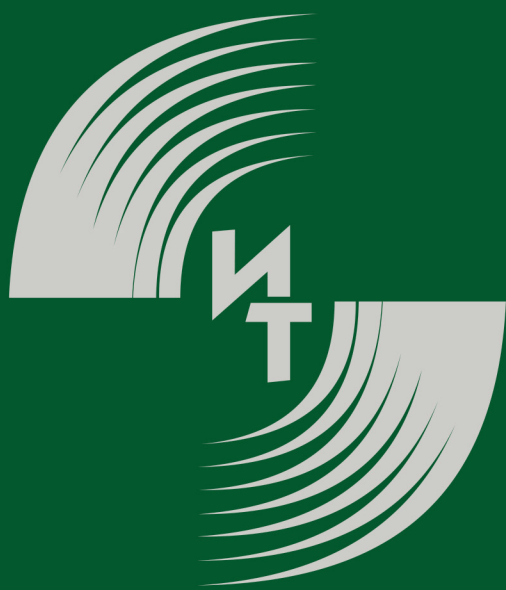




ИЗМЕРИТЕЛЬНАЯ
ТЕХНИКА
2020
№2



8–11 июня 2020 г. Санкт-Петербург

ФГУП «ВНИИМ им. Д. И. Менделеева»
при содействии «НПП Марс-Энерго»,
ФБУ «Ростест-Москва» и Федерального агентства
по техническому регулированию и метрологии
проводит 10-ю научно-техническую конференцию

- **Метрология •**
- **Учет и контроль качества электрической энергии •**
- **Измерения на цифровых подстанциях электрических сетей •**



Метрология
Электро
Энергетики

2020 Энергия Белых Ночей

ТЕМЫ КОНФЕРЕНЦИИ:

1. Метрология электроэнергетических измерений:

эталонная база измерений количества и показателей качества электрической энергии (ПКЭ);

эталонная база метрологического обеспечения средств измерений цифровых подстанций (ЦПС);

законодательная и нормативная базы электроэнергетических измерений и оценки соответствия качества электрической энергии;

воспроизведение единиц электроэнергетических величин (ЭЭВ) в форме цифровых потоков;

тенденции развития мирового парка рабочих средств измерений ЭЭВ.



2. Средства измерений ЭЭВ:

традиционные низковольтные средства измерений ЭЭВ (счетчики электроэнергии, средства измерений ПКЭ и параметров сетей, измерительные преобразователи);

средства измерений ЦПС (цифровые счетчики электроэнергии, средства измерений ПКЭ);

измерительные преобразователи аналоговых величин в цифровые потоки;

высоковольтные средства измерений ЭЭВ (измерительные трансформаторы напряжения и тока, включая оптические);

средства измерений больших постоянных и переменных токов;

электронные измерительные трансформаторы напряжения и тока с аналоговым и (или) цифровым выходом;

средства измерений ЭЭВ, представленные их цифровыми копиями (цифровыми потоками);

особенности автоматизированных информационно-измерительных систем коммерческого учёта электроэнергии (АИИС КУЭ) при переходе от традиционных средств измерений к средствам измерений, реализующим измерения и обмен информацией в формате стандарта IEC 61850.

КОНТАКТЫ ОРГКОМИТЕТА

Справки по организационным вопросам:
8 (800) 333-10-51
Тел./факс: +7 (812) 327-21-11 (доб. 144);
+7 (812) 327-21-11 (доб. 104)
email: zakaz@mars-energo.ru;
korneeva@mars-energo.ru

Справки по тематике и содержанию докладов:
Тел.: +7 (812) 323-96-79
email: ezshapiro@vniim.ru

Место проведения конференции:
Адрес: Санкт-Петербург, Лермонтовский пр., д. 43/1
(м. «Балтийская»);
Помещение: конференцзал «Берлин»
гостиницы «Азимут Отель Санкт-Петербург».

www.vniim.ru www.mars-energo.ru

ИЗМЕРИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА 2020

№ 2 февраль

Ежемесячный
научно-технический
журнал
основан в 1939 г.

Издаётся
с приложением
«Метрология»

УЧРЕДИТЕЛИ

Федеральное агентство
по техническому регулированию
и метрологии

ФГУП «Всероссийский
научно-исследовательский
институт метрологии
им. Д. И. Менделеева»

ФГУП «Всероссийский
научно-исследовательский
институт оптико-физических
измерений»

ФГУП «Всероссийский
научно-исследовательский
институт физико-технических и
радиотехнических измерений»

ФГУП «Всероссийский
научно-исследовательский
институт метрологической
службы»

ФГУП «Российский
научно-технический центр
информации по стандартизации,
метрологии и оценке соответствия»

Метрологическая академия

СОДЕРЖАНИЕ

ГОСУДАРСТВЕННЫЕ ЭТАЛОНЫ

- Ю. Г. Захаренко, Н. А. Кононова, В. Л. Федорин, З. В. Фомкина, К. В. Чекирда.
Перспективы развития эталонной базы Российской Федерации в области
измерений длины 3
- А. Э. Асланян, Э. Г. Асланян, С. М. Гаврилкин, А. С. Дойников, А. Н. Щипунов.
Государственный первичный эталон твёрдости металлов по шкале Шора D
и шкалам Либа ГЭТ 161-2019 6

ОБЩИЕ ВОПРОСЫ МЕТРОЛОГИИ И ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ ТЕХНИКИ

- С. В. Соколов, В. А. Погорелов, А. Б. Шаталов. Стохастическая оценка
параметров ориентации антенного комплекса по результатам измерений
бесплатформенной инерциальной системы 11

ЛИНЕЙНЫЕ И УГЛОВЫЕ ИЗМЕРЕНИЯ

- В. М. Гречишников, Е. Г. Комаров. Математическая модель функционирования
мультисенсорного преобразователя бинарных механических сигналов
в электрические на основе волоконно-оптического цифроаналогового
преобразователя 20
- П. А. Павлов. Методика исследования погрешности лазерного динамического
гониометра 29

ОПТИКО-ФИЗИЧЕСКИЕ ИЗМЕРЕНИЯ

- А. Г. Верховляд, А. Г. Елесин, В. М. Ведерников, М. Ф. Ступак, С. Н. Макаров.
Результаты калибровки высокочувствительного устройства измерения
параметров поперечного распределения энергии в пучке инфракрасного
излучения 33
- А. В. Поляков, М. А. Ксенофонтов. Мониторинг высоковольтного напряжения
с помощью оптоволоконной рециркуляционной измерительной системы 38
- И. Н. Павлов. Сравнение чувствительности рефрактометрических методов
нарушенного полного внутреннего отражения и поверхностного плазмонного
резонанса 45
- М. М. Филяк, А. Г. Четверикова, О. Н. Каныгина, И. Н. Анисина. Вейвлет-
анализ изображений поверхности керамических материалов как метод
измерения размеров её структурных элементов 50

ИЗМЕРЕНИЯ ВРЕМЕНИ И ЧАСТОТЫ

- А. П. Грунин, Д. Г. Калинов, Д. С. Мигунов. Повышение точности передачи
эталонных сигналов частоты и времени по коаксиальному кабелю 55

МЕХАНИЧЕСКИЕ ИЗМЕРЕНИЯ

- Р. А. Корнеев, А. Р. Тухватуллин, В. А. Фафулин, Р. Р. Нигматуллин, А. В. Щелч-
ков. Оптимизация процесса воспроизведения единиц массы и объёма
жидкости в потоке, массового и объёмного расходов жидкости поверочной
установкой с весовыми устройствами 60

ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ ИЗМЕРЕНИЯ

- С. В. Шерстобитов, М. В. Карпова, М. А. Тертычная. Квантовые эффекты
и фундаментальные константы в основе эталонов единиц электрических
величин 65

ИНФОРМАЦИЯ

- Правила для авторов журналов «Измерительная техника» и «Метрология» 71

Главный редактор
С. С. Голубев

Редакционная коллегия:

В. И. Белоцерковский
С. И. Донченко
И. В. Емельянова
(зам. гл. редактора)
Л. К. Исаев
А. Д. Козлов
Е. П. Кривцов
В. Н. Крутиков
А. Ю. Кузин
С. В. Медведевских
А. И. Механиков
В. В. Окрепилов
В. Н. Храменков
И. А. Шайко
В. В. Швыдун

Журнал переводится
на английский язык
под названием
«Measurement
Techniques»
издательством Springer
www.springer.com/11018

Корректор *М. В. Бучная*
Компьютерная вёрстка *С. А. Мамедова*

Сдано в набор: 24.01.2020.
Подписано в печать: 25.02.2020.
Формат 60х90 1/8. Бумага офсетная. Печать офсетная.
Усл. п.л. 9,0. Уч.-изд. л. 11,0. Тир. 250 экз. Зак. 20-08г.

Свидетельство о регистрации ПИ № ФС77-21572
от 15.07.2005.
Адрес редакции: 119361 Москва, ул. Озёрная, 46,
ФГУП «ВНИИМС»
Тел.: +7 (495) 781-48-70
e-mail: izmt@vniims.ru
www.izmt.ru

Редакция не несёт ответственности за
содержание рекламных материалов. Точка зрения
редакции может не совпадать с мнением авторов.

ООО «Типография Миттель Пресс»
127254 Москва, ул. Руставели, 14 с. 6, оф. 14

© Измерительная техника, 2020

STATE STANDARDS

- Y. G. Zakharenko, N. A. Kononova, V. L. Fedorin, Z. V. Fomkina, K. V. Chekirda.*
Prospects of development of the reference base of the Russian Federation in the
field of length measurements.....3
- A. E. Aslanyan, E. G. Aslanyan, S. M. Gavrilkin, A. S. Doynikov, A. N. Shchipu-*
nov. National primary standard machine of Shore D hardness scale for metals and
Leeb hardness scales GET 161-2019.....6

GENERAL PROBLEMS OF METROLOGY AND MEASUREMENT TECHNIQUES

- S. V. Sokolov, V. A. Pogorelov, A. B. Shatalov. Stochastic evaluation of orientation*
parameters for an antenna complex using strapdown inertial system measurements... 11

LINEAR AND ANGULAR MEASUREMENTS

- V. M. Grechishnikov, E. G. Komarov. Mathematical model of functioning of multisensor*
converter of binary mechanical signals in electric on the basis of fiber-optic digital-
to-analog converter 20
- P. A. Pavlov. Method for investigating the error of a laser dynamic goniometer 29*

OPTICOPHYSICAL MEASUREMENTS

- A. G. Verhoglyad, A. G. Elesin, V. M. Vedernikov, M. F. Stupak, S. N. Makarov.*
Calibration of highly sensitive measurement device of transverse energy distributions
in a beam of infrared radiation 33
- A. V. Polyakov, M. A. Ksenofontov. High-voltage monitoring by the fiber-optic*
recirculating measuring system 38
- I. N. Pavlov. Comparison of sensitivity of the refractometric methods of frustrated total*
internal reflection and surface plasmon resonance..... 45
- M. M. Filyak, A. G. Chetverikova, O. N. Kanygina, I. N. Anisina. Wavelet analysis of*
ceramic surface images as a method for measuring the size of structural elements 50

TIME AND FREQUENCY MEASUREMENTS

- A. P. Grunin, D. G. Kalinov, D. S. Migunov. Improving the accuracy of the time and*
frequency signal transmission over coaxial cable 55

MECHANICAL MEASUREMENTS

- R. A. Korneev, A. R. Tukhvatullin, V. A. Fafurin, R. R. Nigmatullin, A. V. Shchelch-*
kov. Optimization of the process of reproducing units of mass and volume of liq-
uid in a stream, mass and volumetric flow rates of liquid for calibration units with
weighing devices 60

ELECTROMAGNETIC MEASUREMENTS

- S. V. Sherstobitov, M. V. Karpova, M. A. Tertychnaya. Quantum effects and*
fundamental constants in the basis of standards of electric units 65

INFORMATION

- Instructions for authors of the journals «Izmeritel'naya Tekhnika» and «Metrologiya» 71*

Перспективы развития эталонной базы Российской Федерации в области измерений длины

Ю. Г. Захаренко, Н. А. Кононова, В. Л. Федорин, З. В. Фомкина, К. В. Чекирда

Всероссийский научно-исследовательский институт метрологии им. Д. И. Менделеева, Санкт-Петербург, Российская Федерация, e-mail: Y.G.Zacharenko@vniim.ru, N.A.Kononova@vniim.ru, V.L.Fedorin@vniim.ru, Z.V.Fomkina@vniim.ru, K.V.Chekirda@vniim.ru

Описаны результаты работ по созданию комплекса аппаратных средств высшей точности для воспроизведения и передачи единицы длины. Описан состав комплекса. Создание комплекса направлено на повышение научного и технологического уровня Российской Федерации и обеспечение единства измерений длины. Данный комплекс станет основой для дальнейшего развития эталонной базы Российской Федерации в области измерений длины и позволит осуществлять воспроизведение единицы длины на двух длинах волн – 633 и 532 нм, а также измерять длину волны в вакууме лазерных источников излучения в диапазоне 500–1050 нм.

Ключевые слова: государственный первичный эталон единицы длины – метра, частотно-стабилизированный лазер, оптическая частотная гребёнка.

Введение. С 2017 по 2019 гг. во ВНИИМ им. Д. И. Менделеева проведены работы по развитию перспективных направлений совершенствования эталонной базы Российской Федерации в области измерений длины. С этой целью создан комплекс аппаратных средств высшей точности для воспроизведения и передачи единицы длины (далее – комплекс). В дальнейшем планируется включение данного комплекса в состав усовершенствованного Государственного первичного эталона единицы длины – метра ГЭТ 2-2010. В составе ГЭТ 2-2010 планируется использовать комплекс для воспроизведения единицы длины согласно рекомендациям Международного бюро мер и весов (BIPM), передачи единицы длины источникам излучения из состава высокоточных современных лазерных измерительных систем, а также для связи единицы длины с Государственным первичным эталоном единиц времени, частоты и национальной шкалы времени ГЭТ 1-2018.

В настоящее время ведущие метрологические институты мира, такие как PTB (Германия), NIST (США), NPL (Великобритания), NMIJ (Япония), применяют для воспроизведения и передачи единицы длины частотно-стабилизированные лазеры на различных длинах волн согласно рекомендациям BIPM [1], а также технику на основе оптической частотной гребёнки.

Комплекс аппаратных средств высшей точности для воспроизведения и передачи единицы длины. В состав комплекса входят:

- аппаратура для измерения частоты (длины волны в вакууме) лазеров в диапазоне длин волн 500–1050 нм (комб-генератор);

- комплект стабилизированного лазера на длине волны 633 нм;

- комплект стабилизированного лазера на длине волны 532 нм;

комплект аппаратуры передачи единицы длины.

Аппаратура для измерения частоты (длины волны в вакууме) лазеров. Комплекс аппаратуры для измерения частоты (длины волны в вакууме) лазеров в диапазоне длин волн 500–1050 нм представляет собой комб-генератор, создателями которого являются Д. Холл и Т. Хенш. Именно за это изобретение они получили Нобелевскую премию в 2005 г. [2, 3]. Частотное представление идеальной оптической частотной гребёнки – это последовательность дельта-функций, расположенных согласно выражению

$$f(n) = f_0 + nf_r, \quad (1)$$

где n – целое число; f_r – шаг гребёнки; f_0 – частота сдвига несущей частоты, которая меньше чем f_r .

Основным элементом предложенного Д. Холлом и Т. Хеншем комб-генератора является фемтосекундный лазер, работающий в режиме синхронизации мод. В частотном представлении такой лазер формирует эквидистантную оптическую частотную гребёнку узких спектральных компонентов. Причём интервал между компонентами равен частоте повторения импульсов. Такая оптическая частотная гребёнка может использоваться в качестве линейки в пространстве частот, которую можно применять для измерения больших интервалов между двумя различными оптическими частотами. Частотный спектр фемтосекундного лазера можно расширить с помощью использования микроструктурированного кварцевого волокна, обладающего большой нелинейностью, данное уширение превышает октавную полосу без нарушения целостности оптической частотной гребёнки [3].

В состав комплекса входит комб-генератор модели FC1500-250-WG фирмы Menlo Systems (Германия). Его использование в составе ГЭТ 2-2010 позволит измерять длину

**СКОДО выходного сигнала
частотой 5 МГц при полосе
пропускания 3 Гц**

Время измерений	СКОДО
1 с	$1,2 \cdot 10^{-13}$
10 с	$1,9 \cdot 10^{-14}$
100 с	$5,1 \cdot 10^{-15}$
1 ч	$1,2 \cdot 10^{-15}$
1 сут	$0,1 \cdot 10^{-15}$

не в одной точке, а в диапазоне 500–1050 нм. Связь комплекса с ГЭТ 1-2018 осуществляется посредством водородного стандарта частоты и времени Ч1-1003М, применяемого для создания высокостабильных спектрально чистых опорных сигналов. Сигнал стандарта частотой 5 МГц является опорным для комб-генератора и определяет его стабильность. Стабильность частоты выходного сигнала стандарта частотой 5 МГц характеризуется средним квадратическим относительным двухвыборочным отклонением (СКОДО) частоты при полосе пропускания 3 Гц и определяется для различных интервалов времени измерений. В процессе исследований комплекса стандарт частоты и времени Ч1-1003М поверен с применением оборудования из состава ГЭТ 1-2018. В таблице представлены результаты исследований водородного стандарта частоты и времени Ч1-1003М.

Для обработки результатов измерений, полученных с помощью комб-генератора, во ВНИИМ им. Д. И. Менделеева разработано специализированное прикладное программное обеспечение «СОМВ-Лазер» [4].

Комплект стабилизированного лазера на длине волны 633 нм. Частотно-стабилизированный He–Ne/I₂-лазер модели 100 (Winters Electro-Optics, Inc., США) на длине волны 633 нм предназначен для воспроизведения единицы длины в соответствии с рекомендациями BIPM [1]. He–Ne/I₂-лазер модели 100 состоит из излучателя и электронного блока. Для стабилизации длины волны лазера на один из четырнадцати сверхтонких компонентов колебательно-вращательного перехода молекулярного йода в излучателе используется йодная ячейка внутри резонатора и лазерная трубка с одним окном Брюстера в сочетании с синхронным обнаружением третьей гармоники. Ячейка с йодом индивидуально откалибрована в BIPM. Все основные электронные модули расположены в электронном блоке, за исключением фотодетектора, который размещён в излучателе. Рассматриваемый лазер выполняет ряд функций, облегчающих работу по сравнению с традиционными йодными лазерами. Схема автосинхронизации позволяет быстро и точно получать выбранный пик и повторно получать тот же пик, если нарушается сервосинхронизация.

