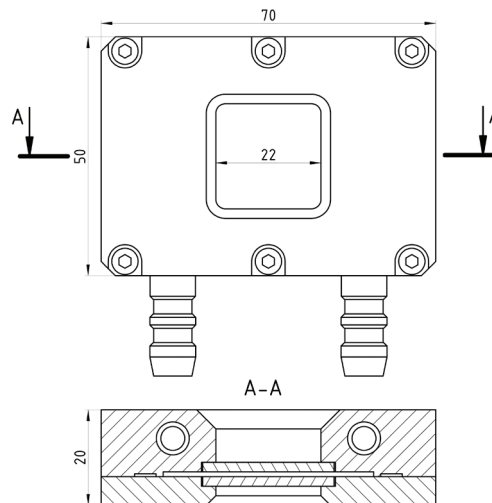


Рисунок 3 – Габаритный чертеж проточной кюветы

Figure 3 – Outline drawing of flow cell

В процессе исследования режимов работы оптической пары светодиод-фотодиод при различных параметрах (таких, как температура, ток питания, режимов модуляции и др.) для целей измерения содержания воды в нефти и нефтепродуктах определены основные параметры работы прибора. Использование светодиодов в импульсном режиме позволяет повышать ток инжекции до 1 А (что важно для повышения чувствительности прибора) без риска перегрева активной области. Установлено, что оптимальным режимом работы GaInAsSb светодиодов является импульсный с частотой следования импульсов тока инжекции 1 кГц, длительностью импульса 10 мкс. Для детектирования излучения данных светодиодов используется фотодиод на основе GaSb/GaInAsSb/GaAlAsSb, работающий при напряжении обратного смещения 0,5 В, номинальном напряжении питания 5 В, при этом входной ток (на уровне шумов) составляет 100 пА [11].

Для определения предельных значений измерения концентрации воды в водонефтяной эмульсии с помощью прибора, построенного на основе схемы, приведенной на рисунке 4, были проведены эксперименты по измерению концентрации воды в заранее подготовленных водонефтяных смесях с концентрацией воды от 0 до 95 %. В результате экспериментов установлено, что технические возможности прибора позволяют про-

водить измерения концентрации воды в нефти в диапазоне от 0,2 до 40 %. При концентрациях воды выше 40 % образуется очень неоднородная водонефтяная эмульсия (пузыри воды в нефти и пузыри нефти в воде), которая существенно искажает результаты измерений.

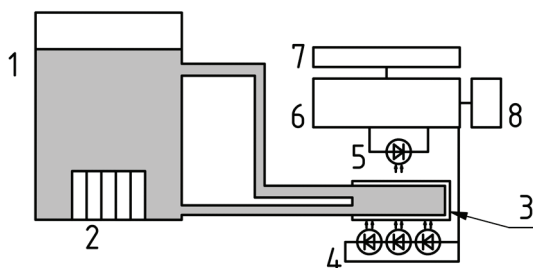


Рисунок 4 – Схема измерения концентрации воды в нефти: 1 – резервуар с анализируемой жидкостью; 2 – роторная помпа для перемешивания и прокачки; 3 – проточная кювета; 4 – светодиодный блок; 5 – фотоприемник; 6 – блок электроники; 7 – дисплей; 8 – порты для питания и обмена информацией

Figure 4 – Scheme of measuring the concentration of water in oil: 1 – reservoir with the analyzed liquid; 2 – rotary pump for mixing and pumping; 3 – flow cell; 4 – LED block; 5 – photodiode; 6 – the electronics unit; 7 – display; 8 – ports for power supply and information exchange

Для установления интервала температур окружающей среды, в котором могут проводиться измерения, были выполнены температурные исследования спектральных и мощностных характеристик используемых светодиодов. Зависимость положения пиков излучения светодиодов LED 17, LED 19, LED 22 от температуры представлена на рисунке 5.

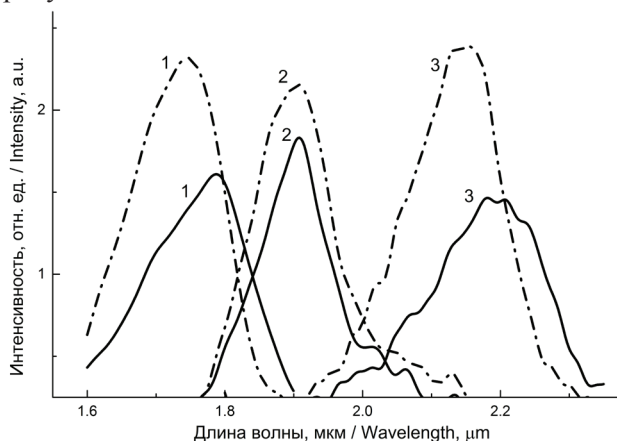


Рисунок 5 – Спектры излучения светодиодов LED 17 (1), LED 19 (2), LED 22 (3) при температуре 0 °C (пунктирная линия) и при 50 °C (сплошная линия)

Figure 5 – Emission spectra of LED 17 (1), LED 19 (2) and LED 22 (3) at temperature of 0 °C (dashed line) and 50 °C (solid line)

Коэффициент температурной зависимости положения пика излучения для исследуемых светодиодов не превышает 0,5 нм/К для всех трех используемых светодиодов [6]. Однако при изменении температуры светодиодов в диапазоне от 0 до 50 °C интенсивность излучения изменяется до 1,5 раз. Таким образом, для проведения эффективных измерений содержания воды в нефти и достоверности использования калибровочных кривых необходима термостабилизация светодиодов как в процессе калибровки, так и в процессе проводимых измерений. Следует отметить, что повысить предельные выходные мощности светодиодов и тем самым уменьшить нижний предел измерений концентрации воды можно путем их охлаждения (например, с помощью элемента Пельтье).

Для измерения концентрации воды в водонефтяной эмульсии требуется предварительная калибровка в режиме установившейся температуры всех элементов. В лабораторных условиях производится измерение уровня сигналов используемых светодиодов для разных концентраций водонефтяной эмульсии. Для калибровки разработанного прибора использовалась нефть марки *Urals* (предоставлена Мозырским НПЗ), без потери общности для других марок нефти. Заранее готовились смеси с содержанием воды от 0 до 40 %. Зависимости сигнала каждого светодиода от концентрации воды в водонефтяной смеси записывались в калибровочную таблицу. В дальнейшем эти данные использовались для построения единой калибровочной кривой.

Для нормировки мощности анализирующего излучения ток питания светодиодов для трех оптических каналов настраивается в зависимости от отклика фотоприемной части на излучение, прошедшее через кювету без анализируемого образца. Таким образом, нулевой сигнал по всем трем каналам нормируется на один и тот же уровень и в дальнейшем при калибровке и измерениях регистрируется относительное изменение сигналов.

Для повышения точности измерения следует использовать единую калибровочную кривую, которая определяется как зависимость изменения разницы нормированных сигналов, получаемых от светодиодов LED 17 и LED 19, относительно нормированного сигнала, получаемого от светодиода LED 22, и может быть представлена следующей формулой [4]:

$$K(C) = \frac{I_{17}(C) - I_{19}(C)}{I_{22}(C)},$$

где $I_{17}(C)$, $I_{19}(C)$, $I_{22}(C)$ – нормированные по уровню сигналы от светодиодов LED 17, LED 19, LED 22 соответственно; C – концентрация воды в водно-нефтяной смеси. На рисунке 6 представлена калибровочная кривая применяемая в разработанном приборе для нефти марки *Urals*.

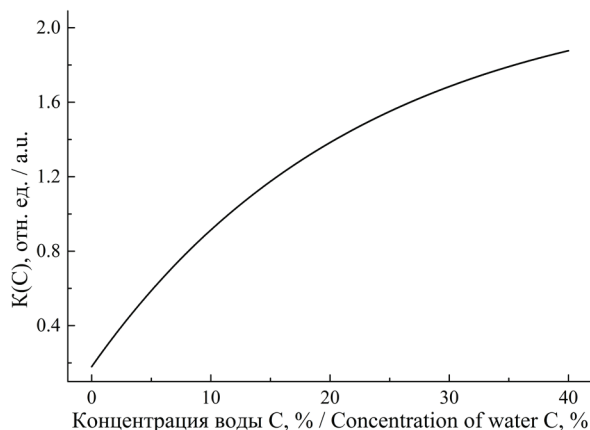


Рисунок 6 – Калибровочная кривая, рассчитанная по трем оптическим каналам

Figure 6 – Calibration curve calculated on the basis of three optical channels

Определение концентрации воды в нефти таким способом позволяет производить измерения с значением погрешности измерений не более 2 %.

Изготовление прибора

Для повышения точности измерений температура светодиодов и фотоприемника контролируется и регулируется по ходу измерений. Силовая часть источников излучения проектировалась и собиралась по схеме токового зеркала с целью уменьшения зависимости флуктуации тока питания светодиодов от напряжения питания.

Анализ сигнала с фотодиода осуществляется посредством последовательно соединенных фотодиода с предусилителем, устройства выборки-хранения (УВХ), усилителя сигнала УВХ, аналого-цифрового преобразователя (АЦП). Формирование импульсов для передатчиков, управление УВХ, снятие сигнала с АЦП, вся обработка информации и вывод на индикатор производится с помощью CPU фирмы *SiLabs C8051F500*.

Результаты измерения сигнала с АЦП по всем каналам усредняются в течении 30 с. Алгоритм одного измерения можно представить следующим образом: формирование импульса на силовом каскаде передатчика, через 2 мкс (время необходимое для формирования импульса тока через светодиод) запускается УВХ на 10 мкс, через

10 мкс запускается АЦП и производится измерение, происходит сброс УВХ для последующих измерений. После всего цикла измерения производится усреднение результатов, затем их нормирование (умножение на нормировочный коэффициент, рассчитанный из калибровочной кривой), производится вычисление концентрации.

Усреднение в течение 10 с по каждому каналу происходит в целях повышения точности измерений. Время усреднения зависит от скорости прокачки нефти через кювету. В разработанном приборе измерения концентрации воды в нефти за данный промежуток времени происходило не менее 6 циклов перемешивания и прокачки полного объема пробы анализируемой жидкости через оптическую кювету при использовании перемешивающей роторной помпы [10].

Для увеличения соотношения сигнал-шум взаимное расположение передатчиков и приемника фиксировались, чтобы их диаграммы направленностей максимально совпадали. При юстировке положения измерительного канала светодиод-фотодиод относительно оптической кюветы с анализируемой средой для улучшения соотношения сигнал-шум необходимо использовать диоды с параболическим отражателем, который сужает направленность излучения в 2 раза с 60 до 30°.

Питание и управление светодиодами и фотодиода, а также обработка данных измерений выполняется на базе единой печатной электронной платы. Результаты измерений отображаются на стандартном жидкокристаллическом экране.

Разработанный прибор может работать в диапазоне напряжений электропитания 9–24 В. Питание может осуществляться как от портативных, так и от стационарных источников. При выборе источника питания необходимо учитывать, что пропорционально напряжению питания растет мощность рассеяния на силовых каскадах передатчиков, а это может влиять на работу свето- и фотодиодов. Энергоэффективность прибора можно повысить за счет питания силовых каскадов от отдельного понижающего импульсного стабилизатора. В этом случае мощность потребления не будет зависеть от напряжения питания.

Корпус прибора изготовлен из АБС пластика с помощью 3D-печати, которая также позволяет расположить внутренние компоненты прибора без изготовления дополнительных деталей и креплений. Герметичные элементы кюветы изготовлены из алюминия Д16 с использовани-

ем устойчивых к нефтепродуктам прокладок из фторрезины. Габаритные размеры изготовленного прибора не превышают по высоте 60 мм, по ширине – 70 мм и по длине – 90 мм.

Как отмечалось выше, прибор может быть без существенных изменений адаптирован для измерения содержания воды в бензине, керосине и дизельном топливе.

Заключение

Разработан прибор для измерения концентрации воды в нефти на основе метода селективного оптического поглощения с использованием светодиодов среднего инфракрасного диапазона спектра. Установлены технические требования и параметры работы используемых свето- и фотодиодов. Показана возможность использования одного прибора для различных сортов нефти, а также нефтепродуктов при проведении предварительной калибровки.

На основе полученных результатов изготовлен прибор для определения концентрации воды в нефти, позволяющий проводить измерения в диапазоне концентраций воды от 0,2 до 40 % с погрешностью не более 2 %.

Список использованных источников

1. Казин, В.Н. Физико-химические методы исследования в экологии и биологии / В.Н. Казин, Г.А. Урванцева. – Ярославль : Яросл. гос. ун-т, 2002. – 173 с.
2. Ельяшевич, М.А. Атомная и молекулярная спектроскопия (2-е издание) / М.А. Ельяшевич. – М. : Эдиториал УРСС, 2001. – 895 с.
3. Золотов, Ю.А. Основы аналитической химии: Методы химического анализа : в 2 кн. / Ю.А. Золотов, Б.Н. Дорохова, В.И. Фадеева; под ред. Ю.А. Золотова. – Кн. 2 – М. : Высшая шк., 2002. – 494 с.
4. Калинина, К.В. Портативный оптический анализатор содержания воды в нефти на основе оптопары «светодиодная матрица-широкополосный фотодиод» среднего ИК диапазона (1,6–2,4 мкм) / К.В. Калинина [и др.] // Журнал технической физики. – 2010. – Т. 80, № 2. – С. 99–104 (<http://journals.ioffe.ru/articles/view-PDF/9925>).
5. Богданович, М.В. Измеритель содержания воды в нефти и нефтепродуктах на основе инфракрасных оптоэлектронных пар светодиод – фотодиод / М.В. Богданович [и др.] // Журнал технической физики. – 2017. – Т. 87, № 2. – С. 315–318. (<http://journals.ioffe.ru/articles/viewPDF/44146>).
6. Стоянов, Н.Д. Высокоэффективные светодиоды спектрального диапазона 1,6–2,4 мкм для меди-

цинской диагностики и экологического мониторинга / Н.Д. Стоянов [и др.] // Физика и техника полупроводников. – 2003. – Т. 37, Вып. 8. – С. 996–1009 (http://elibrary.lt/resursai/Uzsienio%20leidiniai/ioffe/ftp/2003/08/ftp3708_18.pdf).

7. Андреев, И.А. Быстродействующие фотодиоды для средней инфракрасной области спектра 1,2–2,4 мкм на основе гетероструктур GaSb/GaInAsSb/GaAlAsSb с полосой пропускания 2–5 ГГц / И.А. Андреев [и др.] // Физика и техника полупроводников. – 2013. – Т. 47, Вып. 8. – С. 1009–1115 (<http://journals.ioffe.ru/articles/viewPDF/5053>).

8. Куницына, Е.В. Повышение спектральной чувствительности фотодиодов для средней инфракрасной области спектра / Е.В. Куницына [и др.] // Физика и техника полупроводников. – 2016. – Т. 50, Вып. 10. – С. 1420–1424 (<http://journals.ioffe.ru/articles/viewPDF/43659>).

9. The HITRAN Database / Laurence S. Rothman. [Electronic resource] – Mode of access: <http://www.hitran.org/> – Date of access: 12.03.2017.

10. Безъязычная, Т.В. Устройство для определения содержания воды в нефти или в нефтепродуктах: пат. 10477 У Республики Беларусь, МПК G01N21/35 / Т.В. Безъязычная [и др.]; заявитель Институт физики НАН Беларуси. – № U20140233; заявл. 14.06.2014; опубл. 30.12.14 // Афіцыйны бюл. / Нац. цэнтр інтэлектуал. уласнасці. – 2014. – № 6. – С. 214.

11. Семенов, А.Н. Молекулярно-пучковая эпитаксия термодинамически метастабильных твердых растворов GaInAsSb для фотодетекторов среднего ИК-диапазона / А.Н. Семенов [и др.] // Физика и техника полупроводников. – 2010. – Т. 44, Вып. 5. – С. 699–705 (<http://journals.ioffe.ru/articles/viewPDF/7132>).

References

1. Kazin V.N., Urvantseva G.A. *Fiziko-khimicheskie metody issledovaniya v ekologii i biologii* [Physico-chemical methods of research in ecology and biology]. Yaroslavl, Yaroslavl. State. University, 2002, 173 p.
2. Eliashevich M.A. *Atomnaya i molekulyarnaya spektroskopiya* [Atomic and molecular spectroscopy]. Moscow, Editorial URSS, 2001, 895 p.
3. Zolotov Yu.A. Dorokhova B.N., Fadeeva V.I.; ed. Zolotov Yu.A. *Osnovy analiticheskoi khimii: Metody khimicheskogo analiza* [Fundamentals of Analytical Chemistry: Methods of Chemical Analysis, book. 2]. Moscow, Higher School., 2002, 494 p.
4. Kalina K.V., Molchanov S.S., Stoyanov N.D., Astakhova A.P., Salikhov H.M., Yakovlev Yu.P. Portable optical water-and-oil analyzer based on a mid-IR (1.6–2.4 μm) opton consisting of an LED array and a wideband photodiode. *Technical Physics*, 2010, vol. 55, is. 2, pp. 258–263.
5. Bogdanovich M.V., Kabanau D.M., Lebiadok Y.V., Shpak P.V., Ryabtsev A.G., Ryabtsev G.I., Schemelev M.A., Andreev I.A., Kunitsina E.V., Ivanov E.V., Yakovlev Yu.P. Measurement of the water con-

tent in oil and oil products using IR light-emitting diode-photodiode optrons. *Technical Physics*, 2017, vol. 62, is. 2, pp. 344–346.

6. Stoyanov N.D., Zhurtanov B.E., Astakhova A.P., Imenkov A.N., Yakovlev Yu.P. High-efficiency LEDs of 1.6–2.4 μm spectral range for medical diagnostics and environment monitoring. *Semiconductors*, 2003, vol. 37, is. 8, pp. 971–984.

7. Andreev I.A., Serebrennikova O.Yu., Sokolovsky G.S., Dyudeev V.V., Ilinskaya N.D., Kononov G.G., Kunitsyna E.V., Yakovlev Yu.P. High-speed photodiodes for the mid-infrared spectral region 1.2–2.4 μm based on GaSb/GaInAsSb/GaAlAsSb heterostructures with a transmission band of 2–5 GHz. *Semiconductors*, 2013, vol. 47, is. 8, pp. 1103–1109.

8. Kunitsyna E.V., Grebenshchekova E.A., Kononov G.G., Andreev I.A., Yakovlev Yu.P. Enhancement of the spectral sensitivity of photodiodes for the mid-IR spectral range. *Semiconductors*, 2016, vol. 50, is. 10, pp. 1403–1407.

9. Laurence S. Rothman. The HITRAN Database [Electronic resource] , Mode of access: <http://www.hitran.org/> – Date of access: 12.03.2017.

10. Bezyazychnaya T.V., Bogdanovich M.V., Grigoriev A.V., Kabanov V.V., Kabanau D.M., Lebiadok Y.V., Lepchenkov K.V., Ryabtsev A.G., Ryabtsev G.I., Teplyashin L.L., Titovets V.S., Shpak P.V., Shchemlev M.A. Device for determining the water content of oil or petroleum products: patent RB 10477 U, IPC G01N21/35; Applicant Institute of Physics, National Academy of Sciences of Belarus. No. U20140233; Claimed. 14.06.2014; Publ. 30.12.14. *Of. of the Bul., National center of intellectual property*, 2014, no. 6, pp. 214.

11. Semenov A.N., Terentyev Y.V., Melzer B.Ya., Soloviev V.A., Popova T.V., Nashchekin A.V., Andreev I.A., Kunitsyna E.V., Usikova A.A., Yakovlev Yu.P., Ivanov S.V. Molecular beam epitaxy of thermodynamically metastable GaInAsSb alloys for medium IR-range photodetectors. *Semiconductors*, 2010, vol. 44, is. 5, pp. 672–677.

УДК 621.396.67

Разработка концепции построения аппаратно-программного комплекса модульной конструкции для определения характеристик антенных систем по измерениям в ближней зоне

Будай А.Г., Гринчук А.П., Громыко А.В.

Институт прикладных физических проблем им. А.Н. Севченко
Белорусского государственного университета,
ул. Курчатова, 7, г. Минск 220045, Беларусь

Поступила 28.12.2016

Принята к печати 28.04.2017

Измерения амплитудно-фазового распределения поля излучения сложных антенных систем на некоторой поверхности вблизи излучающей апертуры позволяют решить задачи восстановления пространственной диаграммы направленности антенных систем в дальней зоне и определить влияние различных конструктивных элементов и дефектов излучающих поверхностей на формирование диаграммы направленности. Целью данной работы явилась разработка универсального аппаратно-программного комплекса модульной конструкции для определения характеристик широкого круга антенных систем по измерениям амплитудно-фазового распределения поля излучения в ближней зоне.

Проанализированы описанные в литературе уравнения, связывающие структуру полей излучения антенной системы на различных расстояниях от нее в планарной, цилиндрической и сферической системах координат, а также структурные схемы аппаратной части измерительных комплексов.

В результате разработана концепция построения универсального аппаратно-программного комплекса для измерения поля излучения различных типов антенных систем с любым типом поверхности измерения для решения широкого круга прикладных задач. Предложена модульная структура аппаратной части комплекса и программного обеспечения, что позволяет оперативно переконфигурировать комплекс для измерения характеристик любой конкретной антенной системы на всех стадиях разработки и испытаний изделия, а также делает комплекс экономически доступным даже для небольших предприятий и организаций.

Ключевые слова: антенная система, диаграмма направленности, ближняя зона, измерительный комплекс, быстрое преобразование Фурье.

DOI: 10.21122/2220-9506-2017-8-2-151-159

Адрес для переписки:

Гринчук А.П.
Институт прикладных физических проблем имени А.Н. Севченко
Белорусского государственного университета,
ул. Курчатова, 7, г. Минск 220045, Беларусь
e-mail: anatbudai@gmail.com

Address for correspondence:

Grinchuk A.
A.N. Sevchenko Research Institute of Applied Physical Problems,
Belarusian State University,
Kurchatov str., 7, Minsk 220045, Belarus
e-mail: anatbudai@gmail.com

Для цитирования:

Будай А.Г., Гринчук А.П., Громыко А.В.
Разработка концепции построения аппаратно-программного комплекса модульной конструкции для определения характеристик антенных систем по измерениям в ближней зоне.
Приборы и методы измерений.
2017. – Т. 8, № 2. – С. 151–159.
DOI: 10.21122/2220-9506-2017-8-2-151-159

For citation:

Buday A., Grinchuk A., Gromyko A.
[Development of concept of hardware-software complex of modular design for determination of antenna systems' characteristics based on measurements in the near field].
Devices and Methods of Measurements.
2017, vol. 8, no. 2, pp. 151–159 (in Russian).
DOI: 10.21122/2220-9506-2017-8-2-151-159

Development of concept of hardware-software complex of modular design for determination of antenna systems' characteristics based on measurements in the near field

Buday A., Grinchuk A., Gromyko A.

*A.N. Sevchenko Research Institute of Applied Physical Problems,
Belarusian State University,
Kurchatov str., 7, Minsk 220045, Belarus*

Received 28.12.2016

Accepted for publication 28.04.2017

Abstract

Measuring the amplitude-phase distribution of the radiation field of complex antenna systems on a certain surface close to the radiating aperture allows solving the problem of reconstructing the free-space diagram in the far field and also helps in determining the influence of various structural elements and defects of radiating surfaces on formation of directional diagram. The purpose of this work was to develop a universal hardware-software complex of a modular design aimed for determining the characteristics of wide range of antenna systems in respect of measurements of the amplitude-phase distribution of the radiation field in the near zone.

The equations that connect the structure of radiation fields of the antenna system at various distances from it in planar, cylindrical and spherical coordinate systems as well as structural diagrams of the hardware part of measuring complexes have been analyzed.

As a result, the concept of constructing a universal hardware-software complex for measuring the radiation field of various types of antenna systems with any type of measurement surface for solving a wide range of applied problems has been developed. A modular structure of hardware and software has been proposed; it allows reconfiguring the complex rapidly in order to measure the characteristics of any particular antenna system at all stages of product development and testing, and also makes the complex economically accessible even for small enterprises and organizations.

Keywords: antenna system, direction pattern, near zone, measuring complex, fast Fourier transform.

DOI: 10.21122/2220-9506-2017-8-2-151-159

Адрес для переписки:

Гринчук А.П.
Институт прикладных физических проблем имени А.Н. Севченко
Белорусского государственного университета,
ул. Курчатова, 7, г. Минск 220045, Беларусь
e-mail: anatbudai@gmail.com

Address for correspondence:

Grinchuk A.
A.N. Sevchenko Research Institute of Applied Physical Problems,
Belarusian State University,
Kurchatov str., 7, Minsk 220045, Belarus
e-mail: anatbudai@gmail.com

Для цитирования:

Будай А.Г., Гринчук А.П., Громыко А.В.
Разработка концепции построения аппаратно-программного
комплекса модульной конструкции для определения характеристик
антенных систем по измерениям в ближней зоне.
Приборы и методы измерений.
2017. – Т. 8, № 2. – С. 151–159
DOI: 10.21122/2220-9506-2017-8-2-151-159

For citation:

Buday A., Grinchuk A., Gromyko A.
[Development of concept of hardware-software complex of modular
design for determination of antenna systems' characteristics based on
measurements in the near field].
Devices and Methods of Measurements.
2017, vol. 8, no. 2, pp. 151–159 (in Russian).
DOI: 10.21122/2220-9506-2017-8-2-151-159

Введение

Диаграммы направленности (ДН) антенных систем, входящих в состав различных комплексов (локации, наведения, связи и др.), во многом определяют технические параметры комплексов в целом. Для сложных антенных систем, в первую очередь фазированных антенных решеток с электронным сканированием луча, систем антенна-обтекатель головных частей летательных аппаратов, систем антенна-укрытие и др., в формирование ДН вносят вклад различные конструктивные элементы системы, в большинстве случаев ухудшая ее параметры. Поскольку ДН является интегральной характеристикой, то по измерениям в дальней зоне дать однозначное заключение о степени влияния того или иного конструктивного элемента часто не представляется возможным. Несмотря на имеющиеся в настоящее время мощные программные продукты для математических расчетов, полностью теоретически решить задачу влияния отдельных конструктивных элементов на формирование ДН антенной системы в ряде случаев невозможно в силу сложности корректного задания граничных условий. В подобных случаях единственной альтернативой являются прямые измерения амплитудно-фазового распределения (АФР) поля антенной системы на некоторой поверхности в непосредственной близости от излучающей апертуры. Так как интенсивность поля излучения антенной системы и его структура на различных расстояниях от излучающей апертуры однозначно математически связаны, то по измеренному полю на некотором расстоянии возможно расчетным путем восстановить структуру поля на любом расстоянии от антенны. При этом структура поля на значительном расстоянии от антенны (в дальней зоне) определяет диаграмму направленности, а на малых расстояниях позволяет проанализировать влияние отдельных конструктивных и диаграммообразующих элементов.