Исследования частотно-стабилизированного He–Ne/I₂-лазера проведены с помощью лазера и установки для измерений разности частот источников лазерного излучения, входящих в состав ГЭТ 2-2010 [5]. Для обеспечения автоматической регистрации разностной частоты лазера из состава ГЭТ 2-2010 (эталонного) и исследуемого частотно-стабилизированного He–Ne/I₂-лазера, обработки разностной частоты и определения частоты исследуемого лазера, а также для определения стабильности частоты

исследуемого лазера за различные промежутки времени во ВНИИМ им. Д. И. Менделеева было разработано специализированное прикладное программное обеспечение «Лазер-Лазер» [4]. По результатам исследований можно сделать вывод, что относительная нестабильность частоты (длины волны в вакууме) лазерного излучения частотно-стабилизированного He–Ne/I₂-лазера модели 100 не превышает $2 \cdot 10^{-11}$.

Комплект стабилизированного лазера на длине волны 532 нм. В качестве стабилизированного лазера на длине волны 532 нм используется оптический стандарт ILP I2/532–3L, разработанный и изготовленный Институтом лазерной физики Сибирского отделения Российской академии наук [6–10]. Оптический стандарт состоит из частотно-стабилизированного перестраиваемого кольцевого Nd:YAG-лазера с внутривибраторным удвоением частоты, интерферометра Фабри-Перо, люминесцентной поглощающей ячейки, электронной системы автоматической подстройки частоты и блока питания. Излучение лазера на частоте второй гармоники заводится в интерферометр Фабри-Перо и поглощающую люминесцентную йодную ячейку. Интерферометр используется для получения узкой линии излучения лазера. Для этого лазер с помощью электронной системы автоматического регулирования стабилизируется по максимуму полосы пропускания интерферометра на длине волны 532 нм. Для стабилизации частоты лазера по интерферометру используется метод Паунда–Древера–Холла. В поглощающей люминесцентной ячейке наблюдаются резонансы насыщенного поглощения в молекулярном йоде. Частота интерферометра Фабри-Перо и лазера стабилизируется по сигналу третьей гармоники резонанса насыщенного поглощения компонента сверхтонкой структуры в I₂ с помощью системы автоматической подстройки частоты. Стандарт стабилизируется по частоте компонентов сверхтонкой структуры линии R(56) 32-0 поглощения молекулярного йода.

Исследования оптического стандарта производили с использованием комб-генератора. Относительная нестабильность воспроизведения частоты (длины волны в вакууме) не превышает $9 \cdot 10^{-12}$.

Выводы. Создание уникального комплекса аппаратных средств высшей точности для воспроизведения и передачи единицы длины и включение его в состав усовершенствованного Государственного первичного эталона единицы длины – метра ГЭТ 2-2010 позволит производить единицу на длине волны 532 нм, а также измерять длину волны в вакууме лазерных источников излучения в диапазоне 500–1050 нм. Усовершенствованный ГЭТ 2-2010 позволит сохранить метрологический суверенитет Российской Федерации. Дальнейшее развитие эталонной базы связано с применением новейших достижений науки и техники, таких как ультрастабильные лазеры и комб-генераторы.

Список литературы

1. Recommended values of standard frequencies for applications including the practical realization of the metre and

secondary representations of the second. 2016. [Электронный ресурс]. URL: <http://www.bipm.org/en/publications/mises-en-pratique/standard-frequencies.html> (дата обращения: 15.10.2019).

2. Холл Дж. Л. Определение и измерение оптических частот: перспективы оптических часов – и не только // Успехи физических наук. 2006. Т. 176. № 12. С. 1353–1367. DOI: 10.3367/UFNr.0176.200612i.1353

3. Хэнш Т. В. Страсть к точности // Успехи физических наук. 2006. Т. 176. № 12. С. 1368–1380. DOI: 10.3367/UFNr.0176.200612j.1368

4. Захаренко Ю. Г., Кононова Н. А., Фомкина З. В., Чекирда К. В., Лукин А. Я. Разработка прикладного программного обеспечения для комплекса аппаратных средств высшей точности для воспроизведения и передачи единицы длины // Приборы. 2018. № 12 (222). С. 42–47.

5. Александров В. С., Захаренко Ю. Г., Кононова Н. А., Лейбенгардт Г. И., Федорин В. Л., Чекирда К. В. Государственный первичный эталон единицы длины – метра ГЭТ 2-2010 // Измерительная техника. 2012. № 6. С. 3–7.

6. Денисов В. И., Игнатович С. М., Квашнин Н. Л., Скворцов М. Н., Фарносов С. А. Прецизионная модуляция лазерного излучения акустооптическим модулятором для стабилизации Nd:YAG-лазера по оптическим резонансам в молекулярном йоде // Квантовая электроника. 2016. Т. 46. № 5. С. 464–467.

7. Скворцов М. Н., Охупкин М. В., Невский А. Ю., Багаев С. Н. Оптический стандарт частоты на основе Nd:YAG-лазера, стабилизированного по резонансам насыщенного поглощения в молекулярном йоде с использованием второй гармоники излучения // Квантовая электроника. 2004. Т. 34. № 12. С. 1101–1106.

8. Peter Jungner, Mark L. Eickhoff, Steve D. Swartz, Jun Ye, John L. Hall, S. Waltman, *SPIE*, 1995, vol. 2378, pp. 22–34. DOI: 10.1117/12.208229

9. Holzwarth R., Nevsky A. Yu., Zimmermann M., Udem Th., Hansch T. W., Von Zanthier J., Walther H., Knight J. C., Wadsworth W. J., Russell P. St. J., Skvortsov M. N., Bagayev S. N., *Applied Physics B*, 2001, vol. 73, pp. 269–271. DOI: 10.1007/s003400100633

10. Игнатович С. М., Квашнин Н. Л., Скворцов М. Н. Сдвиг частоты йодного оптического стандарта частоты

в зависимости от величины пробной модуляции частоты излучения, давления и температуры газа в поглощающей ячейке // Квантовая электроника. 2018. Т. 48. № 10. С. 973–976.

References

1. *Recommended values of standard frequencies for applications including the practical realization of the metre and secondary representations of the second*, 2016, available at: <http://www.bipm.org/en/publications/mises-en-pratique/standard-frequencies.html> (accessed: 15.10.2019).

2. Khol Dzh. L., *Physics-Uspekhi*, 2006, vol. 176, no. 12, pp. 1353–1367 (in Russian). DOI: 10.3367/UFNr.0176.200612i.1353

3. Khehns T. V., *Physics-Uspekhi*, 2006, vol. 176, no. 12, pp. 1368–1380 (in Russian). DOI: 10.3367/UFNr.0176.200612j.1368

4. Zakharenko Yu. G., Kononova N. A., Fomkina Z. V., Chekirda K. V., Lukin A. Ya., *Pribory*, 2018, no. 12 (222), pp. 42–47 (in Russian).

5. Aleksandrov V. S., Zakharenko Yu. G., Kononova N. A., Leibengardt G. I., Fedorin V. L., Chekirda K. V., *Measurement Techniques*, 2012, vol. 55, no. 6, pp. 595–602. DOI: 10.1007/s11018-012-0007-y

6. Denisov V. I. et al., *Quantum Electronics*, 2016, no. 46(5), p. 464, DOI: 10.1070/QEL16015

7. Skvortsov M. N. et al., *Quantum Electronics*, 2004, no. 34 (12) pp. 1101–1106. DOI: 10.1070/QE2004v034n12ABEH002851

8. Peter Jungner, Mark L. Eickhoff, Steve D. Swartz, Jun Ye, John L. Hall, S. Waltman, *SPIE*, 1995, vol. 2378, pp. 22–34. DOI: 10.1117/12.208229

9. Holzwarth R., Nevsky A. Yu., Zimmermann M., Udem Th., Hansch T. W., Von Zanthier J., Walther H., Knight J. C., Wadsworth W. J., Russell P. St. J., Skvortsov M. N., Bagayev S. N., *Applied Physics B*, 2001, vol. 73, pp. 269–271. DOI: 10.1007/s003400100633

10. Ignatovich S. M. et al., *Quantum Electronics*, 2018, no. 48 (10), p. 973. DOI: 10.1070/QEL16609

Дата поступления: 08.11.2019.

Дата принятия: 28.11.2019.

Prospects of development of the reference base of the Russian Federation in the field of length measurements

Y. G. Zakharenko, N. A. Kononova, V. L. Fedorin, Z. V. Fomkina, K. V. Chekirda

D. I. Mendeleyev Institute for Metrology VNIIM, St. Petersburg, Russia, e-mail: Y.G.Zakharenko@vniim.ru, N.A.Kononova@vniim.ru, V.L.Fedorin@vniim.ru, Z.V.Fomkina@vniim.ru, K.V.Chekirda@vniim.ru

The results of the work to create a complex of high-precision hardware for the unit of length reproduction and transferring carried out at “D. I. Mendeleyev Institute for Metrology (VNIIM)” are represented. This complex will serve as the basis for the further development of the reference base of the Russian Federation in the field of length measurements and will allow reproduction of the unit of length at two wavelengths of 633 nm and 532 nm, as well as measurements of the wavelength of laser sources in vacuum in the range from 500 to 1050 nm.

Key words: state primary standard of the unit of length – meter, frequency stabilized laser, optical frequency comb.

Государственный первичный эталон твёрдости металлов по шкале Шора D и шкалам Либа ГЭТ 161-2019

А. Э. Асланян, Э. Г. Асланян, С. М. Гаврилкин, А. С. Дойников, А. Н. Щипунов

Всероссийский научно-исследовательский институт физико-технических и радиотехнических измерений, г. п. Менделеево, Московская обл., Российская Федерация, e-mail: andrey_aslanyan@vniiftri.ru, aslanyan@vniiftri.ru, gavrilkina@vniiftri.ru, doynikov@vniiftri.ru, schipunov@vniiftri.ru

Приведены результаты исследований и усовершенствования Государственного первичного эталона твёрдости металлов по шкале Шора D ГЭТ 161-2001. Совершенствование эталона происходило во Всероссийском научно-исследовательском институте физико-технических и радиотехнических измерений (ВНИИФТРИ) с 2016 по 2018 гг. с целью обеспечения единства измерений твёрдости по шкалам Либа. Разработаны и созданы новые узлы эталона – установки для воспроизведения чисел твёрдости по шкалам Либа. Утверждён Государственный первичный эталон твёрдости металлов по шкале Шора D и шкалам Либа ГЭТ 161-2019. Исследованы метрологические характеристики ГЭТ 161-2019, составлен бюджет неопределённости измерений при воспроизведении чисел твёрдости по шкалам Либа.

Ключевые слова: числа твёрдости Либа, государственный первичный эталон, бюджет неопределённости измерений, государственная поверочная схема.

В промышленности оценка качества и надёжности металлопродукции и контроль технологических процессов в различных отраслях производства неразрывно связаны с измерением механических свойств материалов, в частности твёрдости. Твёрдость является порядковой величиной, зависящей от методов её воспроизведения. Порядковые величины, согласно РМГ 29-2013 «ГСИ. Метрология. Основные термины и определения» и [1–3] могут входить только в эмпирические соотношения и не имеют ни единиц измерения, ни размерностей величин.

В связи с возросшей потребностью измерять твёрдость крупногабаритных деталей на месте сборки или эксплуатации широкое распространение получили динамические методы измерения твёрдости. Данные методы основаны на измерении параметров бояка в моменты удара о поверхность исследуемого материала и отскока от неё. При этом нормируются параметры бояка и один из параметров движения. Боек представляет собой осесимметричную деталь, в которую встроен наконечник из твёрдого сплава, керамики или алмаза. Наконечник бояка имеет закругление, размер которого нормируется в методах измерения твёрдости. В методе Шора для металлов нормируется высота сброса бояка, в методе Либа – скорость бояка в момент удара о поверхность. Также в обоих методах нормируются массы бойков и радиусы закругления. Приборы, реализующие указанные методы, получили распространение благодаря простоте конструкции, производительности измерений и низкой чувствительности к окружающим условиям и качеству поверхности измеряемого образца.

С 1979 по 1984 гг. во ВНИИФТРИ разработана установка высшей точности для воспроизведения чисел твёрдости по шкале Шора D. В соответствии с дальнейшим планом развития

эталонной базы в период 1995–2001 гг. создан Государственный первичный эталон твёрдости металлов по шкале Шора D ГЭТ 161-2001 [4]. Метод Шора стандартизован в ГОСТ 23273-78 «Металлы и сплавы. Измерение твёрдости методом упругого отскока бояка (по Шору)», ГОСТ 8.516-2001 «ГСИ. Государственная поверочная схема для средств измерений твёрдости металлов по шкале Шора D», ГОСТ 8.426-81 «ГСИ. Приборы для измерения твёрдости металлов методом упругого отскока бояка (по Шору). Методы и средства поверки».

Метод Либа изобретён в 1975 г. сотрудниками компании Proseq SA (Швейцария) Д. Либом и М. Брандестини. До 2015 г. отсутствовали международные стандарты на метод Либа. Различными авторами выпущено большое число монографий и научных статей, в которых проанализированы методы Шора и Либа и средства измерений [5–14]. В 2015 г. появились международные стандарты: ISO 16859-1:2015 «Metallic materials – Leeb hardness test – Part 1: Test method», ISO 16859-2:2015 «Metallic materials – Leeb hardness test – Part 2: Verification and calibration of the testing instruments», ISO 16859-3:2015 «Metallic materials – Leeb hardness test – Part 3: Calibration of reference test blocks», описывающие первичный метод измерений чисел твёрдости по шкалам Либа, требования к твердомерам и мерам твёрдости.

С появлением большого числа приборов, реализующих метод Либа, возникла необходимость совершенствования ГЭТ 161-2001 для обеспечения единства измерений твёрдости по шкалам Либа. В 2018 г. закончено усовершенствование ГЭТ 161-2001. В состав модернизированного эталона вошли установки, воспроизводящие числа твёрдости по шкалам Либа D и G. В результате выполненных мероприятий утверждён Государственный первичный

Таблица 1

Нормируемые параметры m , r , v_y для шкал Либа HLD и HLG, оценки $\pm\theta$ возможных отклонений и СКО измерений нормируемых параметров

Характеристика	HLD			HLG		
	m , г	r , мм	v_y , м/с	m , г	r , мм	v_y , м/с
Нормируемое значение с допусками	5,45±0,03	1,500±0,003	2,0500±0,0025	20,00±0,03	2,500±0,003	3,000±0,005
Значение параметра	5,45	1,5007	2,050	19,99	2,4997	3,000
$\pm\theta$	0,01	0,0009	0,0001*	0,01	0,0004	0,0002*
СКО	0,003	0,0003	0,0008	0,003	0,0004	0,0015

Примечание. * Границы НСП.

эталон твёрдости металлов по шкале Шора D и шкалам Либа ГЭТ 161-2019.

Метод воспроизведения чисел твёрдости Либа. Процесс воспроизведения чисел твёрдости по шкалам Либа заключается в падении бойка с алмазным, керамическим или твердосплавным наконечником на образец или меру твёрдости и в определении соотношения между скоростями отскока и соударения бойка. Числа твёрдости по шкалам Либа определяются по формуле

$$HL = 1000v_o/v_y, \quad (1)$$

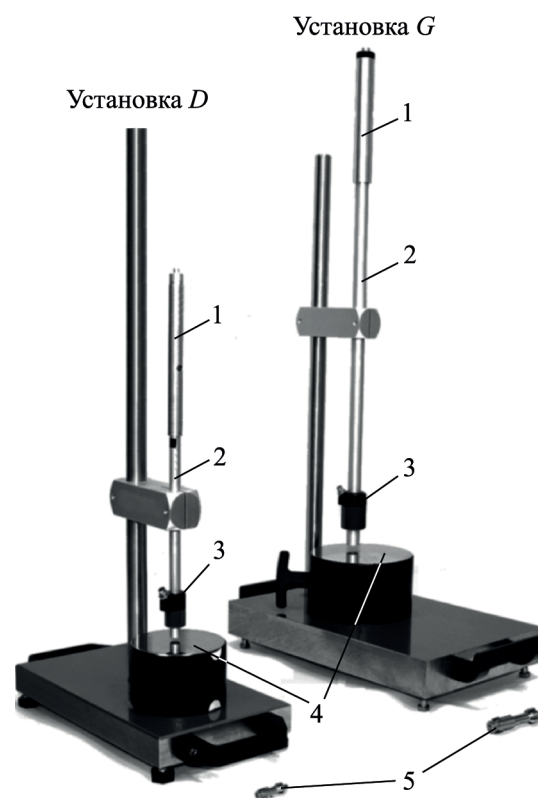
где v_o – скорость в момент отскока бойка; v_y – скорость в момент удара бойка (скорость соударения).

В методе Либа для каждой шкалы нормируется материал, из которого сделан шарик, радиус шарика, масса бойка, скорость бойка в момент удара. Наиболее часто используемыми шкалами твёрдости Либа в промышленности являются шкалы D и G. Нормируемые параметры для этих шкал указаны в табл. 1, где r – радиус закругления бойка, m – масса бойка.

Установки для воспроизведения чисел твёрдости по шкале Либа представлены на рисунке. Установки состоят из трубок с электромагнитными катушками, бойков со встроенными магнитами, механического устройства для сброса бойков. После сброса бойка и его прохождения через катушку в ней индуцируется электродвижущая сила (ЭДС), которая фиксируется электронным блоком. Отношение максимальных напряжений после соударения и до него равно отношению скорости удара к скорости отскока бойка. Электронный блок пересчитывает это соотношение в числа твёрдости по шкалам Либа.

На погрешность воспроизведения чисел твёрдости по шкалам Либа влияют отклонение от номинальных значений массы и радиуса закругления бойка, скорости бойка в момент удара, погрешности определения отношения скорости в момент отскока бойка к скорости в момент удара.

В ГЭТ 161-2019 обеспечена прослеживаемость влияющих на воспроизведение чисел твёрдости величин к Государственному первичному эталону единицы массы – килограмму ГЭТ 3-2008, Государственному первичному эталону единицы длины – метру ГЭТ 2-2010, Государственному первичному эталону единиц времени, частоты и национальной шкалы времени ГЭТ 1-2018, Государственному первичному эталону единицы электрического напряжения – вольту ГЭТ 13-2001.



Установки для воспроизведения чисел твёрдости Либа по шкалам D и G:

1 – устройство сброса бойка; 2 – трубка; 3 – электромагнитная катушка; 4 – меры твёрдости (рабочие эталоны твёрдости по шкалам Либа); 5 – бойки

National primary standard machines for Leeb D and G hardness scales:
1 – device for dumping impact body; 2 – tube; 3 – electromagnetic coil;
4 – Leeb hardness test block; 5 – impact bodies

Прослеживаемость массы бойков к ГЭТ 3-2008 осуществлялась с помощью рабочего эталона единицы массы 4-го разряда по ГОСТ Р 8.021-2015 «ГСИ. Государственная поверочная схема для средств измерений массы».

Прослеживаемость радиусов закруглений бойков к ГЭТ 2-2010 осуществлялась с помощью контурографа.

Пределы погрешности контурографа при измерении радиуса закругления определяются выражением

$$\theta_{\text{кнт}} = \pm (0,2 + r \cdot 10^{-3}),$$

где $\theta_{\text{кнт}}$ – пределы погрешности контурографа в микрометрах; r – радиус закругления в миллиметрах.

Прослеживаемость скорости удара бойка о меру твёрдости к ГЭТ 2-2010 и ГЭТ 1-2018 осуществлялась с помощью рабочего эталона длины первого разряда в соответствии с ГОСТ Р 8.763-2011 «ГСИ. Государственная поверочная схема для средств измерений длины в диапазоне от $1 \cdot 10^{-9}$ до 50 м и длин волн в диапазоне от 0,2 до 50 мкм» и осциллографа с пределами относительной погрешности измерения интервалов времени $\pm 5 \cdot 10^{-5}$.

Перемещение бойка перед ударом о меру твёрдости определяли с помощью лазерного датчика измерения перемещений. Датчик перемещения крепили на эталонной трубке в специальном держателе. Боек падал свободно вниз по трубке, датчик в зависимости от перемещения бойка выдавал электрический сигнал частотой 400 кГц. Интервалы времени, за которые боек проходил измеренное перемещение, измеряли осциллографом. Также осциллографом измеряли

электрическое напряжение на датчике, далее оно пересчитывалось в перемещение с помощью калибровочной функции. По полученной зависимости перемещения бойка от времени определяли скорость падения бойка. Параллельно осциллографом измеряли напряжение на электромагнитной катушке в момент пролёта бойка с магнитом через неё. Момент времени удара бойка о меру определяли с помощью осциллографа в месте перехода кривой «напряжение – время» в прямую линию при пролёте бойка сквозь трубку с катушкой. Погрешность измерения перемещения датчиком находили из калибровочной кривой «напряжение – перемещение». Относительные границы неисклѐченной систематической погрешности (НСП) измерения скорости соударения бойка рассчитывали как сумму относительных погрешностей измерения перемещения и времени. Для определения погрешности измерения перемещения лазерным датчиком использовали рабочие эталоны длины 1-го разряда. Электрическое напряжение измеряли осциллографом с пределами погрешности, определяемыми выражением $\pm(0,0005U + 0,00005)$ В, где U – измеряемое напряжение в вольтах.

Калибровочная функция для датчика перемещения имеет вид

$$X = aU + b,$$

где X – перемещение; a , b – коэффициенты, $a = (0,1 \pm 5 \cdot 10^{-11})$ мм/В, $b = (24 \pm 3,3 \cdot 10^{-5})$ мм.

Максимальные относительные границы НСП датчика перемещения составляют $\pm 5 \cdot 10^{-6}$. Следовательно, относительные границы НСП измерения скорости датчиком составляют $\pm 5,5 \cdot 10^{-5}$.

В табл. 1 приведены измеренные параметры бойков для шкал HLD и HLG, оценки возможных отклонений этих параметров, границы НСП и СКО результатов измерений.

Скорость бойка с магнитом, пролетающим сквозь электромагнитную катушку, пропорциональна напряжению, индуктируемому на катушке.

Таким образом, отношение скорости бойка при отскоке от меры твёрдости к скорости бойка при ударе о меру твёрдости равно отношению напряжений в эти моменты времени. Электрические напряжения, возникающие на катушке, после прохождения через неё бойка с магнитом измеряли с помощью электронного блока, входящего в состав ГЭТ 161-2019. Прослеживаемость отношения скорости в момент отскока бойка к скорости в момент удара бойка о меру твёрдости осуществляется с помощью осциллографа,

Таблица 2

Составляющие НСП и СКО воспроизведения чисел твёрдости по шкалам Либа

Составляющая неопределѐнности	НСП _{max}		СКО _{max}	
	HLD	HLG	HLD	HLG
Масса бойка	$\pm 0,2$	$\pm 0,4$	0,06	0,06
Радиус закругления бойка	$\pm 0,3$	$\pm 0,1$	0,1	0,1
Скорость удара бойка	$\pm 0,04$	$\pm 0,04$	0,5	0,6
Отношение скорости удара к скорости отскока	$\pm 2,2$	$\pm 2,1$	0,3	0,4

Метрологические характеристики ГЭТ 161-01 и ГЭТ 161-2019

Характеристика	ГЭТ 161-2001	ГЭТ 161-2019
Диапазон воспроизведения чисел твёрдости по шкале Шора D HSD	20–140	20–140
Размах значений чисел твёрдости по шкале HSD	0,5	0,5
Диапазон воспроизведения чисел твёрдости по шкале Либа D HLD	–	300–890
Диапазон воспроизведения чисел твёрдости по шкале Либа G HLG	–	300–750
Размах значений чисел твёрдости по шкале HLD	–	6,5
Размах значений чисел твёрдости по шкале HLG	–	3,0
Границы НСП воспроизведения чисел твёрдости Либа HL	–	$\pm 3,5$
СКО воспроизведения чисел твёрдости по шкалам Либа HL	–	0,9
Суммарная стандартная неопределѐнность измерений по шкале Шора D	0,5	0,5
Расширенная неопределѐнность измерений ($k=2$) по шкале Шора D	1,0	1,0
Стандартная неопределѐнность измерений по шкалам Либа по типу А	–	0,9
по типу В	–	1,5
Суммарная стандартная неопределѐнность измерений по шкалам Либа	–	1,7
Расширенная неопределѐнность измерений ($k=2$) по шкалам Либа	–	3,4

Таблица 3

подключённого к катушке параллельно с электронным блоком. Осциллограф прослеживался к ГЭТ 13-2001. Границы НСП измерения данного отношения составляют $\pm 0,002$, СКО среднего из 10 измерений – 0,0004.

Результаты исследований ГЭТ 161-2019. В результате проведённых исследований систематических и случайных составляющих погрешностей воспроизведения чисел твёрдости по шкалам Либа получены значения НСП и СКО, обусловленные влияющими величинами. В табл. 2 показаны составляющие НСП и СКО воспроизведения чисел твёрдости. Наибольшие составляющие НСП связаны с определением отношения скорости удара к скорости отскока бойка, наибольшие составляющие СКО – с измерением скорости удара бойка. Шкалы твёрдости Либа являются шкалами порядка, поэтому СКО, НСП, неопределённость измерений при воспроизведении чисел твёрдости вычислены по модели линеаризации шкалы вблизи значений чисел.

Доверительные границы НСП воспроизведения чисел твёрдости с помощью ГЭТ 161-2019 для вероятности 0,99 рассчитывали соответственно по формулам для шкал HLD и HLG:

$$\theta_{\text{HLD}} = \pm 1,5 \sqrt{\sum (C_i \theta_i)^2};$$

$$\theta_{\text{HLG}} = \pm 1,2 \sqrt{\sum (C_i \theta_i)^2},$$

где C_i , θ_i – коэффициент чувствительности и границы НСП i -й влияющей величины соответственно.

Коэффициенты чувствительности влияющих величин, входящих в уравнение (1), определяли дифференцированием уравнения (1) по влияющей величине. Коэффициенты чувствительности величин, не входящих в уравнение (1), находили экспериментально.

СКО воспроизведения чисел твёрдости Либа вычисляли как

$$S_{\text{HL}} = \sqrt{\sum (C_i \theta_i)^2},$$

где S_i – СКО результата измерений i -й величины.

В табл. 3 представлены метрологические характеристики ГЭТ 161-2001 и ГЭТ 161-2019.

Разработанная во ВНИИФТРИ методика измерения скорости удара бойка с помощью быстродействующего триангуляционного лазерного датчика перемещений позволила уменьшить составляющую НСП, связанную с данной величиной, а также разработать конструкцию эталонной трубки и устройство для сброса бойка таким образом, чтобы скорость удара соответствовала значению, нормированному в международном стандарте на метод Либа.

Одновременно с утверждением ГЭТ 161-2019 разработан проект государственной поверочной схемы. Передача чисел твёрдости Шора D и Либа от ГЭТ 161-2019 осуществляется методом прямых измерений твёрдости рабочего эталона 1-го разряда по шкале Шора D (эталонной меры твёрдости первого разряда) и рабочих эталонов твёрдости по шкалам Либа D и G. От рабочего эталона 1-го разряда методом сравнения с помощью компаратора числа твёрдости Шора D передаются рабочему эталону 2-го разряда по шкале Шора D (эталонной

мере твёрдости 2-го разряда). От рабочего эталона 2-го разряда методом прямых измерений числа твёрдости передаются средствам измерений – твердомерам Шора D для металлов. Числа твёрдости по шкалам Либа передаются от рабочих эталонов методом прямых измерений твердомерам Либа.

Заключение. ГЭТ 161-2019 позволяет обеспечить единство измерений твёрдости металлов по шкалам Шора D и Либа D и G. Числа твёрдости Либа воспроизводятся на ГЭТ 161-2019 в соответствии с современными международными требованиями ISO 16859-1:2015 «Metallic materials — Leeb hardness test – Part 1: Test method» и модифицированным российским стандартом ГОСТ Р 8.969-2019 «ГСИ. Металлы и сплавы. Определение твёрдости по шкалам Либа. Часть 1. Метод измерений». Метрологические характеристики ГЭТ 161-2019 соответствуют уровню измерительных возможностей ведущих промышленно развитых стран мира.

Список литературы

1. Дойников А. С. Измеряемая величина // Большая российская энциклопедия. 2016. URL: <https://bigenc.ru/physics/text/2002348> (дата обращения: 06.12.2019).
2. Дойников А. С. Измеряемое свойство // Большая российская энциклопедия. 2016. URL: <https://bigenc.ru/physics/text/2002364> (дата обращения: 06.12.2019).
3. Дойников А. С. Лекции по метрологии. Менделеево: ФГУП «ВНИИФТРИ», 2018. 292 с.
4. Асланян Э. Г., Балаханов М. В., Гусятинская Н. С., Дойников А. С., Козлов В. И., Сафаров Н. А., Шлегель В. Р. Новый Государственный первичный эталон твердости металлов по шкале Шора D // Измерительная техника. 2002. № 3. С. 3–6.
5. Tak N. H., Bahng G. W., Kim T. G., *Verification results of Leeb hardness indicating devices from different manufacturers using the Leeb hardness reference voltage signal*, XXI IMEKO World Congress “Measurement in Research and Industry”, August 30 – September 4, 2015, Prague, Czech Republic.
6. Herrmann K., *Hardness Testing Principles and Applications. Leeb Method*, Published by ASM International, Novelt, USA, 2011, pp. 78–86.
7. Yamamoto M., Yamamoto T., Miyahara K., Maki S., Nakamura M., *Proof examination on small rebound hardness carried out with HLD/HLE standard blocks*, XX IMEKO World Congress Metrology for Green Growth September 9–14, 2012, Busan, Republic of Korea.
8. Schwenk D., *Leeb hardness calibration machine*, IMEKO 2010 TC3, TC5 and TC22 Conferences Metrology in Modern Context November 22–25, 2010, Pattaya, Chonburi, Thailand, pp. 369–372.
9. Wei S., Wu Z., Qingzhong L., *Leeb hardness standard with laser measuring*, XX IMEKO World Congress Metrology for Green Growth September 9–14, 2012, Busan, Republic of Korea, pp. 304–307.
10. Schwenk D., Bandel M., *Calibration of the impact velocity at portable hardness testing devices in accordance with Leeb*, IMEKO 22nd TC3, 12th TC5 and 3rd TC22 International Conferences, 3 to 5 February, 2014, Cape Town, Republic of South Africa.
11. Kompatscher M., *Equotip rebound hardness testing after D. Leeb*, HARDMEKO 2004, Hardness Measurements

Theory and Application in Laboratories and Industries 11–12 November, 2004, Washington, D.C., USA.

12. Sanponpute T., Apichaya Meesaplak, *Measurement*, 2010, vol. 43, no. 5, pp. 631–636. DOI: 10.1016/j.measurement.2010.01.008

13. Hegazy R., Mohamad G., Mohamad M., Khaled K. M., Mohamad M. I., *Empirical relation between Leeb rebound hardness and tensile strength for austenitic ductile cast iron*, IMEKO 23rd TC3, 13th TC5 and 4rd TC22 International Conferences, 30 May to 1 June, 2017, Helsinki, Finland.

14. Chiumiento G., Di Lorenzo G., Formisano A., *Leeb hardness experimental tests for mechanical characterization of structural steels*, XVIII ANIDIS Conference – Seismic Engineering in Italy, 15 September – 19 October 2019, Ascoli Piceno, Italy.

References

1. Doynikov A. S. *Izmeriyemaya velichina. Bol'shaya Rossiyskaya enciklopediya*, 2016, available at: <https://bigenc.ru/physics/text/2002348> (accessed: 06.12.2019) (in Russian).

2. Doynikov A. S. *Izmeriyemoe svoistvo. Bol'shaya Rossiyskaya enciklopediya*, 2016, available at: <https://bigenc.ru/physics/text/2002364> (accessed: 06.12.2019) (in Russian).

3. Doynikov A. S., *Lekcii po metrologii*, Mendeleevo, FSUE "VNIIFTRI" Publ., 2018, p. 292 (in Russian).

4. Aslanyan E. G., Balakhanov M. V., Gusyatinskaya N. S., Doynikov A. S., Kozlov V. I., Safarov N. A., Shlegel V. R., *Measurement Techniques*, 2002, vol. 45, no. 3, pp. 223–227. DOI: 10.1023/A:1015902517391

5. Tak N. H., Bahng G. W., Kim T. G., *Verification results of Leeb hardness indicating devices from different manufacturers using the Leeb hardness reference voltage signal*, XXI IMEKO World Congress "Measurement in Research and Industry", August 30 – September 4, 2015, Prague, Czech Republic.

6. Herrmann K., *Hardness Testing Principles and Applications. Leeb Method*, Published by ASM International, Novelti, USA, 2011, pp. 78–86.

7. Yamamoto M., Yamamoto T., Miyahara K., Maki S., Nakamura M., *Proof examination on small rebound hardness carried out with HLD/HLE standard blocks*, XX IMEKO World Congress Metrology for Green Growth September 9–14, 2012, Busan, Republic of Korea.

8. Schwenk D., *Leeb hardness calibration machine*, IMEKO 2010 TC3, TC5 and TC22 Conferences Metrology in Modern Context November 22–25, 2010, Pattaya, Chonburi, Thailand, pp. 369–372.

9. Wei S., Wu Z., Qingzhong L., *Leeb hardness standard with laser measuring*, XX IMEKO World Congress Metrology for Green Growth September 9–14, 2012, Busan, Republic of Korea, pp. 304–307.

10. Schwenk D., Bandel M., *Calibration of the impact velocity at portable hardness testing devices in accordance with Leeb*, IMEKO 22nd TC3, 12th TC5 and 3rd TC22 International Conferences, 3 to 5 February, 2014, Cape Town, Republic of South Africa.

11. Kompatscher M., *Equotip rebound hardness testing after D. Leeb*, HARDMEKO 2004, Hardness Measurements Theory and Application in Laboratories and Industries 11–12 November, 2004, Washington, D.C., USA.

12. Sanponpute T., Apichaya Meesaplak, *Measurement*, 2010, vol. 43, no. 5, pp. 631–636. DOI: 10.1016/j.measurement.2010.01.008

13. Hegazy R., Mohamad G., Mohamad M., Khaled K. M., Mohamad M. I., *Empirical relation between Leeb rebound hardness and tensile strength for austenitic ductile cast iron*, IMEKO 23rd TC3, 13th TC5 and 4rd TC22 International Conferences, 30 May to 1 June, 2017, Helsinki, Finland.

14. Chiumiento G., Di Lorenzo G., Formisano A., *Leeb hardness experimental tests for mechanical characterization of structural steels*, XVIII ANIDIS Conference – Seismic Engineering in Italy, 15 September – 19 October 2019, Ascoli Piceno, Italy.

Дата поступления: 25.10.2019.

Дата принятия: 25.11.2019.

National primary standard machine of Shore D hardness scale for metals and Leeb hardness scales

Andrey E. Aslanyan, Eduard G. Aslanyan, Sergey M. Gavrilkin, Aleksandr S. Doynikov, Andrey N. Shchipunov

Russian metrological institute of technical physics and radio engineering (VNIIFTRI), Mendeleevo, Moscow Region, Russian Federation, e-mail: andrey_aslanyan@vniiftri.ru, aslanyan@vniiftri.ru, gavrilkin@vniiftri.ru, doynikov@vniiftri.ru, shchipunov@vniiftri.ru

The article presents the results of studies to improve the National primary standard machine for hardness of metals on the shore D scale GET 161-2001, which were performed in FSUE "VNIIFTRI" from 2016 to 2018 in accordance with the technical task of Rosstandart. The improvement was carried out in order to ensure the uniformity of hardness measurements on the Leeb scales. The created new parts of the primary standard machine, which are settings for reproducing hardness numbers on the Leeb scales, are considered. Metrological characteristics of the upgraded and adopted National primary standard machine (GET 161-2019) were investigated, the budget of measurement uncertainty was calculated for reproducing hardness numbers on the Leeb scales.