Теоретические основы такого методологического подхода заложены в классических работах по электродинамике и теории антенн, а их практическое приложение непосредственно к антенным измерениям началось в конце прошлого века [1, 2]. Теоретически было показано, что измерения поля излучения антенн в ближней зоне возможно на нескольких типах поверхностей: плоской, цилиндрической и сферической. Для каждого типа поверхности были предложены

уравнения, связывающие структуру поля в ближней и дальней зонах. При этом выбор той или иной поверхности определялся конструкцией антенны и структурой поля излучения. Для антенн с плоским излучающим раскрытием и формирующих поле излучения со значительным ослаблением амплитудных значений поля излучения на краю раскрытия (коэффициент усиления антенны не менее 15 дБ), преимущества имеют измерения на плоской поверхности [3]. Для сложных антенных систем, таких, как система антенна-обтекатель, у которых продольные размеры значительно превышают размеры излучающего раскрытия, применение планарных измерений становится проблематичным. Для полного восстановления пространственной ДН необходимо измерение АФР поля на замкнутой поверхности, охватывающей измеряемую антенную систему, что возможно только при измерении поля на сферической поверхности [4].

Методы ближнезонных измерений характеристик антенн сформировались в отдельное направление. На начальном этапе их разработки много внимания уделялось методологии проведения измерений, анализу погрешностей измерения и методов повышения точности и достоверности измерений, быстродействию программного обеспечения. Наиболее распространенными были измерения по плоскости. Это обусловлено достаточно простой конструкцией сканирующих устройств и возможностью использования в процессе расчетов процедуры быстрого преобразования Фурье в силу малых мощностей вычислительных средств того времени. Наименее методически разработанными были измерения по цилиндрической и особенно сферической поверхности, так как они предполагали вычисления специальных функций, что требовало значительного времени обработки результатов.

В настоящее время ведущие фирмы, такие как *Agilent Technologies*, *Keysight Technologies*, *NSI-MI*, *Franconia*, *ORBIT/FR*, разрабатывают измерительные комплексы и их компоненты для измерения и тестирования антенных систем, методики их применения, а также регулярно проводят семинары по антенным измерениям. Аналогичная ситуация сложилась и в России. Несколько фирм (в частности, ООО «Научно-производственное предприятие ТРИМ», компания «РАДИОЛАЙН») предлагают метрологически аттестованные измерительные комплексы с плоскими сканирующими устройствами. Об изме-

рениях по другим типам поверхностей только указывается. Очевидно, что подобные аппаратные средства весьма дороги, а значит, доступны только крупным предприятиям. К сожалению, в Республике Беларусь при наличии некоторого количества предприятий и организаций, занимающихся разработкой, изготовлением и поставками радиолокационных систем отсутствует единый подход к решению задачи антенных измерений на всех стадиях разработки, изготовления, настройки и аттестации (испытаний и приемки) конечного изделия.

Целью данной работы явилась разработка универсального аппаратно-программного комплекса модульной конструкции для определения характеристик широкого круга антенных систем по измерениям АФР поля излучения в ближней зоне.

Математические зависимости

В декартовой системе координат

Введем декартову систему координат $Oxyz$ (рисунок 1). Исследуемая антенна 1 находится в плоскости $z = 0$, а плоскость измерения 2 расположена параллельно исследуемой антенне на некотором расстоянии z_1 . Измерения и расчеты определяют поле в верхней полусфере $z > 0$.

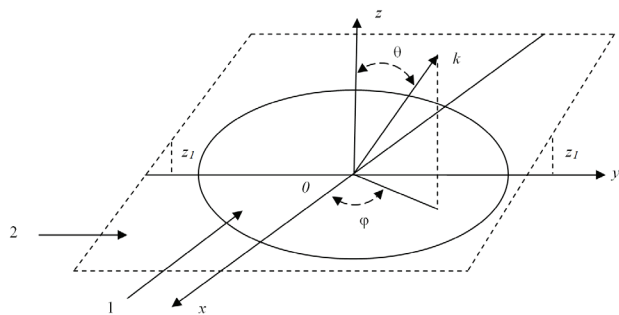


Рисунок 1 – Система координат при измерениях характеристик антенн в ближней зоне: 1 – исследуемая антенна; 2 – плоскость измерения

Figure 1 – Coordinate system for antenna characteristics measurements in the near zone: 1 – examined antenna; 2 – measurement plane

Определим волновой вектор k :

$$k = i_x k_x + i_y k_y + i_z k_z,$$

где i_x, i_y, i_z – орты декартовой системы координат.

Также определим сферическую систему координат, в которой угол φ (азимутальный угол) – угол между осью x и проекцией волнового век-

тора k на измеряемую поверхность, угол θ (угол места) – угол между осью z вектором k . Тогда:

$$k_x = k \sin\theta \cos\varphi; \quad k_y = k \sin\theta \sin\varphi; \quad k_z = k \cos\theta.$$

Компоненты вектора E в дальней зоне могут быть представлены в виде [2]:

$$E_\theta(k_x, k_C) = A \sqrt{k^2 - k_x^2 - k_C^2} S_x(k_x k_C),$$

$$E_\varphi(k_x, k_C) = A \sqrt{k^2 - k_x^2 - k_C^2} S_C(k_x k_C),$$

$$A = j e^{-jkR} / \lambda R.$$

Функции $S_{x,y}(k_x, k_y)$ определяются выражением:

$$S_{x,C}(k_x, k_C) = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} E_{xC}(x, C) \cdot e^{-j(k_x x + k_C C)} dx dC,$$

где $E_{xy}(x, y)$ – тангенциальные составляющие вектора электрического поля, измеренного на плоскости. В случае, если измеряемое поле излучения линейно поляризовано, ориентацией системы координат возможно одну из составляющих E_x или E_y сделать равной нулю.

Из приведенных выражений следует, что составляющие векторов электрического поля представляют собой спектры плоских волн в виде линейной комбинации преобразований Фурье от функций распределения компонент тангенциальных составляющих вектора электрического поля, измеренного на плоской поверхности [5, 6].

В цилиндрической системе координат

Введем на цилиндрической поверхности измерения радиуса r_0 , полностью охватывающей антенную систему, координаты z, ψ , а характеристики будем определять как функции в сферической системе координат φ, θ , определенной выше. При этом координаты z для цилиндрической и декартовой системы координат совпадают, также совпадают и координаты φ и ψ .

Тогда составляющие электрического поля в дальней зоне можно представить [2]:

$$E_\theta(\theta, \varphi) = 4\pi A \sin\theta \sum_{n=-\infty}^{\infty} j^n \frac{b_n(h)}{H_n^{(2)}(\Lambda r_0)} e^{jn\varphi},$$

$$E_\varphi(\theta, \varphi) = -4\pi A \sin\theta \sum_{n=-\infty}^{\infty} j^{n-1} \frac{a_n(h)}{H_n^{(2)}(\Lambda r_0)} e^{jn\varphi},$$

где $H_n^{(2)}(\Lambda r_0)$ – функции Ханкеля второго рода порядка n , $\Lambda = k \sin \theta$; $h = k \cos \theta$; величины k и A определены выше;

$$a_n(h) = \int_{-\pi}^{\pi} d\psi \int_{-\infty}^{+\infty} E_{\psi}(z, \psi) e^{-j\eta\psi} e^{-jhz} dz,$$

$$b_n(h) = \int_{-\pi}^{\pi} d\psi \int_{-\infty}^{+\infty} E_z(z, \psi) e^{-j\eta\psi} e^{-jhz} dz.$$

Таким образом, алгоритм определения составляющих вектора электрического поля включает операции вычисления функций Ханкеля второго рода для всех значений n , двумерные преобразования Фурье от функций распределения компонент E_{ψ} , E_z тангенциальной составляющей вектора электрического поля и коэффициентов $a_n(h)$ и $b_n(h)$.

В сферической системе координат

Решение уравнения Максвелла в сферической системе координат для комплексных амплитуд тангенциальных составляющих вектора электрического поля позволяет представить электромагнитное поле $\mathbf{E}_r(\theta, \varphi, r)$ на поверхности сферы радиуса r , охватывающей излучающую систему в виде разложения по векторным сферическим функциям (гармоникам) [7]:

$$\mathbf{E}_r(\theta, \varphi, r) = \sum_{n=1}^N \sum_{m=-n}^{+n} A_{mn} \cdot \mathbf{M}_{mn} + B_{mn} \cdot \mathbf{N}_{mn}.$$

Векторные сферические функции $\mathbf{M}_{mn}$, $\mathbf{N}_{mn}$ и комплексные коэффициенты A_{mn} , B_{mn} , определяющиеся из условий ортогональности векторных сферических гармоник $\mathbf{M}_{mn}$, $\mathbf{N}_{mn}$ на поверхности измерения радиуса r_0 , выражаются через полиномы Лежандра $P_n^m(\theta)$, сферические функции Ханкеля $Z_n(kz)$ и тангенциальные составляющие вектора $\mathbf{E}$ на сферической поверхности радиуса r_0 :

$$\mathbf{M}_{mn} = Z_n(kr) \frac{m P_n^m(\theta)}{\sin \theta} e^{jm\varphi} \theta_0 + j Z_n(kr) \frac{\partial P_n^m(\theta)}{\partial \theta} e^{jm\varphi} \varphi_0,$$

$$A_{mn} = K_{mn} \left[\sum_{k=0}^n C_k^{mn} \left[m \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} E_{\theta} e^{j(n-2k)\theta} e^{-jm\varphi} d\varphi d\theta - (n-2k) \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} E_{\phi} \sin \theta e^{j(n-2k)\theta} e^{-jm\varphi} d\varphi d\theta \right] \right],$$

$$B_{mn} = L_{mn} \left[\sum_{k=0}^n C_k^{mn} \left[(n-2k) \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} E_{\theta} \sin \theta e^{j(n-2k)\theta} e^{-jm\varphi} d\varphi d\theta - m \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} E_{\phi} e^{j(n-2k)\theta} e^{-jm\varphi} d\varphi d\theta \right] \right],$$

$$\mathbf{N}_{mn} = \frac{1}{kr} \frac{\partial}{\partial r} (r Z_n(kr)) \frac{\partial P_n^m(\theta)}{\partial \theta} e^{jm\varphi} \theta_0 + j \frac{1}{kr} \frac{\partial}{\partial r} (r Z_n(kr)) \times \times \frac{m P_n^m(\theta)}{\sin \theta} e^{jm\varphi} \varphi_0,$$

$$A_{mn} = \frac{2n+1}{j4\pi Z_n(r_0)} \frac{(n-m)!}{(n+m)! n(n+1)} \times \times \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} \left[E_{\theta_0} m P_n^m - j E_{\phi_0} \sin \theta \frac{\partial P_n^m}{\partial \theta} \right] \cdot e^{-jm\varphi} d\theta d\varphi,$$

$$B_{mn} = \frac{2n+1}{4\pi \left[\frac{1}{kr} \frac{\partial (r Z_n(kr))}{\partial r} \right]_{r=r_0}} \frac{(n-m)!}{(n+m)! n(n+1)} \times \times \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} \left[E_{\theta_0} \sin \theta \frac{\partial P_n^m}{\partial \theta} - j E_{\phi_0} m P_n^m \right] \cdot e^{-jm\varphi} d\theta d\varphi,$$

где θ_0 , φ_0 – орты сферической системы координат.

Составляющие поля E_{θ} , E_{ϕ} в дальней зоне излучающей системы представляются в виде:

$$E_{\theta} = \frac{e^{-jkr}}{kr} \sum_{n=1}^N \sum_{m=-n}^{+n} j^n \left(j A_{mn} \frac{m}{\sin \theta} P_n^m + B_{mn} \frac{\partial P_n^m}{\partial \theta} \right) \cdot e^{jm\varphi},$$

$$E_{\phi} = \frac{e^{-jkr}}{kr} \sum_{n=1}^N \sum_{m=-n}^{+n} j^{n+1} \left(j A_{mn} \frac{\partial P_n^m}{\partial \theta} + B_{mn} \frac{m}{\sin \theta} P_n^m \right) \cdot e^{jm\varphi}.$$

Из приведенных выражений следует, что для вычислений по координате φ можно применить алгоритм быстрого преобразования Фурье, поскольку в явном виде представлено преобразование Фурье.

В то же время полиномы Лежандра $P_n^m(\cos \theta)$ можно представить в виде конечного ряда Фурье [8]:

$$P_n^m(\cos \theta) = \frac{(2n)!}{2^n n! (n-m)!} e^{-j\frac{\pi}{2}m} \sum_{k=0}^n C_k^{mn} e^{j(n-2k)\theta},$$

где C_k^{mn} – числовые коэффициенты, полученные на основании формул представления присоединенных функций Лежандра первого рода в виде конечного ряда по индексам n , m , k .

Это позволяет представить коэффициенты A_{mn} , B_{mn} в виде:

где K_{mn} и L_{mn} – нормирующие коэффициенты, определяемые из условий нормировки векторных сферических гармоник.

Таким образом, интегрирование по координате θ также сводится к преобразованию Фурье.

Аппаратная реализация

Для выполнения измерений в ближней зоне необходимы механические сканирующие устройства, обеспечивающие перемещение зондовой антенны по выбранной поверхности, измерительный приемник для измерения амплитуды и фазы СВЧ поля в заданных точках указанной поверхности, обеспечивающий необходимый динамический диапазон и требуемые точности измерений в заданном частотном диапазоне, контроллер ввода цифровых данных в компьютер и программное обеспечение для проведения математических расчетов, визуализации и хранения результатов. Требования к параметрам поверхности измерения, величинам расстояний между отсчетами (дискретам) и др. теоретически определены (см. например [2]). Кроме того, измерения необходимо проводить в специальных помещениях, обеспечивающих высокий уровень безэховости (экранированных безэховых камерах).

Из приведенного описания следует, что с точки зрения аппаратной реализации ближнезональные измерения значительно сложнее, чем прямые измерения в дальней зоне [1], требуют сложной и дорогостоящей измерительной аппаратуры и оборудования. Поэтому предложения по оптимизации структуры измерительных комплексов являются актуальными. Рассмотрим обобщенные структурные схемы измерительных комплексов для измерений по плоскости, цилиндру и сфере (рисунок 2). Следует отметить, что во всех комплексах исследуемая антенна и измерительный зонд могут работать как в режиме излучения, так и в режиме приема (попарно).

При выполнении измерений по плоской поверхности исследуемая антенна неподвижна и устанавливается таким образом, чтобы апертура антенны располагалась в непосредственной близости от плоскости сканирования и параллельно ей. Как правило, на практике плоскость сканирования ориентируется таким образом, что ось x располагается горизонтально, ось y – вертикально. Размеры области сканирования выбираются таким образом, чтобы значения амплитуды поля на краю области сканирования были максимально малы. Практика

показывает, что эта величина должна быть не менее –40 дБ. Зонд перемещается вдоль двух направляющих по x и y координатам возвратно-поступательно, сканируя всю область. Отсчеты значения АФР поля, измеренные приемником, выполняются в дискретных точках, линейные расстояния между которыми в строке (по оси x) и по столбцам (по оси y) составляют величину половину длины волны λ , на которой производится измерение. Как правило, процесс измерения построен таким образом, что зонд пробегает всю строку по одной координате, затем следует перемещение по другой координате на величину $\lambda/2$, затем опять по первой координате в обратном направлении. С точки зрения простоты реализации дискретности отсчетов, на практике возможно использовать перфорированные координатные линейки, которые совместно с электронными блоками формируют запускающие импульсы для измерительного приемника.

При выполнении измерений по цилиндрической поверхности, как правило, исследуемая антенна устанавливается на поворотное устройство, а зонд перемещается по образующей цилиндра (координате z). Размер области сканирования по образующей цилиндрической поверхности, величина дискрета и способ формирования запускающих импульсов в этом случае аналогичен рассмотренным выше и отличается лишь тем, что по угловой координате используется перфорированный координатный диск. Угловые величины области сканирования, а также радиус цилиндрической поверхности определяются геометрическими размерами исследуемой антенной системы. Практически угол поворота должен быть не менее 180°. Процесс измерения аналогичен описанному выше, где вместо линейного перемещения по горизонтали происходит угловое вращение по координате ϕ .

При выполнении измерений по сферической поверхности требуется двухкоординатное поворотное устройство (по углам ϕ и θ). Следуя идеологии модульной конструкции, авторы предлагают устанавливать исследуемую антенну на поворотное устройство по координате ϕ , а зонд с помощью другого поворотного устройства перемещается по координате θ . Такое построение сканирующего устройства позволяет существенно упростить конструкцию поворотных устройств, сделать их более универсальными, упростить процедуру совмещения центров вращения с фазовыми центрами исследуемых антенн различной конфигурации и снизить стоимость измерительного комплекса. При максимальных значениях угловых

секторов по φ и θ , в которых производится измерение АФР поля исследуемой антенной системы, близких к 360° , сканирование по сферической поверхности позволяет производить измерения поля как в переднем, так и в заднем полупространстве излучающей апертуры. В этом смысле способ

сканирования по сфере является универсальным, не накладывает никаких ограничений на вид поля и размеры антенной системы и может использоваться для измерения характеристик слабонаправленных антенн, систем антенна–обтекатель, имеющих значительное удлинение и др.

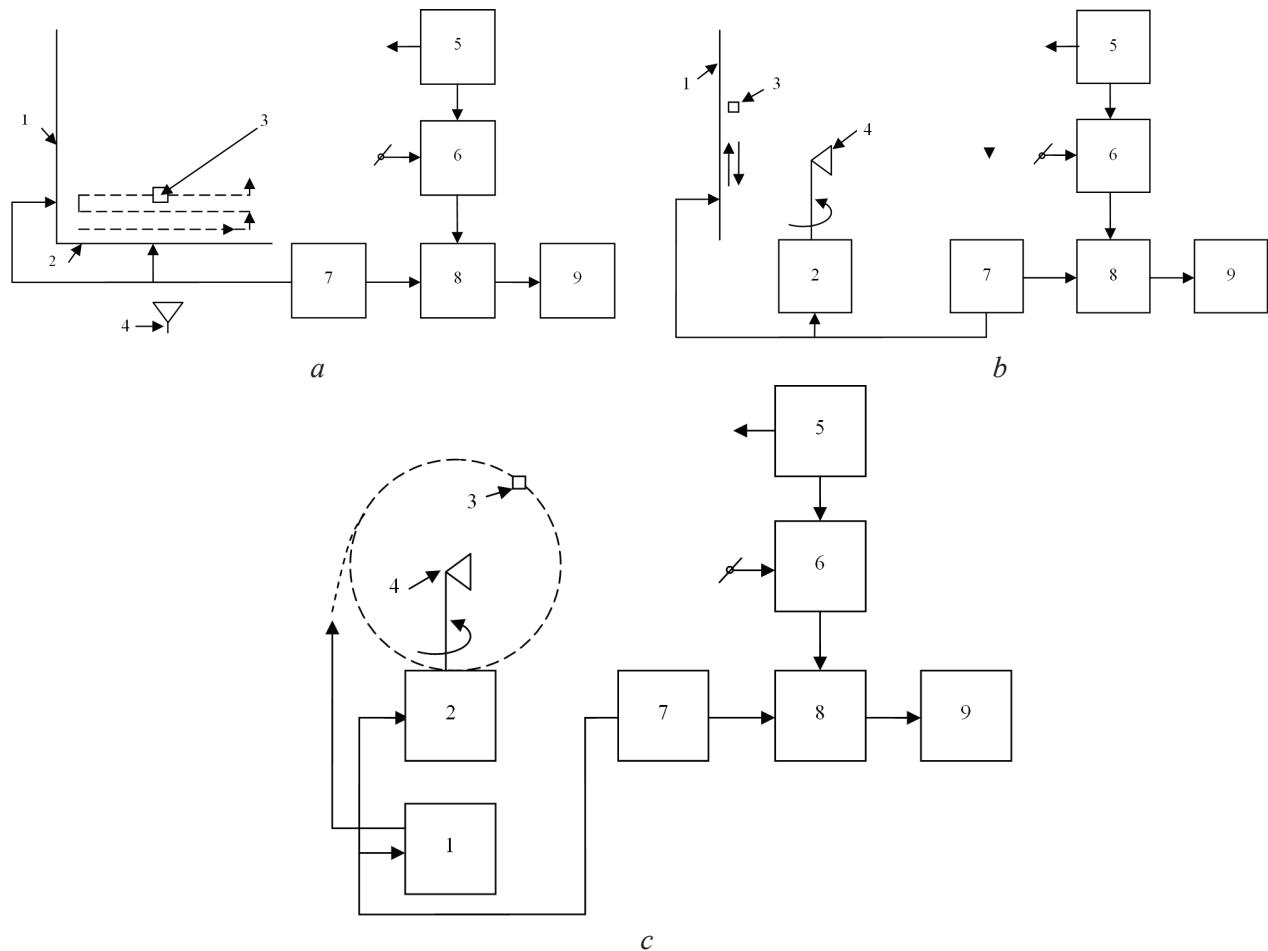


Рисунок 2 – Структурные схемы измерительных комплексов: *a* – при сканировании по плоской поверхности: 1 – устройство сканирования по координате y ; 2 – устройство сканирования по координате x ; *b* – при сканировании по цилиндрической поверхности: 1 – устройство сканирования по координате z ; 2 – поворотное устройство сканирования по координате φ ; *c* – при сканировании по сферической поверхности: 1 – поворотное устройство сканирования по координате θ ; 2 – поворотное устройство сканирования по координате φ ; 3 – зонд; 4 – исследуемая антенна; 5 – СВЧ-генератор; 6 – измерительный приемник; 7 – контроллер управления сканирующими устройствами; 8 – контроллер ввода данных; 9 – компьютер

Figure 2 – Block diagrams of measuring systems: *a* – when scanning along the flat surface: 1 – scanning device for y coordinate; 2 – scanning device for x coordinate; *b* – when scanning along the cylindrical surface: 1 – scanning device for z coordinate; 2 – rotary scanning device for φ coordinate; *c* – when scanning along the spherical surface: 1 – rotary scanning device for θ coordinate; 2 – rotary scanning device for φ coordinate; 3 – probe; 4 – antenna under research; 5 – microwave generator; 6 – microwave amplitude-phase meter; 7 – control unit of scanning devices; 8 – data input unit; 9 – computer

Анализируя структурные схемы измерительных комплексов, можно выделить несколько универсальных устройств:

- СВЧ измерительный приемник с контроллером ввода данных;
- контроллер управления сканирующими устройствами, обеспечивающий электропитание

двигателей перемещения зонда и формирование запускающих импульсов;

- поворотное устройство сканирования по координате φ ;
- устройство сканирования по координате y .

Задавшись максимально возможными массогабаритными размерами исследуемых антен-

ных систем, а также частотными диапазонами, в которых предполагается проводить измерения, возможно создать универсальный измерительный комплекс модульной конструкции, реализующий все вышерассмотренные способы сканирования. В частности, для реализации сканирования по плоскости необходимы устройства линейных перемещений по координатам x, y ; сканирования по цилиндру – устройство линейного перемещения по координате y и поворотное устройство по координате φ ; сканирования по сфере – поворотные устройства по координатам φ и θ .

Программное обеспечение

Программное обеспечение измерительного комплекса должно обеспечивать ввод измеренных данных, решение приведенных выше уравнений в выбранной системе координат, визуализацию в виде одномерных и двумерных графических изображений, хранение измеренных данных и полученных результатов. Следуя описанной выше модульной конструкции аппаратной составляющей универсального измерительного комплекса целесообразно создать и универсальное программное обеспечение, также реализующее модульный принцип построения. Поскольку измеренные данные в любой системе координат представляются в виде двумерных массивов размерностью $N \times M$ (где N и M – количество отсчетов по каждой из координат), положение каждого элемента которых определяется только номерами отсчетов (индексами), а результаты расчетов представляют собой массивы того же порядка, что и массивы измеренных данных, то блоки ввода, вывода и визуализации результатов расчетов будут едины для любых измерений. При этом различия будут только в физических значениях дискретов между отсчетами (линейные или угловые).

Тогда структуру программного обеспечения измерительного комплекса можно представить в виде следующей блок-схемы (рисунок 3). Использование процедуры стандартного быстрого преобразования Фурье требует размерности массива по каждой из координат, кратной 2^N , где N – размерность массива (количество отсчетов) по каждой координате. Для измерений по плоскости указанное требование в сочетании с определенной величиной дискрета между отсчетами наряду с размерами антенной системы опреде-

ляет размеры поля сканирования. Для угловых координат указанное условие задает значения дискретов углов поворота в градусах, равное $360^\circ/2^N$.

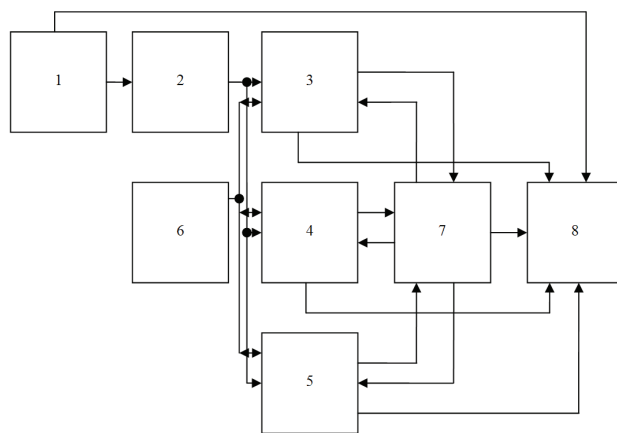


Рисунок 3 – Структура программного обеспечения: 1 – блок ввода измеренных данных; 2 – блок выбора системы координат: плоскость, цилиндр, сфера; 3 – плоскость; 4 – цилиндр (расчет функций Ханкеля); 5 – сфера (расчет коэффициентов A_{nm} , B_{nm}); 6 – блок дополнительной обработки; 7 – двумерное быстрое преобразование Фурье (прямое и обратное); 8 – блок хранения, вывода и визуализации результатов

Figure 3 – Software structure: 1 – measured data input unit; 2 – coordinate system selection unit: flat surface, cylinder, sphere; 3 – flat surface; 4 – cylinder (Hankel functions calculation); 5 – sphere (A_{nm} and B_{nm} coefficient calculation); 6 – supplementary processing block; 7 – two-dimensional fast Fourier transformation (forward and reverse); 8 – unit for storage, output and visualization of the results

Блок дополнительной обработки включает в себя набор специальных программ, позволяющих:

- учесть влияние неидеальной характеристики зондовой антенны;
- выявить и компенсировать неэквидистантность отсчетов;
- восстановить диаграмму направленности исследуемой антенны с повышенным угловым разрешением;
- выполнить поэлементное вычитание или деление комплексных значений измеренных АФР полей сложных систем (например, систем антенна-обтекатель) для определения влияния конструктивных элементов и др.
- рассчитать стандартные параметры антенн (коэффициент усиления, коэффициент направленного действия, уровень боковых лепестков), а также определить угловое положение максимума или минимумов ДН, ширину главного лепестка ДН и др.

Заключение

Разработана концепция построения универсального аппаратно-программного комплекса для измерения поля излучения различных типов антенных систем с любым типом поверхности измерения для решения значительного круга прикладных задач.

Предложена модульная структура аппаратной части комплекса и программного обеспечения, что позволяет оперативно переконфигурировать комплекс для измерения характеристик любой конкретной антенной системы на всех стадиях разработки и испытаний изделия, а также делает комплекс экономически доступным даже для небольших предприятий и организаций.