Key words: Leeb hardness numbers, national primary standard machine, budget of uncertainty, national hierarchy scheme.

Стохастическая оценка параметров ориентации антенного комплекса по результатам измерений бесплатформенной инерциальной системы

С. В. Соколов¹, В. А. Погорелов¹, А. Б. Шаталов²

¹Российский университет дружбы народов, Институт инновационных инженерных технологий, Москва, Российская Федерация, e-mail: s.v.s.888@yandex.ru, vadim.pogorelov.rnd@gmail.com

²АО «Серпуховский завод «Металлист», Серпухов, Московская обл., Российская Федерация, e-mail: shatalovab@yandex.ru

Рассмотрена задача высокоточного определения пространственной ориентации антенн радиотехнических комплексов, размещённых на высотных мачтах различных конструкций. Установлено, что применяемые в настоящее время методы, основанные на измерениях спутниковых навигационных систем и автономных измерениях бесплатформенных инерциальных систем ориентации, не обеспечивают требуемой точности решения поставленной задачи. Показано, что низкая точность существующих методов обусловлена как слабой помехоустойчивостью алгоритмов обработки информации, так и отсутствием возможности учёта динамических свойств параметров ориентации, измеряемых в условиях помех высокой интенсивности, свойства которых, как правило, не учитываются. Предложен динамический алгоритм оценки стохастических параметров ориентации антенны радиотехнического комплекса, инвариантный к характеру движения основания мачты и обеспечивающий устойчивость и требуемую точность оценивания при общих предположениях о характере помех чувствительных элементов бесплатформенной инерциальной системы ориентации. В качестве наблюдаемого вектора состояния – вектора параметров ориентации антенны, использован вектор параметров Родрига–Гамильтона, а в качестве вектора наблюдения за ним – вектор измерений датчиков угловой скорости бесплатформенной инерциальной системы. В приборный состав бесплатформенной инерциальной системы входят три акселерометра и три датчика угловой скорости, расположенные ортогонально в центре масс антенны. На основании полученных нелинейных стохастических уравнений динамики изменения вектора параметров текущей ориентации бесплатформенной инерциальной системы ориентации на подвижном основании и уравнений их наблюдения – стохастической модели сигналов измерения чувствительных элементов бесплатформенной инерциальной системы ориентации, построен нелинейный (обобщённый) фильтр Калмана, обеспечивающий искомое решение задачи оценки параметров текущей ориентации антенны на возмущённом основании. Приведены результаты проведённого численного эксперимента, сделан вывод о возможности применения фильтра для решения задачи оперативной ориентации антенн радиотехнических комплексов с использованием средне- и высокоточных бесплатформенных инерциальных систем ориентации и без коррекции в течение длительного времени.

Ключевые слова: антенна, подвижная мачта, нелинейная стохастическая оценка, пространственная ориентация, параметры Родрига–Гамильтона, бесплатформенная инерциальная система ориентации.

Введение. Непрерывное повышение требований к точности пространственной ориентации антенн радиотехнических комплексов (РТК), размещённых на мачтах различной конструкции и высоты, приводит к повышению требований к точности угловой ориентации этих антенн в условиях возмущённого движения мачты и помех измерения параметров ориентации [1–6]. В настоящее время существуют различные методы определения угловой ориентации антенны в условиях действия внешних возмущений и внутренних помех измерительного комплекса [7–17]. Так, например, широко используется метод, основанный на показаниях глобальных навигационных спутниковых

систем (ГНСС) [7]. В зависимости от решаемой задачи он предполагает установку на подвижном объекте двух или трёх пространственно-разнесённых антенн и определение угловой ориентации объекта по показаниям разнесённых спутниковых приёмников. Преимуществом такого подхода является отсутствие процедуры интегрирования показаний инерциальных чувствительных элементов, приводящей к накоплению погрешностей измерений с течением времени. В то же время низкая частота (1–20 Гц) получения выходной информации от ГНСС и слабая помехоустойчивость алгоритмов обработки информации с разнесённых спутниковых приёмников существенно

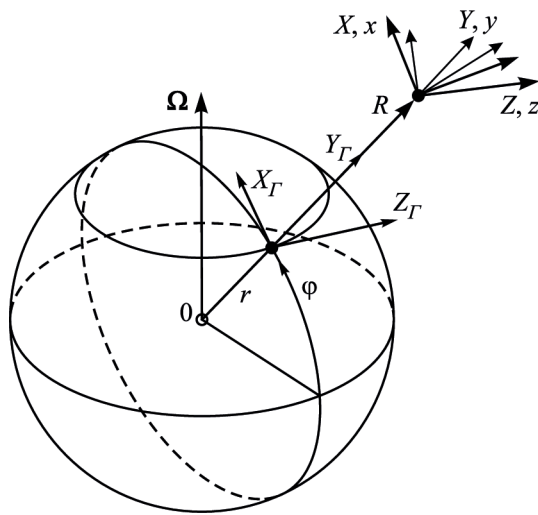


Рис. 1. Приборная Oxyz, географическая $OX_FY_FZ_F$ и сопровождающая OXYZ системы координат

Fig. 1. Coordinate system:

Oxyz – instrument coordinate system (UCS) J; $OX_FY_FZ_F$ – Earth-centered earth-fixed (ECEF) G; OXYZ – Local-Level Frame (LLF) S

затрудняют применение данного метода для решения задачи ориентации антенны, находящейся на высокочастотном подвижном основании [17–21].

В современных РТК всё большее внимание уделяется автономным методам, основанным на использовании бесплатформенных инерциальных систем ориентации (БИСО) [8–10, 22–24]. Однако существенным недостатком разработанных методов, обращающихся к показаниям БИСО, является невозможность учёта динамических свойств параметров ориентации. Такие параметры измеряются в условиях помех высокой интенсивности, а свойства этих помех не учитываются. [4, 11, 16]. Поэтому в существующих автономных системах нельзя достичь ориентации требуемой на сегодняшний день точности и невозможно добиться устойчивости процесса определения ориентации антенны РТК, размещённой на подвижном основании [1, 2].

Цель работы – разработать динамический алгоритм оценки стохастических параметров ориентации антенны РТК, инвариантный к характеру движения основания (мачты) и обеспечивающий устойчивость и требуемую точность оценивания при самых общих предположениях о характере помех чувствительных элементов БИСО.

Постановка задачи. Для решения задачи автономной ориентации антенны на подвижном основании будем полагать, что её центр масс соединён жёстким стержнем, моделирующим мачту, с точкой на поверхности Земли. Длина стержня – R , широта точки – φ . Центр масс антенны может вращаться вокруг указанной точки с произвольной угловой скоростью во всех направлениях под действием

внешних возмущений (рис. 1). Введём следующие системы координат:

приборная система координат (ПСК) J Oxyz с началом в центре масс антенны, оси которой направлены по взаимно ортогональным осям чувствительного элемента БИСО;

географическая система координат (ГСК) G $OX_FY_FZ_F$ с началом в точке крепления стержня. Ось X_F этой системы лежит в плоскости местного меридиана (Ω – угловая скорость вращения Земли), ось Y_F направлена от центра Земли, а ось Z_F дополняет систему координат до правой;

сопровождающая система координат (ССК) S OXYZ с началом в центре масс антенны, ось Y которой направлена вдоль стержня длиной R . Направления осей X, Y, Z в начальный момент времени совпадают с направлениями соответствующих осей ГСК X_F, Y_F, Z_F

В соответствии с введёнными системами координат под задачей ориентации антенны на подвижной мачте далее будем понимать текущую оценку параметров разворота ПСК J относительно ГСК G, в качестве которых рассмотрим параметры Родрига–Гамильтона.

Пусть в состав БИСО в качестве чувствительных элементов входят три акселерометра и три датчика угловой скорости, расположенные ортогонально в центре масс антенны. Для сохранения общности решения в качестве моделей помех чувствительных элементов БИСО выберем аддитивные белые гауссовы шумы (БГШ) с нулевыми математическими ожиданиями и известными интенсивностями. Аддитивные БГШ наиболее адекватны в практике использования БИСО. Учёт корреляции помех или наличия в них регулярных составляющих, в том числе с неизвестными параметрами, обеспечивается соответствующим расширением вектора оцениваемых параметров и не влияет на существо предложенного далее подхода [24]. В этом случае модели выходных сигналов чувствительных элементов БИСО имеют следующий вид [22].

Для акселерометров

$$\mathbf{Z}_a = \mathbf{a}_J + \mathbf{W}_a, \quad (1)$$

где $\mathbf{Z}_a = [Z_{a_x} \ Z_{a_y} \ Z_{a_z}]^T$ – вектор выходных сигналов трёх ортогональных акселерометров; $\mathbf{a}_J = [a_x \ a_y \ a_z]^T$ – вектор ускорений центров масс антенны в ПСК; $\mathbf{W}_a = [W_{a_x} \ W_{a_y} \ W_{a_z}]^T$ – вектор помех измерения акселерометров (центрированный БГШ с матрицей интенсивностей D_a).

Для датчиков угловой скорости

$$\mathbf{Z}_d = \mathbf{\Omega}_J + \mathbf{W}_d, \quad (2)$$

где $\mathbf{Z}_d = [Z_x \ Z_y \ Z_z]^T$ – вектор выходных сигналов трёх ортогональных датчиков угловой скорости; $\mathbf{\Omega}_J = [\Omega_x \ \Omega_y \ \Omega_z]^T$ – вектор абсолютной угловой скорости вращения ПСК; $\mathbf{W}_d = [W_x \ W_y \ W_z]^T$ – вектор помех измерения датчиков

угловой скорости (центрированный БГШ с матрицей интенсивностей D_d).

Таким образом, окончательно сформулируем поставленную задачу как задачу стохастического оценивания текущей ориентации ПСК J (триэдра БИСО) относительно ГСК G по зашумленным измерениям чувствительного элемента БИСО. При этом будем учитывать априорно неопределенный характер изменения, во-первых, вектора угловой скорости центра масс антенны относительно начала ГСК G (точки крепления мачты длиной R), а во-вторых, вектора угловой скорости триэдра БИСО относительно центра масс антенны при неизвестных углах начального рассогласования ПСК J и ГСК G .

Решение задачи. На первом шаге для построения алгоритма оценки случайного текущего вектора параметров Родрига–Гамильтона $\eta = [\eta_0 \ \eta_1 \ \eta_2 \ \eta_3]^T$ разворота ПСК J относительно ССК S рассмотрим уравнения истинного изменения во времени параметров Родрига–Гамильтона [25]:

$$\dot{\eta} = \frac{1}{2} \Phi(\eta) \omega_J; \quad (3)$$

$$\eta(0) = \eta_0,$$

где $\eta(0) = \eta_0$ – неизвестные параметры начального рассогласования ПСК J и ССК S (и ГСК G); $\omega_J = [\omega_x \ \omega_y \ \omega_z]^T$ – вектор случайной угловой скорости ПСК J (триэдра БИСО) относительно ССК S , который в общем случае может быть описан центрированным БГШ с матрицей интенсивностей D_ω :

$$\Phi(\eta) = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} -\eta_1 & -\eta_2 & -\eta_3 \\ \eta_0 & -\eta_3 & \eta_2 \\ \eta_3 & \eta_0 & -\eta_1 \\ -\eta_2 & \eta_1 & \eta_0 \end{bmatrix}. \quad (4)$$

На втором шаге рассмотрим динамику изменения вектора текущих параметров Родрига–Гамильтона $\lambda = [\lambda_0 \ \lambda_1 \ \lambda_2 \ \lambda_3]^T$ разворота ССК S относительно ГСК G , которая описывается уравнением, аналогичным (3):

$$\dot{\lambda} = \frac{1}{2} \Phi(\lambda) \omega_S; \quad (5)$$

$$\lambda(0) = \lambda_0,$$

где $\omega_S = [\omega_x \ \omega_y \ \omega_z]^T$ – вектор угловой скорости вращения ССК S относительно ГСК G .

Для описания вектора ω_S применим выражение для вектора ускорения, возникающего при движении материальной точки по сфере радиуса R . Данное уравнение в ССК S запишем следующим образом [23]:

$$\mathbf{A}_S = \dot{\mathbf{V}}_S + (2\boldsymbol{\Omega}_S + \boldsymbol{\omega}_S) \times \mathbf{V}_S - \mathbf{g}_S, \quad (6)$$

где $\mathbf{A}_S = [A_x \ A_y \ A_z]^T$ – вектор ускорений материальной точки в ССК; $\mathbf{V}_S = [V_x \ V_y \ V_z]^T$ – вектор скорости материальной точки в ССК; $\boldsymbol{\Omega}_S = [\Omega_x \ \Omega_y \ \Omega_z]^T$ – вектор угловой скорости вращения Земли в ССК; $\boldsymbol{\omega}_S = [\omega_x \ 0 \ \omega_z]^T$ – вектор угловой скорости ССК относительно ГСК; $\mathbf{g}_S = [g_x \ g_y \ g_z]^T$ – вектор ускорения силы тяжести в ССК; $\times$ – знак векторного произведения.

Проекция вектора угловой скорости вращения Земли на оси ГСК G имеют вид

$$\Omega_{x_r} = \Omega \cos \varphi;$$

$$\Omega_{y_r} = \Omega \sin \varphi;$$

$$\Omega_{z_r} = 0.$$

Проекция вектора ускорения силы тяжести $\mathbf{g}_r = [g_{x_r} \ g_{y_r} \ g_{z_r}]^T$ можно записать как

$$g_{x_r} = -\Omega^2 r \cos \varphi \sin \varphi;$$

$$g_{y_r} = \Omega^2 r \cos^2 \varphi - g;$$

$$g_{z_r} = 0,$$

где g – гравитационное ускорение; r – радиус Земли.

Поэтому для рассматриваемой ориентации осей ССК проекции векторов $\mathbf{g}_S$, $\boldsymbol{\Omega}_S$ на оси ССК определяются выражениями

$$\boldsymbol{\Omega}_S(\lambda) = [\Omega_x \ \Omega_y \ \Omega_z]^T = A(\lambda) \begin{bmatrix} \Omega \cos \varphi \\ \Omega \sin \varphi \\ 0 \end{bmatrix};$$

$$\mathbf{g}_S(\lambda) = [g_x \ g_y \ g_z]^T = A(\lambda) \begin{bmatrix} -\Omega^2 r \cos \varphi \sin \varphi \\ \Omega^2 r \cos^2 \varphi - g \\ 0 \end{bmatrix},$$

где матрица поворота $A(\lambda)$ (направляющих косинусов) ССК S относительно ГСК G вычисляется по формуле [25]:

$$A(\lambda) = \begin{bmatrix} 2\lambda_0^2 + 2\lambda_1^2 - 1 & 2(\lambda_1\lambda_2 + \lambda_0\lambda_3) & 2(\lambda_1\lambda_3 - \lambda_0\lambda_2) \\ 2(\lambda_1\lambda_2 - \lambda_0\lambda_3) & 2\lambda_0^2 + 2\lambda_2^2 - 1 & 2(\lambda_2\lambda_3 + \lambda_0\lambda_1) \\ 2(\lambda_1\lambda_3 + \lambda_0\lambda_2) & 2(\lambda_2\lambda_3 - \lambda_0\lambda_1) & 2\lambda_0^2 + 2\lambda_3^2 - 1 \end{bmatrix}.$$

Система уравнений (6) в проекциях на оси выбранной ССК с учётом равенств $\omega_X = V_Z R^{-1}$, $\omega_Z = -V_X R^{-1}$ и приведённых выше проекций векторов $\mathbf{g}_S$, $\mathbf{\Omega}$ трансформируется к виду

$$\dot{\omega}_Z R = -A_X + 2\Omega_Y(\lambda)R\omega_X - g_X(\lambda); \quad (7)$$

$$0 = A_Y + [2\Omega_Z(\lambda) + \omega_Z]\omega_Z R + [2\Omega_X(\lambda) + \omega_X]\omega_X R + g_Y(\lambda);$$

$$\dot{\omega}_X R = A_Z - 2\Omega_X(\lambda)R\omega_Z + g_Z(\lambda).$$

Вектор ускорений $\mathbf{A}_S$ можно представить через вектор ускорений $\mathbf{a}_J$, измеряемых акселерометрами (1), следующим образом:

$$\mathbf{A}_S = \mathbf{A}_*^T(\boldsymbol{\eta})\mathbf{a}_J = \mathbf{A}_*^T(\mathbf{Z}_a - \mathbf{W}_a),$$

где $\mathbf{A}_*^T(\boldsymbol{\eta})$ – матрица поворота (направляющих косинусов) ПСК J относительно ССК S .

Данное соотношение совместно с уравнениями (7) позволяет сформировать стохастические уравнения, описывающие вектор $\boldsymbol{\omega}_S$ угловой скорости движения ССК S относительно ГСК G :

$$\begin{vmatrix} \dot{\omega}_X \\ \dot{\omega}_Z \end{vmatrix} = L - R^{-1} \begin{vmatrix} 0 & 0 & 1 \\ -1 & 0 & 0 \end{vmatrix} \mathbf{A}_*^T(\boldsymbol{\eta})\mathbf{W}_a, \quad (8)$$

где

$$L = 2 \begin{vmatrix} 0 & -\Omega_X(\lambda) \\ \Omega_Y(\lambda) & 0 \end{vmatrix} \begin{vmatrix} \omega_X \\ \omega_Z \end{vmatrix} + \\ + R^{-1} \begin{vmatrix} 0 & 0 & 1 \\ -1 & 0 & 0 \end{vmatrix} \mathbf{A}_*^T(\boldsymbol{\eta})\mathbf{Z}_a + R^{-1} \begin{vmatrix} g_Z(\lambda) \\ -g_X(\lambda) \end{vmatrix}.$$

Отметим, что полученная система уравнений (8), описывающая текущую ориентацию ССК в ГСК, в соответствии с поставленной задачей оказывается полностью инвариантна к характеру динамики движения основания (мачты), которое качается относительно начала ГСК.

Объединим системы уравнений (3)–(5), (8) и запишем полный вектор параметров текущей ориентации БИСО на подвижном основании следующим образом

$$\dot{\mathbf{Y}} = \mathbf{F}(\mathbf{Y}, t) + \mathbf{F}_1(\mathbf{Y})\mathbf{W}, \quad (9)$$

где

$$\mathbf{Y} = \begin{vmatrix} \boldsymbol{\eta}^T & \lambda^T & \omega_X & \omega_Z \end{vmatrix}^T; \quad \mathbf{W} = \begin{vmatrix} \omega_J \\ 0 \\ \mathbf{W}_a \end{vmatrix}; \quad \mathbf{F}(\mathbf{Y}, t) = \begin{vmatrix} 0 \\ \Phi(\lambda)\omega_S \\ L \end{vmatrix};$$

$$\mathbf{F}_1(\mathbf{Y}) = \begin{vmatrix} \Phi(\boldsymbol{\eta}) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & -R^{-1} \begin{vmatrix} 0 & 0 & 1 \\ -1 & 0 & 0 \end{vmatrix} \mathbf{A}_*^T(\boldsymbol{\eta}) & 0 \end{vmatrix},$$

где 0 – нулевая матрица соответствующей размерности.

Для стохастической оценки состояния нелинейных динамических систем вида (9) наиболее эффективным подходом в настоящее время считается использование методов теории стохастической фильтрации [28, 29], из которых самым широко известным и общепотребительным является нелинейный (обобщённый) фильтр Калмана. Однако для его применения необходим предварительный синтез уравнения наблюдателя компонент вектора $\mathbf{Y}$, т. е. информационной модели сигнала измерения, явно зависящей от составляющих вектора $\mathbf{Y}$.

В рассматриваемом в настоящей статье случае в качестве сигналов наблюдения вектора $\mathbf{Y}$ можно выбрать выходные сигналы трёх ортогональных датчиков угловой скорости. Действительно, вектор $\mathbf{\Omega}_J$ абсолютной угловой скорости вращения ПСК J , измеряемый датчиками угловой скорости, определяется суммой вектора $\boldsymbol{\omega}_J$ и векторов $\boldsymbol{\omega}_{S_J}$, $\mathbf{\Omega}_{S_J}$, заданных в ПСК J :

$$\mathbf{\Omega}_J = \boldsymbol{\omega}_J + \boldsymbol{\omega}_{S_J} + \mathbf{\Omega}_{S_J},$$

где

$$\boldsymbol{\omega}_{S_J} = \mathbf{A}_*(\boldsymbol{\eta})\boldsymbol{\omega}_S;$$

$$\mathbf{\Omega}_{S_J}(\boldsymbol{\eta}, \lambda) = \mathbf{A}_*(\boldsymbol{\eta})\mathbf{A}(\lambda) \begin{vmatrix} \Omega \cos \varphi \\ \Omega \sin \varphi \\ 0 \end{vmatrix}.$$

Это позволяет, исходя из приведённого выражения для $\mathbf{\Omega}_J$ и уравнения вектора выходных сигналов трёх ортогональных датчиков угловой скорости (2), представить стохастическую модель вектора наблюдения следующим образом:

$$\mathbf{Z}_d = \boldsymbol{\omega}_J + \mathbf{A}_*(\boldsymbol{\eta})\boldsymbol{\omega}_S + \mathbf{A}_*(\boldsymbol{\eta})\mathbf{A}(\lambda) \begin{vmatrix} \Omega \cos \varphi \\ \Omega \sin \varphi \\ 0 \end{vmatrix} + \mathbf{W}_d = \\ = \mathbf{H}(\mathbf{Y}) + \mathbf{E}_* \begin{vmatrix} \omega_J \\ \mathbf{W}_d \end{vmatrix};$$

$$\mathbf{H}(\mathbf{Y}) = \mathbf{A}_*(\boldsymbol{\eta})\boldsymbol{\omega}_S + \mathbf{A}_*(\boldsymbol{\eta})\mathbf{A}(\lambda) \begin{Bmatrix} \Omega \cos \varphi \\ \Omega \sin \varphi \\ 0 \end{Bmatrix}; \quad (10)$$

$$\mathbf{E}_* = |\mathbf{E}_3; \mathbf{E}_3|,$$

где $\mathbf{E}_3$ – единичная матрица размерности 3.

Характерная особенность данного наблюдателя – возможность наблюдения всех параметров ориентации антенны в явном виде, что существенно влияет на сходимость и устойчивость процесса их оценивания. Отличительной чертой здесь оказывается наличие корреляции шумов объекта (9) и наблюдателя (10), которую необходимо далее учитывать при последующем построении фильтра Калмана.

Нелинейный фильтр Калмана, построенный по уравнениям «объект–наблюдатель» (9), (10) и обеспечивающий принципиальное решение поставленной задачи, имеет следующий вид [26, 27]:

$$\hat{\mathbf{Y}} = \mathbf{F}(\hat{\mathbf{Y}}, t) + \mathbf{K}(\hat{\mathbf{Y}}, t)[\mathbf{Z}_d - \mathbf{H}(\hat{\mathbf{Y}})]; \quad (11)$$

$$\mathbf{K}(\hat{\mathbf{Y}}, t) = \left(\mathbf{R} \frac{\partial \mathbf{H}^T(\hat{\mathbf{Y}})}{\partial \hat{\mathbf{Y}}} + \mathbf{S}_* \right) (\mathbf{D}_d + \mathbf{D}_\omega)^{-1};$$

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{R}}(\hat{\mathbf{Y}}, t) = & \left\{ \frac{\partial \mathbf{F}(\hat{\mathbf{Y}}, t)}{\partial \hat{\mathbf{Y}}} - \mathbf{S}_* (\mathbf{D}_d + \mathbf{D}_\omega)^{-1} \frac{\partial \mathbf{H}(\hat{\mathbf{Y}})}{\partial \hat{\mathbf{Y}}} \right\} \mathbf{R}(\hat{\mathbf{Y}}, t) + \\ & + \mathbf{R}(\hat{\mathbf{Y}}, t) \left\{ \frac{\partial \mathbf{F}(\hat{\mathbf{Y}}, t)}{\partial \hat{\mathbf{Y}}} - \mathbf{S}_* (\mathbf{D}_d + \mathbf{D}_\omega)^{-1} \frac{\partial \mathbf{H}(\hat{\mathbf{Y}})}{\partial \hat{\mathbf{Y}}} \right\}^T + \\ & + \mathbf{F}_1(\hat{\mathbf{Y}}, t) \mathbf{D}_0 \mathbf{F}_1^T(\hat{\mathbf{Y}}, t) - \\ & - \mathbf{R} \frac{\partial \mathbf{H}^T(\hat{\mathbf{Y}})}{\partial \hat{\mathbf{Y}}} (\mathbf{D}_d + \mathbf{D}_\omega)^{-1} \frac{\partial \mathbf{H}(\hat{\mathbf{Y}})}{\partial \hat{\mathbf{Y}}} \mathbf{R} - \mathbf{S}_* (\mathbf{D}_d + \mathbf{D}_\omega)^{-1} \mathbf{S}_*^T, \end{aligned}$$

где $\hat{\mathbf{Y}}$ – вектор текущей оценки вектора состояния $\mathbf{Y}(t)$;
 $\mathbf{R}(\hat{\mathbf{Y}}, t)$ – апостериорная ковариационная матрица;

$$\hat{\mathbf{Y}}_0 = \mathbf{M}(\mathbf{Y}_0);$$

$$\mathbf{R}_0 = \mathbf{M} \{ (\mathbf{Y}_0 - \hat{\mathbf{Y}}_0)(\mathbf{Y}_0 - \hat{\mathbf{Y}}_0)^T \};$$

$$\mathbf{D}_0 = \begin{bmatrix} \mathbf{D}_\omega & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \mathbf{D}_a \end{bmatrix}; \quad \mathbf{S}_* = \mathbf{F}_1(\mathbf{Y}) \begin{bmatrix} \mathbf{D}_\omega & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} \end{bmatrix} \mathbf{E}_*^T.$$

Для иллюстрации возможности эффективной практической реализации предложенного подхода рассмотрим следующий пример.

Результаты имитационного моделирования. Для анализа устойчивости и сходимости процесса оценивания вектора $\mathbf{Y} = [\boldsymbol{\eta}^T \lambda^T \boldsymbol{\omega}_X \boldsymbol{\omega}_Z]^T$ с использованием фильтра (11) было выполнено численное моделирование процесса оценки ориентации антенны на высокочастотном подвижном основании. Моделирование осуществлялось на временном интервале [0; 1000] с с применением при интегрировании метода Рунге–Кутты четвертого порядка с шагом 0,01 с. Угловые скорости, определяющие истинную динамику движения антенны относительно ССК, задали центрированными случайными гауссовыми последовательностями с СКО 10^{-2} рад/с, а динамику движения ССК относительно ГСК следующим образом:

$$\omega_X = 0,45 \cos(2,5t) \text{ рад/с};$$

$$\omega_Z = 0,35 \cos(2,8t) \text{ рад/с}.$$

Истинное угловое положение антенны определяли путём интегрирования уравнений (3), (5) с учётом выбранных моделей углового движения. Начальные условия определяли из уравнений связи параметров Родрига–Гамильтона η с углами Эйлера–Крылова α, β, γ [25]:

$$\eta_0 = \cos(\alpha/2) \cos(\beta/2) \cos(\gamma/2) - \sin(\alpha/2) \sin(\beta/2) \sin(\gamma/2);$$

$$\eta_1 = \sin(\alpha/2) \cos(\beta/2) \cos(\gamma/2) + \cos(\alpha/2) \sin(\beta/2) \sin(\gamma/2);$$

$$\eta_2 = \sin(\alpha/2) \cos(\beta/2) \cos(\gamma/2) + \cos(\alpha/2) \sin(\beta/2) \sin(\gamma/2);$$

$$\eta_3 = \cos(\alpha/2) \sin(\beta/2) \cos(\gamma/2) - \sin(\alpha/2) \cos(\beta/2) \sin(\gamma/2);$$

Начальные значения углов выбрали следующим образом:

$$\alpha(0) = \frac{\pi}{5}; \quad \beta(0) = \frac{\pi}{4}; \quad \gamma(0) = \frac{\pi}{3}.$$

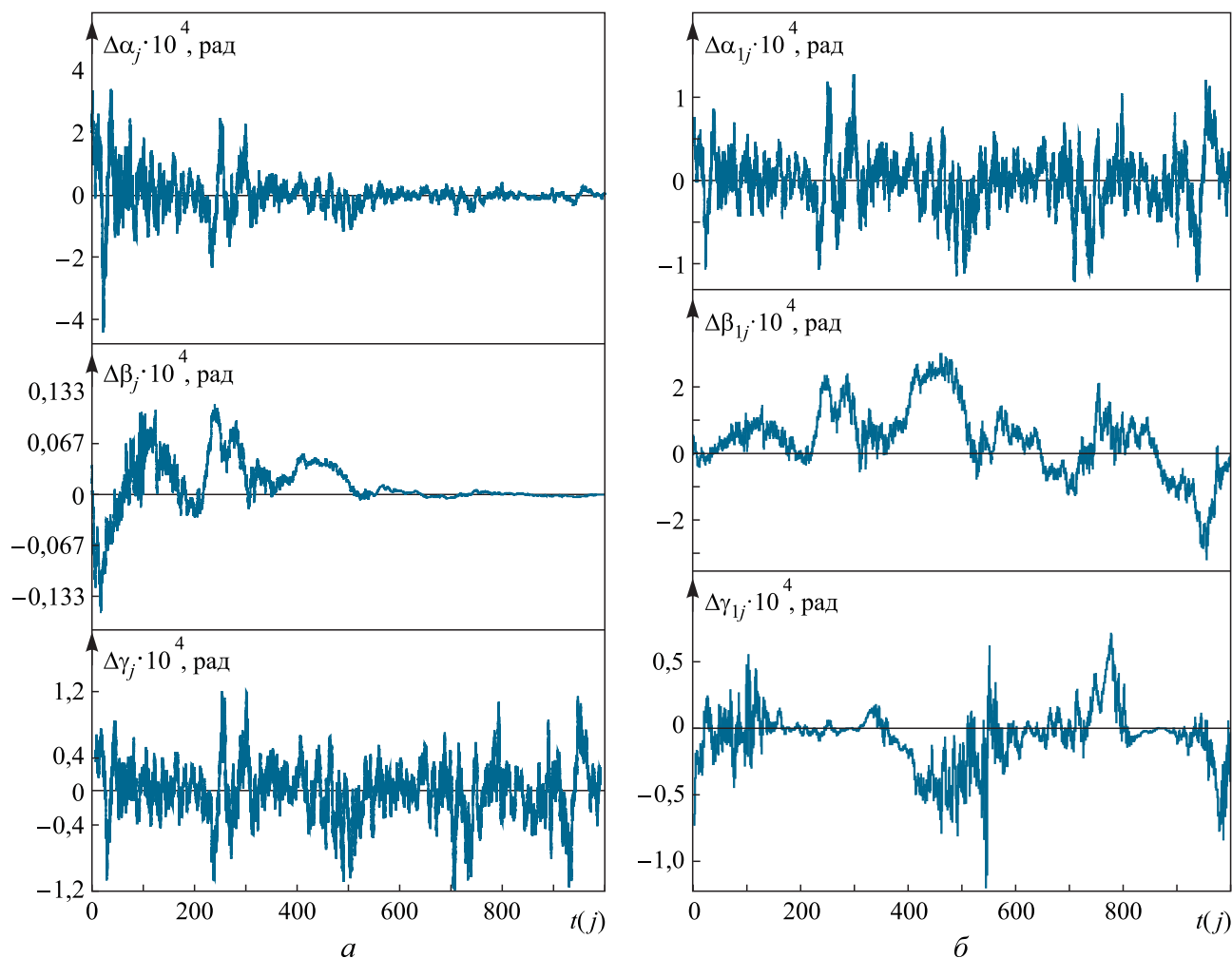


Рис. 2. Погрешности оценки углов α , β , γ (а) и α_1 , β_1 , γ_1 (б)

Fig. 2. Errors estimation of an angle α , β , γ (а) and an angle α_1 , β_1 , γ_1 (б)

Кроме того, начальные условия для нахождения углового положения антенны определяли, исходя из аналогичной связи параметров Родрига–Гамильтона λ с углами Эйлера–Крылова α_1 , β_1 , γ_1 , начальные значения которых задавали как

$$\alpha_1(0) = \frac{\pi}{4}; \beta_1(0) = \frac{\pi}{5}; \gamma_1(0) = \frac{\pi}{4}.$$

Компоненты векторов помех измерения акселерометров $\mathbf{W}_a$ и датчиков угловой скорости $\mathbf{W}_d$ моделировались центрированными случайными гауссовыми последовательностями с соответствующими средними квадратическими отклонениями, приведёнными ниже. Формирование реальных показаний датчиков угловой скорости осуществлялось путём наложения случайных гауссовых последовательностей на сумму вектора ω_j и векторов ω_{S_j} , Ω_{S_j} , заданных в ПСК J . Формирование матриц направляющих косинусов осуществ-

лялось с использованием параметров η , λ , полученных при интегрировании уравнений (3), (5).

Для анализа результатов погрешности оценки, определённые в параметрах Родрига–Гамильтона, пересчитывали в углы Эйлера–Крылова в соответствии с известными из работ [24, 25] выражениями:

$$\alpha(t) = \arctan \left[\frac{2\eta_0(t)\eta_2(t) - 2\eta_1(t)\eta_3(t)}{2\eta_1^2(t) + 2\eta_0^2(t) - 1} \right];$$

$$\beta(t) = \arcsin \{ 2[\eta_1(t)\eta_2(t) + \eta_0(t)\eta_3(t)] \};$$

$$\gamma(t) = \arctan \left[\frac{2\eta_0(t)\eta_1(t) - 2\eta_2(t)\eta_3(t)}{2\eta_0^2(t) + 2\eta_2^2(t) - 1} \right];$$

$$\alpha_1(t) = \arctan \left[\frac{2\lambda_0(t)\lambda_2(t) - 2\lambda_1(t)\lambda_3(t)}{2\lambda_1^2(t) + 2\lambda_0^2(t) - 1} \right];$$

$$\beta_1(t) = \arcsin \{ 2[\lambda_1(t)\lambda_2(t) + \lambda_0(t)\lambda_3(t)] \};$$

$$\gamma_1(t) = \arctan \left[\frac{2\lambda_0(t)\lambda_1(t) - 2\lambda_2(t)\lambda_3(t)}{2\lambda_0^2(t) + 2\lambda_2^2(t) - 1} \right].$$

На рис. 2 представлены графики изменения погрешностей оценивания всех возможных углов текущей ориентации БИСО относительно ГСК. Проанализировав результаты моделирования, можно сделать следующие выводы.

1. Предложенный алгоритм оценки ориентации обеспечивает быструю сходимость и высокую устойчивость процесса оценивания. Погрешности оценивания углового положения антенны по всем углам ориентации не превысили 10^{-4} рад, что соответствует не только современным, но и перспективным, требованиям к системам ориентации.

2. Увеличение погрешностей начальной оценки параметров η приводит к увеличению времени пространственной ориентации. Так, при начальных погрешностях, в угловом выражении равных 0,3 рад по всем трём углам, время достижения точности ориентации, приведённой в п. 1, увеличивается в три раза.

3. Вариации частоты и амплитуды колебаний мачты в пределах 50–80 % приводят к незначительному росту (не более 6 %) погрешностей оценивания, т. е. их влияние на точность ориентации оказывается существенно меньше, нежели погрешностей начальной оценки и СКО шумов измерений.

На рис. 2, а приведены погрешности оценивания углов α , β , γ в ПСК J относительно ССК S , выраженные в соответствии с приведёнными выше формулами. Погрешности начальной оценки были заданы в пределах 0,004 рад (весьма критичных для современных систем начальной ориентации [3, 4, 13–16, 24, 26]), СКО помех датчика угловой скорости составило 10^{-4} рад/с, а СКО помех акселерометров – 10^{-5} м/с².