В настоящее время авторы работают над практической реализацией предложенного комплекса.

Работа выполнена в рамках задания ГПНИ «Электроника и фотоника 2.2.02» «Разработка и создание компактного полигона для измерения амплитудно-фазовых распределений и анализа характеристик излучения приемо-передающих модулей в сантиметровом диапазоне волн».

Список использованных источников

1. Захарьев, Л.Н. Методы измерения характеристик антенн СВЧ / Л.Н. Захарьев, В.И. Турчин, Н.М. Цейтлин. – М., 1985. – 368 с.
2. Бахрах, Л.Д. Методы измерения излучающих систем в ближней зоне / Л.Д. Бахрах, С.Д. Кременецкий, А.П. Курочкин. – Л., 1985. – 272 с.
3. Курочкин, А.П. Теория и техника антенных измерений / А.П. Курочкин // Антенны. – 2009. – № 7. – С. 39–45.
4. Виноградов, А.Д. Методика антенных измерений, их современное применение и автоматизация / А.Д. Виноградов // Антенны. – 2010. – № 5. – С. 15–21.
5. Васендин, С.В. Исследование антенн и характеристик рассеяния радиолокационных объектов по планарным измерениям в ближней зоне / С.В. Васендин, А.В. Кирпанев // Успехи современной радиоэлектроники. – 2013. – № 2. – С. 63–68.

6. Малай, И.М. Применение метода статистических испытаний для оценки метрологических характеристик антенных автоматизированных измерительных комплексов ближней зоны / И.М. Малай, М.С. Шкуркин. – Антенны. – 2014. – № 12. – С. 50–55.

7. Кирпанев, А.В. Особенности измерения характеристик излучения системы антенна–фрагмент носителя по измерениям на сфере / А.В. Кирпанев, В.С. Назаров // Успехи современной радиоэлектроники. – 2013. – № 2. – С. 69–74.

8. Арфкен, Г. Математические методы в физике / Г. Арфкен. – М., 1970. – 524 с.

References

1. Zakhariev L.N., Turchin V.I., Tseitlin N.M. *Metody izmereniya kharakteristik antenn SVCh* [Method of measurement of microwave antenna characteristics]. Moscow, 1985, 368 p. (in Russian).
2. Bahrah L.D., Kremenetsky S.D., Kurochkin A.P. *Metody izmereniya izluchayushchikh sistem v blizhnei zone* [Method of measurement of radiation systems in the near zone]. 1985, 272 p. (in Russian).
3. Kurochkin A.P. [Theory and method of antenna measurements]. *Antenny* [Antennas], 2009, no. 7, pp. 39–45.
4. Vinogradov A.D. [Methods of antenna measurements, their modern application and automatization]. *Antenny* [Antennas], 2010, no. 5, pp. 15–21.
5. Vasendin S.V., Kirpanev A.V. [Investigation of antennas and characteristics of radar objects scattering by planar measurements in the near zone]. *Uspеhi sovremennoy radioelektroniki* [Successes of modern radio electronics], 2013, no. 2, pp. 63–68.
6. Malaj I.M., Shkukrin M.S. [Application of statistical tests method for evaluation of metrological characteristics of antenna automated near-field measuring systems]. *Antenny* [Antennas], 2014, no. 12, pp. 50–55.
7. Kirpanev A.V., Nazarov V.S. [Features of measuring the radiation characteristics of an antenna-fragment carrier system by measurements on a sphere]. *Uspеhi sovremennoy radioelektroniki* [Successes of modern radio electronics], 2013, no. 2, pp. 69–74.
8. Arfken G. *Matematicheskie metody v fizike* [Mathematical Methods in Physics]. 1970, 524 p.

УДК 681.2.082:53.082.7

Измерения концентрации газов CO и NO₂ мультисенсорной микросистемой в режиме импульсного нагрева

Реутская О.Г.¹, Плескачевский Ю.М.²

¹Минский НИИ радиоматериалов,
ул. Кижеватова, 86, г. Минск 220024, Беларусь

²Институт механики металлополимерных систем им. В.А. Белого НАН Беларуси,
ул. Кирова, 32А, г. Гомель 246050, Беларусь

Поступила 23.02.2017

Принята к печати 03.05.2017

Наиболее перспективными для массового применения в газоаналитической аппаратуре являются полупроводниковые газовые сенсоры, отличающиеся высокой надежностью, простотой в эксплуатации и относительно низкой стоимостью. Потребляемая мощность одиночных сенсоров в режиме постоянного нагрева составляет от 250 до 600 Вт в среднем, а в режиме импульсного нагрева не превышает 20 Вт. Целью данной работы являлось исследование эффективности режима импульсного нагрева для мультисенсорной микросистемы, состоящей из двух сенсоров на подложке из наноструктурированного оксида алюминия, по сравнению с режимом постоянного нагрева.

В качестве чувствительных слоев микросистемы были выбраны SnO₂+Pt+Pd и In₂O₃+Al₂O₃+Pt. Измерения сенсорного отклика в режиме импульсного нагрева проводились следующим образом: устанавливалась мощность на каждом сенсоре микросистемы 1,3 мВт, затем проводился кратковременный отжиг ($t_{\text{отж.}}$ = 5 с) при мощности 61 мВт, через 15 мин осуществлялась подача детектируемых газов CO или NO₂ с концентрацией 200 ppm и 4 ppm, соответственно, и фиксировались значения сопротивлений. По полученным результатам определили сенсорный отклик, максимальное значение которого через 60 с для сенсора с чувствительным слоем SnO₂+Pt+Pd при воздействии CO составило 670 %, а с чувствительным слоем In₂O₃+Al₂O₃+Pt – 380 %.

Установлены преимущества использования режима импульсного нагрева с точки зрения потребляемой мощности мультисенсорной микросистемы в милливаттном диапазоне энергопотребления и показана высокая работоспособность сенсоров на подложках из наноструктурированного оксида алюминия.

Ключевые слова: мультисенсорная газовая микросистема, режим импульсного нагрева, концентрация газов CO и NO₂.

DOI: 10.21122/2220-9506-2017-8-2-160-167

Адрес для переписки:

Реутская О.Г.
Минский НИИ радиоматериалов,
ул. Кижеватова, 86, г. Минск 220024, Беларусь
e-mail: oreutskaya@gmail.com

Address for correspondence:

Reutskaya O.G.
Minsk Research Institute of Radiomaterials,
Kizhevatov str., 86, Minsk 220024, Belarus
e-mail: oreutskaya@gmail.com

Для цитирования:

Реутская О.Г., Плескачевский Ю.М.
Измерения концентрации газов CO и NO₂ мультисенсорной микросистемой в режиме импульсного нагрева.
Приборы и методы измерений.
2017. – Т. 8, № 2. – С. 160–167.
DOI: 10.21122/2220-9506-2017-8-2-160-167

For citation:

Reutskaya O.G., Pleskachevsky Y.M.
[Measurement of CO and NO₂ gas concentration's by multisensor microsystem in the mode of pulse heating].
Devices and Methods of Measurements.
2017, vol. 8, no. 2, pp. 160–167 (in Russian).
DOI: 10.21122/2220-9506-2017-8-2-160-167

Measurement of CO and NO₂ gas concentration's by multisensor microsystem in the mode of pulse heating

Reutskaya O.G.¹, Pleskachevsky Y.M.²

¹Minsk Research Institute of Radiomaterials,
Kizhevator str., 86, Minsk 220024, Belarus

²V.A. Belyi Metal Polymer Research Institute of National Academy of Science of Belarus,
Kirov str., 32A, Gomel 246050, Belarus

Received 23.02.2017

Accepted for publication 03.05.2017

Abstract

The most promising for mass use in gas analysis equipment are semiconductor gas sensors due to their high reliability, easy operation and relatively low cost. Power consumption in the single-sensor mode, constant heating is from 250 to 600 W average and in pulsed mode heating – ≤ 20 W. The aim of this work was to study the effectiveness of the pulsed heating for multisensor microsystems consisting of two sensors on the substrate of the nanostructured aluminum oxide, compared with the mode of constant heating.

For sensitive layers were chosen compositions: SnO₂+Pt+Pd at the first sensor of the microsystem and In₂O₃+Al₂O₃+Pt on the second. Measuring the sensor response in the pulse heating mode was carried out as follows. Power on each sensor microsystem was installed 1.3 mW. Then the short-term heating ($t_{\text{heat.}} = 5$ s) was performed at the power 61 mW. The detected gases CO and NO₂ with the concentration 200 ppm and 4 ppm, correspondingly, were submitted to the microsystem after 15 minutes. The resistance values for each of the sensor were fixed. According to the results determine the sensitivity (sensor response) the maximum value is after 60 s for the sensor with a sensing layer SnO₂+Pt+Pd when exposed to CO was 670 %, and for the sensor with In₂O₃+Al₂O₃+Pt – 380 %.

Advantages of using pulsed heating from the point of view of a power consumption multisensor microsystem mW-range and high performance sensors on substrates of nanostructured alumina were established.

Keywords: multisensory gas microsystem, mode pulse heating, the concentration of gases CO and NO₂.

DOI: 10.21122/2220-9506-2017-8-2-160-167

Адрес для переписки:

Реутская О.Г.
Минский НИИ радиоматериалов,
ул. Кизеватова, 86, г. Минск 220024, Беларусь
e-mail: oreutskaya@gmail.com

Address for correspondence:

Reutskaya O.G.
Minsk Research Institute of Radiomaterials,
Kizhevator str., 86, Minsk 220024, Belarus
e-mail: oreutskaya@gmail.com

Для цитирования:

Реутская О.Г., Плескачевский Ю.М.
Измерения концентрации газов CO и NO₂ мультисенсорной микро-
системой в режиме импульсного нагрева.
Приборы и методы измерений.
2017. – Т. 8, № 2. – С. 160–167.
DOI: 10.21122/2220-9506-2017-8-2-160-167

For citation:

Reutskaya O.G., Pleskachevsky Y.M.
[Measurement of CO and NO₂ gas concentration's by multisensor
microsystem in the mode of pulse heating].
Devices and Methods of Measurements.
2017, vol. 8, no. 2, pp. 160–167 (in Russian).
DOI: 10.21122/2220-9506-2017-8-2-160-167

Введение

Основная доля мирового рынка газовых сенсоров приходится на японские компании. Фирма *Figaro* является лидером в этой области, годовой объем производства сенсоров составляет около 5 млн шт. В основной номенклатуре полупроводниковых сенсоров выделяют сенсоры, которые работают в режимах постоянного и импульсного нагревов чувствительного элемента. Потребляемая мощность в режиме постоянного нагрева составляет от 250 до 600 Вт в среднем, а в режиме импульсного нагрева – не более 20 Вт [1]. Принцип действия полупроводниковых сенсоров резистивного типа основан на изменении проводимости газочувствительного слоя при хемосорбции на его поверхности анализируемых газов [2]. В качестве чувствительных полупроводниковых слоев используют мелкодисперсные нанокристаллические оксиды металлов (SnO_2 , ZnO , In_2O_3 и др.) с легирующими добавками Pt, Pd [3–5]. Благодаря структурной пористости формируемых материалов, достигаемой с помощью некоторых технологических приемов, их удельная поверхность высокая и составляет около 30 м²/г. Нагревателем служит резистивный слой, выполненный из инертных материалов (Pt, RuO_2 , Au и др.) и электрически изолированный от полупроводникового слоя [4, 5]. Для того чтобы физико-химические процессы протекали на поверхности чувствительного слоя достаточно быстро, обеспечивая быстрое действие на уровне нескольких секунд, сенсор периодически разогревается до температуры 450–500 °С [1, 4]. В результате этого чувствительность сенсора восстанавливается до исходного состояния. Во время отжига происходит активное освобождение поверхностных слоев полупроводника от сорбированных «отравляющих» газовых компонент [6, 7].

Анализ развития рынка газовых сенсоров показал, что перспективными для массового применения в газоаналитической аппаратуре являются полупроводниковые газовые сенсоры, отличающиеся высокой надежностью, простотой в эксплуатации и относительно низкой стоимостью. Одна из особо важных задач в повышении потребительских характеристик полупроводниковых газовых сенсоров – снижение их энергопотребления, что связано в

первую очередь с условиями работы газоаналитических приборов нового поколения в автономном режиме, т.е. при электропитании от портативных аккумуляторов. Потребляемая мощность этих приборов должна составлять несколько десятков милливатт [8, 9].

Целью данной работы являлось исследование эффективности режима импульсного нагрева для мультисенсорной микросистемы по сравнению с режимом постоянного нагрева с точки зрения повышенной чувствительности к низким концентрациям опасных газов CO и NO₂ и обеспечение его заданной работоспособности, не превышая при этом значений мощности одиночных сенсорных аналогов.

Эксперимент

Изготовленная мультисенсорная микросистема для определения CO и NO₂ представляет собой металлический восьмивыводной корпус с газопроницаемым колпачком, в котором закреплена золотой проволокой подложка размером 1,25 × 1,25 мкм из наноструктурированного пористого оксида алюминия фирмы *Sincera* с пористостью 25–30 % и толщиной 55 мкм. На одной стороне подложки размещены две пары информационных электродов с расстоянием между ними 10 мкм, а на второй – два нагревательных элемента в форме меандров шириной 30 мкм и толщиной 0,5 мкм. В области расположения нагревательных элементов выполнена перфорация. Информационные электроды и нагревательные элементы изготовлены из платины. Формирование газочувствительных слоев (SnO_2 +Pt+Pd на одном сенсоре и In_2O_3 + Al_2O_3 +Pt на втором), полученных золь-гель методом на поверхности информационных электродов микросистемы, осуществлялось послойным нанесением капельным путем с толщиной одного слоя порядка 10 нм на поверхность информационных электродов. Внешний вид схем микросистемы в корпусе представлен на рисунке 1.

Применение в топологии микросистемы сквозных отверстий и самой пористой подложки позволяет снизить потребляемую мощность за счет уменьшения объема контактирующего с нагревателем материала подложки и снижения коэффициента теплопроводности алюмооксидной подложки [9].

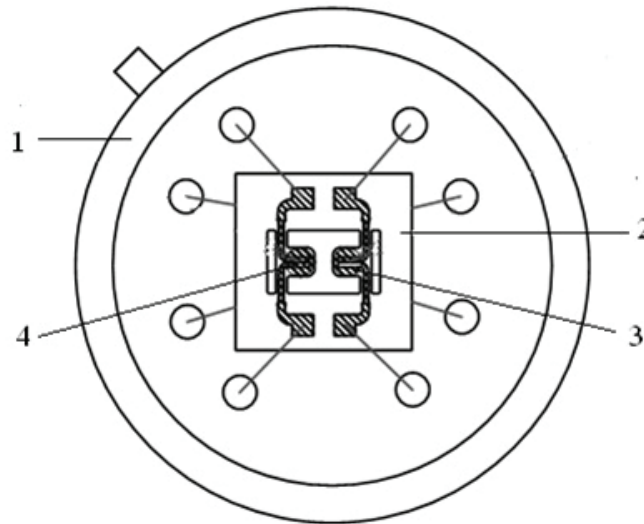


Рисунок 1 – Схема мультисенсорной микросистемы в корпусе: 1 – корпус; 2 – кристалл микросистемы; 3 – чувствительный слой $\text{SnO}_2+\text{Pt}+\text{Pd}$; 4 – чувствительный слой $\text{In}_2\text{O}_3+\text{Al}_2\text{O}_3+\text{Pt}$

Figure 1 – Multisensor microsystem in the housing: 1 – housing; 2 – substrate of multisensor microsystem; 3 – sensitive layer $\text{SnO}_2+\text{Pt}+\text{Pd}$; 4 – sensitive layer $\text{In}_2\text{O}_3+\text{Al}_2\text{O}_3+\text{Pt}$

Время предварительного отжига микросистем для формирования чувствительных слоев при мощности 60 мВт на каждом из сенсоров составило 360 ч. Зависимость сопротивления от приложенной мощности на каждом из сенсоров микросистемы после предварительного отжига представлена на рисунке 2.

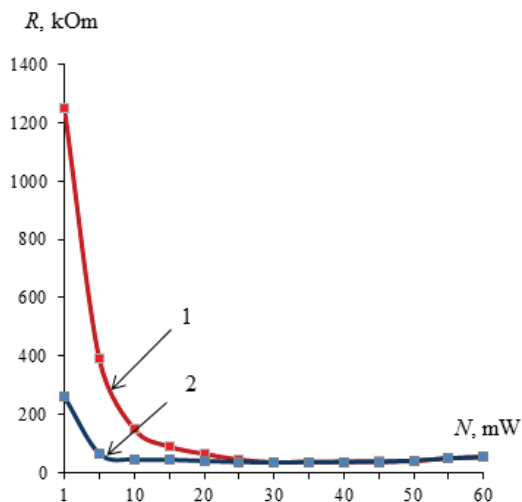


Рисунок 2 – Зависимость сопротивления микросистемы от мощности нагревателя после отжига в течение 360 ч при мощности: 60 мВт: 1 – для сенсора с чувствительным слоем $\text{SnO}_2+\text{Pt}+\text{Pd}$; 2 – для сенсора с чувствительным слоем $\text{In}_2\text{O}_3+\text{Al}_2\text{O}_3+\text{Pt}$

Figure 2 – Dependence of the resistance of the microsystem on the power of the heater after annealing for 360 hours: 1 – for the sensor with the sensitive layer of $\text{SnO}_2+\text{Pt}+\text{Pd}$; 2 – for the sensor with the sensitive layer $\text{In}_2\text{O}_3+\text{Al}_2\text{O}_3+\text{Pt}$

Первый и второй сенсоры микросистемы после измерения зависимости сопротивления от мощности были переключены в режимы $I = 11 \text{ мА}$, $U = 0,118 \text{ В}$, $N = 1,3 \text{ мВт}$ и $I = 11 \text{ мА}$, $U = 0,102 \text{ В}$, $N = 1,1 \text{ мВт}$, соответственно, и выдерживались до начала измерений сенсорного отклика 15 мин. После стабилизации начального значения сопротивления (R_0) на оба сенсора был подан газ CO с концентрацией 200 ppm, и в режиме постоянного нагрева проведена серия измерений сопротивления микросистемы (рисунок 3а).

Данные измерений показали, что чувствительность для первого сенсора с чувствительным слоем $\text{SnO}_2+\text{Pt}+\text{Pd}$ составила приблизительно 400 % и приблизительно 37 % для второго с $\text{In}_2\text{O}_3+\text{Al}_2\text{O}_3+\text{Pt}$ (рисунок 4а).

Чувствительность S , % определяли по формуле:

$$S = (R_g - R_0) / R_0 \times 100 \% \quad (1)$$

при воздействии газовой смеси, содержащей CO, и по формуле:

$$S = (R_g - R_0) / R_0 \times 100 \% \quad (2)$$

при воздействии газовой смеси, содержащей NO_2 .

В обеих формулах R_0 и R_g – электрическое сопротивление газочувствительного слоя на воздухе и при воздействии газовой смеси соответственно [10, 11].

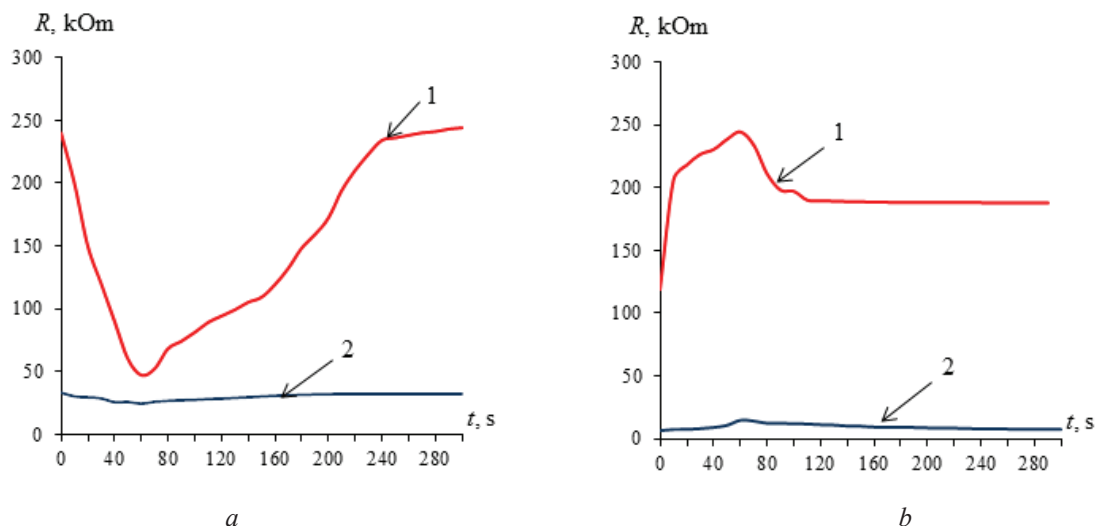


Рисунок 3 – Зависимость сопротивления микросистемы от времени в режиме постоянного нагрева: *a* – при воздействии CO с концентрацией 200 ppm; *b* – при воздействии NO₂ с концентрацией 4 ppm; 1 – чувствительный слой SnO₂+Pt+Pd; 2 – чувствительный слой In₂O₃+Al₂O₃+Pt

Figure 3 – Dependence of the resistance of the microsystem on the time in the mode of continuous heating: *a* – when exposed to a CO concentration of 200 ppm; *b* – when exposed to NO₂ with a concentration of 4 ppm; 1 – sensitive layer SnO₂+Pt+Pd; 2 – sensitive layer In₂O₃+Al₂O₃+Pt

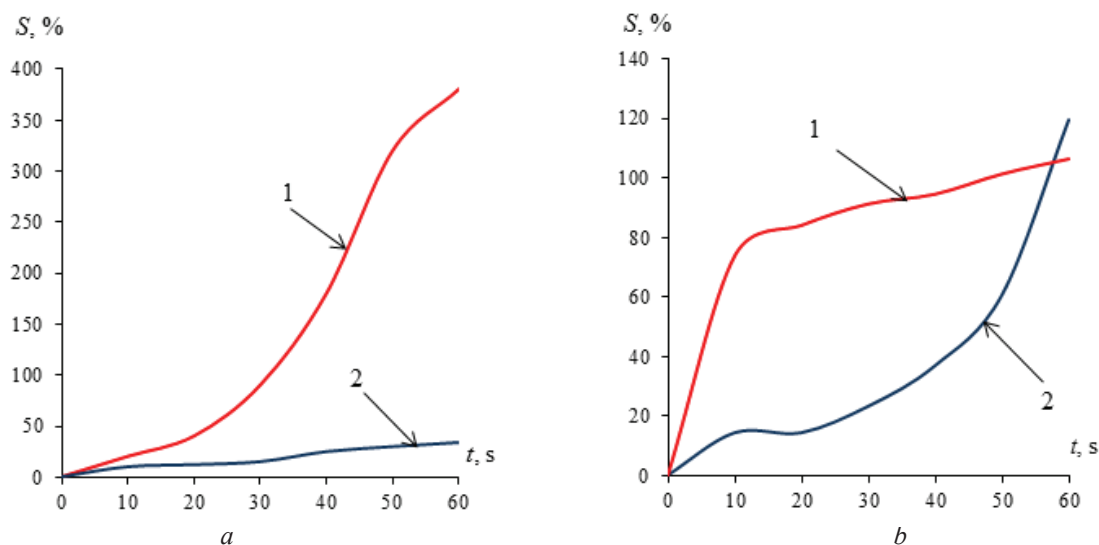


Рисунок 4 – Чувствительность микросистемы в режиме постоянного нагрева: *a* – при воздействии CO с концентрацией 200 ppm; *b* – при воздействии NO₂ с концентрацией 4 ppm; 1 – чувствительный слой SnO₂+Pt+Pd; 2 – чувствительный слой In₂O₃+Al₂O₃+Pt

Figure 4 – Sensitivity of the microsystem in continuous heating mode: *a* – when exposed to a CO concentration of 200 ppm; *b* – when exposed to NO₂ with a concentration of 4 ppm; 1 – sensitive layer SnO₂+Pt+Pd; 2 – sensitive layer In₂O₃+Al₂O₃+Pt

Измерения проводились на специализированном стенде, который описан в работе [11]. Было установлено, что при малых мощностях после воздействия детектируемого газа сопротивление сенсора не достигает значения R_o , и наблюдается постепенное уменьшение сигнала.

Серия измерений для определения сенсорного отклика при постоянном нагреве для выше описан-

ных режимов была проведена и для NO₂ с концентрацией 4 ppm. Результаты представлены на рисунках 3*b* и 4*b*. Чувствительность сенсора с SnO₂+Pt+Pd составила 110 %, с In₂O₃+Al₂O₃+Pt – 120 %.

Измерения сенсорного отклика в режиме импульсного нагрева проводились следующим образом: устанавливалась мощность 1,3 мВт на каждом сенсоре микросистемы, затем проводился кратко-

временный отжиг ($t_{\text{отж.}} = 5$ с) при мощности 61 мВт, через 15 мин осуществлялась подача детектируемых газов CO или NO₂ с концентрацией 200 ppm и 4 ppm соответственно и фиксировались значения сопротивлений для каждого из сенсоров (рисунок 5).

Выбранные газочувствительные слои (SnO₂+Pt+Pd и In₂O₃+Al₂O₃+Pt) показали высокие значения сенсорного отклика к воздействию CO и NO₂ при совместной работе двух сенсоров микросистемы. Чувствительность микросистемы в режи-

ме импульсного нагрева представлена на рисунке 6. Чувствительность сенсора с SnO₂+Pt+Pd при измерении CO составила 630 %, при NO₂ – 150 %. Для слоя In₂O₃+Al₂O₃+Pt при воздействии CO чувствительность составила 68 %, при NO₂ – 370 %. По форме и интенсивности сигнала можно различать вид детектируемого газа. При проведении измерений сенсорного отклика было установлено взаимное влияние мощностей сенсоров микросистемы друг на друга.