При данном уровне помех погрешность оценки угла α не превысила $4 \cdot 10^{-4}$ рад на всём интервале моделирования. Для угла β погрешности оценки достигали значения $1,2 \cdot 10^{-4}$ рад, но в целом лежали внутри интервала $[-2,5 \cdot 10^{-4}; 2,5 \cdot 10^{-4}]$ рад. Погрешность оценки γ находилась внутри интервала $[-2,5 \cdot 10^{-5}; 2,5 \cdot 10^{-5}]$ рад практически в течение всего времени моделирования. В конце интервала моделирования наблюдался некоторый рост погрешности оценки γ , но он не превысил $1 \cdot 10^{-4}$ рад, что свидетельствует о высокой точности и устойчивости процедуры оценивания.

На рис. 2, б приведены погрешности оценивания ориентации ССК S относительно ГСК G , выраженные в углах α_1 ,

β_1 , γ_1 . Погрешности оценки углов α_1 , β_1 , γ_1 не превышают значения $1,1 \cdot 10^{-4}$ рад на всём интервале моделирования, что обеспечивает точность ориентации антенны, удовлетворяющую требованиям как к современным, так и перспективным БИСО.

Заключение. Результаты проведённого имитационного моделирования позволяют сделать вывод, что устойчивость и высокая точность предложенного алгоритма обеспечивают возможность его применения для решения задачи оперативной ориентации антенн РТК, размещаемых на мачтах. При этом средне- и высокоточные БИСО можно использовать без их коррекции в течение достаточно длительного времени.

Статья подготовлена при поддержке Программы РУДН «5–100» гранта РФФИ № 18-07-00126. Результаты работы использованы при выполнении государственного задания № 1.11772.2018/11.12.

Список литературы

1. Методы спутникового и наземного позиционирования. Перспективы развития технологий обработки сигналов / Под ред. Дардари Д., Фаллетти Э., Луизе М.; пер. с англ. Е. Б. Махияновой. М.: Техносфера, 2012. 528 с.
2. Зайцев Д. В. Многопозиционные радиолокационные системы. Методы и алгоритмы обработки информации в условиях помех. М.: Радиотехника, 2007. 96 с.
3. Коновалов А. А. Основы траекторной обработки радиолокационной информации. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ «ЛЭТИ», 2013. 164 с.
4. Красильщиков М. Н., Себряков Г. Г. Современные информационные технологии в задачах навигации и наведения беспилотных маневренных летательных аппаратов / Под. ред. М. Н. Красильщикова, Г. Г. Себрякова. М.: ФИЗМАТЛИТ, 2009. 556 с.
5. Соколов С. В., Погорелов В. А., Шаталов А. Б. Решение задачи автономной начальной ориентации БИНС на возмущённом основании с использованием параметров Родрига–Гамильтона // Известия вузов. Авиационная техника. 2019. № 1. С. 4–12.
6. Соколов С. В., Погорелов В. А. Нелинейная динамическая оценка углов ориентации подвижного объекта по распределённым спутниковым измерениям // Измерительная техника. 2019. № 4. С. 30–36. DOI: 10.32446/0368-1025it.2019-3-30-36
7. Кинкулькин И. Е. Глобальные навигационные спутниковые системы. Алгоритмы функционирования аппаратуры потребления: монография. М.: Радиотехника, 2018. 328 с. DOI: 10.18127.B9785931081755
8. Розенберг И. Н., Соколов С. В., Уманский В. И., Погорелов В. А. Теоретические основы тесной интеграции инерциально-спутниковых навигационных систем. М.: ФИЗМАТЛИТ, 2018. 312 с.
9. Соколов С. В., Погорелов В. А. Стохастическая оценка, управление и идентификация в высокоточных навигационных системах. М.: ФИЗМАТЛИТ, 2016. 264 с.

10. Соколов С. В., Погорелов В. А. Основы синтеза многоструктурных бесплатформенных навигационных систем. М.: ФИЗМАТЛИТ, 2009. 190 с.

11. Емельянец Г. И., Степанов А. П. Интегрированные инерциально-спутниковые системы ориентации и навигации / Под общей ред. акад. РАН В. Г. Пешехонова. СПб.: ГНЦ РФ АО «Концерн «ЦНИИ «Электроприбор», 2016. 394 с.

12. Vaknin E., Klein I., *Gyroscopy and Navigation*, 2016, vol. 7, no. 2, pp. 145–151. DOI: 10.1134/S2075108716020115

13. Thomas Brunner, Sébastien Changey, Emmanuel Pecheur, Jean-Philippe Lauffenburger, Michel Basset, *Evaluation of attitude estimation algorithms using absolute magnetic reference data: Methodology and results*. Proceedings of the Position, Location and Navigation Symposium – PLANS 2014, Monterey, United States May 5–8, 2014, pp. 212–218. DOI: 10.1109/PLANS.2014.6851378

14. Лукасевич В. И., Погорелов В. А., Соколов С. В. Алгоритм оценки параметров вращения распределенной антенны по спутниковым измерениям // Радиотехника. 2015. № 6. С.122–132.

15. Соколов С. В., Погорелов В. А., Лукасевич В. И. Нелинейная стохастическая фильтрация параметров углового движения распределенной антенны по спутниковым измерениям // Датчики и системы. 2015. № 5. С. 8–17.

16. Blanch J., Walter T., Enge P., *Proceedings of the IEEE* (Special Centennial Issue), 2012, vol. 13. pp. 1821–830. DOI: 10.1109/JPROC.2012.2190154

17. Ezzaldeen E., Knedlik S. and Loffeld O., *Sensors*, 2012, vol. 12.5, pp. 5310–5327. DOI: 10.3390/s120505310

18. Jahromi A. J., Broumandan A., Nielsen J., Lachapelle G., *International Journal of Navigation and Observation*, 2012, vol. 2012, Article ID127072, pp. 1–16. DOI:10.1155/2012/127072

19. Baziar A. R., Moazedi M., Mosavi M. R., *Journal of Wireless Personal Communications*, 2015, vol. 83, no. 3, pp. 1955–1970. DOI: 10.1007/s11277-015-2497-9

20. Bhatti J., Humphreys T. E., *Journal of the Institute of Navigation*, 2017, vol. 64(1), pp. 51–66. DOI: 10.1002/navi.183

21. Psiaki M. L., O'Hanlon B. W., Powell S. P., Bhatti J. A., *GPS World*, 2014, vol. 25, no. 11, pp. 36–44.

22. Salychev O. S., *Verified approaches to inertial navigation*, Moscow, BMSTU Press Publ., 2017, 368 p.

23. Salychev O. S., *Applied inertial navigation: problems and solutions*, Moscow, BMSTU Press Publ., 2004, 304 p.

24. Матвеев В. В., Распопов В. Я. Приборы и системы ориентации, стабилизации и навигации на МЭМС датчиках. Тула: Изд-во ТулГУ, 2017, 225 с.

25. Челноков Ю. Н. Кватернионные модели и методы динамики, навигации и управления движением. М.: ФИЗМАТЛИТ, 2011, 560 с.

26. Сеницын И. Н. Фильтры Калмана и Пугачёва. М.: Логос, 2006, 640 с.

27. Соколов С. В., Ковалев С. М., Кучеренко П. А., Смирнов Ю. А. Методы идентификации нечетких и стохастических систем. М.: ФИЗМАТЛИТ, 2018, 432 с.

References

1. Davide Dardari, Emanuela Falletti, Marco Luise, *Satellite and Terrestrial Radio Positioning Techniques. A Signal Processing Perspective*, Elsevier, Inc., 2011.

2. Zajcev D. V., *Mnogopozicionnye radiolokacionnye sistemy. Metody i algoritmy obrabotki informacii v usloviyah pomekh*, Moscow, Radiotekhnika Publ., 2007, 96 p. (in Russian).

3. Kononov A. A., *Osnovy traektoynoy obrabotki radiolokacionnoy informacii*, Saint Petersburg, ETU LETI Publ., 2013, 164 p. (in Russian).

4. Krasil'shchikov M. N., Sebyakov G. G., *Sovremennye informacionnye tekhnologii v zadachah navigacii i navedeniya bespilotnyh manevrennykh letatel'nykh apparatov*, Moscow, Fizmatlit Publ., 2009, 556 p. (in Russian).

5. Sokolov S. V., Pogorelov V. A., Shatalov A. B., *Russian Aeronautics*, 2019, vol. 62, no. 1, pp. 42–51. DOI: 10.3103/S1068799819010069

6. Sokolov S. V., Pogorelov V. A., *Measurement Techniques*, 2019, vol. 62, no. 3, pp. 30–36. DOI 10.1007/s11018-019-01610-4UDC62-50

7. Kinkul'kin I. E., *Global'nye navigacionnye sputnikovye sistemy. Algoritmy funkcionirovaniya apparatury potrebleniya: monografiya*, Moscow, Radiotekhnika Publ., 2018, 328 p. (in Russian). DOI: 10.18127.B9785931081755

8. Rozenberg I. N., Sokolov S. V., Umanskiy V. I., Pogorelov V. A., *Teoreticheskie osnovy tesnoj integracii inercial'no-sputnikovyykh navigacionnykh system*, Moscow, Fizmatlit Publ., 2018, 312 p. (in Russian).

9. Sokolov S. V., Pogorelov V. A., *Stokhasticheskaya ocenka, upravlenie i identifikaciya v vysokotochnyykh navigacionnykh sistemah*, Moscow, Fizmatlit Publ., 2016, 264 p. (in Russian).

10. Sokolov S. V., Pogorelov V. A., *Osnovy sinteza mnogostrukturnykh besplatformennykh navigacionnykh system*, Moscow, Fizmatlit Publ., 2009, 190 p. (in Russian).

11. Emel'yancev G. I., Stepanov A. P., *Integrirovannyye inercial'no-sputnikovye sistemy orientacii i navigacii*, Saint Petersburg, Concern CSRI Elektropribor Publ., JSC, 2016, 394 p. (in Russian).

12. Vaknin E., Klein I., *Gyroscopy and Navigation*, 2016, vol. 7, no. 2, pp. 145–151. DOI: 10.1134/S2075108716020115

13. Thomas Brunner, Sébastien Changey, Emmanuel Pecheur, Jean-Philippe Lauffenburger, Michel Basset, *Evaluation of attitude estimation algorithms using absolute magnetic reference data: Methodology and results*. Proceedings of the Position, Location and Navigation Symposium – PLANS 2014, Monterey, United States May 5–8, 2014, pp. 212–218. DOI: 10.1109/PLANS.2014.6851378

14. Lukasevich V. I., Pogorelov V. A., Sokolov S. V. *Radiotekhnika*, Moscow, Radiotekhnika Publ., 2015, no. 6, pp. 122–132 (in Russian).

15. Sokolov S. V., Pogorelov V. A., Lukasevich V. I., *Datchiki&Systemi*, 2015, no. 5, pp. 8–17 (in Russian).

16. Blanch J., Walter T., Enge P., *Proceedings of the IEEE* (Special Centennial Issue), 2012, vol. 13. pp. 1821–830. DOI: 10.1109/JPROC.2012.2190154
17. Ezzaldeen E., Knedlik S. and Loffeld O., *Sensors*, 2012, vol. 12.5, pp. 5310–5327. DOI: 10.3390/s120505310
18. Jahromi A. J., Broumandan A., Nielsen J., Lachapelle G., *International Journal of Navigation and Observation*, 2012, vol. 2012, ArticleID127072, pp. 1–16. DOI:10.1155/2012/127072
19. Bazar A. R., Moazedi M., Mosavi M. R., *Journal of Wireless Personal Communications*, 2015. vol. 83. no. 3. pp. 1955–1970. DOI: 10.1007/s11277-015-2497-9
20. Bhatti J., Humphreys T. E., *Journal of the Institute of Navigation*, 2017, vol. 64, pp. 51–66. DOI: 10.1002/navi.183
21. Psiaki M. L., O'Hanlon B. W., Powell S. P., Bhatti J. A., *GPS World*, 2014, vol. 25, no. 11, pp. 36–44.
22. Salychev O. S., *Verified approaches to inertial navigation*, Moscow, BMSTU Press Publ., 2017, 368 p.
23. Salychev O. S. *Applied inertial navigation: problems and solutions*, Moscow, BMSTU Press Publ., 2004, 304 p.
24. Matveev V. V., Raspopov V. Ya., *Pribory i sistemy orientatsii, stabilizatsii i navigatsii na MEHMS datchikah*, Tula, TulGU Publ., 2017, 225 p. (in Russian).
25. Chelnokov Yu. N., *Kvaternionnye modeli i metody dinamiki, navigatsii i upravleniya dvizheniem*, Moscow, Fizmatlit Publ., 2011, 560 p. (in Russian).
26. Sinicyn I. N., *Fil'try Kalmana i Pugacheva*, Moscow, Logos Publ., 2006, 640 p. (in Russian).
27. Sokolov S. V., Kovalev S. M., Kucherenko P. A., Smirnov Yu. A., *Metody identifikatsii nechetkih i stokhasticheskikh system*, Moscow, Fizmatlit Publ., 2018. 432 p. (in Russian).

Дата поступления: 12.08.2019.

Дата принятия: 03.10.2019.

Stochastic evaluation of orientation parameters for an antenna complex using strapdown inertial system measurements

Sergey V. Sokolov¹, Vadim A. Pogorelov¹, Andrei B. Shatalov²

¹Innovational Engineering Technologies Institute, Peoples' Friendship University of Russia, Moscow, Russian Federation, e-mail: s.v.s.888@yandex.ru, vadim.pogorelov.rnd@gmail.com

²JSC "Serpukhovskiy Plant "Metallist", Serpukhov, Moscow region, Russian Federation, e-mail: shatalovab@yandex.ru

When solving the problem of high-precision spatial orientation of antennas of radio engineering complexes placed on high-rise masts of various designs, one of the main tasks is to increase the accuracy of their angular orientation in the conditions of inevitable disturbances of the mast base (due to wind disturbances, operation of various units, etc.) and interference of measurement of antenna orientation parameters by various measuring systems. Currently used methods based on measurements of satellite navigation systems and autonomous measurements of attitude and heading reference system do not provide the required accuracy for solving the problem of antenna orientation, located on a highly dynamic mobile base. This circumstance is due both to the weak noise immunity of algorithms of information processing and the inability of accounting for the dynamic properties of orientation parameters measured also in the presence of noise of high intensity, whose properties also usually are not taken into account. In this regard, the article considers a dynamic algorithm for estimating the stochastic parameters of the antenna orientation of the radio engineering complexes, invariant to the nature of the movement of the mast base and providing stability and the required accuracy of the evaluation under the most general assumptions about the nature of interference of the sensing elements attitude and heading reference system. As the observed state vector – the vector of antenna orientation parameters, the vector of Rodriguez–Hamilton parameters is used, and as the vector of observation of it – the vector of measurements of angular velocity sensors of a strapdown inertial system, which consists of three accelerometers and three angular velocity sensors located orthogonally in the center of mass of the antenna. Based on the nonlinear stochastic equations of dynamics of change of the vector of parameters of the current orientation attitude and heading reference system on the moving base and stochastic models of the measuring signals sensing elements attitude and heading reference system, a non-linear (generalized) Kalman filter, providing the desired solution of the problem of estimation of the parameters of the current orientation of the antenna on the perturbed basis, was built. The results of the numerical experiment allow us to conclude that it can be used to solve the problem of operational orientation of radio engineering complexes antennas placed on masts, using medium-and high-precision attitude and heading reference system without correction for a long time.

Key words: antenna, mobile mast, nonlinear stochastic evaluation, spatial orientation, Rodriguez–Hamilton parameters, strapdown inertial orientation system.

Математическая модель функционирования мультисенсорного преобразователя бинарных механических сигналов в электрические на основе волоконно-оптического цифроаналогового преобразователя

В. М. Гречишников¹, Е. Г. Комаров²

¹Самарский национальный исследовательский университет имени академика С. П. Королёва, Самара, Российская Федерация, e-mail: gv@ssau.ru

²Московский государственный технический университет имени Н. Э. Баумана (национальный исследовательский университет), Москва, Российская Федерация, e-mail: fuzzykom@gmail.com

Рассмотрена конструкция и принцип действия мультисенсорного преобразователя бинарных механических сигналов в электрические. Данный преобразователь выполнен на основе волоконно-оптического цифроаналогового преобразователя, состоящего из набора оптических аттенюаторов и волоконно-оптического сумматора. Разработана обобщённая математическая модель функционирования мультисенсорного преобразователя, объединяющая в себе частные математические модели функционирования волоконно-оптического цифроаналогового преобразователя, фотоусилителя и преобразователя напряжения в код с двойным интегрированием. Модель представлена в виде аналитических выражений для определения выходного электрического кода в зависимости от значений разрядных цифр входного механического кода с учётом комплекса конструктивных, схемотехнических и энергетических параметров преобразователя. Предложено аналитическое описание преобразованных сигналов частоты в код. Разработан алгоритм численного анализа математической модели функционирования исследуемого устройства, обеспечивающий получение значений предельно допустимых инструментальных погрешностей изготовления элементов преобразователя, при которых реализуется полная достоверность работы устройства. Представленные результаты могут быть использованы для разработки мультисенсорных преобразователей бинарных перемещений систем управления, контроля и мониторинга энергонасыщенных объектов, для которых высокая помехозащищённость, электрическая нейтральность, низкая химическая активность и информационная безопасность имеют первостепенное значение.

Ключевые слова: мультисенсорный преобразователь, цифроаналоговый преобразователь, математическая модель, волоконная оптика, алгоритм, погрешность, достоверность.

Введение. Мультисенсорные преобразователи бинарных механических сигналов (МПБС) в электрические относятся к перспективной группе преобразователей информации измерительных и управляющих систем сложных промышленных объектов. Данные мультисенсорные преобразователи предназначены для многоточечного контроля конечных положений объектов управления в 2D- и 3D-пространствах. Примерами таких объектов являются исполнительные механизмы робототехнических комплексов, управляемые по сигналам концевых выключателей и установленные в реперных точках рабочего пространства, автоматы для лазерной и дуговой сварки и резки металлов, сборные металлоконструкции горнодобывающих шахт и спортивных манежей, системы механизации крыла летательных аппаратов и др. [1–3].

Известные конструкции МПБС строятся на основе индуктивных, ёмкостных, электроконтактных и других первичных

преобразователей [4]. В то же время интенсивное развитие элементной базы оптических информационных устройств и систем создало предпосылки для совершенствования преобразователей данного класса, выполненных на основе волоконно-оптических технологий [5, 6]. К основным преимуществам МПБС перед существующими аналогами относятся высокая помехозащищённость, электрическая нейтральность, низкая химическая активность, а также высокая информационная безопасность при дистанционной передаче измерительной информации [7, 8]. Для создания таких преобразователей используют различные технологические платформы, основанные на применении решёток Брэгга, рассеянного излучения Рамана, методов интерферометрии [9–11]. Основные недостатки устройств, выполненных на указанных физических явлениях, – это сложность аппаратуры формирования и обработки измерительных сигналов, а также высокая удельная стоимость сенсорного канала.

В работе [12] в качестве альтернативы существующим конструкциям предложен новый принцип построения МПБС, основанный на использовании в качестве системообразующего элемента волоконно-оптического цифроаналогового преобразователя (ЦАП) с параллельной структурой. Технические возможности МПБС данного типа подробно описаны в работах [13–15]. Проведённые в указанных работах исследования показали, что достоверность преобразования механического кода в электрический во многом зависит от типа аналого-цифрового преобразователя (АЦП) напряжения в код. Применение в известной конструкции АЦП параллельного преобразования, обладающего недостаточной помехоустойчивостью, существенно влияет на достоверность преобразования и ограничивает информационную ёмкость устройства в целом. Более высокую помехоустойчивость имеют преобразователи с двойным интегрированием. Однако разработанные в [13–15] математические модели МПБС не позволяют учесть специфику энергоинформационных преобразований в электронном блоке на основе АЦП указанного типа. Перечисленные факторы обуславливают актуальность разработки математической модели МПБС на основе АЦП с двойным интегрированием и алгоритмов её численного анализа, которые в дальнейшем могут быть положены в основу компьютерного анализа и синтеза данных устройств.

Конструкция и принцип действия МПБС на основе АЦП с двойным интегрированием. Функциональная схема МПБС на основе АЦП с двойным интегрированием представлена на рис. 1. Оптический сигнал P

от источника излучения *ИИ* поступает на вход оптического разветвителя Y_1 , осуществляющего равномерное деление оптической мощности излучателя между n выходными полюсами, подключёнными к оптическим переключателям $\Pi_0, \dots, \Pi_{n-1}$. На управляющие входы переключателей подаются бинарные входные сигналы в виде механических перемещений $x_0, x_1, \dots, x_{n-1}$. В простейшем случае переключатель представляет собой подпружиненный шток, внешний торец которого выведен из корпуса наружу, а внутренний расположен внутри корпуса в зазоре между передающим и приёмным световодами. При дискретном механическом воздействии на внешнюю часть штока его внутренняя часть перекрывает оптический канал связи между световодами, что приводит к формированию на выходе приёмного световода дискретного оптического сигнала амплитудой P_0 . Прошедшие через ключи бинарные оптические сигналы поступают на оптические attenuаторы $A_0, \dots, A_{n-1}$, коэффициенты ослабления которых выбираются в соответствии с числовым рядом $q = \{2^{-i}\}$. В качестве таких элементов могут быть использованы, например, регулируемые оптические attenuаторы [16]. Далее «взвешенные» оптические сигналы суммируются в обратно включённом разветвителе Y_2 (сумматоре). Совокупность оптических attenuаторов и волоконно-оптического разветвителя Y_2 представляет собой волоконно-оптический ЦАП с суммированием весовых коэффициентов. Результирующий оптический сигнал с выхода волоконно-оптического ЦАП с помощью волоконно-оптической линии связи передаётся на фотоприёмник $\Phi П$. Далее полученный сигнал обрабатывается в фотоусилителе $\Phi У$

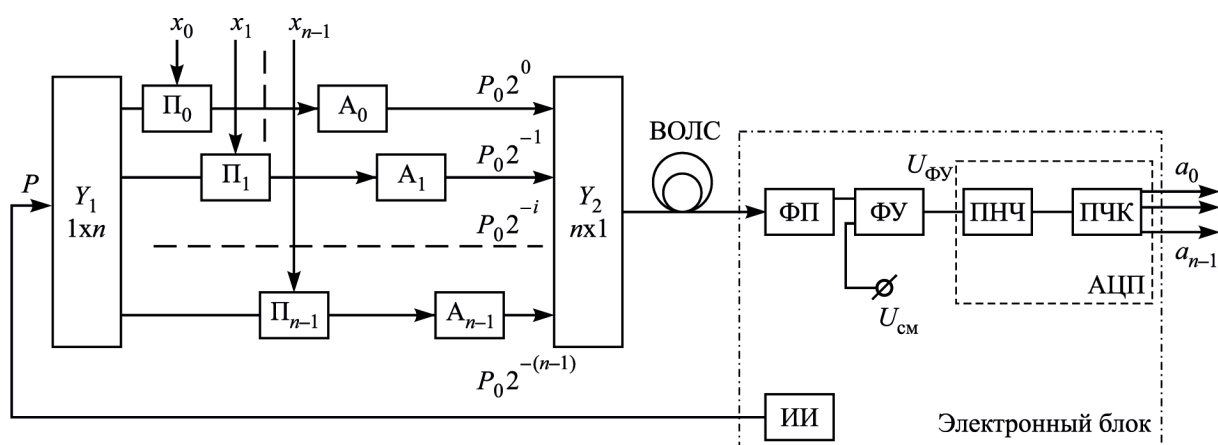


Рис. 1 Функциональная схема МПБС на основе АЦП с двойным интегрированием:

ИИ – источник излучения; Y_1 – волоконно-оптический разветвитель; $\Pi_0, \dots, \Pi_{n-1}$ – оптические переключатели; $A_0, \dots, A_{n-1}$ – оптические attenuаторы; Y_2 – волоконно-оптический сумматор; *ВОЛС* – волоконно-оптическая линия связи; *ФП* – фотоприёмник; *ФУ* – фотоусилитель; *ПНЧ* – преобразователь напряжения в частоту; *ПЧК* – преобразователь частоты в код

Fig. 1. Functional scheme MPBS on the basis of ADC with double integration:

AI – radiation source; Y_1 – fiber-optic splitter; $\Pi_0, \dots, \Pi_{n-1}$ – optical switches; $A_0, \dots, A_{n-1}$ – optical attenuators; Y_2 – fiber-optic adder; *FOLC* – fiber-optic line of communication; *FD* – photodetector; *FA* – photo amplifier; *CVF* – voltage to frequency Converter; *CFC* – frequency Converter to code

и преобразуется в линейный квантованный электрический сигнал, который оцифровывается в АЦП в код с двойным интегрированием. Аналого-цифровой преобразователь состоит из последовательно включённых преобразователей: напряжения в частоту ПНЧ и частоты в электрический код ПЧК. В результате работы АЦП формируется цифровой сигнал $a_0, a_1, \dots, a_{n-1}$, который в электрической форме воспроизводит значения входного механического кода.

Математическая модель функционирования МПБС. Под математической моделью функционирования МПБС будем понимать уравнение, отображающее связь выходного кодового вектора двоичных электрических сигналов $\mathbf{a} = \{a_0, a_1, \dots, a_{n-1}\}$ с входным кодовым вектором бинарных механических сигналов $\mathbf{x} = \{x_0, x_1, \dots, x_{n-1}\}$ через совокупности конструктивных и схмотехнических параметров оптических и фотоэлектронных элементов $\mathbf{y}$ и преобразователя напряжения в код $\mathbf{z}$:

$$\mathbf{a} = \mathbf{F}(\mathbf{x}, \mathbf{y}, \mathbf{z}), \quad (1)$$

где $x_i = \overline{0,1}$; $a_i = \overline{0,1}$; $\mathbf{F} = \{F_0, F_1, \dots, F_{n-1}\}$ – упорядоченный набор логических операторов, описывающих формирование разрядных цифр выходного кода МПБС; n – число входных сигналов МПБС.

Десятичные эквиваленты входного и выходного кодов, выраженные через компоненты векторов $\mathbf{x}$, $\mathbf{a}$, определяются следующими выражениями:

$$\left. \begin{aligned} N_{\text{вх}} &= \sum_{i=0}^{n-1} x_i 2^i; \\ N_{\text{вых}} &= \sum_{i=0}^{n-1} a_i 2^i. \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

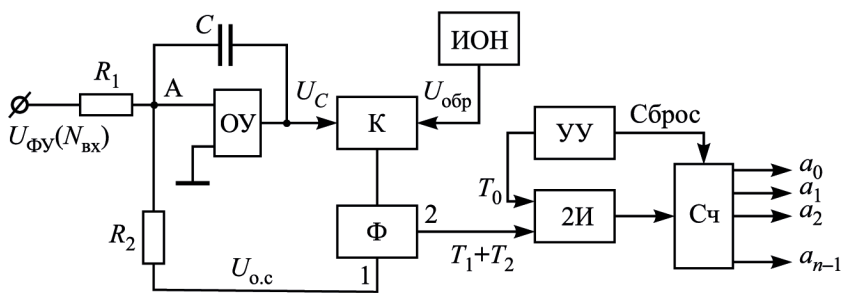


Рис. 2. Функциональная схема АЦП с двойным интегрированием:

ОУ – операционный усилитель; К – компаратор; ИОН – источник образцового напряжения; УУ – управляющее устройство; Сч – двоичный счётчик импульсов; Ф – формирующее устройство

Fig. 2. Functional diagram of the ADC with double integration:

OA – operational amplifier; C – capacitor; SRV – source of the reference voltage; CD – control device; BPC – binary pulse counter; F – forming device

Значения составляющих выходного кода можно выразить через конструктивные и схмотехнические параметры преобразователя:

$$a_i = F_i[P^*(\mathbf{x}), \mathbf{y}, \mathbf{z}], \quad (3)$$

где F_i – логическая функция формирования i -го разряда выходного кода АЦП в зависимости от значений разрядных цифр входного кода и параметров аналоговых и цифровых функциональных элементов ($F \in \mathbf{F}$); $P^*(\mathbf{x})$ – нормированная функция преобразования волоконно-оптического ЦАП.

Согласно данным работы [14] нормированная относительно шага квантования функция преобразования волоконно-оптического ЦАП, учитывающая пассивный характер его схемы, может быть представлена в виде полинома

$$P^*(\mathbf{x}) = 2^{-(n-1)} \sum_{i=0}^{n-1} x_i 2^i.$$

Для рассматриваемого МПБС комплекс конструктивных и схмотехнических параметров оптических и фотоэлектронных элементов представим как

$$\mathbf{y} = \{P_{\text{ИИ}}, K_{Y_1}, K_{Y_2}, K_B, K_{\text{фр}}, S_{\text{фП}}, K_{\text{фУ}}, U_{\text{см}}, q_i\}, \quad (4)$$

где $P_{\text{ИИ}}$ – мощность источника излучения; K_{Y_1}, K_{Y_2} – коэффициенты передачи волоконно-оптических разветвителя и сумматора соответственно; K_B – коэффициент ввода излучения в разветвитель Y_1 ; $K_{\text{фр}}$ – коэффициент френелевского отражения от торцов световодов; $S_{\text{фП}}$ – чувствительность фотоприёмника; $K_{\text{фУ}}$ – коэффициент усиления фотоусилителя; $U_{\text{см}}$ – напряжение смещения выходного сигнала фотоусилителя, необходимое для однозначного преобразования его выходного сигнала в цифровой код; q_i – коэффициенты передачи аттенуаторов.

Параметры, входящие в совокупность $\mathbf{z}$ зависят от схмотехнического решения АЦП, и для выбранного типа преобразователя будут рассмотрены ниже.

Математическая модель сигнала фотоусилителя. Данная модель отображает процесс преобразования входного механического кода в электрический квантованный сигнал с учётом параметров волоконно-оптического ЦАП, фотоприёмника и фотоусилителя. Обозначим через U_0 выходной сигнал фотоусилителя, соответствующий появлению единицы в старшем, $n-1$ разряде,

входного оптического кода волоконно-оптического ЦАП. Тогда с учётом выражения (4) получим

$$U_0(\mathbf{y}) = 2^0 P_0 K_{Y_1} K_{Y_2} K_B K_{ФП} K_{ФУ},$$

где 2^0 – весовой коэффициент старшего разряда волоконно-оптического ЦАП.

Напряжение на выходе фотоусилителя, формируемое i -м входным сигналом, можно представить в виде

$$U_{ФУ}(x_i) = U_0(\mathbf{y}) x_i 2^{-i}.$$

В этом случае математическую модель сигнала на выходе фотоусилителя запишем как

$$U_{ФУ}(\mathbf{x}, \mathbf{y}) = \Delta U(\mathbf{y}) \sum_{i=0}^{i=n-1} x_i 2^i, \quad (5)$$

где $\Delta U = U_0(\mathbf{y}) 2^{-(n-1)}$ – шаг квантования по уровню выходного сигнала фотоусилителя.

Для уменьшения влияния инструментальных погрешностей функцию (5) необходимо сдвинуть на половину кванта относительно функции преобразования АЦП [17]:

$$U_{ФУ}(\mathbf{x}, \mathbf{y}) = \Delta U(\mathbf{y}) \left(\sum_{i=0}^{i=n-1} x_i 2^i + 0,5 \right). \quad (6)$$

Таким образом, выражения (5), (6) отображают связь выходного сигнала фотоусилителя с величинами $\mathbf{x}$, $\mathbf{y}$, входящими в основное уравнение (1). Для создания обобщённой математической модели МПБС, отвечающей формулам (1), (3), необходимо получить аналитические выражения разрядных цифр на выходе АЦП с учётом не только входного напряжения $U(\mathbf{x}, \mathbf{y})$, но и схемотехнических параметров $\mathbf{z}$ АЦП.

Математическая модель функционирования АЦП с двойным интегрированием. Рассмотрим методику нахождения значений разрядных цифр на выходе МПБС, использующего АЦП с двойным интегрированием. Упрощённая функциональная схема такого АЦП и его временные диаграммы работы приведены на рис. 2, 3. Принцип действия АЦП основан на преобразовании измеряемого напряжения в частоту следования прямоугольных импульсов, которая измеряется схемой цифрового преобразователя частота – код [18]. Такие устройства ещё называют вольтметрами с двойным интегрированием. Совокупность параметров преобразователя $\mathbf{z}$, влияющих на точность преобразования, представим в виде:

$$\mathbf{z} = \{U_{обр}, R_1, C, T_0, n\}, \quad (7)$$

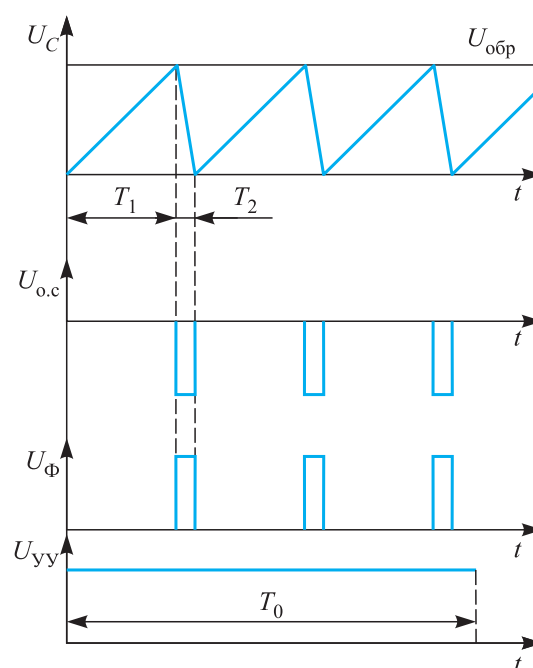


Рис. 3. Временные диаграммы работы АЦП с двойным интегрированием

Fig. 3. Waveform of the operation of the ADC with double integration

где $U_{обр}$ – образцовое напряжение, R_1 , C – времязадающие элементы интегратора на операционном усилителе; T_0 – образцовый временной интервал, определяющий время измерения; n – число разрядов АЦП.

Напряжение с выхода фотоусилителя, пропорциональное входному коду, поступает на схему интегратора, выполненного из операционного усилителя ОУ, R_1 и C (см. рис. 2). При $U_{ФУ} = \text{const}$ выходной сигнал интегратора представляет собой линейную функцию времени

$$U_C = \frac{U_{ФУ}(\mathbf{x}, \mathbf{y})t}{R_1 C}.$$

В момент времени T_1 напряжение U_C на ёмкости становится равным напряжению $U_{обр}$ с выхода образцового источника ИОН (см. рис. 3). При этом справедливо равенство

$$U_C = \frac{U_{ФУ}(\mathbf{x}, \mathbf{y})T_1}{R_1 C} = U_{обр}; \quad T_1 = \frac{U_{обр} R_1 C}{U_{ФУ}(\mathbf{x}, \mathbf{y})}. \quad (8)$$

В момент $U_C = U_{обр}$ срабатывает компаратор K , выходной сигнал которого запускает формирующее устройство Φ .

С его первого выхода снимается отрицательный импульс обратной связи $-U_{o.c}$ длительностью T_2 , который разряжает ёмкость до нуля (см. рис. 3). Далее процесс повторяется с частотой

$$f_X(\mathbf{x}, \mathbf{y}, \mathbf{z}) = \frac{U_{\Phi Y}(\mathbf{x}, \mathbf{y})}{U_{обр} R_1 C + U_{\Phi} T_2}; \{U_{обр}, R_1, C, T_2\} \in \mathbf{z}, \quad (9)$$

где U_{Φ} – напряжение формирующего устройства.

Со второго выхода формирующего устройства снимаются импульсы такой же длительности, но положительной полярности (см. рис. 3), которые подаются на преобразователь частота – код, состоящий из логического элемента 2И, устройства управления УУ и двоичного счётчика импульсов Сч. Длительность импульса T_0 с выхода устройства управления определяет время счёта импульсов со второго выхода формирующего устройства (см. рис. 3).