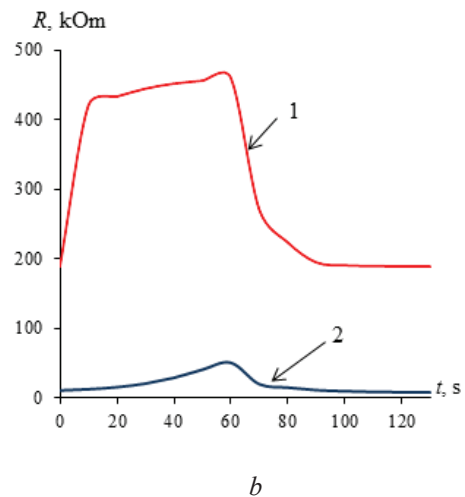
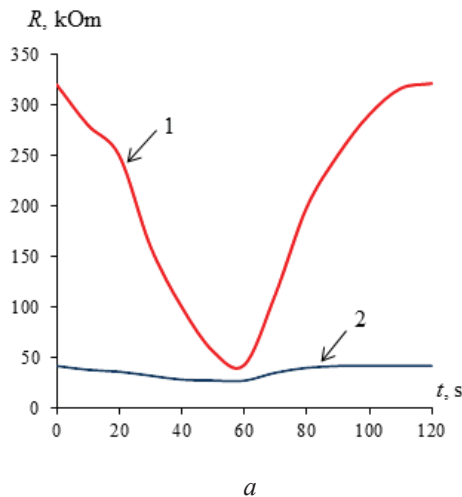


Рисунок 5 – Зависимость сопротивления микросистемы от времени в режиме импульсного нагрева: *a* – при воздействии CO с концентрацией 200 ppm; *b* – при воздействии NO₂ с концентрацией 4 ppm; 1 – чувствительный слой SnO₂+Pt+Pd; 2 – чувствительный слой In₂O₃+Al₂O₃+Pt

Figure 5 – Dependence of the resistance of the microsystem on the time in the pulse heating mode: *a* – when exposed to a CO concentration of 200 ppm; *b* – when exposed to NO₂ with a concentration of 4 ppm; 1 – sensitive layer SnO₂+Pt+Pd; 2 – sensitive layer In₂O₃+Al₂O₃+Pt

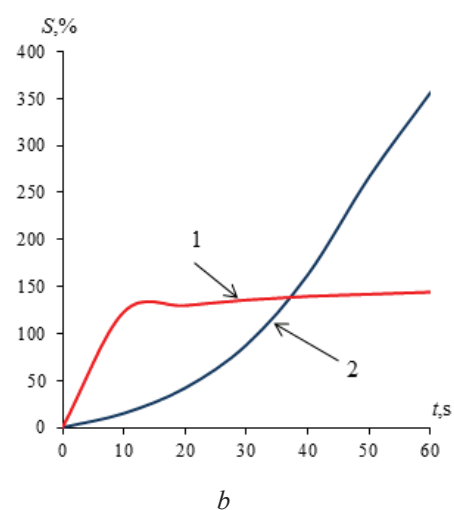
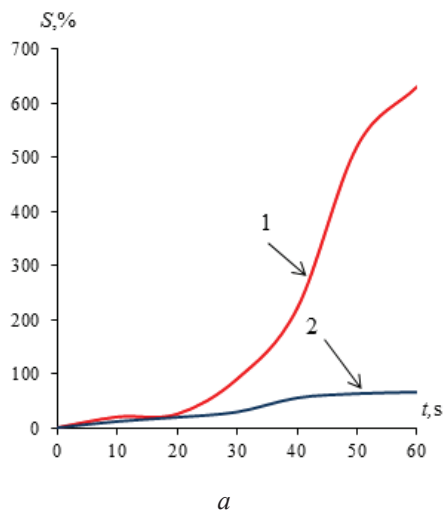


Рисунок 6 – Чувствительность микросистемы в режиме импульсного нагрева: *a* – при воздействии CO с концентрацией 200 ppm; *b* – при воздействии NO₂ с концентрацией 4 ppm; 1 – чувствительный слой SnO₂+Pt+Pd; 2 – чувствительный слой In₂O₃+Al₂O₃+Pt

Figure 6 – Sensitivity of the microsystem in the mode of pulse heating: *a* – when exposed to a CO concentration of 200 ppm; *b* – when exposed to NO₂ with a concentration of 4 ppm; 1 – sensitive layer SnO₂+Pt+Pd; 2 – sensitive layer In₂O₃+Al₂O₃+Pt

Время релаксации микросистемы в режиме постоянного нагрева составило менее 5 мин (рис. 3), в режиме импульсного нагрева – менее 45 с (рис. 5).

Методика измерения сенсорного отклика микросистемы в режиме импульсного нагрева заключается в том, что перед началом измерений концентраций газов при малых мощностях нагрева эффективно проводить кратковременный отжиг сенсора. Такой способ измерения позволяет получить более высокий сенсорный отклик и снизить потребляемую мощность системы в целом по сравнению с режимом постоянного нагрева. При длительных испытаниях кратковременные отжики не показали нарушения долговременности использования сенсоров, что свидетельствует об их оптимальности при работе с газовыми полупроводниковыми сенсорами и системами. При дальнейшем подборе режима импульсного нагрева можно получить потребляемую мощность микросистемы, не превышающую 10 мВт, сохраняя при этом ее газочувствительные характеристики.

Заключение

Установлено, что отношение значений сенсорного отклика в режимах импульсного и постоянного нагревов микросистемы увеличивается для сенсора с чувствительным слоем $\text{SnO}_2 + \text{Pt} + \text{Pd}$ в 1,7 и 1,5 раза, а с чувствительным слоем $\text{In}_2\text{O}_3 + \text{Al}_2\text{O}_3 + \text{Pt}$ – в 1,5 и 3,8 раза при воздействии CO и NO_2 , соответственно. Причем за 60 с при импульсном нагреве сенсор $\text{SnO}_2 + \text{Pt} + \text{Pd}$ показал сенсорный отклик приблизительно 670 % к определению CO с концентрацией 200 ppm, а сенсор $\text{In}_2\text{O}_3 + \text{Al}_2\text{O}_3 + \text{Pt}$ – приблизительно 380 % при воздействии NO_2 с концентрацией 4 ppm. Средняя потребляемая мощность микросистемы составила < 25 мВт.

Время релаксации в режиме постоянного нагрева не превышает 5 мин, в режиме импульсного нагрева – менее 45 с. При применении режима импульсного нагрева время релаксации сокращается в 5 раз по сравнению с режимом постоянного нагрева.

Полученные результаты подтвердили высокую работоспособности и возможность снижения энергопотребления полупроводниковых сенсоров и сенсорных микросистем до десятка милливатт.

Список использованных источников

1. Романова, И. Высокочувствительные датчики газа. Новинки от Figaro Engineering / И. Романова // Электроника. Наука. Технология. Бизнес. – 2011. – № 1. – С. 64–70.
2. Morrison, S.R. Selectivity in semiconductor gas sensors / S.R. Morrison // Sensor & Actuator. – 1997, No. 12. – P.425–440.
3. Yamazoe, N. Toward innovations of gas sensor technology / N. Yamazoe // Sensors and Actuators B. – 2005. – Vol. 108. – P. 2–14.
4. Shimizu, Y. Basic Aspects and Challenges of Semiconductor Gas Sensors / Y. Shimizu, M. Egashira // Cambridge University Press, MRS Bulletin. – 2013. – P. 18–24.
5. Румянцева, М.Н. Влияние микроструктуры полупроводниковых сенсорных материалов на хемосорбцию кислорода на их поверхности / М.Н. Румянцева, Е. А. Макеева, А.М. Гасков // Журнал Российского химического общества им. Д.И. Менделеева. – 2008. – Т. LII, № 2. – С. 122–129.
6. Васильев, А. Газовые сенсоры для пожарных извещателей / А. Васильев, И. Олихов, А. Соколов // Электроника: НТБ. – 2005. – № 2. – С. 24–27.
7. Покаташкин, В.И. Применение тонкопленочных полупроводниковых газовых NiO-сенсоров в озонметрии / В.И. Покаташкин [и др.] // Вестник БГУ. Сер. 1. – 2008. – № 2. – С. 38–42.
8. Бубнов, Ю.З. Анализ тепловых режимов полупроводниковых сенсоров / Ю.З. Бубнов // Изв. вузов. Приборостроение. – 2010. – Т. 53, № 4. – С. 38–41.
9. Баркалин, В.В. Конечно-элементное моделирование термомеханических свойств нанопористых материалов / В.В. Баркалин, Е.А. Белогуров, И.А. Таратын, В.В. Хатько, Я.И. Шукевич // Нано- и микросистемная техника. – 2012. – №1. – С. 18–24.
10. Реутская, О.Г. Мультисенсорная микросистема для измерения концентрации газов CO, H_2 , C_3H_8 , CO_2 / О.Г. Реутская, И.А. Таратын, Ю.М. Плескачевский // Приборы и методы измерений. – 2016. – Т. 7, № 3. – С.272–278.
11. Kotsikau, D. Metal oxide semiconductor sensors for detection of toxic and explosive gases / D. Kotsikau, M. Ivanovskaya // Kluwer Academic Publishers. – 2004. – Ch.7. – P. 93–115.

References

1. Romanova I. [Highly sensitive gas sensors. News from Figaro Engineering] *Elektronika. Nauka. Tekhnologiya. Biznes* [Electronics. Science. Technology. Business], 2011, no. 1, pp. 64–70 (in Russian).
2. Morrison S.R. [Selectivity in semiconductor gas sensors] *Sensor & Actuator*, 1997, no. 12, pp. 425–440. doi: 10.5194/jsss-3-213-2014

3. Yamazoe N. [Toward innovations of gas sensor technology] *Sensors and Actuators*, 2005, vol. 108, pp. 2–14. **doi:** 10.1016/j.snb.2004.12.075
4. Shimizu Y., Egashira M. [Basic Aspects and Challenges of Semiconductor Gas Sensors] *Cambridge University Press, MRS Bulletin*, 2013, pp. 18–24. **doi:** 10.1557/S0883769400052465
5. Rumyantseva M.N., Makeeva E.A., Gaskov A.M. [Influence of microstructure of semiconductor sensor materials on the chemisorption of oxygen on their surface] *Zhurnal Rossiiskogo khimicheskogo obshchestva im. D.I. Mendeleeva* [Journal of Russian D.I. Mendeleev chemical society], 2008, vol. LII, no. 2, pp. 122–129 (in Russian).
6. Vasiliev A., Oligov I., Sokolov A. [Gas sensors for fire detectors] *ELECTRONICA NTB* [Electronics NTL], 2005, no. 2, pp. 24–27 (in Russian).
7. Pokatashkin V.I. [The use of thin film semiconductor gas of NiO-sensors to ozonometry] *Vestnik BGU* [Messenger BSU], 2008, vol. 1, no. 2, pp. 38–42 (in Russian).
8. Bubnov Yu.Z. [Analysis of thermal regimes of semiconductor sensors] *Izv. vuzov. Priborostroenie* [Messenger HEE. Instrument making], 2010, vol. 53, no. 4, pp. 38–41 (in Russian).
9. Barkalin V.V., Belahurau E.A., Taratyn I.A., Khatko V.V., Shukevich Ya.I. [FE – modeling of thermomechanical properties of nanoporous materials] *Nano- and Microsystem technique*, 2012, no. 1, pp. 18–24 (in Russian).
10. Reutskaya O.G., Taratyn I.A., Pleskachevsky Y.M. [Multisensor microsystem to measure the concentration of gases CO, H₂, C₃H₈, CO₂] *Devices and Methods of Measurements*, 2016, vol. 7, no. 3, pp. 272–278 (in Russian). **doi:** 10.21122/2220-9506-2016-7-3-279-285
11. Kotsikau D., Ivanovskaya M. [Metal oxide semiconductor sensors for detection of toxic and explosive gases] *Kluwer Academic Publishers*, 2004, Ch.7, pp. 93–115.

УДК 623.983

Физические поля кругового цилиндрического пьезокерамического приемника в присутствии плоского акустически мягкого экрана

Дерепа А.В.¹, Лейко А.Г.², Позднякова О.Н.¹

¹Центральный научно-исследовательский институт вооружения и военной техники
Вооруженных Сил Украины,
пр. Воздухофлотский, 28/69, г. Киев 03049, Украина

²Национальный технический университет Украины
«Киевский политехнический институт имени Игоря Сикорского»,
пр. Победы, 37, г. Киев 03056, Украина

Поступила 05.02.2017

Принята к печати 18.05.2017

Рассмотрена система в виде кругового цилиндрического пьезокерамического преобразователя вблизи плоского акустического экрана. Целью работы являлось решение задачи приема плоских звуковых волн системой «цилиндрический пьезокерамический преобразователь – плоский акустически мягкий экран» с учетом взаимодействия физических полей преобразователя между собой и преобразователя с окружающими ее упругими средами.

Указанная система характеризуется нарушением радиальной симметрии радиационной нагрузки преобразователя при сохранении радиальной симметрии электрической нагрузки. При этом энергия, воспринимаемая рассматриваемой системой, распределяется между всеми модами колебаний преобразователя, в то время как преобразование механической энергии в электрическую осуществляется только на нулевой моде колебаний.

Исследование осуществлялось методом связанных полей в многосвязных областях с привлечением метода изображений. Сформулирована расчетная модель системы «преобразователь-экран», позволяющая учесть взаимодействие акустического, механического и электрического полей в процессе преобразования энергии, взаимодействие цилиндрического преобразователя с плоским экраном и взаимодействие преобразователя с упругими средами вне и внутри его. Физические поля рассматриваемой системы определены путем совместного решения: волнового уравнения; уравнений движения тонких пьезокерамических цилиндрических оболочек в перемещениях; уравнений вынужденной электростатики для пьезокерамики при заданных граничных условиях, условиях сопряжения полей на границах раздела областей и электрических условиях.

Решение задачи сведено к решению бесконечной системы линейных алгебраических уравнений относительно неизвестных коэффициентов разложения полей. В качестве примера применения полученных соотношений произведен расчет и анализ зависимостей электрических полей рассматриваемой системы при различных параметрах ее построения от направления прихода на систему плоских волн.

Ключевые слова: прием звука, физические поля, цилиндрический пьезокерамический преобразователь; акустический экран.

DOI: 10.21122/2220-9506-2017-8-2-168-176

Адрес для переписки:

Позднякова О.Н.

Центральный научно-исследовательский институт вооружения и военной техники Вооруженных Сил Украины,
пр. Воздухофлотский, 28/69, г. Киев 03049, Украина
e-mail: olpozdnjakova@gmail.com

Address for correspondence:

Pozdniakova O.N.

Central research institute of armament and military equipment of the
Armed Forces of Ukraine,
Povitroflotskyi Ave., 28/69, Kyiv 03049, Ukraine
e-mail: olpozdnjakova@gmail.com

Для цитирования:

Дерепа А.В., Лейко А.Г., Позднякова О.Н.

Физические поля кругового цилиндрического пьезокерамического приемника в присутствии плоского акустически мягкого экрана.

Приборы и методы измерений.
2017. – Т. 8, № 2. – С. 168–176.

DOI: 10.21122/2220-9506-2017-8-2-168-176

For citation:

Derepa A.V., Leiko A.G., Pozdniakova O.N.

[Physical fields of circular cylindrical piezoceramic receiver in presence of a flat acoustic soft screen].

Devices and Methods of Measurements.

2017, vol. 8, no. 2, pp. 168–176 (in Russian).

DOI: 10.21122/2220-9506-2017-8-2-168-176

Physical fields of circular cylindrical piezoceramic receiver in presence of a flat acoustic soft screen

Derepa A.V.¹, Leiko A.G.², Pozdniakova O.N.¹

¹Central research institute of armament and military equipment of the Armed Forces of Ukraine, Povitroflotskyi Ave., 28/69, Kyiv 03049, Ukraine

²National Technical University of Ukraine «Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute», Peremohy Ave., 37, Kyiv 03056, Ukraine

Received 05.02.2017

Accepted for publication 18.05.2017

Abstract

System in the form of a circular cylindrical piezoceramic transducer near a flat acoustic screen was analyzed. The aim of the work was to solve the problem of receiving plane sound waves by «cylindrical piezoceramic transducer – flat acoustically soft screen» system.

Considered system was characterized by a violation of the radial symmetry of the radiation load of the transducer while maintaining the radial symmetry of the electric load. At the same time, the energy perceived by the system under consideration is distributed between all modes of oscillation of the transducer, while the conversion of mechanical energy into electric is realized only at zero mode of oscillations.

Special attention was paid to the method of coupled fields in multiply connected domains using the imaging method. The design model of the «transducer–screen» system was formulated taking into account the interaction of acoustic, mechanical and electric fields in the process of energy conversion, the interaction of a cylindrical transducer with a flat screen and the interaction of a converter with elastic media outside and inside it. The physical fields of the system under consideration were determined by following solutions: the wave equation; equations of motion of thin piezoceramic cylindrical shells in displacements; equations of stimulated electrostatics for piezoceramics for given boundary conditions, conditions for coupling fields at interfaces and electrical conditions.

A general conclusion was made concerning solving of an infinite system of linear algebraic equations with respect to the unknown coefficients of the expansion of the fields. As an example of the application of the obtained relations, a calculation was made and an analysis of the dependences of the electric fields of the system under consideration for various parameters of its construction on the direction of arrival on the plane wave system was conducted.

Keywords: reception of sound, physical fields, cylindrical piezoelectric transducer, acoustic screen.

DOI: 10.21122/2220-9506-2017-8-2-168-176

Адрес для переписки:

Позднякова О.Н.
Центральный научно-исследовательский институт вооружения и военной техники Вооруженных Сил Украины,
пр. Воздухофлотский, 28/69, г. Киев 03049, Украина
e-mail: olpozdnjakova@gmail.com

Address for correspondence:

Pozdniakova O.N.
Central research institute of armament and military equipment of the Armed Forces of Ukraine,
Povitroflotskyi Ave., 28/69, Kyiv 03049, Ukraine
e-mail: olpozdnjakova@gmail.com

Для цитирования:

Дерепа А.В., Лейко А.Г., Позднякова О.Н.
Физические поля кругового цилиндрического пьезокерамического приемника в присутствии плоского акустически мягкого экрана.
Приборы и методы измерений.
2017. – Т. 8, № 2. – С. 168–176.
DOI: 10.21122/2220-9506-2017-8-2-168-176

For citation:

Derepa A.V., Leiko A.G., Pozdniakova O.N.
[Physical fields of circular cylindrical piezoceramic receiver in presence of a flat acoustic soft screen].
Devices and Methods of Measurements.
2017, vol. 8, no. 2, pp. 168–176 (in Russian).
DOI: 10.21122/2220-9506-2017-8-2-168-176

Введение

Как известно [1, 2], стандартным приемом формирования направленных свойств гидроакустических преобразователей является размещение их вблизи акустических экранов. Однако, как показали исследования [3, 4], при выполнении гидроакустического преобразователя в виде круговой цилиндрической пьезокерамической конструкции размещение его вблизи акустического экрана обуславливает изменение не только акустического, но механического и электрического полей преобразователя. В процессе работы гидроакустический преобразователь выполняет [5] несколько функций, а именно: преобразование энергии акустического поля в механическую и далее в электрическую в режиме приема; взаимодействие с окружающей упругой средой; формирование акустического поля в окружающей среде. Влияние акустического экрана на указанные поля обусловлены следующими физическими причинами. Обычно в круговом цилиндрическом пьезокерамическом преобразователе электроды на внешние поверхности пьезокерамической оболочки (при радиальной поляризации) или на плоские поверхности образующих ее сегментов (при окружной поляризации) наносятся таким образом, что электрическое поле преобразователя имеет радиальную симметрию. Если при этом круговой цилиндрический преобразователь работает вне какой-либо системы, то его радиационная нагрузка является изотропной и механическое и акустическое поля также имеют радиальную симметрию. В этом случае акустическая энергия «закачивается» в преобразователь только на нулевой моде механических колебаний его оболочки и преобразуется в электрическую энергию тоже только на нулевой моде. В таких условиях преобразователь имеет один основной механический резонанс, определяемый совпадением длин средней окружности пьезокерамической оболочки и длины волны в материале этой оболочки на этой резонансной частоте. Размещение рассматриваемого преобразователя вблизи акустического экрана нарушает радиальную симметрию его радиационной нагрузки. Следствием этого является то, что в системе с нарушенной радиальной симметрией, кроме одной собственной формы колебаний, появляются последующие моды. При этом их амплитуды колебаний могут быть сравнимыми с амплитудой колебаний нулевой моды. Это означает, что энергия акустического поля,

воспринимаемая рассматриваемым преобразователем в системе «преобразователь–экран», перераспределяется между всеми формами колебаний пьезокерамической оболочки преобразователя. В то же время, поскольку способ электрического нагружения преобразователя в системе с экраном остался неизменным, т.е. радиально симметричным, преобразование механической энергии в электрическую также не изменилось и осуществляется только на нулевой моде его механических колебаний. Другие вновь возникшие моды не принимают участия в этом преобразовании энергий. Естественно, что с учетом изложенного в системе «преобразователь–экран» параметры всех физических полей, взаимодействующих между собой в процессе функционирования системы, будут претерпевать существенные количественные изменения. В прикладном плане это приведет к тому, что практические результаты подобного типа устройств будут отличаться от расчетных по таким параметрам, как чувствительность в режиме приема и направленные свойства. Поэтому при проектировании устройств необходимо учитывать влияние указанных эффектов.

Целью данной работы являлось решение задачи приема плоских звуковых волн системой «цилиндрический пьезокерамический преобразователь – плоский акустически мягкий экран» с учетом взаимодействия физических полей преобразователя между собой и преобразователя с упругими средами, окружающими его.

Основная часть

Пусть имеется приемная система, состоящая из акустически мягкого плоского экрана и расположенного вблизи него кругового цилиндрического пьезокерамического преобразователя с радиальной поляризацией. Продольная ось преобразователя параллельна плоскости экрана и отнесена от нее на расстояние d . Система расположена в упругой среде со скоростью звука c и плотностью ρ . Преобразователь представляет собой сплошной круговой цилиндр средним радиусом r_0 и толщиной h , на внешнюю и внутреннюю цилиндрические поверхности которого нанесены электроды и с них снимается электрический сигнал напряжением G_1 . Конструктивное исполнение преобразователя может быть силовым или компенсированным [6]. На систему приходит плоская звуковая волна, фронт которой параллелен оси преобразователя.

Изложенной физической постановке задачи поставим в соответствие следующую расчетную модель. Будем полагать, что экранирующая поверхность G_1 и тонкая цилиндрическая оболочка G_2 являются бесконечно длинными [6]. Внутренняя полость оболочки заполнена упругой средой с плотностью ρ_1 и скоростью звука $\tilde{n}_1$. Нормальное

сечение рассматриваемой системы и введенные для решения задачи прямоугольные и круговые цилиндрические системы координат изображены на рисунке 1. На эту систему тел из окружающей среды в направлении единичного вектора $\mathbf{n}$, образующего угол θ с осью OX , приходит плоская звуковая волна $\Phi_0^{(1)}$ единичной амплитуды.

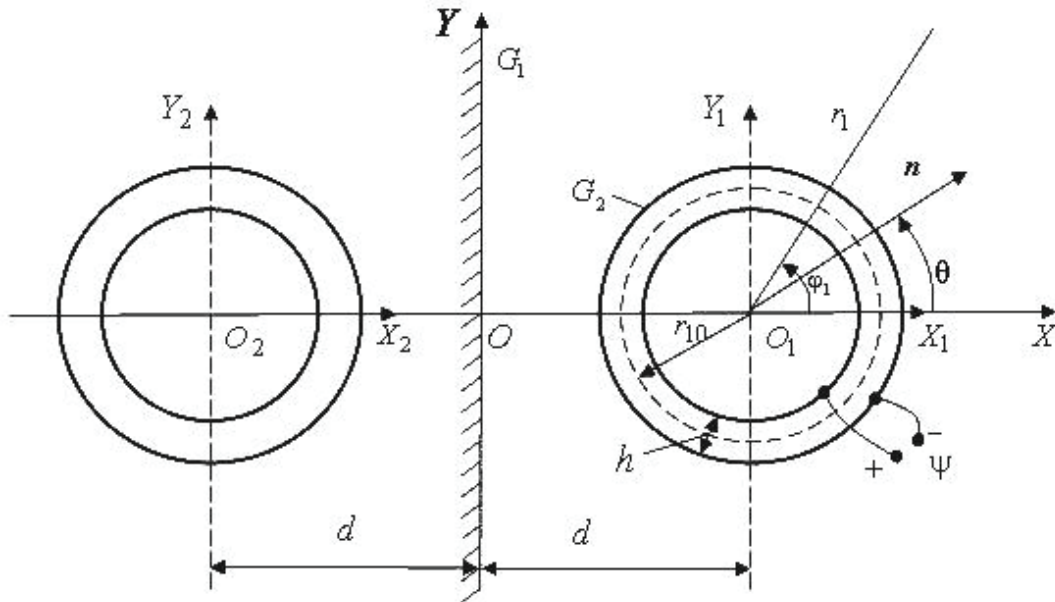


Рисунок 1 – Нормальное сечение рассматриваемой системы тел и системы координат
Figure 1 – Normal section of the examined system of bodies and coordinate systems

Для принятой расчетной модели физические поля, формируемые цилиндрическим пьезокерамическим преобразователем в присутствии плоского экрана, могут быть определены путем совместного решения следующих дифференциальных уравнений:

волнового уравнения, описывающего движение упругих сред внутри и вне преобразователя системы для временной зависимости $e^{-j\omega t}$:

$$\Delta \Phi + k_i^2 \Phi = 0, \quad (1)$$

уравнений движения тонкой пьезокерамической оболочки с радиальной поляризацией в перемещениях:

$$\left\{ \begin{aligned} & \left[1 + \frac{h^2}{12r_0^2} \left(1 + \frac{e_{31}^2}{C_{11}^E \epsilon_{33}^S} \right) \right] \frac{\partial^2 u}{\partial \varphi^2} + \frac{\partial w}{\partial \varphi} - \\ & - \frac{h^2}{12r_0^2} \left(1 + \frac{e_{31}^2}{C_{11}^E \epsilon_{33}^S} \right) \frac{\partial^3 w}{\partial \varphi^3} - \frac{r_0^2 \gamma}{C_{11}^E} \frac{\partial^2 u}{\partial t^2} = 0, \\ & - \frac{\partial u}{\partial \varphi} + \frac{h^2}{12r_0^2} \left(1 + \frac{e_{31}^2}{C_{11}^E \epsilon_{33}^S} \right) \frac{\partial^3 u}{\partial \varphi^3} - w - \frac{h^2}{12r_0^2} \left(1 + \frac{e_{31}^2}{C_{11}^E \epsilon_{33}^S} \right) \times \\ & \times \frac{\partial^4 w}{\partial \varphi^4} + \frac{e_{31} r_0}{C_{11}^E} E_r^{(0)} + \frac{r_0^2}{h C_{11}^E} q_r - \frac{r_0^2 \gamma}{C_{11}^E} \frac{\partial^2 w}{\partial t^2} = 0, \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

уравнений вынужденной электростатики для пьезокерамики:

$$\mathbf{E} = -\text{grad} \psi; \quad \text{div} \mathbf{D} = 0, \quad (3)$$

где Δ – оператор Лапласа; Φ – потенциал скорости акустического поля; ω – круговая частота; k_i – волновое число внешней ($k_i = k$) и внутренней ($k_i = k_v$) сред; u и w – круговая и нормальная составляющие вектора смещений механического поля оболочки; γ – плотность пьезокерамики; C_{11}^E , e_{31} , ϵ_{33}^S – соответственно модуль упругости при нулевой электрической напряженности, пьезопостоянная и диэлектрическая проницаемость при нулевой деформации; $\mathbf{E}$ и $\mathbf{D}$ – векторы напряженности и индукции электрического поля; ψ – электростатический потенциал; q_r – внешняя нагрузка пьезокерамической оболочки:

$q_r = -(p - p_v) \Big|_{r=r_0 \pm \frac{h}{2}}$, где p и p_v – гидродинамические нагрузки во внешней и внутренней средах преобразователя.

Приведенные уравнения дополняются граничными условиями, которые для условий рас-

смаатриваемой задачи включают в себя две составляющие. Первая из них связана с наличием плоской границы G_1 , вторая – с криволинейной границей G_2 преобразователя. Граничное условие на плоской мягкой границе имеет вид:

$$\Phi_{\Sigma} = 0 \text{ при } x = 0, \quad (4)$$

где Φ_{Σ} – потенциал скорости полного дифрагированного поля.

На поверхности цилиндрической оболочки преобразователя должны выполняться кинематические условия, состоящие в равенстве скоростей нормальных смещений точек поверхностей оболочки и скоростей колебаний прилегающих к ним частиц внутренней и внешней сред преобразователя:

$$-\frac{\partial \Phi_{\Sigma}}{\partial r_1} \Big|_{r=r_1'} = \frac{\partial w}{\partial t}, \quad r_1' = r_{10} + \frac{h}{2}, \quad 0 \leq \varphi_1 \leq 2\pi, \quad (5)$$

$$-\frac{\partial \Phi_v}{\partial r_1} \Big|_{r=r_1''} = \frac{\partial w}{\partial t}, \quad r_1'' = r_{10} - \frac{h}{2}, \quad 0 \leq \varphi_1 \leq 2\pi, \quad (6)$$

где Φ_v – потенциал скорости звукового поля внутри преобразователя.

Электрические условия рассматриваемой задачи приема звука выбраны для варианта бесконечной электрической нагрузки преобразователя. В этом случае, когда ток смещения в пьезокерамике равен нулю, уравнения вынужденной электростатики для пьезокерамики могут быть представлены в виде:

$$\frac{\partial}{\partial t} \int_0^{2\pi} \int_0^1 D_r^{(0)} r_0 d\varphi_1 dz = 0. \quad (7)$$

Выражение (7) записано для оболочки, высота которой равна единице.

Решение сформулированной задачи осуществляли с использованием метода изображений [8]. Суть его состоит в том, что решение строится с учетом введения в рассмотрение воображаемой оболочки (рисунок 1) таким образом, чтобы, будучи наложенным на основное решение, оно позволяло удовлетворять определенным граничным условиям.

Введем в рассмотрение вспомогательную систему координат (X_1, Y_2) , связанную с воображаемой оболочкой, и разместим ее так, чтобы полюса O_1 и O_2 (рисунок 1) были симметричными относительно плоскости $X = 0$. Полное дифрагированное поле представим в виде:

$$\Phi_{\Sigma} = \Phi_O^{(1)} + \Phi_S^{(1)} + \Phi_O^{(2)} + \Phi_S^{(2)}, \quad (8)$$

где $\Phi_O^{(1)}$ – приходящая на систему плоская волна; $\Phi_S^{(1)}$ – плоская волна, которая отразилась бы от плоской границы G_1 при отсутствии оболочки G_2 ; $\Phi_O^{(2)}$ – волна, рассеянная оболочкой G_2 , при падении на нее приходящей плоской волны; $\Phi_S^{(2)}$ – волна, рассеянная оболочкой G_2 и отраженная от плоской границы G_1 .

Выразим все поля в цилиндрических системах координат. Поле $\Phi_{\Sigma}^{(1)}$, представляющее собой суперпозицию приходящей $\Phi_O^{(1)}$ и отраженной $\Phi_S^{(1)}$ от плоской границы G_1 плоских волн, можно представить в виде:

$$\Phi_{\Sigma}^{(1)} = \Phi_O^{(1)} + \Phi_S^{(1)} = \sum_n a_n J_n(kr_1) e^{in\varphi_1} + \sum_n b_n J_n(kr_2) e^{in\varphi_2}. \quad (9)$$

Поле $\Phi_{\Sigma}^{(2)}$, являющееся суперпозицией рассеянной $\Phi_O^{(2)}$ от границы G_2 плоской волны и отраженной $\Phi_S^{(2)}$ от плоской границы G_1 этой рассеянной волны, выразим в виде разложений по цилиндрическим волновым функциям, удовлетворяющим условию излучения на бесконечности:

$$\Phi_{\Sigma}^{(2)} = \Phi_O^{(2)} + \Phi_S^{(2)} = \sum_n A_n H_n^{(1)}(kr_1) e^{in\varphi_1} + \sum_n B_n H_n^{(1)}(kr_2) e^{in\varphi_2}. \quad (10)$$

Поле Φ_v внутри преобразователя выразим разложением в ряд по цилиндрическим волновым функциям, не имеющим особенностей внутри преобразователя:

$$\Phi_v = \sum_n C_n J_n(k_v r_1) e^{in\varphi_1}. \quad (11)$$

В выражениях (9)–(11): $a_n = i^n e^{-in\theta}$; A_n , B_n , C_n – неизвестные коэффициенты; J_n , H_n – обозначения функций Бесселя.

Полное дифрагированное поле Φ_{Σ} должно удовлетворять граничному условию (4) на плоской границе G_1 . Тогда по аналогии с выводами работы [8] в случае идеально податливой поверхности G_1 связь между коэффициентами в выражениях (9) и (10) следует выбрать в виде:

$$b_n = (-1)^{n+1} a_{-n}; \quad B_n = (-1)^{n+1} A_{-n}. \quad (12)$$

Представим тангенциальные u и нормальные w составляющие перемещений оболочки в виде рядов по собственным формам колебаний оболочки в вакууме:

$$u = \sum_n u_n e^{in\varphi_1}; \quad w = \sum_n w_n e^{in\varphi_1}, \quad (13)$$

где u_n и w_n – неизвестные коэффициенты разложений.

Для определения коэффициентов u_n и w_n воспользуемся уравнениями (2). Из первого уравнения системы (2) на основе свойств полноты и ортогональности систем функций $e^{in\varphi_1}$ на интервале $[0, 2\pi]$ следует, что:

$$u_n = F_n w_n, \quad n = -\infty, 0, \infty, \quad (14)$$

$$\text{где } F_n = i \frac{n + \beta n^3}{(1 + \beta)n^2 - \omega^2 \alpha \gamma}; \quad \beta = \frac{h^2}{12r_0^2} \left(1 + \frac{e_{31}^2}{C_{11}^E e_{33}^S} \right); \quad \alpha = \frac{r_0^2}{C_{11}^E}.$$

Рассмотрим входящий во второе уравнение системы (2) член $E_r^{(0)}$. Известно [7], что для нормальных компонент индукции D_r и напряженности $E_r = E_r^{(0)} + \eta E_r^{(1)}$ в цилиндрической пьезокерамической оболочке с радиальной поляризацией справедливы приближенные соотношения:

$$D_r = D_r^{(0)} = e_{31} \left(\frac{1}{r_{10}} \frac{\partial u}{\partial \varphi_1} + \frac{w}{r_{10}} \right) + \epsilon_{33}^S E_r^{(0)}, \quad (15)$$

где $E_r^{(0)}, E_r^{(1)}$ – составляющие напряженности электрического поля, η – переменная по толщине h оболочки, $-h/2 \leq \eta \leq h/2$.

Подставив соотношение (13) в условие (7) и выполнив ряд преобразований с учетом (15) и интегрирования по толщине оболочки, получим выражение:

$$E_r^{(0)} = \frac{-e_{31}}{r_{10} \epsilon_{33}^S} w_0. \quad (16)$$

Учитывая, что между постоянной составляющей электрической напряженности $E_r^{(0)}$ и раз-

ницей электрических потенциалов ψ на электродах преобразователя существует связь [5] в виде $E_r^{(0)} = -\frac{\psi}{h}$, получим:

$$\psi = \frac{e_{31} h}{r_{10} \epsilon_{33}^S} w_0. \quad (17)$$

Применим теперь динамические и кинематические условия сопряжения полей на криволинейной границе G_2 для определения коэффициентов разложений (10)–(11) акустических полей. Для этого необходимо все акустические поля представить в локальных координатах преобразователя системы. Перенос систем координат осуществляется с помощью теорем сложения для волновых цилиндрических функций [9]. В нашем случае они приобретают вид:

$$\begin{aligned} J_m(kr_2) e^{im\varphi_2} &= \sum_n J_{m-n}(2kd) J_n(kr_1) e^{i(m-n)\varphi_{21}} e^{in\varphi_1}, \\ H_m^{(1)}(kr_2) e^{im\varphi_2} &= \sum_n H_{m-n}^{(1)}(2kd) J_n(kr_1) e^{i(m-n)\varphi_{21}} e^{in\varphi_1}, \end{aligned} \quad (18)$$

где φ_{21} – полярные координаты начала O_1 в системе с началом O_2 .

Алгебраизация функциональных уравнений (5) и (6) с учетом выражений (9)–(14), (16) и (18) на основе свойств полноты и ортогональности систем функций $e^{in\varphi_1}$ на интервале $[0, 2\pi]$ позволяет получить следующую бесконечную систему линейных алгебраических уравнений для определения неизвестных коэффициентов разложений механических и акустических полей:

$$\left. \begin{aligned} icw_n - A_n H_n^{(1)'}(kr_1') - \sum_m (-1)^{m+1} A_{-m} H_{m-n}^{(1)}(2kd) J_n'(kr_1') e^{i(m-n)\varphi_{21}} &= \\ = \left\{ a_n J_n'(kr_1') + \sum_m (-1)^{m+1} a_{-m} J_{m-n}(2kd) J_n'(kr_1') e^{i(m-n)\varphi_{21}} \right\}, \\ icw_m - C_m J_m'(k_v r_1'') = 0, \\ w_n R_n + \frac{e_{31} r_{10}}{C_{11}^E} E_r^{(0)} - \frac{i\omega\alpha}{h} \rho_v C_n J_n(k_v r_1'') + \frac{i\omega\alpha\rho}{h} A_n H_n^{(1)}(kr_1') + \\ + \frac{i\omega\alpha\rho}{h} \sum_m (-1)^{m+1} A_{-m} H_{m-n}^{(1)}(2kd) J_n(kr_1') e^{i(m-n)\varphi_{21}} &= \\ = -\frac{i\omega\alpha\rho}{h} a_n J_n(kr_1') - \frac{i\omega\alpha\rho}{h} \sum_m (-1)^{m+1} a_{-m} J_{m-n}(2kd) J_n(kr_1') e^{i(m-n)\varphi_{21}}, \\ n = -\infty, 0, \infty \quad m = -\infty, 0, \infty, \end{aligned} \right\} \quad (19)$$

$$\text{где } R_n = \frac{(n + n^3\beta)^2 - (1 + \beta_n^4 - \omega^2\alpha\gamma)[(1 + \beta)n^2 - \omega^2\alpha\gamma]}{(1 + \beta)n^2 - \omega^2\alpha\gamma},$$

ρ_v – плотность внутренней среды.

Замена коэффициентов A_n и C_n новыми неизвестными по формулам $A_n = A_n^{(1)}(kr_1')$ и $C_n = C_n^{(1)}(kr_1')$ позволяет преобразовать эту бесконечную систему уравнений к виду квази-регулярной и применить для ее решения метод усечения.

Полученные в результате решения бесконечных систем уравнений коэффициенты разложения акустических и механических полей позволяют рассчитать все физические поля, принимающие участие в приеме плоских звуковых волн цилиндрическим пьезокерамическим преобразователем в присутствии плоского акустического экрана.

В качестве примера применения полученных соотношений были произведены расчеты электрического поля приемной системы с частотным диапазоном от 1000 до 10000 Гц, образованной из кругового цилиндрического пьезокерамического

преобразователя и акустически мягкого плоского экрана, расположенного вблизи него. Изучалась зависимость электрического напряжения ψ , создаваемого на электрическом выходе преобразователя, от направления прихода на систему плоских звуковых волн. Расчеты выполнялись для следующих параметров и характеристик системы: преобразователь диаметром $r_{10} = 0,018$ м с толщиной стенки $h = 0,002$ м выполнен из пьезокерамики состава ЦТБС-3 ($C_{11}^E = 10,9 \cdot 10^{10}$ Н/м², $e_{31} = -5,2$ К/м², $\epsilon_{33}^S = 7002,8 \cdot 10^{-12}$ Ф/м, $\gamma = 7210$ кг/м³) и вакуумирован ($\rho_1 c_1 = 0$); расстояние d между преобразователем и экраном принималось равным 0,015 м, 0,03 м, 0,06 м; система тел располагалась в среде с параметрами $\rho = 1000$ кг/м³, $c = 1500$ м/с; частоты f принимались равными 1000 Гц, 5000 Гц и 10000 Гц; направление прихода волн θ изменялось в диапазоне углов от 0 до 360° с шагом 5°. Результаты расчетов нормированных угловых зависимостей амплитуд электрического напряжения $R(\theta) = \frac{\psi(\theta)}{\max \psi(\theta)}$ представлены на рисунках 2 и 3.

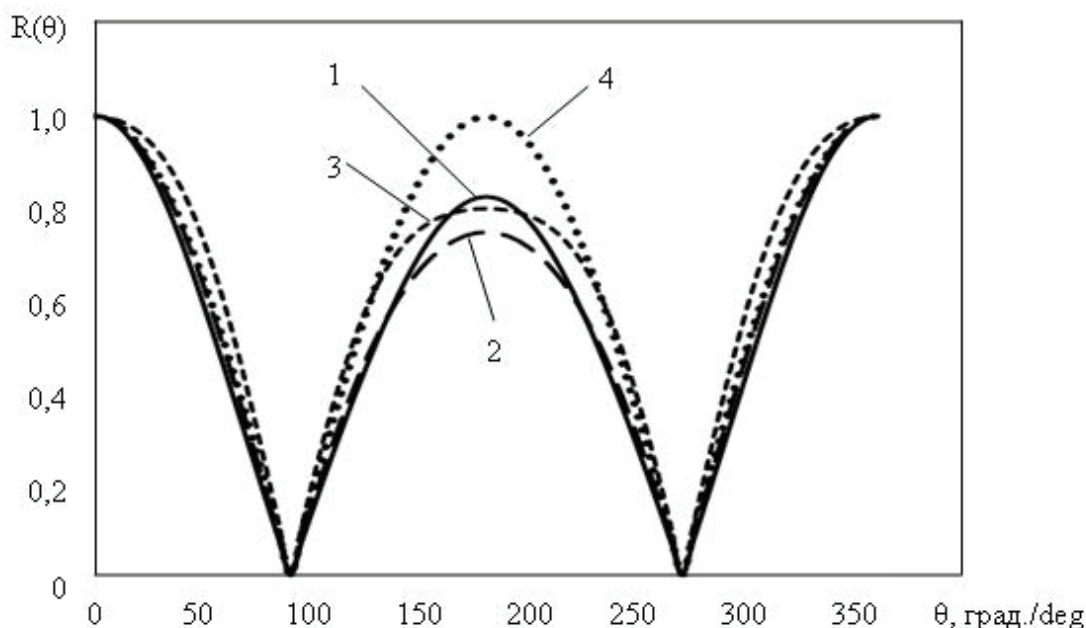


Рисунок 2 – Угловые зависимости электрического напряжения на выходе пьезокерамического преобразователя в присутствии плоского акустически мягкого экрана: 1 – для $d/\lambda = 0,05$; 2 – для $d/\lambda = 0,1$; 3 – для $d/\lambda = 0,2$; 4 – для $d/\lambda = 0,02$

Figure 2 – The angular dependence of the voltage at the output of the piezoceramic transducer in the presence of an acoustically soft flat screen: 1 – for $d/\lambda = 0,05$; 2 – for $d/\lambda = 0,1$; 3 – for $d/\lambda = 0,2$; 4 – for $d/\lambda = 0,02$

Как следует из анализа приведенных графиков, при малых волновых расстояниях между преобразователем и экраном ($d/\lambda < 0,25$) угловая зависимость электрического поля преобразователя в присутствии акустически мягкого экрана,

как и следовало ожидать, соответствует таковой для классического «градиентного» приемника [10]. По мере увеличения волнового размера d/λ эта зависимость претерпевает серьезные изменения, результатом которых является приобретение

при определенных d/λ (рисунок 3, кривая 4) рассматриваемой системой свойства однонаправлен-

ности, к чему, собственно, и стремятся, размещая преобразователь вблизи акустического экрана.

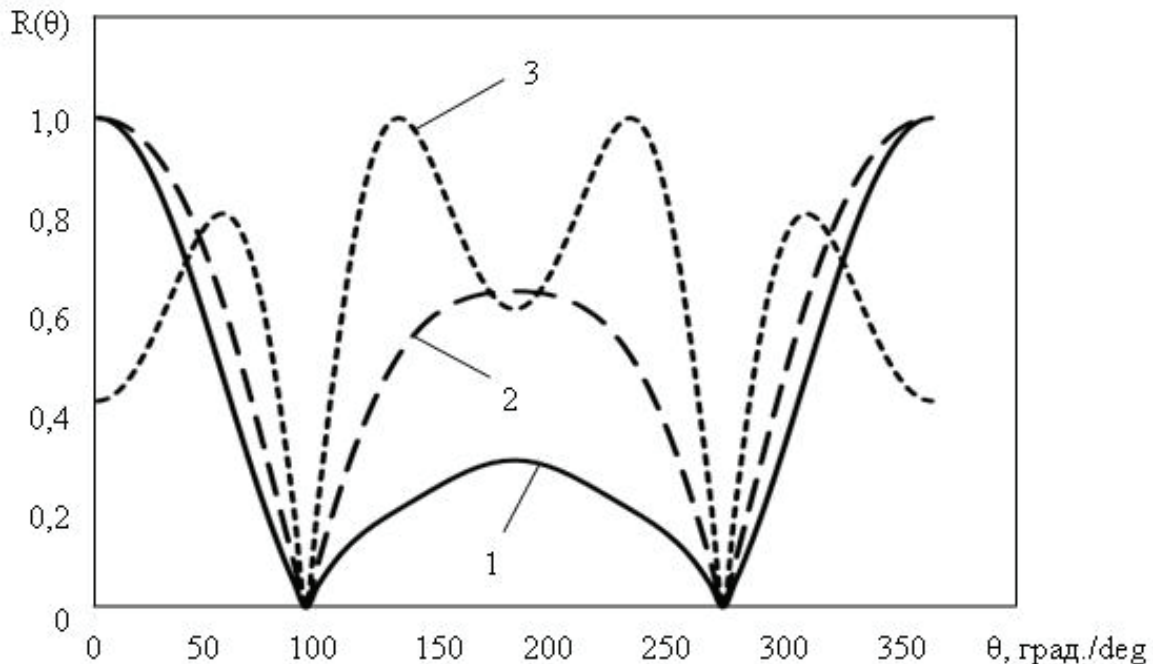


Рисунок 3 – Угловые зависимости электрического напряжения на выходе пьезокерамического преобразователя в присутствии плоского акустически мягкого экрана: 1 – для $d/\lambda = 0,1$; 2 – для $d/\lambda = 0,2$; 3 – для $d/\lambda = 0,4$

Figure 3 – The angular dependence of the voltage at the output of the piezoceramic transducer in the presence of an acoustically soft flat screen: 1 – for $d/\lambda = 0,1$; 2 – for $d/\lambda = 0,2$; 3 – for $d/\lambda = 0,4$

Анализ приведенных зависимостей свидетельствует о сложном характере процесса преобразования энергии акустического поля в электрическую и зависимости его от частоты f , расстояния d и угла θ прихода волн на систему. Эта сложность обусловлена следующими физическими причинами. Размещение плоского акустического экрана вблизи кругового цилиндрического пьезокерамического преобразователя нарушает радиальную симметрию рассматриваемой приемной системы. Следствием этого является нарушение радиальной симметрии радиационной нагрузки кругового цилиндрического преобразователя акустическим полем системы «преобразователь–экран».

В количественном отношении степень создаваемой несимметричности акустической нагрузки преобразователя зависит от угла θ , расстояния d и частоты f при прочих равных условиях. Созданная несимметричность акустической нагрузки цилиндрического преобразователя существенно изменяет его механическое поле. Кроме нулевой моды колебаний, которая является основной и единственной модой колебаний кругового цилиндрического пьезокерамического преобразователя при радиальной симметрии его акустической нагруз-

ки, возникают дополнительные моды колебаний. Естественно, что в этом случае энергия, «закачиваемая» акустическим полем в механическое поле преобразователя, распределяется между всеми имеющими место модами его механических колебаний. Поскольку величина акустической энергии, возбуждающая механическую колебательную систему преобразователя, зависит от угла θ , расстояния d и частоты f , то и амплитуды и фазы мод его механического поля также будут определяться этими величинами. В то же время при выбранном способе электрического нагружения преобразователя сохраняется радиальная симметрия его электрического нагружения. Поэтому в электрическое поле преобразователя из его механического поля «перекачивается» та часть энергии, которую несет только нулевая мода. А поскольку энергия этой моды зависит от величин θ , d и f , то именно этим и объясняется вид приведенных графиков.

Заключение

Методом связанных полей в многосвязных областях решена «сквозная» задача приема плоских звуковых волн цилиндрическим пьезокера-

мическим преобразователем в присутствии плоского акустически мягкого экрана.

При решении задачи определения электрического напряжения в зависимости от угла прихода плоских волн учтено взаимодействие акустического, механического и электрического полей в процессе преобразования энергии приходящих звуковых волн в электрическую энергию, взаимодействие преобразователя и экрана между собой по акустическому полю и взаимодействие преобразователя с окружающими его упругими средами.

Совместное решение системы соответствующих дифференциальных уравнений сведено к решению бесконечных систем линейных алгебраических уравнений относительно коэффициентов разложения полей по соответствующим волновым функциям. На основе полученных аналитических соотношений выполнены расчеты и произведен анализ зависимостей напряжений на выходе преобразователя от углов прихода звуковых волн.

Полученные результаты могут быть использованы при выполнении проектных работ при разработке систем рассматриваемых тел.

Список использованных источников

1. Гринченко, В.Т. Основы акустики / В.Т. Гринченко, И.В. Вовк, В.Т. Маципура. – К. : Наукова думка, 2007. – 640 с.
2. Корякин, Ю.А. Корабельная гидроакустическая техника: Состояние и актуальные проблемы / Ю.А. Корякин, С.А. Смирнов, Г.В. Яковлев – СПб. : Наука, 2004. – 410 с.
3. Гринченко, В.Т. Волновые задачи акустики : монография / В.Т. Гринченко, И.В. Вовк, В.Т. Маципура. – К. : Интерсервис, 2013. – 572 с.
4. Коржик, А.В. Закономерности формирования акустических полей приемного цилиндрического пьезокерамического преобразователя, расположенного в кольцевом слое / А.В. Коржик, Е.В. Попсуй, Н.Ю. Филиппова // Электроника и связь. – 2012. – № 6. – С. 42–48.
5. Дідковський, В.С. Електроакустичні п'єзокерамічні перетворювачі. (Розрахунок, проектування, конструювання) / В.С. Дідковський, О.Г. Лейко, В.Г. Савін. – Кіровоград : Імекс-ЛТД, 2006. – 448 с.
6. Дідковський, В.С. Конструювання електроакустичних приладів і систем для мультимедійних акустичних технологій / В.С. Дідковський, С.М. Порошин, О.І. Дрозденко [та ін.]. – Харків : ФПП Амелянчик, 2013. – 390 с.
7. Гринченко, В.Т. Механика связанных полей в элементах конструкций. Т. 5. Электроупругость /

В.Т. Гринченко, А.Ф. Улитко, Н.А. Шульга. – К. : Наукова думка, 1989. – 280 с.

8. Гузь, А.Н. Гидроупругость систем оболочек / А.Н. Гузь, В.Д. Кубенко, А.Э. Бабаев. – К. : Высшая школа, 1984. – 208 с.

9. Бабаев, А.Э. Нестационарные волны в сплошных средах с системой отражающих поверхностей / А.Э. Бабаев. – К. : Наукова думка, 1990. – 176 с.

10. Скребнев, Г.К. Комбинированные гидроакустические приемники / Г.К. Скребнев. – СПб. : ЭЛМОР, 1997. – 200 с.

References

1. Grinchenko V.T., Vovk Y.V., Matsipura V.T. *Osnovy akustiki* [Principles of acoustics]. Kiev, Naukova dumka Publ., 2007, 640 p.
2. Koriakin Yu.A., Smirnov S.A., Yakovlev G.V. *Korabel'naya gidroakusticheskaya tekhnika: Sostoyanie i aktual'nye problemy* [Ship sonar equipment: the state and actual problem]. St.Peterburg, Nauka Publ., 2004, 410 p.
3. Grinchenko V.T., Vovk I.V., Matsipura V.T. *Volnovye zadachi akustiki, monografiya* [Acoustics wave problems, monography]. Kiev, Interservis, 2013, 572 p.
4. Korzhyk O.V., Popsui E.V., Fillipova N.Y. [The Regularities of the formation of acoustic fields receiving cylindrical piezoceramic transducer located in the annular layer]. *Elektronika i svyaz'* [Electronics and communications], 2012, no. 6, pp. 42–48 (in Russian).
5. Didkovskiy V.S., Leiko O.G., Savin V.H. *Elektroakustichni piezokeramichni peretvoriuvachi. (Rozrak-hunok, projektuvannia, konstruiuvannia)* [Electroacoustic piezoceramic transducers (calculation, design, construction)]. Kirovohrad, Imeks-LTD Publ., 2006, 448 p.
6. Didkovskiy V.S., Poroshyn S.M., Drozdenko O.I., Leiko O.G., Leiko A.O. *Konstruiuvannia elektroakustichnikh priladiv i sistem dlya mul'timediinikh akustichnikh tekhnologii* [Construction of electroacoustic instruments and systems for multimedia acoustic technology]. Kharkiv, FPP Amelianchik Publ., 2013, 390 p.
7. Hrynchenko V.T., Ulytko A.F., Shulha N.A. *Mekhanika svyazannykh polei v elementakh konstruktzii. T. 5. Elektrouprugost'* [Mechanics of related fields in structural elements. Vol. 5. Electroelasticity]. Kiev, Naukova dumka Publ., 1989, 280 p.
8. Guz A.N., Kubenko V.D., Babaev A.E. *Gidrouprugost' sistem obolochek* [Hydroelasticity of the systems of shells]. Kiev, Vysshaya shkola Publ., 1984, 208 p.
9. Babaev A.E. *Nestatsionarnye volny v sploshnykh sredakh s sistemoi otrazhayushchikh poverkhnostei* [Non-stationary waves in continuous media with a system of reflecting surfaces]. Kiev, Naukova dumka Publ., 1990, 176 p.
10. Skrebnev G.K. *Kombinirovannye gidroakusticheskie priemniki* [Combined hydroacoustic receivers]. St. Petersburg, ELMOR Publ., 1997, 200 p.

УДК 535.36, 535.4

Зависимость размеров спекл-пятен и их контраста от биофизических и структурных параметров биоткани

Абрамович Н.Д., Дик С.К.

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники,
П. Бровки, 6, Минск 220013, Беларусь

Поступила 19.12.2016

Принята к печати 14.04.2017

Спекл-поля широко используются для оптической диагностики биотканей и оценки функционального состояния биообъектов. Спекл-поле, образованное рассеянным от исследуемого объекта лазерным излучением, несет информацию о средних размерах рассеивателей, степени шероховатости поверхности, структурных и биофизических параметрах отдельных клеток (частиц) ткани, с одной стороны, и об интегральных оптических характеристиках всей толщи биоткани, с другой стороны. Цель данной работы – установление связей между биофизическими и структурными характеристиками биоткани и световыми полями внутри биотканей.

Разработанная нами модель среды дает прямую связь между оптическими и биофизическими параметрами биоткани. Расчеты проводились с использованием известных решений уравнения переноса излучения, учитывающих многослойную структуру биоткани, многократное рассеяние в среде и многократное переотражение излучения между слоями.

С ростом длины волны размер спеклов, образованных нерассеянной компонентой (прямой свет) лазерного излучения, увеличивается в 2 раза – от 400 до 800 мкм в роговом слое, в 5 раз – от 0,6 до 3 мкм для эпидермиса и от 0,27 до 1,4 мкм для дермы. Типичные значения размеров спеклов, образованных дифракционной составляющей лазерного излучения, для рогового слоя и эпидермиса находятся в диапазоне от 0,02 до 0,15 мкм. Для дермы типичными являются спекл-пятна размерами до 0,03 мкм. Размер спекл-пятен диффузионной составляющей в дерме варьируется в пределах от $\pm 10\%$ при 400 нм и до $\pm 23\%$ для 800 нм при изменении величины объемной концентрации капилляров крови. Получены характерные зависимости и обсуждены биофизические факторы, связанные с биофизическими характеристиками биоткани, которые влияют на контраст спекл-структуры в дерме.

Значения размеров спеклов в слоях биоткани варьируются от долей микрометра до миллиметра. Установленная зависимость позволяет определить глубину проникновения излучения в биоткань, исходя из размеров спеклов. Расчет контраста спекл-структуры рассеянного излучения в видимом диапазоне на различной глубине в биоткани позволил установить зависимость величины контраста интерференционной картины от степени оксигенации крови и объемной концентрации капилляров в дерме.

Ключевые слова: контраст, объемная концентрация, биоткань, кровь, спекл-пятна.

DOI: 10.21122/2220-9506-2017-8-2-177-187

Адрес для переписки:

Абрамович Н.Д.
Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники,
П. Бровки, 6, Минск 220013, Беларусь
e-mail: fitix@yandex.ru

Address for correspondence:

Abramovich N.D.
Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics,
P. Brovki str., 6, Minsk 220013, Belarus
e-mail: fitix@yandex.ru

Для цитирования:

Абрамович Н.Д., Дик С.К.
Зависимость размеров спекл-пятен и их контраста от биофизических и структурных параметров биоткани.
Приборы и методы измерений.
2017. – Т. 8, № 2. – С. 177–187.
DOI: 10.21122/2220-9506-2017-8-2-177-187

For citation:

Abramovich N.D., Dick S.K.
[Dependence of the speckle-patterns size and their contrast on the biophysical and structural parameters of biological tissues].
Devices and Methods of Measurements.
2017, vol. 8, no. 2, pp. 177–187 (in Russian).
DOI: 10.21122/2220-9506-2017-8-2-177-187

Dependence of the speckle-patterns size and their contrast on the biophysical and structural parameters of biological tissues

Abramovich N.D., Dick S.K.

Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics,
P. Brovki str., 6, Minsk 220013, Belarus

Received 19.12.2016

Accepted for publication 14.04.2017

Abstract

Speckle fields are widely used in optical diagnostics of biotissues and evaluation of the functional state of bioobjects. The speckle field is formed by laser radiation scattered from the object under study. It bears information about the average dimensions of the scatterers, the degree of surface roughness makes it possible to judge the structural and biophysical characteristics of individual tissue cells (particles), on the one hand, and the integral optical characteristics of the entire biological tissue. The aim of the study was – the determination of connections between the biophysical and structural characteristics of the biotissue and the light fields inside the biotissues.

The model developed of the medium gives a direct relationship between the optical and biophysical parameters of the biotissue. Calculations were carried out using known solutions of the radiation transfer equation, taking into account the multilayer structure of the tissue, multiple scattering in the medium, and multiple reflection of irradiation between the layers.

With the increase wavelength, the size of speckles formed by the non-scattered component (direct light) of laser radiation increases by a factor of 2 from 400 to 800 μm in the stratum corneum and 5 times from 0.6 to 3 μm for the epidermis and from 0.27 to 1.4 μm to the dermis. Typical values of sizes of speckles formed by the diffraction component of laser radiation for the stratum corneum and epidermis range from 0.02 to 0.15 μm . For the dermis typical spot sizes are up to 0.03 μm . The speckle-spot size of the diffusion component in the dermis can vary from $\pm 10\%$ at 400 nm and up to $\pm 23\%$ for 800 nm when the volume concentration of blood capillaries changes. Characteristic dependencies are obtained and biophysical factors associated with the volume concentration of blood and the degree of it's oxygenation that affect the contrast of the speckle structure in the dermis are discussed.

The of speckles' size in the layers of tissue varies from a share of micrometer to millimeter. The established dependence makes it possible to determine the depth of penetration of light into the biotissue based on the dimensions of speckles. Calculation of the contrast of the speckle structure of scattered light in visible spectral range at different depths in the biotissue made it possible to establish the dependence of the contrast value of the interference pattern on the degree of oxygenation of the blood and the volume concentration of capillaries in the dermis.

Keywords: contrast, volumetric concentration, biological tissue, blood, speckle-patterns.

DOI: 10.21122/2220-9506-2017-8-2-177-187

Адрес для переписки:

Абрамович Н.Д.
Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники,
П. Бровки, 6, Минск 220013, Беларусь
e-mail: fitix@yandex.ru

Address for correspondence:

Abramovich N.D.
Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics,
P. Brovki str., 6, Minsk 220013, Belarus
e-mail: fitix@yandex.ru

Для цитирования:

Абрамович Н.Д., Дик С.К.
Зависимость размеров спекл-пятен и их контраста от биофизических и структурных параметров биоткани.
Приборы и методы измерений.
2017. – Т. 8, № 2. – С. 177–187.
DOI: 10.21122/2220-9506-2017-8-2-177-187

For citation:

Abramovich N.D., Dick S.K.
[Dependence of the speckle-patterns size and their contrast on the biophysical and structural parameters of biological tissues].
Devices and Methods of Measurements.
2017, vol. 8, no. 2, pp. 177–187 (in Russian).
DOI: 10.21122/2220-9506-2017-8-2-177-187

Введение

Спекл-поля широко используются в оптической диагностике биотканей и оценке функционального состояния биообъектов [1–7]. Спекл-поле, образованное рассеянным от исследуемого объекта лазерным излучением, несет информацию о средних размерах рассеивателей, степени шероховатости поверхности, позволяет судить о структурных и биофизических параметрах отдельных клеток (частиц) ткани, с одной стороны, и об интегральных оптических характеристиках всей толщи биоткани, с другой стороны.

На сегодняшний день достигнуты определенные результаты в построении моделей тканей со структурными и оптическими свойствами при переносе излучения в биотканях [1–8]. Следует отметить, что биоткани практически всегда многослойны. В настоящее время используются различные подходы к анализу многократно рассеянного светового излучения, формируемого при взаимодействии когерентного или частично когерентного зондирующего излучения с объектами со слабо упорядоченной структурой. Формируемые при многократном рассеянии лазерного излучения спекл-поля обладают высокой чувствительностью к изменениям конфигурации ансамбля рассеивающих центров в зондируемом объеме, обусловленным нестационарным характером исследуемой среды.

Перенос света в биоткани обуславливает различные биофизические процессы не только вблизи поверхности, но также и в более глубоких участках дермы. Глубина проникновения лазерного излучения в биоткань определяет распределение света по глубине в ткани, значит, она определяет спектр действия (произведение коэффициента поглощения ткани на интенсивность света) на ткань, нагрев ткани. Поэтому изучение глубины проникновения лазерного излучения в оптике кожи имеет прямое отношение к развитию и оптимизации методов светотерапии и диагностики биотканей, к оценке эффективности различных механизмов воздействия на них излучением, включая фотодиссоциацию оксигемоглобина, светокислородный и фотодинамический эффекты и т.д., а также является необходимым при построении теоретической базы формирования параметров интерференционного поля на основе теории переноса излучения, учитывающие многослойную структуру биоткани,

многократное рассеяние в среде и многократное переотражение излучения между слоями.

Цель данной работы – на основе разработанной нами методики моделирования спекл-структуры многократно рассеянного света в многослойных биотканях [10] рассчитать и проанализировать характерные размеры L_{ji} спеклов, формируемых составляющими лазерного излучения: прямого света, дифракционной и диффузионной компонентами – в роговом слое, эпидермисе и дерме на различной оптической глубине z , оценить возможность определения глубины z проникновения лазерного излучения в биоткань по размерам L_{ji} спеклов, образованных на различных длинах волн лазерного излучения видимого диапазона, провести расчет контраста K интерференционных пятен внутри среды при широкой вариации структурных и биофизических характеристиках биоткани.

Краткое описание методики

Основу для моделирования составило уравнение переноса излучения. Это уравнение оперирует с фотометрическими величинами и феноменологическими характеристиками среды, такими как показатели рассеяния, поглощения и индикатриса рассеяния элементарного объема. В теории переноса многократное рассеяние учитывается феноменологически на основе закона сохранения энергии и понятия лучевой интенсивности.

Физическая картина, лежащая в основе уравнения переноса излучения, базируется на представлении о взаимном многократном некогерентном облучении излучением неоднородностей. По сути, предметом теории переноса излучения является кинетика диффузии фотонов в неоднородной среде. Элементарный объем рассеивающей среды играет роль приемника, а сам акт рассеяния трактуется всегда в энергетическом смысле, с усреднением по времени и объему.

Разработанная нами аналитическая методика расчета характеристик интерференционной картины, формируемой многократно рассеянным светом внутри многослойной биологической ткани типа кожи человека на длинах волн видимого и ближнего ИК диапазонов спектра при облучении лазером, описана в работе [10]. При расчетах полагали, что рассеивающие частицы неподвижны [9]. При моделировании были выбраны инженерные подходы, позволяющие для большого числа

задач дать требуемые характеристики светового поля в аналитическом виде без значительных компьютерных затрат: использовали известные аналитические решения теории переноса излучения при представлении индикатрисы рассеяния в виде суммы функций, имеющих существенно различные угловые масштабы [9], для разделения суммарного излучения на когерентное E_c и некогерентный фон E_{nc} .

Нами рассчитаны на основании работы [11] показатели поглощения μ_{aj} и ослабления μ_{ej} , а также индикатрисы рассеяния или их интегральные параметры [9]. Выполненные в данной работе исследования базируются на оптической модели ткани кожи [2–4, 8, 11–13]. Рассмотрена биоткань, состоящая из трех макроскопически однородных слоев: рогового слоя, эпидермиса и дермы.

Входными параметрами для вычислений являются длина волны излучения λ лазера, а также структурные и биофизические характеристики слоев кожи – геометрические толщины d_0 и d_1 , объемная концентрация кровеносных капилляров в дерме C_b и меланина в эпидермисе C_m , степень оксигенации крови S (отношение концентрации оксигемоглобина к сумме концентраций окси- и дезоксигемоглобина). Дерму полагали полубесконечным (в оптическом плане) слоем. Показатели $\mu_{a1,2}$ можно варьировать путем изменения как длины волны освещающего пучка, так и объемных концентраций поглощителей – соответственно меланина и дериватов гемоглобина крови. Считаем, что оптические свойства и структура биоткани не меняются при облучении лазером вследствие его низкой интенсивности.

При расчетах установили значения толщины рогового слоя $d_0 = 20$ мкм и эпидермиса $d_1 = 100$ мкм [10].

Таким образом, разработанная нами модель среды дает прямую связь между оптическими (определяющими характеристики светового поля в среде) и биофизическими параметрами биоткани.

Результаты и их обсуждение

Рассмотрим теперь некоторые особенности спекл-структуры применительно к такой светорассеивающей среде как кожа человека. На рисунках 1–3 представлены результаты моделирования зависимостей размеров трех характерных спектров пятен, которые образованы тремя компонен-

тами излучения (индексы $i = 0, 1, 2$ обозначают соответственно прямой свет, дифракционную и диффузионную компоненты) в среде при различных величинах биофизических и структурных параметров биоткани. Все три компоненты имеют гауссовое угловое распределение лучевой интенсивности, однако существенно различающимися полуширинами.

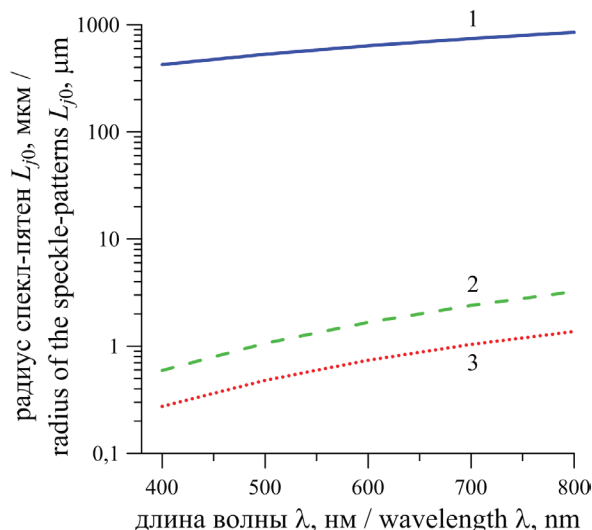


Рисунок 1 – Спектральная зависимость среднего радиуса L_{j0} спеклов, формируемых прямым светом, в роговом слое (кривая 1), эпидермисе (2) и дерме (3)

Figure 1 – Spectral dependence of the speckles mean radius L_{j0} formed by direct light, in the stratum corneum (curve 1), the epidermis (2) and the dermis (3)

На рисунке 1 изображены графики спектральной зависимости среднего радиуса L_{j0} спеклов, формируемых прямым светом, в биоткани типа кожа человека (индексы $j = 0, 1, 2$ обозначают соответственно роговой слой, эпидермис и дерму). Далее под размером спекл-пятен будем понимать значение среднего радиуса пятна. С ростом длины волны размер спеклов, образованных прямым светом лазерного излучения, увеличивается в 2 раза (с 400 до 800 мкм) в роговом слое и в 5 раз (с 0,6 до 3 мкм) для эпидермиса и с 0,27 до 1,4 мкм для дермы. Видно, что в роговом слое формируется крупные зерна спеклов.

На рисунке 2 показаны зависимости размера L_{j1} спеклов дифракционной составляющей лазерного света на различной глубине проникновения оптического излучения в роговом слое (сплошные кривые), эпидермисе (штриховые кривые) и дерме (точечные кривые) в видимом диапазоне длин волн при величине объемной концентрации меланина в эпидермисе $C_m = 0,04$.

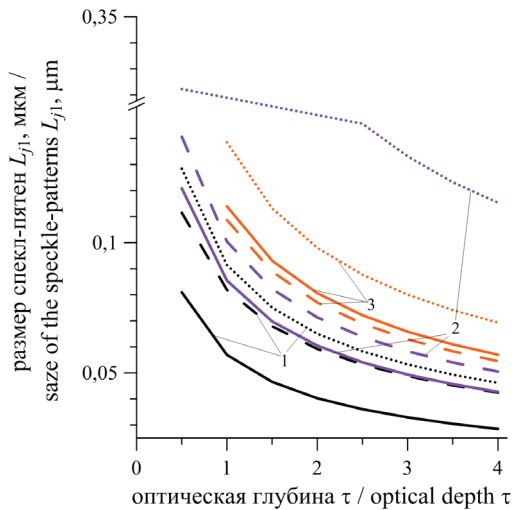


Рисунок 2 – Размер L_{j1} спеклов дифракционной составляющей лазерного излучения в роговом слое (сплошные кривые), эпидермисе (штриховые) и дерме (точечные) на длинах волн $\lambda = 400$ нм (кривые 1), 600 нм (2) и 800 нм (3)

Figure 2 – L_{j1} speckle size of laser diffraction component in the stratum corneum (solid curves), the epidermis (dashed) and dermis (dotted) at wavelengths $\lambda = 400$ nm (curve 1), 600 nm (2) and 800 nm (3)

Размер спекл-пятен, образованный дифракционной составляющей лазерного света, ожидаемо увеличивается с перемещением в красную область видимого диапазона (таблица 1) и уменьшается с ростом оптической глубины (рисунок 2). Значения размеров спеклов L_{11} и L_{21} для длин волн 400–800 нм находятся в диапазоне от 0,02 до 0,15 мкм (рисунок 2, сплошные и пунктирные кривые).

Особый интерес представляет размер спекл-пятен на длине волны 600 нм в дерме (рисунок 2, точечная кривая 3). Значения размеров спеклов в 2 раза выше на этой длине волны. Это связано с эффективным поглощением излучения кровью. Из таблицы 1 видно, что размер спекл-структуры, созданной дифракционной составляющей в эпидермисе, не зависит от величины концентрации меланина C_m .

На рисунке 3 представлены зависимости размеров L_{j2} спеклов диффузионной составляющей лазерного излучения на различной глубине проникновения оптического излучения τ в слоях исследуемой модели биоткани при объемной концентрации меланина в эпидермисе $C_m = 0,04$ и капилляров в дерме $C_b = 0,04$.

Таблица 1 / Table 1

Зависимость размеров дифракционной L_{11} и диффузионной L_{12} составляющих в эпидермисе от объемной концентрации меланина C_m на длинах волн 400–800 нм (оптическая глубина $\tau = 0,5$)

Dependence of the size of the diffraction L_{11} and diffusion L_{12} components into the epidermis on the volume concentration of melanin C_m at wavelengths of 400–800 nm (optical depth $\tau = 0,5$)

λ , нм / nm	C_m			
	0,02	0,08	0,02	0,08
	L_{11} , мкм / μm		L_{12} , мкм / μm	
400	0,128	0,128	0,017	0,017
500	0,153	0,153	0,017	0,017
600	0,322	0,322	0,020	0,020
700	0,187	0,187	0,023	0,023
800	0,193	0,193	0,025	0,025

При увеличении оптической глубины из полученных расчетов видно, что размер спекла диффузионной составляющей ожидаемо снижается с 0,028 до 0,012 мкм в роговом слое на длине волны 800 нм (рисунок 3, сплошная кривая 5) и с 0,012 до 0,004 мкм на длине волны 400 нм (рисунок 3, сплошная кривая 1).

В таблице 2 приведены значения L_{21} дифракционной составляющей лазерного излучения в дерме от биофизических характеристик биоткани. С ростом степени оксигенации S крови величина L_{21} не изменяется. Такое же поведение наблюдается и при увеличении объемной концен-

трации меланина C_m в эпидермисе. Это связано с тем, что эпидермис играет роль спектрального фильтра, ослабляя свет, проникающий в глубину среды, и это ослабление тем заметнее, чем больше C_m , поэтому практически не влияет на параметры спекл-структуры в дерме.

Стоит отметить, что наблюдается снижение размера спекла при увеличении объемной концентрации капилляров C_b в дерме, величина спекл-пятен изменяется в пределах от ± 10 % при 400 нм и до ± 23 % для 800 нм.

В таблице 3 приведены значения L_{22} диффузионной составляющей лазерного излучения в

дерме от биофизических характеристик биоткани. Зависимости этой составляющей лазерного света от биофизических характеристик биоткани имеют такой же характер, что и значения L_{21} с уточнением того, что от объемной концентрации C_b капилляров в дерме практически не зависят (изменение не более $\pm 3\%$).

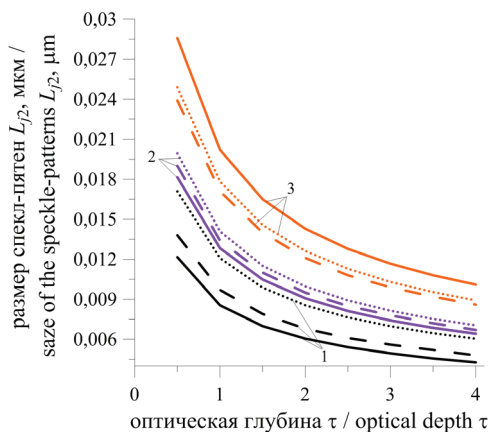


Рисунок 3 – Средний размер L_{j2} спекл-пятен диффузионной составляющей лазерного излучения на различной оптической глубине τ в роговом слое (сплошные кривые), эпидермисе (штриховые кривые) и дерме (точечные кривые) на длинах волн $\lambda = 400$ нм (кривые 1), 600 нм (2) и 800 нм (3)

Figure 3 – Average size of L_{j2} speckle spots of diffusion component of the laser radiation on different optical depths τ in the stratum corneum (the solid curves), the epidermis (dashed curves) and the dermis (dotted curves) at the wavelengths of $\lambda = 400$ nm (curve 1), 600 nm (2) and 800 nm (3)

Прямой свет создает крупнозернистую спекл-структуру с наименьшим средним числом пятен на единицу площади. В свою очередь, для диффузионной составляющей количество пятен на единице площади наибольшее и на 7 порядков превышает плотность пятен, обусловленных прямым

светом, примерно на 4 порядка – обусловленных дифракционной компонентой.

При увеличении оптической глубины τ соотношение вкладов прямого света, дифракционной и диффузионной компонент в результирующую освещенность изменяется, что приводит к постепенному изменению структуры пятен: т.к. на малых глубинах превалирует вклад прямого света, то с погружением в биоткань первыми исчезают спекл-пятна с размером порядка миллиметра. Постепенно изменяется характер вклада компонент лазерного излучения внутри биоткани: дифракционная и диффузионная компоненты становятся основными составляющими рассеянного света, соответственно размер пятен становится порядка микрометра. В пределе угловой спектр многократно рассеянного света становится практически диффузным, практически остается только диффузионная компонента и характерный размер спекл-структуры становится порядка долей длины волны излучения.

С ростом длины волны λ величина размера спекл-пятен увеличивается, а концентрация пятен уменьшается. Типичные значения размера спекл-пятен лежат в пределах от 8 до 24 мкм. При этом средняя освещенность в пятнах спекл-структуры, не зависит от длины волны излучения.

При увеличении толщины эпидермиса от 150 до 400 мкм размер спекл-пятен изменяется в пределах $\pm(1-2)\%$. Увеличение размеров центров рассеяния в среде приводит к уменьшению глубинного показателя ослабления β_{21} дифракционной компоненты. Это приводит к более глубокому проникновению дифракционной компоненты в среду и, соответственно, к некоторому увеличению характерного размера пятен L_{21} . Следует заметить, что при этом глубинный показатель ослабления

Таблица 2 / Table 2

Зависимость размеров дифракционной составляющей L_{21} (мкм) от объемной концентрации меланина C_m в эпидермисе, объемной концентрации капилляров в дерме C_b , степени оксигенации крови S на длинах волн 400–800 нм (оптическая глубина $\tau = 0,5$)

Dependence of the size diffraction component L_{21} (μm) on the volume concentration of melanin C_m in the epidermis, volume concentration of the capillaries in the dermis C_b , the degree of oxygenation of the blood S at wavelengths of 400–800 nm (optical depth $\tau = 0,5$)

λ , нм / nm	$C_m = 0,02$				$C_m = 0,08$			
	$S = 0,5$		$S = 0,97$		$S = 0,5$		$S = 0,97$	
	$C_b = 0,02$	$C_b = 0,08$	$C_b = 0,02$	$C_b = 0,08$	$C_b = 0,02$	$C_b = 0,08$	$C_b = 0,02$	$C_b = 0,08$
400	0,115	0,105	0,115	0,105	0,115	0,105	0,115	0,105
500	0,140	0,123	0,140	0,123	0,140	0,123	0,140	0,123
600	0,153	0,123	0,153	0,123	0,153	0,123	0,153	0,123
700	0,163	0,126	0,163	0,126	0,163	0,126	0,163	0,126
800	0,168	0,129	0,168	0,129	0,168	0,129	0,168	0,129

Таблица 3 / Table 3

Зависимость размеров диффузионной составляющей L_{22} (мкм) от объемной концентрации меланина C_m в эпидермисе, объемной концентрации капилляров в дерме C_b , степени оксигенации крови S на длинах волн 400–800 нм (оптическая глубина $\tau = 0,5$)

The dependence of the size diffusion component L_{22} (μm) on the volume concentration of melanin C_m in the epidermis, volume concentration of the capillaries in the dermis C_b , the degree of oxygenation of the blood S at wavelengths of 400–800 nm (optical depth $\tau = 0,5$)

λ , нм / nm	$C_m = 0,02$				$C_m = 0,08$			
	$S = 0,5$		$S = 0,97$		$S = 0,5$		$S = 0,97$	
	$C_b = 0,02$	$C_b = 0,08$	$C_b = 0,02$	$C_b = 0,08$	$C_b = 0,02$	$C_b = 0,08$	$C_b = 0,02$	$C_b = 0,08$
400	0,0139	0,0136	0,0139	0,0136	0,0139	0,0136	0,0139	0,0136
500	0,0168	0,0163	0,0168	0,0163	0,0168	0,0163	0,0168	0,0163
600	0,0193	0,0187	0,0193	0,0187	0,0193	0,0187	0,0193	0,0187
700	0,0219	0,0212	0,0219	0,0212	0,0219	0,0212	0,0219	0,0212
800	0,0242	0,0235	0,0242	0,0235	0,0242	0,0235	0,0242	0,0235

β_{22} диффузной компоненты индикатрисы рассеяния изменяется сравнительно слабо.

До сих пор мы анализировали спекл-структуру в зависимости от оптической, а не от геометрической глубины, поскольку в рамках теории переноса излучения световые поля в среде зависят именно от оптической глубины. Для рассмотренных длин волн показатель ослабления μ_e биологической ткани при $\lambda = 400$ нм в 5,3 раза больше, чем при $\lambda = 800$ нм. Поэтому и геометрическая глубина проникновения света при прочих равных условиях должна была бы быть для второй длины волны в 5,3 раза больше, чем для первой. В действительности же это превышение еще больше, поскольку поглощение света в красной области спектра значительно меньше, чем в фи-

олетовой. На рисунке 4 представлена спектральная зависимость контраста K спекл-пятен от глубины проникновения света в кожу для длин волн видимого диапазона. Представленные значения на рисунке 4 приведены при объемной концентрации капилляров в дерме $C_b = 0,04$ и меланина в эпидермисе $C_m = 0,04$ при степени оксигенации крови $S = 0,75$. Глубина z отсчитывается от поверхности кожи.

Из рисунка 4 видно, что с ростом глубины проникновения света в ткань контраст спекл-пятен K уменьшается быстрее в фиолетовой области спектра по сравнению с красной областью. Это связано с величиной показателя ослабления μ_e биоткани: чем ближе к фиолетовой области, тем больше показатель.

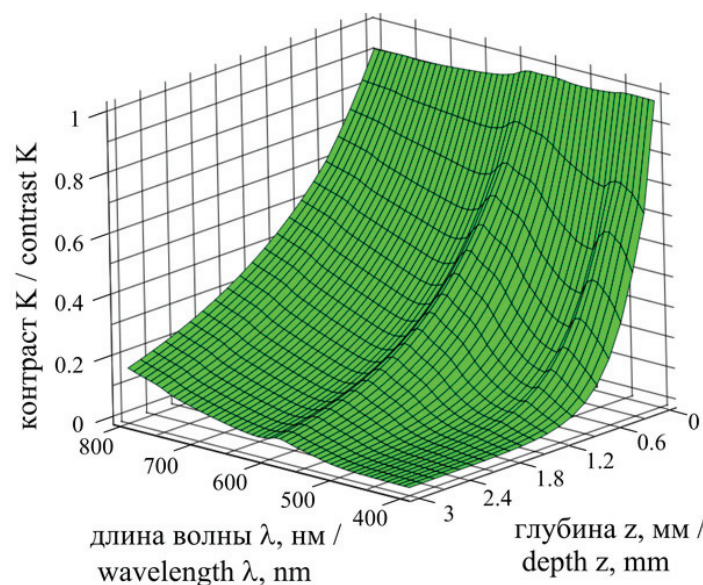


Рисунок 4 – Спектральная зависимость контраста K от глубины проникновения света в кожу z

Figure 4 – Spectral dependence of a contrast K on the depth of light penetration into the skin z

На рисунке 5 представлена спектральная зависимость контраста спекл-пятен от степени оксигенации в дерме на глубине $z = 0,06$ см. Величины объемной концентрации кровеносных капилляров в дерме и меланина в эпидермисе составляют $C_b = 0,04$ и $C_m = 0,04$ соответственно.

Как видно из рисунка 5, величина контраста спекл-структуры K с увеличением степени

оксигенации S крови на всех длинах волн варьируется в пределах $\pm(4-5)\%$. Типичные значения контраста для данной глубины z лежат в пределах от 0,2 до 0,6. Отметим, что в красной области на длинах волн 600–650 нм наблюдается снижение контраста K на величину до 15 %. Это связано с сильным поглощением излучения кровью в этой области спектра.

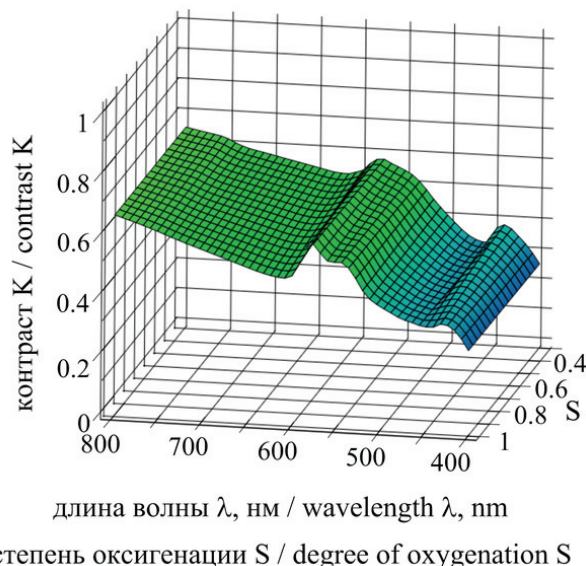


Рисунок 5 – Зависимость контраста K спекл-пятен от степени оксигенации S в видимом диапазоне

Figure 5 – Dependence of contrast K of the speckle-patterns on the degree of oxygenation S in the visible range

Рисунок 6 иллюстрирует зависимость контраста K от объемной концентрации кровеносных капилляров в дерме C_b и меланина в эпидермисе C_m . Выбраны две на длины волны $\lambda = 548$ нм (рисунок 6а, с) и 805 нм (рисунок 6б, д) на глубинах $z = 0,01$ см (рисунок 6а, б) и $z = 0,1$ см (рисунок 6с, д). Величина степени оксигенации крови равна $S = 0,6$.

Как видно из рисунка 6, с ростом глубины z уменьшается не только контраст K спекл-пятен, но и зависимость от объемной концентрации меланина в эпидермисе C_m (рисунок 6с, д).

Контраст спекл-пятен на исследуемых длинах волн $\lambda = 548$ нм (рисунок 6а, с) и 805 нм (рисунок 6б, д) отличается в 2,2 и 1,6 раза, соответственно, при погружении вглубь среды. В глубине среды (рисунок 6с, д) превалирует действие ближнего ИК излучения на оксигемоглобин и света с $\lambda \approx 600$ нм на дезоксигемоглобин. Сине-зеленый свет доходит до глубоких слоев дермы сильно ослабленным и практически не оказывает воздействия ни на кровь, ни на ткань-основу, поэтому контраст K в этой области, как видно из рисунка 5, ниже чем в красной области.

В связи с последней отмеченной особенностью укажем на роль эффекта «сита» в фор-

мировании спектров действия (произведение коэффициента поглощения ткани на интенсивность света). Известно, что локализованное поглощение света кровеносными сосудами [11, 14–16] и эритроцитами [17, 18] может приводить к существенному (в несколько раз) уменьшению показателя поглощения биоткани μ_{at} по сравнению со случаем равномерного распределения поглотителя – крови и гемоглобина – по соответствующему объему среды. Данный эффект наиболее заметно выражен в сине-зеленой области спектра, где гемоглобин и, следовательно, кровь сильно поглощают свет. В результате освещенность излучения $E(\lambda, z)$ на этих длинах волн может существенно увеличиться по двум причинам. Во-первых, в целом уменьшается показатель поглощения биоткани μ_{at} и падающий свет ослабляется меньше. Во-вторых, увеличивается коэффициент отражения излучения дермой.

На глубине $z = 0,01$ см (рисунок 6а, б) зависимость контраста K спекл-структуры примерно одинакова как от объемной концентрации меланина C_m в эпидермисе, так и от объемной концентрации капилляров C_b в дерме.

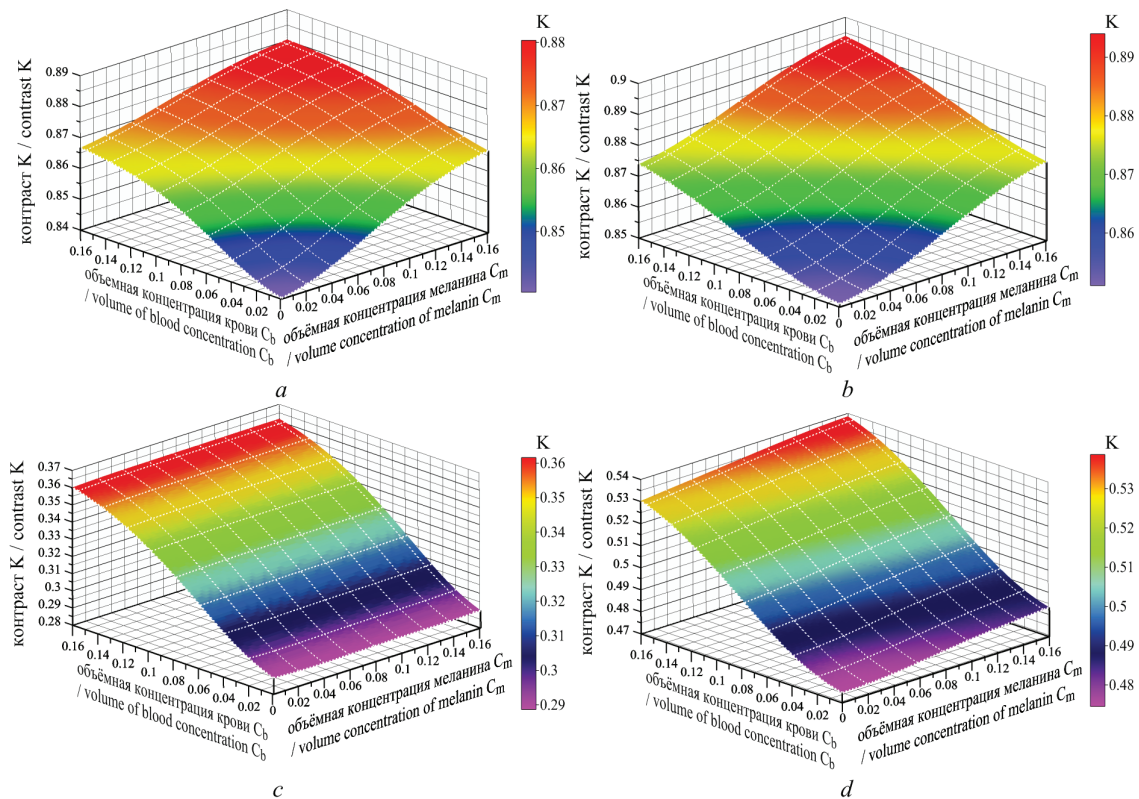


Рисунок 6 – Зависимость контраста K от объемной концентрации кровеносных капилляров в дерме C_b и меланина в эпидермисе C_m на длинах волн $\lambda = 548$ нм (а, с) и 805 нм (b, d) на глубине $z = 0,01$ см (a, b) и 0,1 см (c, d)
Figure 6 –Dependence of contrast K on the volume concentration of capillaries in the dermis C_b and melanin in the epidermis C_m at wavelengths $\lambda = 548$ nm (a, c) and 805 nm (b, d) at the depth of $z = 0,01$ cm (a, b) and 0,1 cm (c, d)

Следует отметить, что с увеличением любого из параметров биоткани величина контраста спекл-пятен увеличивается, однако значительное увеличение контраста K заметно при одновременном росте всех этих параметров. В работах [19, 20] показана возможность решения обратной задачи определения степени оксигенации крови S и объемной концентрации кровеносных капилляров C_b по контрасту интерференционной картины в глубине дермы.

Заключение

В результате теоретического моделирования установлено, что значения размеров L_{ji} спеклов, формируемых составляющими лазерного излучения, прямым светом, дифракционной и диффузионной компонентами, в роговом слое, эпидермисе и дерме на длинах волн 400–800 нм, варьируются от долей микрометра до миллиметра.

Показано, что в роговом слое при освещении образуются спеклы, размер которых составляет от сотен микрометров до миллиметра. В эпидермисе угловое распределение излучения, многократно рассеянного в роговом слое, по

сравнению с угловой расходимостью падающего пучка достаточно широкое, поэтому характерные размеры спеклов малы – единицы микрометра. В дерме угловая расходимость пучка лазерного излучения увеличивается, превалирует вклад многократного рассеяния, и излучение от источника практически полностью ослаблено. При этом формируется мелкомасштабная спекл-структура – размеры спеклов составляют доли длины волны падающего излучения. Установленная зависимость позволяет определить глубину проникновения излучения z в биоткань исходя из размеров L_{ji} спеклов.

Расчет контраста K спекл-структуры рассеянного излучения в видимом диапазоне на различной глубине z в биоткани позволил установить зависимость величины контраста интерференционной картины от степени оксигенации S крови и объемной концентрации C_b капилляров в дерме.

В дальнейшем планируется развитие полученных результатов для случая подвижных рассеивателей и построение аналитических связей между параметрами спекл-картины и различными характеристиками движущихся частиц (например, эритроцитов) и среды, в которой они переме-

щаются. Очевидно, что функциональные возможности спекл-оптических методов диагностики биотканей при этом существенно расширятся.

Список использованных источников

1. Барун, В.В. Спектры поглощения и глубина проникновения света в нормальную и патологически измененную кожу человека / В.В. Барун, А.П. Иванов, А.В. Волотовская, В.С. Улащик // Журнал прикладной спектроскопии. – 2007. – Т. 74, № 3. – С. 387–394.
2. Дик, С.К. Лазерно-оптические методы и технические средства контроля функционального состояния биообъектов / С.К. Дик. – Минск : БГУИР, 2014. – 235 с.
3. Тучин, В.В. Лазеры и волоконная оптика в биомедицинских исследованиях / В.В. Тучин. – Саратов : Изд-во Саратов. гос. ун-та, 1998. – 478 с.
4. Van Gemert, M.J.C. Skin optics / M.J.C. Van Gemert, S.L. Jacques, H.J.C.M. Sterenborg, W.M. Star // IEEE Trans. Biomed. Eng. – 1989. – Vol. 36, no. 12. – P. 1146–1154.
5. Барун, В.В. Световые и тепловые поля в многослойной ткани кожи при лазерном облучении / В.В. Барун, А.П. Иванов // Оптика и спектроскопия. – 2006. – Т. 100, № 1. – С. 149–157.
6. Петрук, В.Г. Спектрофотометрический метод дифференциации меланомы кожи человека. I. Коэффициент диффузного отражения света / В.Г. Петрук, А.П. Иванов, С.М. Кватернюк, В.В. Барун // Журнал прикладной спектроскопии. – 2016. – Т. 83, № 1. – С. 96–105.
7. Петрук, В.Г. Спектрофотометрический метод дифференциации меланомы кожи человека. II. Диагностические характеристики / В.Г. Петрук, А.П. Иванов, С.М. Кватернюк, В.В. Барун // Журнал прикладной спектроскопии. – 2016. – Т. 83, № 2. – С. 283–293.
8. Оптическая и биомедицинская диагностика : в 2 т. / под ред. В.В. Тучина. – М. : Физмалит, 2007. – 378 с.
9. Иванов, А.П. О спекл-структуре светового поля в дисперсной среде, освещенной лазерным излучением / А.П. Иванов, И.Л. Кацев // Квантовая электроника. – 2005. – Т. 35, № 7. – С. 670–674.
10. Барун, В.В. Моделирование спекл-структуры светового поля внутри многослойной ткани кожи / В.В. Барун, С.К. Дик, А.П. Иванов, Н.Д. Абрамович // Инженерно-физический журнал. – 2013. – Т. 86, № 6. – С. 1288–1295.
11. Барун, В.В. Тепловое воздействие короткого импульса света на биологические ткани. I. Оптико-тепло-физическая модель / В.В. Барун, А.П. Иванов // Биофизика. – 2004. – Т. 49, № 6. – С. 1125–1133.
12. Хайруллина, А.Я. Банк данных по оптическим и биофизическим свойствам крови, биотканей и биожидкостей в видимой и ближней ИК-области

спектра / А.Я. Хайруллина [и др.] // Оптический журнал. – 1997. – Т. 64, № 3. – С. 34–38.

13. Jacques, S.L. Optical properties of biological tissues: a review / S.L. Jacques Physics Medicine Biology. – 2013. – Vol. 58, no. 1. – P. R37–R61.

14. Vercruysse, W. Modelling light distributions of homogeneous versus discrete absorbers in light irradiated turbid media / W. Vercruysse [et al.] // Physics in medicine and biology. – 1997. – Vol. 42. – P. 51–65.

15. Talsma, A. Corrections for inhomogeneities in biological tissue caused by blood vessels / A. Talsma, B. Chance, R. Graaff // Journal of the Optical Society of America A. – 2001. – Vol. 18, no. 4. – P. 932–939.

16. Meinke, M. Optical properties of platelets and blood plasma and their influence on the optical behavior of whole blood in the visible to near infrared wavelength range / M. Meinke, G. Müller, J. Helfmann, M. Friebe // Journal of Biomedical Optics. – 2007. – Т. 12, no. 1. – P. 014024-1–014024-9.

17. Finlay, J.C. Effect of pigment packaging on diffuse reflectance spectroscopy of samples containing red blood cells / J.C. Finlay, T.H. Foster // Optics Letters. – 2004. – Vol. 29, no. 9. – P. 965–967.

18. Барун, В.В. Локализованное поглощение света гемоглобинами суспензии эритроцитов / В.В. Барун, А.П. Иванов // Журнал прикладной спектроскопии. 2009. – Т. 76, № 4. – С. 516–524.

19. Абрамович, Н.Д. Методика определения объемной концентрации крови по контрасту интерференционной картины внутри биоткани / Н.Д. Абрамович, С.К. Дик // Доклады БГУИР. – 2016. – Т. 100, № 6. – С. 117–120.

20. Абрамович, Н.Д. Методика определения степени оксигенации крови по контрасту интерференционной картины внутри биоткани / Н.Д. Абрамович, С.К. Дик // Доклады БГУИР. – 2016. – Т. 101, № 7. – С. 326–330.

References

1. Barun V.V., Ivanov A.P., Volotovskaya A.V., Ulashchik V.S. Absorption spectra and light penetration depth of normal and pathologically altered human skin. *Journal Applied Spectroscopy*, 2007, vol. 74, no. 3, pp. 430–439. doi: 10.1007/s10812-007-0071-2
2. Dick, S.K. *Laserno-opticheskie metody i tekhnicheskie sredstva kontrolya funktsional'nogo sostoyaniya bioob'ektov* [Laser-optical methods and technical means of verification of the functional state of biological objects]. Minsk, BSUIR Publ., 2014, 235 p. (in Russian). ISBN: 978-985-543-027-9
3. Tuchin V.V. *Lazery i volokonnyaya optika v biomeditsinskikh issledovaniyakh* [Lasers and fiber optics in biomedical research]. Saratov, Izd. Saratov. Univer., 1998, 478 p. (in Russian). ISBN: 978-5-9221-1278-9
4. Van Gemert M.J.C., Jacques S.L., Sterenborg H.J.C.M., Star W.M. Skin optics. *IEEE*

Trans. Biomed. Eng., 1989, vol. 36, no. 12, pp. 1146–1154. **doi:** 10.1109/10.42108

5. Barun V.V., Ivanov A.P. Light and thermal fields in multilayer skin tissue exposed to laser irradiation. *Optics and Spectroscopy*, 2006, vol. 100, no. 1, pp. 139–147. **doi:** 10.1134/S0030400X06010231

6. Petruk V.G., Ivanov A.P., Kvaternyuk S.M., Barun V.V. Spectrophotometric method for differentiation of human skin melanoma. II. Diagnostic characteristics. *Journal of Applied Spectroscopy*, 2016, vol. 83, no. 2, pp. 261–270. **doi:** 10.1007/s10812-016-0279-0

7. Petruk V.G., Ivanov A.P., Kvaternyuk S.M., Barun V.V. Spectrophotometric method for differentiation of human skin melanoma. I. Optical Diffuse Reflection Coefficient. *Journal of Applied Spectroscopy*, 2016, vol. 83, no. 1, pp. 85–92. **doi:** 10.1007/s10812-016-0247-8

8. *Opticheskaya i biomeditsinskaya diagnostika* [Optical and biomedical diagnostics], 2 vols, ed. by V.V. Tuchina. Moscow, Fizmatlit. Publ., 2007. (in Russian) ISBN: 978-5-9221-0777-8

9. Ivanov A.P., Katsev I.L. On the speckle structure of light field in disperse medium illuminated by a laser beam. *Quant. Electron.*, 2005, vol. 35, no. 7, pp. 670–674 (in Russian). **doi:** 10.1070/QE2005v035n07ABEH002835

10. Barun V.V., Dick S.K., Ivanov A.P., Abramovich N.D. Modeling of the light speckle field structure inside a multilayer human skin tissue. *Journal of Engineering Physics and Thermophysics*, 2013, vol. 86, no. 6, pp. 1370–1378. **doi:** 10.1007/s10891-013-0962-4

11. Barun V.V., Ivanov A.P. Light absorption in blood during low-intensity laser irradiation of skin. *Biophizika*, 2004, vol. 40, no. 4, pp. 371–376. **doi:** 10.1070/QE2010v040n04ABEH013776

12. Khayrullina A.Y., Oleynik T.V., Bui L.M., Artishevskaya N.I., Prigun N.N., Sevkovsky Y.I., Mohort T.V. Data bank of optical properties of biological tissue and blood in the visible and near infrared spectral region. *Laser-Tissue Interaction and Tissue Optics II*, 1996, vol. 2923, pp. 79–85. **doi:** 10.1117/12.260725

13. Jacques S.L. Optical properties of biological tissues: a review. *Physics Medicine Biology*, 2013, vol. 58, no. 1, pp. R37–R61. **doi:** 10.1088/0031-9155/58/1/R37

14. Verduyck W., Lucassen G.W., de Boer J.F., Smithies D.J., Nelson J.S., van Gemert M.J.C. Modelling light distributions of homogeneous versus discrete absorbers in light irradiated turbid media. *Physics in medicine and biology*, 1997, vol. 42, pp. 51–65. **doi:** 10.1088/0031-9155/42/1/003

15. Talsma A., Chance B., Graaff R. Corrections for inhomogeneities in biological tissue caused by blood vessels. *Journal of the Optical Society of America A*, 2001, vol. 18, no. 4, pp. 932–939. **doi:** 10.1364/JOSAA.18.000932

16. Meinke M., Müller G., Helfmann J., Friebe M. Optical properties of platelets and blood plasma and their influence on the optical behavior of whole blood in the visible to near infrared wavelength range. *Journal of Biomedical Optics*, 2007, vol. 12, no. 1, pp. 014024–1–014024–9. **doi:** 10.1117/1.2435177

17. Finlay J.C., Foster T.H. Effect of pigment packaging on diffuse reflectance spectroscopy of samples containing red blood cell. *Optics Letters*, 2004, vol. 29, no. 9, pp. 965–967. **doi:** 10.1364/OL.29.000965

18. Barun V.V., Ivanov A.P. The localized light absorption by hemoglobin erythrocyte suspension. *Journal Applied Spectroscopy*, 2009, vol. 76, no. 4, pp. 487–496. **doi:** 10.1007/s10812-009-9234-7

19. Abramovich N.D., Dick S.K. Methods of determining the volume of blood concentration of the contrast of the interference pattern in biological tissues. *BSUIR Reports*, 2016, vol. 100, no. 6, pp. 117–120 (in Russian). ISSN 1729-7648. http://doklady.bsuir.by/m/12_104571_1_107964.pdf

20. Abramovich N.D., Dick S.K. Methods of determining the degree of oxygenation of the contrast of the interference pattern in biological tissues. *BSUIR Reports*, 2016, vol. 101, no. 7, pp. 326–330 (in Russian). ISSN 1729-7648. http://doklady.bsuir.by/m/12_104571_1_110089.pdf

Influence of additional vibration impact on the effectiveness of electrical stimulation procedure

Kiselev M.G., Labun E.I., Liutsko P.S.

Belarusian National Technical University,
Nezavisimosty Ave., 65, Minsk 220013, Belarus

Received 20.02.2017

Accepted for publication 17.05.2017

Abstract

An experimental instrument complex which includes hardware for performing complex procedures using electrical shock massager frictional action was performed. The aim of the study was to influence the additional vibration effect on the efficiency of the procedure of electrostimulation.

In order to increase the efficiency of the procedure electrostimulation authors proposed to carry it out with using of massager shock-friction action. The changes of muscular indicator on different stimulation treatments was shown after a series of seven treatments .

Results of the processing of the experimental data and its subsequent analysis found that the use of the vibration exposure is accompanied by increase of load parameters in untrained volunteers. The increase in contact area due to decrease in the distance between the nozzle and the axis of rotation of the tumbler body surface, increases the electrical efficiency of the procedure.

On the basis of a generalized analysis of data reflecting the effect of inappropriate electrical stimulation, it was established that, in order to achieve the best results, oscillatory systems providing shock-friction mode of its interaction with the skin surface, in particular a shock-frictional massager, were used.

Keywords: electromyostimulation, physiotherapy, active electrode.

DOI: 10.21122/2220-9506-2017-8-2-188-194

Адрес для переписки:

Лабунь Е.И.
Белорусский национальный технический университет,
пр. Независимости, 65, г. Минск 220013, Беларусь
e-mail: Eugene.labun@gmail.com

Address for correspondence:

Labun E.I.
Belarusian National Technical University,
Nezavisimosty Ave., 65, Minsk 220013, Belarus
e-mail: Eugene.labun@gmail.com

Для цитирования:

Кабанов Д.М., Лебедев Е.В., Шпак П.В., Жук С.М., Сташкевич С.П.
Influence of additional vibration impact on the effectiveness of
electrical stimulation procedure.
Приборы и методы измерений.
2017. – Т. 8, № 2. – С. 188–194.
DOI: 10.21122/2220-9506-2017-8-2-188-194

For citation:

Kiselev M.G., Labun E.I., Liutsko P.S.
Influence of additional vibration impact on the effectiveness of
electrical stimulation procedure.
Devices and Methods of Measurements.
2017, vol. 8, no. 2, pp. 188–194.
DOI: 10.21122/2220-9506-2017-8-2-188-194

Влияние дополнительного вибрационного воздействия на эффективность проведения процедуры электростимуляции

Киселев М.Г., Лабунь Е.И., Люцко П.С.

Белорусский национальный технический университет,
пр. Независимости, 65, г. Минск 220013, Беларусь

Поступила 20.02.2017

Принята к печати 17.05.2017

Целью работы являлось изучение влияния дополнительного вибрационного эффекта на эффективность процедуры электростимуляции. Описан экспериментальный приборный комплекс, который включает в себя аппаратный комплекс для выполнения процедуры электростимуляции с использованием массажера ударно-фрикционного действия.

С целью повышения эффективности выполнения процедуры электростимуляции авторами предложено осуществлять ее с использованием массажера ударно-фрикционного действия. Рассмотрены изменения динамометрических характеристик у волонтеров до начала процедур стимуляции и по окончании серии из семи процедур.

В результате обработки полученных экспериментальных данных и их последующего анализа установлено, что применение вибрационного воздействия сопровождается приростом динамометрических параметров у нетренированных волонтеров. Также отмечено, что увеличение частоты вращения насадки при ударно-фрикционном воздействии с 20 до 30 Гц положительно влияет на результативность процедуры.

На основании обобщенного анализа полученных данных, отражающих влияние сообщаемых электроду вынужденных колебаний на протекание процедуры электростимуляции, установлено, что для достижения ее наибольшей эффективности следует использовать колебательные системы, обеспечивающие ударно-фрикционный режим его взаимодействия с поверхностью кожи, в частности массажер ударно-фрикционного действия.

Ключевые слова: электромиостимуляция, физиотерапия, активный электрод.

DOI: 10.21122/2220-9506-2017-8-2-188-194

Адрес для переписки:

Лабунь Е.И.
Белорусский национальный технический университет,
пр. Независимости, 65, г. Минск 220013, Беларусь
e-mail: Eugene.labun@gmail.com

Address for correspondence:

Labun E.I.
Belarusian National Technical University,
Nezavisimosty Ave., 65, Minsk 220013, Belarus
e-mail: Eugene.labun@gmail.com

Для цитирования:

Кабанов Д.М., Лебедев Е.В., Шпак П.В., Жук С.М., Сташкевич С.П.
Influence of additional vibration impact on the effectiveness of electrical stimulation procedure.

Приборы и методы измерений.
2017. – Т. 8, № 2. – С. 188–194.

DOI: 10.21122/2220-9506-2017-8-2-188-194

For citation:

Kiselev M.G., Labun E.I., Liutsko P.S.
Influence of additional vibration impact on the effectiveness of electrical stimulation procedure.

Devices and Methods of Measurements.
2017, vol. 8, no. 2, pp. 188–194.

DOI: 10.21122/2220-9506-2017-8-2-188-194

Introduction

Electromyostimulation it is a method of treatment method, which based on electrical stimulation of nerves and muscles, is carried out by through the transfer of current to the adjusted characteristics from myostimulator to the human body through the electrodes. It is widely used for rehabilitation patients after injury with diseases of the central and peripheral nervous system, in professional sport and cosmetology.

Also in common use physiotherapy vibrating massage, which is a kind of biomechanical effects, have a pronounced effect on the muscles causing contraction of muscle fibers and changes in muscle cells. In muscle

receive capillaries begin to function reserve that the additional amount of blood, and therefore oxygen. Increases elasticity and muscle performance, growing blood and lymph circulation up, which helps reduce swelling and disappearance of pain.

The research directed to study the effectiveness of vibration as an analgesic during ophthalmic surgery on the eyelid human [1] during injection in cosmetology, dermatology and treatment [2, 3, 4], pediatrics [5] suggest that that this type of analgesia significantly reduces subjective patients pain. The mechanism of analgesia is due to vibration according to the «pain gate control» theory [6, 7]. Thus, there is a monitoring mechanism of the level of pain that can be control by means of vibration exposure.

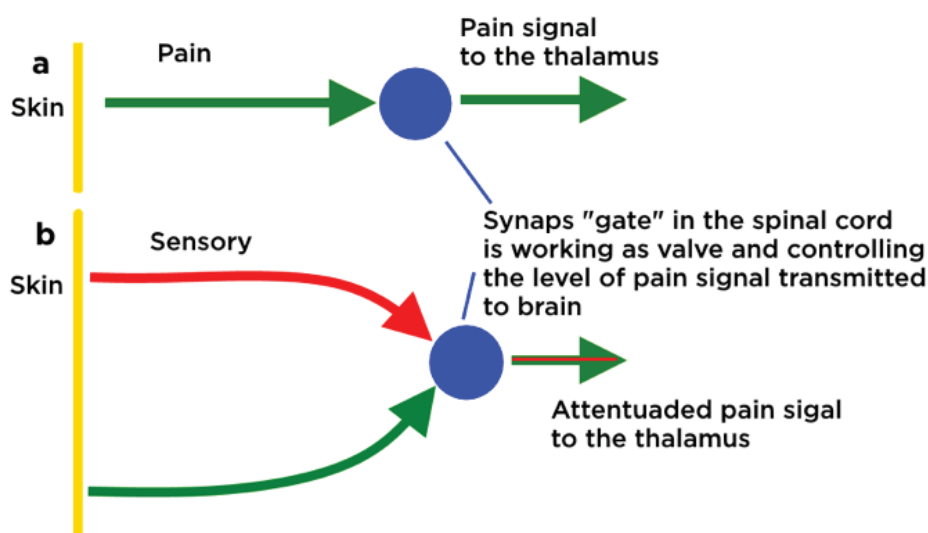


Figure 1 – Simplified diagram that explaining the theory synapse «gate»: a – painful sensations; b – pain sensations + sensory sensations

An interesting present study of the possibility of combining the use of electrical stimulation and vibration massage in order to increase the efficiency of muscle contraction, reduce pain, if necessary, the use of intense shock impact, improve patients comfort on the procedure.

In the available literature failed to find information about the devices, providing simultaneous vibration and electro-stimulation effects.

Obviously, for the opening mechanism of the combined effects of physical therapy and targeted control them, it is necessary to have data that reflect the impact on the biomechanical effects of separate shock and friction phase rotating blades interact with the human body. Based on the results of the experiments showed the presence of three characteristic steps of interaction with tumbler rotating blade surface of the body, namely: shock,

friction and relaxation steps. Also timing of their occurrence were determined based on the nozzle speed and size of blades of interference relative to the body surface. A fundamentally different conditions, these phases contact interacting surfaces and, in particular, their direction of relative movement. So the shock phase can be characterized by periodically relative motion which perpendicular to the interacting surfaces, and the friction unseparated their movement in the tangential direction. For ease of analysis, it suggested to consider vibration exposure in the form of two main types of influence: force and friction. The combination of these two types enables us to provide a special kind of mechanical effect – the frictional shock. This division will evaluate the effect of the direction and frequency of the reported oscillation electrode on the process of vibro influence on the patient's body. Exploration of these issues devoted

to this work. The aim of the study was to influence the additional vibration effect on the efficiency of the procedure of electrostimulation.

The methodology of experimental research

Tumbler is connected to a personal computer with software for generating and registering SpectraPro pulse currents and the power supply unit; to strengthen the pulse currents applied amplifier. On the rotating shaft on massager planted head fixedly, wherein the cantilevered leather blade. At their free ends provided steel electrodes 12X18H10T («surgical»), made in the form of light metal rivets which power supplied by dint of the collector unit.

The second electrode fixedly secured to the patient's body. When the motor shaft rotated, the blade intermittent impact mechanical on the patient's body surface, providing, on the one hand, they massage the effect, on the other – changing the electrical percolation process mode by periodically interrupting the electrical circuit between the electrodes.

This creates an opportunity to improve the effectiveness of this procedure due to the summation of the effects of electro-stimulation influence and vibrating massage. It also found that there is a nozzle speed range N , in which the combined effect of vibration massage and electrostimulation volunteers tolerated the most comfortable, without pain. In particular, the conditions for the experiments, the optimal value was $150\text{--}200\text{ m N}^{-1}$, which, with eight blades, each 80 mm long, it corresponds to the frequency interrupt circuit equal to 20–30 Hz. This is consistent with the literature [9] for optimum use of frequency bands for electrical and vibratory stimulation. In addition, changes in the departure of the blades with up to 80mm larger or smaller values, the alternation of their number, the size, the use of blade material with different elastic properties allow purposefully change the conditions of the process of biomechanical effects.

Using the massager shock-friction action with the function of electrical stimulation can be promising in the treatment and rehabilitation of many diseases such as: radiculopathy compression-ischemic, post-traumatic, neuropathy, plexopathy in patients with cerebrovascular disease traumatic brain injury and post various types of neurosurgical operations with the consequences of the disease in the form of paresis limbs of varying severity skeletal muscle wasting pain and musculo-tonic syndrome. A combination of physiotherapy effects used at the same time enables us to provide an analgesic, muscle

relaxant, stimulating effect, duration improve microcirculation in the affected limb, trophic function of the neuromuscular system and cause a normalization of the central and peripheral hemodynamics. Within the individual rehabilitation programs in conjunction with other techniques may enhance the therapeutic effect especially in patients at early stages of rehabilitation.

Furthermore, the combination of these types of effects can be used in cosmetology as an auxiliary means for removing the unwanted effects of liposuction, the appearance of cellulite.

Figure 2 shows the experimental set of applied research. It consists of three main blocks: Block electrostimulation massager shock-friction action and power generation displaced electromagnet vibrations. On the frame 8 arranged adjustable stand 9, which puts the volunteer arm 1 on which the wiring is fixed first electrode 10 of about 2 cm^2 in area hypothenar. By the muscle group flexor in the upper third of the forearm using a magnetic rack 3 electromagnet supplied with the second electrode 2. The electromagnet oscillation frequency adjusted by generator 5. Generation of electro-stimulation pulse current at the electrodes and their registration provided with a PC 7, and specialized software. Also with a sound card 4 and the booster 6. In this case it is used a shock-friction massage action 10. Thanks to design electromagnet, it allows messages electrode vibrational displacements in vertical and horizontal planes, which accordingly produces friction and shock interactions with human skin. When using the massager shock-friction action, instead of the electromagnet at the front, to the muscle summed blades with electrodes. This electrode with 1–4 blades were switch off in order to create a full period of muscle relaxation.

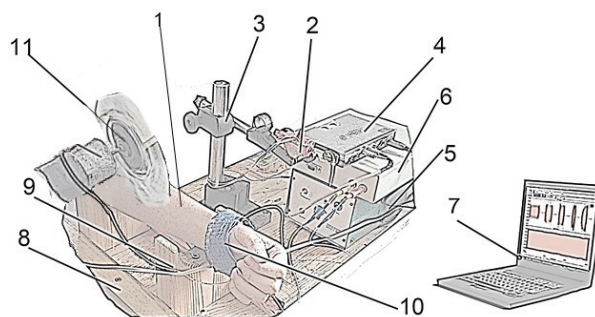


Figure 2 – General view of applied research in experimental complex: 1 – volunteer arm; 2 – electrode; 3 – magnetic rack; 4 – sound card; 5 – generator; 6 – booster; 7 – PC; 8 – frame; 9 – adjustable stand; 10 – shock-friction massage action

For convenience, the following description and analysis of data, reflecting the effect of the direction reported on the process of electrode oscillation amplitude modulation of the electro-stimulation currents, take the following circuit (Figure 3), provisionally designated by the letters A, B, C and D. In implementing the scheme A electrode 1 reported heave directed perpendicular to the surface 2 of the body, to wit, implemented the conditions of their periodic shock interaction. Scheme B is characterized in that horizontal vibrations A_g are communicated in parallel electrode surface of the body, and

their contacting takes place under frictional engagement unseparated. Scheme C is fundamentally different from the previous presence of rotational movement blade, on which the electrode, whereby there are successively proceeding stage shock A_v and A_r frictional interaction of the human body with the electrode surface. Thus, depending on the value of H (the distance from the rotational axis to the body surface), the contact area changes. The diagram D mode shows the impact of electric current without any additional mechanical action on the active electrode.

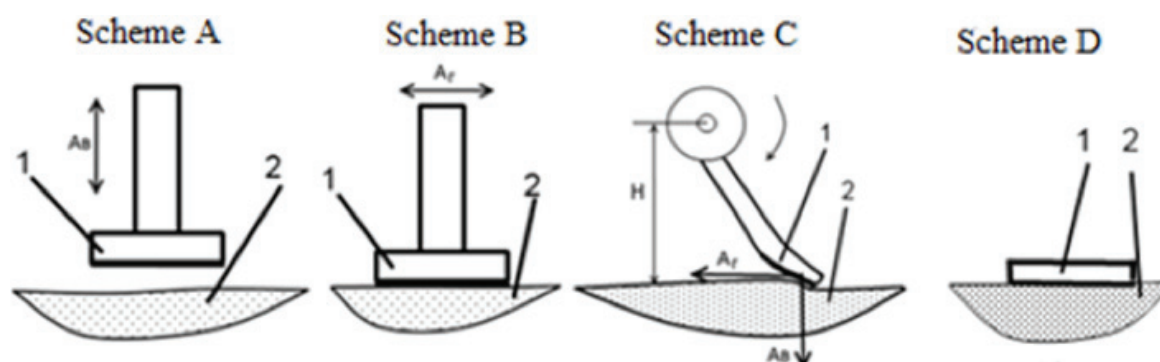


Figure 3 – Schematic diagrams of messages forced oscillations of the active electrode in the process of performing electrical procedures: A – perpendicular to the surface 2 of the body; B – horizontal vibrations are communicated in parallel electrode surface of the body; C – presence of rotational movement blade, on which the electrode, whereby there are successively proceeding stage shock A_v and A_r frictional interaction of the human body with the electrode surface; D – the impact of electric current without any additional mechanical action on the active electrode

The methodology of the experiments included the consistent implementation of these actions. Volunteer's hand was placed on adjustable stands in a certain position convenient for the procedure, and the back of the hand facing up, brush relaxed. In the hypothenar was recorded first electrode. A second electrode mounted on the electromagnet (operating according to the schemes A and B) using a magnetic rack and routed to the area of the abdomen muscles so as to provide electrical contact between the electrodes through the skin surface of volunteers in the disengaged position of the electromagnet. Then the electrodes supplied pulse current sine wave with a carrier frequency of 1 kHz. According to, the electrodes moistened with 10 % sodium chloride solution to ensure the best mode of electric contact. Voltage was adjust to a level corresponding to the feeling of vibrations from passing current through the body, arising from volunteers (5–30 V depending on subjective parameters volunteers, carrier frequency – 1 kHz), at which the volunteer had a feeling of vibration. Thereafter generator vibration is switched electromagnet electrode active generating oscillations at a frequency of 22–30 Hz for the frictional effects

mode and then to hammer respectively. When using the massager shock-friction action, the procedure was perform under similar conditions. The experiment was conduct for 7 days, daily. Time exposure electro-stimulation current – 300 s. To evaluate the effectiveness of the stimulus exposure, before and after the treatments using electronic wrist dynamometer torque parameters were measured, in particular the brush compression force.

To participate in the experiment, eleven volunteers of both sexes who met the following criteria were select: the lack of any kind was acute, ongoing or chronic illness, lack of excess weight, age from 21 to 30 years.

The results of experiments

Table summarizes data, showing torque change characteristics in volunteers prior to stimulation treatments and after a series of seven treatments. The level of stimulus voltage corresponds to a threshold, to wit was brought up to the level at which a forced muscle contractions. Marked with an «*» are physically developed by volunteers, are actively involved in sports.

Table

Change characteristics in volunteers prior to stimulation treatments and after a series of seven treatments

Volunteer	Type mechanical effect on the image 4	The value compression force of the wrist		Increase torque settings
		Prior to the course of procedures, N	After the completion of the procedures, N	
1	In scheme A	209	245	17 %
2*	In scheme A	386	405	5 %
3	In scheme B	278	317	14 %
4	In scheme B	221	263	19 %
5	In scheme C H = 6 sm, N = 200 min ⁻¹	245	307	25 %
6*	In scheme C H = 8 sm, N = 150 min ⁻¹	291	310	5 %
7	In scheme C H = 6 sm, N = 150 min ⁻¹	264	315	20 %
8	In scheme C H = 8 sm, N = 90 min ⁻¹	268	321	19 %
9	In scheme D	418	459	10 %
10	In scheme D	412	460	11 %
11*	In scheme D	521	545	5 %

Results of the processing of the experimental data and its subsequent analysis found that the use of the vibration exposure is accompanied by increase of load parameters in untrained volunteers. The increase in contact area due to decrease in the distance between the nozzle and the axis of rotation of the tumbler body surface, increases the electrical efficiency of the procedure. It is also note that the increase in speed at the nozzle shock frictional effects from 20 to 30 Hz positively affects the performance procedures. Comparison of the effectiveness of different schemes of additional mechanical action during the electrical stimulation treatments suggests that the most effective schemes, involving the use of an additional vibration. In addition, the circuit «B» has the ability to control a wide range

of parameters such as the nozzle speed, number of blades, the number of electrodes on the blades; that, except for changes in the mode of mechanical action allows purposefully change the parameters of mechanical electro-stimulation modulation current. Guided Scheme B, from the point of view of mechanics, only frictional oscillation frequency can be controlled, thus it has a more limited capacity massage. Figure 4 shows the pulses the forms of which were obtain by the shock (Figure 4b). Friction (Figure 4c) types of effects using the mas-sager shock-friction action (Figure 4d) to the nozzle speed N = 150 min the distance from the body surface to the axis of rotation of the nozzle was 65 mm. Figure 4a shows the shape of the original signal pulses.

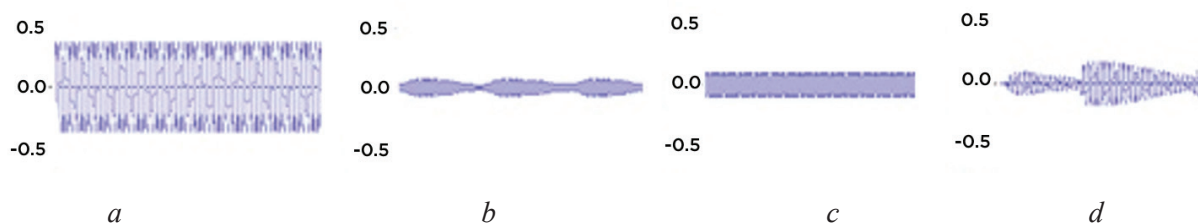


Figure 4 – The pulse form of electro-stimulation current at different areas of the active electrode vibrations: *a* – original signal; *b* – impact force; *c* – frictional action; *d* – shock-friction action

The pulses form of electro-stimulation current with shock-friction impact at the nozzle speed

150 min⁻¹ with four series-electric active ski blades is shown in Figure 5.

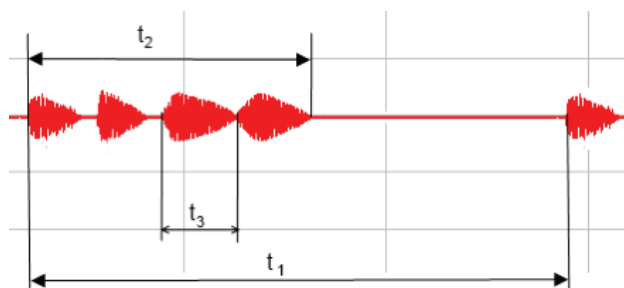


Figure 5 – The pulse form electro-stimulation current when exposed to shock-friction: $t_1 = 0,4$ s (2.5 Hz) – time period corresponding to one nozzle turnover; $t_2 = 0,2$ s (5 Hz) – the duration of feeding four consecutive series of pulses; $t_3 = 0,05$ s (20 Hz) – the duration of a series of pulses

Existence of relaxation phase of muscular tension with shock-friction impact is evidently. At the period t_1 - t_2 there is no muscular tension, while lymph drainage is active.

Conclusion

The method was developed and created experimental facility that allows for electrical communication with the electrode process of forced oscillations of different frequencies and amplitudes in three directions relative to the surface of the skin, providing a variety of conditions of contact interaction. In particular, the terms of the vibro-impact interaction, when the vibrational displacement of the electrode are directed perpendicular to the skin surface, the friction – when oscillating displacement act parallel to, and shock-friction, in which it holds periodic oblique collision with the electrode surface.

Determined that of the results of previous research on the combined use of vibration and electrical stimulation, the possibility of strengthening the impact of the stimulus both due to periodic mechanical stimulation of the muscles, and by influencing her pulse current frequency 20–30 Gts.

Determined that of experimental data obtained on 11 volunteers established the following. Compared with the performance of electrical stimulation procedures without vibration of the active electrode, the electrode connection of forced oscillations in all cases increases the effectiveness of its implementation, as evidenced by higher than in the first case, the percentage increase in torque indicator volunteers.

The highest average value of this index observed in shock-friction impact, somewhat smaller on impact, even less – when they exposed to friction, and its minimum value correspond to the conditions of the procedure without the use of the vibration of the active electrode.

Determined that of the data, reflecting the impact of the reported electrode forced oscillations on the flow of electrical stimulation procedure is established that in order to achieve its maximum efficiency, use oscillatory system providing shock-friction mode of its inter-action with the surface of the skin, in particular shock Massager shock-friction action.

References

1. Fayers T., Morris D.S., Dolman P.J. Vibration-assisted anesthesia in eyelid surgery. *Ophthalmology*, 2010, pp. 19–36. doi: 10.1016/j.opth.2009.11.025
2. Stoecker W.V., Malters J.M., Xu J., Pikka J. *Dermatol Online J. Tripod vibration anesthesia*, 2008, pp. 54–75.
3. Nanitsos E., Vartuli R., Forte A., Dennison P.J., Peck C.C. Aust Dent J. The effect of vibration on pain during local anaesthesia injections, 2009, pp. 112–120. doi: 10.1111/j.1834-7819.2009.01100.x
4. Aesthet Surg J. Sharma P., Czyz C.N., Wulc A.E. Investigating the efficacy of vibration anesthesia to reduce pain from cosmetic botulinum toxin injections, 2011, pp. 71–84. doi: 10.1177/1090820X11422809
5. Baba L.R., McGrath J.M., Liu J., Nursing Faculty J. Perinat. The efficacy of mechanical vibration analgesia for relief of heel stick pain in neonates: a novel approach, 2010, pp. 81–92. doi: 10.1097/JPN.0b013e3181ea7350
6. Kevin C., Smith M.D., Stephen L., Comite M.D., Suprina Balasubramanian, Alan Carver MDa and Judy F. Liu. Vibration anesthesia: A noninvasive method of reducing discomfort prior to dermatologic. *Dermatology Online Journal*, 2015, no. 10 (2), pp. 32–44.
7. Lundeberg T., Ekblom A., Hansson P. Relief of sinus pain by vibratory stimulation. 1985, pp. 12–18.
8. Osipov A.N., Kiselev M.G., Labun E.I. [Experimental evaluation of analgesic effect at combined effect of electrostimulation and shock-frictional massage]. *Reports of BSUIR*, 2012, no. 5, pp. 5–8 (in Russian).
9. Kiselev M.G., Labun E.I. [Experimental technique for assessing the analgesic effect of complex effects of electrostimulation and shock-friction massage and recording of mechanical modulation of impulse currents]. *Devices and measurement methods*, 2012, no. 2(5), pp. 95–99 (in Russian).

ПРАВИЛА ОФОРМЛЕНИЯ СТАТЕЙ

Статьи, направленные в редакцию журнала, должны удовлетворять требованиям «Инструкции о порядке оформления квалификационной научной работы (диссертации)...», утвержденной Постановлением ВАК РФ от 28.02.2014 г. № 3

1. Материал статьи должен соответствовать профилю журнала и излагаться предельно ясно.

2. Статья представляется на русском или английском языке и публикуется на языке представления.

3. Поступившие в редакцию статьи проходят двойное полуслепое рецензирование. Основные критерии целесообразности опубликования – актуальность тематики, информативность, научная новизна.

4. Статья представляется в распечатанном и в электронном виде в формате текстового редактора Word for Windows. Объем статьи не должен превышать 14 страниц, включая текст (шрифт Times New Roman, размер 12 п., интервал 1,5), таблицы, графический материал, всю необходимую информацию на английском языке.

5. На первой странице статьи указываются: индекс УДК, название статьи, фамилии авторов (фамилия автора, с которым следует вести переписку, отмечается звездочкой и указывается его адрес электронной почты), названия и почтовые адреса организаций (улица, номер дома, индекс, город, страна), в которых работают авторы, на русском и английском языках. Статья включает: аннотацию (в пределах 200–250 слов); ключевые слова (не более 5); введение, в котором делается краткий обзор сделанного в мире и конкретно формулируется цель работы; основную часть; заключение, в котором в сжатом виде сформулированы основные полученные результаты с указанием их новизны, преимуществ и возможностей применения; список использованных источников. Аннотация, ключевые слова, список использованных источников представляются на русском и английском языках.

6. Аннотация должна быть информативной (содержать «выжимку» из всех разделов статьи – введения с указанием цели работы, методики, основной части и заключения).

7. Графический материал должен быть контрастным и четким. Фотографии представляются в электронном виде (**формат tif, разрешение не менее 300 dpi**). Все рисунки нумеруются и сопровождаются подписными подписями. Фрагменты рисунка обозначаются строчными курсивными латинскими буквами – «a», «b» и т.д. Подписи к рисункам даются на отдельном листе на русском и английском языках. Все сокращения и обозначения на рисунках должны быть расшифрованы в подписной подписи. Надписи на рисунке даются на русском и английском языках.

8. Таблицы не должны дублировать графики. Каждая таблица имеет заголовок. На все таблицы и рисунки следует давать ссылки в тексте. Название и содержание таблиц представляется на русском и английском языках.

9. Обозначения и сокращения, принятые в статье, расшифровываются непосредственно в тексте.

10. Размерность всех величин, принятых в статье, должна соответствовать Международной системе единиц измерений (СИ).

11. Многострочные формулы должны быть набраны в редакторе MathType, номера формул – по правому краю. Нумеруются лишь формулы, на которые есть ссылки в тексте. Отдельные строчные буквы и специальные символы набираются в тексте гарнитурой Symbol **без использования редактора формул**. При наборе формул и буквенных обозначений необходимо учитывать следующие правила: **русский алфавит не используется**; греческие буквы, математические символы, символы химических элементов (в т.ч. в индексе) набираются **прямо**; латинские буквы – переменные и символы физических величин (в т.ч. в индексе) набираются **курсивом**; векторы – жирным шрифтом (стрелки вверх не ставятся).

12. Список использованных источников составляется в порядке упоминания ссылок по тексту, должен содержать полные библиографические данные и приводится в конце статьи. Не рекомендуется давать ссылки на материалы конференций, статьи из электронных журналов без идентификатора DOI, учебные пособия, интернет-ресурсы. Ссылки на неопубликованные работы не допускаются. Желательно, чтобы количество ссылок было не менее 10; самоцитирование – не более 20 %.

13. Авторы на отдельной странице представляют о себе следующие сведения: фамилия, имя, отчество, ученая степень и звание, место работы и занимаемая должность, адрес электронной связи.

14. Статьи, излагающие результаты исследований, выполненных в учреждениях, должны иметь соответствующее разрешение на опубликование в открытой печати.

15. При необходимости в конце основного текста указываются наименование фонда, оказавшего финансовую поддержку, или уровень и наименование программы, в рамках которой выполнена работа, на русском и английском языках.

16. Авторы несут ответственность за направление в редакцию статей, ранее уже опубликованных или принятых к печати другими изданиями.

17. Статьи, не соответствующие перечисленным требованиям, к рассмотрению не принимаются и возвращаются авторам. Датой поступления считается день получения редакцией первоначального варианта текста.

18. Редакция предоставляет возможность первоочередного опубликования статей лицам, осуществляющим послевузовское обучение (аспирантура, докторантура, соискательство), в год завершения обучения; не взимает плату с авторов за опубликование научных статей; оставляет за собой право производить редакторские правки, не искажающие основное содержание статьи.

AUTHOR GUIDELINES

1. Article materials should correspond to the journal profile and be clearly written.

2. An article should be submitted in Russian or English and will be published in its original language.

3. Articles received by the Editorial Board will be reviewed by 2 specialists. The main criteria of acceptance are theme actuality, information value, and scientific novelty.

4. All materials should be submitted in two hard copies together with electronic file in the Word for Windows format (97/2000/2003). The paper should not exceed 14 pages of the typewritten text (Times New Roman, 12 points, 1.5-space).

5. The article should contain UDC number, Title (printed in capitals), Authors' names (the corresponding author name should be marked with asterisk), full Address of organization(s) in which the author(s) work, Abstract (200–250 words), Keywords (not more than 5 words), Introduction, the Text of the paper with tables, diagrams and figures (if there are any), Conclusion with clearly stated inferences, List of References, List of Symbols and Abbreviations (if it is necessary). Title, Authors' names and affiliation(s), Abstract, Keywords should be presented both in English and Russian languages.

6. The abstract should be informative (contain «squeeze» from all sections of the article – the introduction stating the purpose of the work, methods, main part and conclusion).

7. Figures should be black-and-white, represented in graphical formats tif, attached with Excel or MS Graph and added with captions. All symbols in figures should be deciphered.

8. Tables should be placed directly in the article body. Diagrams and tables should not contain the same information. Each table should have the title. All tables, diagrams and figures should be referenced in the text.

9. Symbols and abbreviations which are used in articles should be deciphered directly in the text and also (if necessary) taken out on a separate page.

10. Dimensions of all quantities used in the article should correspond to International System of Units.

11. Formulas should be typed in MathType.

12. List of References is to be placed at the end of the article with full bibliographic information. Order of references should correspond to the order of their occurrence in the text. It is not recommended to refer to conference proceedings, papers from electronic journals without *DOI* number, textbooks, internet resources. References on unpublished works are prohibited. It is recommended to refer to not less than 10 references, self-citations – not more than 20 %/

13. The following information about every co-author should be presented: family name, first name, patronymic (or second) name (if there are any), scientific degree and title, organization and position, full address with the postal code for correspondence, office or mobile phone numbers, fax, e-mail.

14. Articles containing investigation results obtained in organizations should have a corresponding permission for publication.

15. Names of Foundations or Programs financially granted the research may be acknowledged in the end of the text.

16. Authors are responsible for submitting articles previously published or accepted by other publisher.

17. Articles not meeting the requirements of the Editorial Board would not be accepted and may be returned to the authors. The date of receipt is considered to be the day when the Editorial Board receives the author's original paper.

18. Authors conducting postgraduate (graduate studies, doctoral studies) have a priority in publishing their articles out of queue in the year of completion. Authors do not pay for publishing scientific articles. The Editorial Board can shorten and/or change the text if it does not strain the meaning of the article.