Полагая, что

$$U_{\Phi Y \max} = U_{обр},$$

где

$$U_{\Phi Y \max} = U_0 2^{-(n-1)} \sum_{i=0}^{i=n-1} 2^i = U_0 \left(2 - \frac{1}{2^{n-1}} \right),$$

из выражения (9) получим, что при $T_2 \ll R_1 C$ частота импульсов f_X со второго выхода формирующего устройства прямо пропорциональна измеряемому напряжению. Значение f_X определяется выражением

$$f_X(\mathbf{x}, \mathbf{y}, \mathbf{z}) = \frac{\Delta U(\mathbf{y})}{U_{обр} R_1 C} \left(\sum_{i=0}^{i=n-1} x_i 2^i + 0,5 \right). \quad (10)$$

Для получения выходного кода импульсы U_{Φ} со второго выхода формирующего устройства через логический элемент 2И подаются на счётчик импульсов. На второй вход логического элемента поступает последовательность прямоугольных импульсов с устройства управления $U_{УУ}$, длительность которых T_0 определяет время счёта импульсов, а период – частоту смены выходного кода (см. рис. 3).

Математическая модель преобразователя частота – код. С учётом формулы (10) эту математическую модель можно представить в виде выходного кода $N_{\text{вых}}$ как функцию трёх переменных, входящих в правую часть основного уравнения (1):

$$N_{\text{вых}}(\mathbf{x}, \mathbf{y}, \mathbf{z}) = T_0 f_X(\mathbf{x}, \mathbf{y}, \mathbf{z}) = \frac{T_0 \Delta U(\mathbf{y})}{U_{обр} R_1 C} \text{int} \left(\sum_{i=0}^{i=n-1} x_i 2^i + 0,5 \right). \quad (11)$$

Для получения значений разрядных цифр кодового вектора $\mathbf{a} = \mathbf{F}(\mathbf{x}, \mathbf{y}, \mathbf{z})$ можно применить правило перевода десятичного числа в двоичное путём последовательного деления числа $N_{\text{вых}}(\mathbf{x}, \mathbf{y}, \mathbf{z})$ на два с выписыванием остатков. Условия достоверного преобразования кодового вектора $\mathbf{x}$ в вектор $\mathbf{a}$ с учётом выражений (2) можно получить из выражения (11), представив его в виде двух уравнений

$$\sum_{i=0}^{n-1} a_i 2^i = \text{int} \left(\sum_{i=0}^{i=n-1} x_i 2^i + 0,5 \right); \quad (12)$$

$$\frac{T_0 \Delta U(\mathbf{y})}{U_{обр} R_1 C} = 1. \quad (13)$$

Из выражения (13) следует, что для выполнения равенства (12), т. е. однозначного совпадения значений разрядных цифр входного и выходного кодов необходимо, чтобы время измерения T_0 было во столько раз больше постоянной времени интегратора $R_1 C$, во сколько раз шаг квантования выходной характеристики фотоусилителя меньше образцового напряжения $U_{обр}$. Выполнение этого требования можно обеспечить за счёт выбора схемотехнических параметров волоконно-оптического ЦАП, фотоусилителя и АЦП.

Разработка алгоритма численного анализа математической модели функционирования МПБС. Полученные выше математические соотношения можно использовать для разработки алгоритма компьютерной программы для численного анализа математической модели МПБС. Решение данной задачи предполагает несколько этапов:

разработка математического описания сигналов, используемых в численной модели;

разработка общего алгоритма проведения численного анализа модели.

В свою очередь, методика анализа численной модели включает следующие этапы:

верификация модели при номинальных значениях конструктивных параметров элементов МПБС;

определение области предельно допускаемых погрешностей обобщённых частотно-временных параметров схемы, определяющих достоверность преобразования;

оценки предельно допускаемых отклонений конструктивных параметров элементов МПБС по полученным значениям допускаемых погрешностей частотно-временных параметров.

Математическое описание сигналов преобразователя частота – код. Для численного моделирования процессов формирования выходного кода АЦП в зависимости от входного механического кода преобразователя зададим входные сигналы на входах логического элемента 2И в следующем виде. Последовательность импульсов со второго выхода формирующего устройства (см. рис. 3) представим как

$$U_{\Phi} = \begin{cases} 1 & \text{при } (j+1)T_{1N} + jT_2 \leq t_k < (j+1)(T_{1N} + T_2); \\ 0 & \text{при } j(T_{1N} + T_2) < t < (j+1)T_{1N} + jT_2, \end{cases} \quad (14)$$

где t_k – текущее модельное время, $t_k = k\Delta t$, Δt – интервал дискретизации формируемого сигнала по времени, $k \in [0, M]$; M – число единичных приращений аргумента в периоде счётных импульсов T_{1N} .

Период счётных импульсов определяется текущим значением входного кода $N = 1, \dots, (2^n - 1)$:

$$T_{1N} = \frac{2^{-(n-1)}}{\Delta f \left(\sum_{i=0}^{n-1} x_i 2^{-(n-1-i)} \right)} = \frac{1}{\Delta f_x N}; \quad (15)$$

$$\Delta f_X = \frac{df_X}{dU_{\Phi V}} \Delta U = \frac{U_0 2^{-(n-1)}}{U_{050} R_1 C},$$

где Δf_X – чувствительность преобразователя напряжения в частоту.

Из формулы (15) следует, что при $N=0$ значение $T_{10} = \infty$, что свидетельствует об отсутствии счётного импульса на втором выходе формирующего устройства. Поэтому выходной код $N_{\text{вых}}$ счётчика импульсов в этом случае равен нулю. Для всех значений $N>0$ индекс j последовательно принимает значения в интервале $j=0, N-1$. Например, при $N=1$ индекс j принимает одно значение $j=0$, что свидетельствует о формировании одного счётного импульса на интервале T_0 . При $N=7$ индекс j последовательно принимает семь значений от 0 до 6, что соответствует формированию семи счётных импульсов и т. д. Таким образом, входному коду N будет соответствовать $N-1$ периодов формирования счётных импульсов T_{1N} .

Интервал времени T_2 определяет длительность формируемых импульсов и выбирается из условия $T_2 \ll T_{1N}$ при $N = 2^n$. Необходимая чувствительность АЦП Δf_X может быть задана при выборе схемотехнических параметров в соответствии с выражением (15).

Выходной сигнал управляющего устройства (см. рис. 3) представим в виде прямоугольного импульса U_{yy} длительностью $T_{11} + (N-1)T_2$:

$$U_{yy} = \begin{cases} 1 & \text{при } 0 \leq t_k \leq T_{11} + (N-1)T_2; \\ 0 & \text{при } T_{11} + (N-1)T_2 \leq t_k. \end{cases} \quad (16)$$

Тогда сигнал на входе двоичного счётчика импульсов запишем как

$$U_{\text{cy}} = U_{\Phi} \wedge U_{\text{VV}}. \quad (17)$$

Предположим, что в схеме частотомера используется асинхронный двоичный счётчик, выполненный из последовательно

включённых счётных триггеров (T -триггеров) [19]. Для получения математической модели счётчика можно применить выражение нахождения значения i -й разрядной цифры двоичного счётчика [20]:

$$a_j^{k+1} = \bar{t}_j^k a_j^k + t_j^k \bar{a}_j^k, \quad (18)$$

где индекс k соответствует моменту времени до переключения i -го триггера, а индекс $k+1$ – после переключения.

Для получения значения цифры младшего разряда выходного кода АЦП в выражении (18) вместо a_i^k следует подставить сигнал $U_{сч}^k$, определяемый выражением (17):

$$a_0^{k+1} = \bar{U}_{cy}^k a_0^k + U_{cy}^k \bar{a}_0^k. \quad (19)$$

С учётом выражений (6)–(8), (14)–(16) и (19) счётный сигнал $U_{сч}^k$, а следовательно и значение цифры младшего разряда, являются функциями трёх переменных $a_0 = F_0(\mathbf{x}, \mathbf{y}, \mathbf{z})$, $F_0 \in \mathbf{F}$.

Так как триггеры счётчика импульсов срабатывают последовательно во времени, а входными сигналами последующих по схеме триггеров являются выходные сигналы предыдущих

$$a_i^{k+1} = a_{i+1}^k, \quad i = 0, \dots, (n-1),$$

то с учётом выражений (18), (19) получим обобщённую математическую модель функционирования МПБС в следующем виде:

[illegible]

Математическая модель (20) отображает связь между входными логическими сигналами $x_0, x_1, \dots, x_{n-1}$ и выходными сигналами $a_0, a_1, \dots, a_{n-1}$ с учётом схематехнических, конструктивных и энергетических параметров устройства. Приведённые соотношения конкретизируют математические модели (1), (3) применительно к МПБС на основе преобразователя с двойным интегрированием.

Общий алгоритм анализа численной модели. Алгоритм анализа численной модели приведён на рис. 4. Верификацию модели целесообразно выполнить в соответствии с представленным алгоритмом при номинальных значениях конструктивных и схмотехнических параметров преобразователя.

Адекватность модели обеспечивается при полном совпадении всех возможных комбинаций входного **x** и выходного **a** кодов в соответствии с критерием

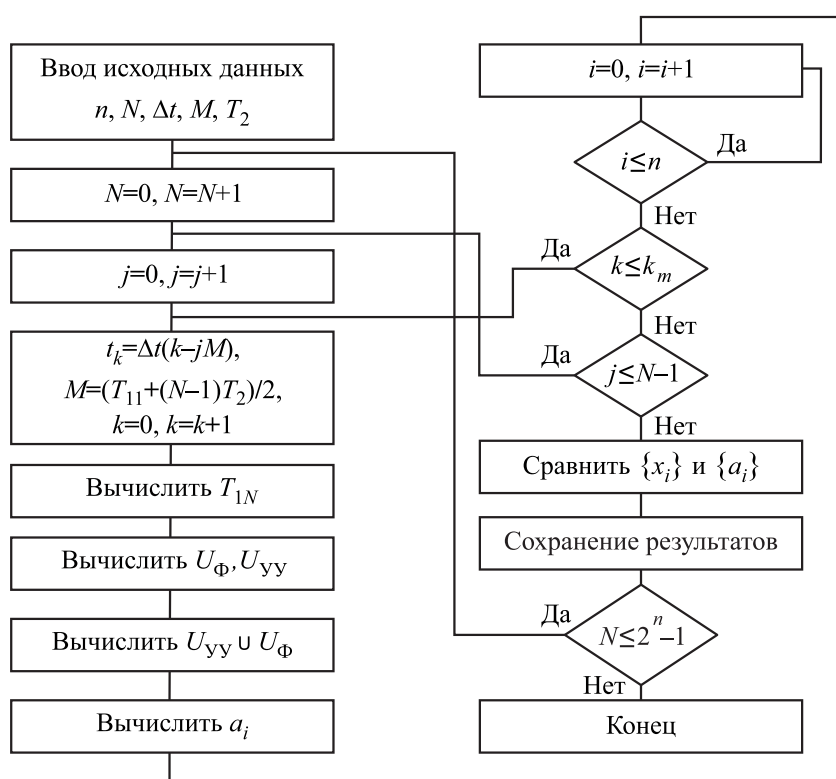


Рис. 4. Блок-схема алгоритма численного анализа математической модели мультисенсорного преобразователя бинарных механических сигналов

Fig. 4. Block diagram of the algorithm for numerical analysis of a mathematical model of a Multisensor Converter of binary mechanical signals

$$\begin{bmatrix} x_0 \\ x_1 \\ \dots \\ x_{n-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_0 \\ a_1 \\ \dots \\ a_{n-1} \end{bmatrix}.$$

Несовпадение хотя бы в одной кодовой комбинации свидетельствует либо о некорректном выборе конструктивных параметров устройства, либо об ошибках в программном обеспечении. Для дальнейшей работы с моделью указанные ошибки необходимо исправить.

Нахождение предельно допускаемых отклонений параметров, определяющих достоверность преобразования. Такими параметрами являются временные интервалы T_{1N} , T_2 , входящие в выражения (14)–(16). Вначале необходимо найти предельно допустимые отклонения по каждому из указанных параметров δT_{1N} , δT_2 при номинальном значении другого. После этого методом дихотомии можно определить область на плоскости параметров δT_{1N} , δT_2 , внутри которой обеспечивается полная достоверность преобразования. Полученные таким образом значения предельно допускаемых отклонений конструктивных параметров элементов МПБС могут быть положены в основу оптимального выбора допусков на параметры элементов МПБС. Для

этого найденные предельно допускаемые погрешности необходимо представить в относительной размерности:

$$\gamma_{T_1} = \frac{\delta T_{1N}}{T_{1N}}; \quad \gamma_{T_2} = \frac{\delta T_2}{T_2},$$

где T_{1N} , T_2 – номинальные значения параметров.

Интервал времени T_2 может быть сформирован с использованием типовой схемы одновибратора на операционном усилителе [21]. Зависимость длительности выходного импульса T_2 одновибратора от параметров его времязадающих ёмкости C^* и активного сопротивления R^* в простейшем случае имеет вид

$$T_2 = 0,7R^*C^*.$$

Расчётные значения допусков на параметры МПБС, определяющие погрешность формирования интервала T_{1N} , вычислим по формуле [22]:

$$\gamma_{Tl} = \frac{\gamma_{T_1}}{w_l \sqrt{m}};$$

$$w_l = k_{pl} \frac{\partial T_{1N}}{\partial y_l} \frac{y_{ln}}{T_{1N}},$$

где w_l – коэффициент влияния параметра $y \in \mathbf{y}$; m , t – количество переменных, входящих в уравнения для T_{1N} , T_2 ; y_{ln} – номинальное значение параметра y_l ; T_{1N} – номинальное значение временного интервала при $N=2^n$; k_{pl} – коэффициент относительного рассеяния, зависящий от вида закона распределения l -й составляющей погрешности.

Аналогично для допусков, определяющих погрешность формирования интервала T_2 , запишем выражение

$$\gamma_{Ts} = \frac{\gamma_{T_2}}{w_s \sqrt{t}},$$

где

$$w_s = k_{ps} \frac{\partial T_2}{\partial z_s} \frac{z_{sh}}{T_{2H}}; \quad z_s \in \mathbf{z} = \{C^*, R^*\}.$$

Заключение. Теоретически обоснована методика получения математической модели мультисенсорного преобразователя бинарных механических перемещений в соответствующий электрический код с помехоустойчивым электронным блоком. Процедура создания

математической модели проиллюстрирована на примере мультисенсорного преобразователя, состоящего из последовательно включённых волоконно-оптического ЦАП, фотоэлектронного усилителя, ВОЛС и аналого-цифрового преобразователя напряжения в код с двойным интегрированием. Получены аналитические выражения, устанавливающие взаимосвязь между значениями разрядных цифр входного механического кода и электрических кодов на выходе преобразователя напряжения в код с двойным интегрированием с учетом комплекса параметров функциональных элементов МПБС. Теоретически обоснованы соотношения между механическими, электрическими и временными параметрами МПБС, при которых обеспечивается полная достоверность преобразования. Алгоритм компьютерной программы численного анализа разработанной математической модели позволяет определить область допустимых инструментальных погрешностей устройства, при которых обеспечивается полная достоверность преобразования. Практическая значимость предложенного подхода к математическому моделированию МПБС заключается в том, что он обеспечивает прослеживаемость от общей постановки задачи исследования к допусковому расчёту устройства, результаты которого могут быть использованы для разработки конструкторской документации на изготовление МПБС.

Список литературы

1. Гармаш В. Б., Егоров Ф. А., Коломиец Л. Н., Неугодиных А. П., Пospelov В. И. Возможности, задачи и перспективы волоконно-оптических измерительных систем в современном приборостроении // ФОТОН-ЭКСПРЕСС. 2005. № 6 (46). С. 128–140.
2. Бабин С. А., Глушко С. К., Цыба А. М., Чейдо Г. П., Шелемба И. С., Шакиров С. Р. Концепция многофункциональной системы безопасности угольной шахты с использованием волоконно-оптических технологий // Вычислительные технологии. 2013. Т. 18. Специальный выпуск. С. 95–100.
3. Шишкин В. В., Чуринов А. Е., Харенко Д. С., Шелемба И. С. Система мониторинга несущих конструкций футбольного манежа на основе волоконно-оптических датчиков // ФОТОН-ЭКСПРЕСС. 2013. № 6. С. 22–23.
4. Фрайден Дж. Современные датчики. Справочник. Пер. с англ. М.: Техносфера, 2006, 592 с.
5. Удд Э. Волоконно-оптические датчики: Пер. с англ. М.: Техносфера, 2008, 526 с.
6. Леонович Г. И., Матюнин С. А., Ливочкина Н. А. Мультисенсорный волоконно-оптический преобразователь давления // Вестник самарского аэрокосмического университета. 2011. №7 (31). С. 123–127.
7. Буймистрюк Г. Волоконно-оптические датчики для экстремальных условий // Control engineering РОССИЯ. 2013. № 3 (45). С. 34–40.
8. Hui R., O'Sullivan M., *Fiber Optic Measurement Techniques*, Amsterdam/London, Academic Press, 2009. 672 p. DOI: 10.1016/B978-0-12-373865-3.X0001-8

9. Варжель С. В. Волоконные брэгговские решетки. СПб.: Университет ИТМО, 2015. 65 с.
10. Samuel Chin-Chong Tseng, US Patent no. 3985423 (12 October 1976).
11. Yong-Kai Chen, Andreas Leven, Kun-Yii Tu, US Patent no. 7061414B2 (1 June 2006).
12. Зеленский В. А. Развитие теории и разработка мультиплексированных волоконно-оптических информационно-измерительных систем мониторинга сложных технических объектов: дис. докт. техн. наук. (МГУПИ, Москва, 2010).
13. Теряева О. В. Мультисенсорные преобразователи информации на основе волоконно-оптических ЦАП: дис. канд. техн. наук (Самарский университет, Самара, 2017).
14. Гречишников В. М., Теряева О. В. Волоконно-оптические преобразователи бортовых датчиков механизации летательных аппаратов // Известия вузов. Авиационная техника. 2016. № 3. С. 12–128.
15. Пат. № 2660623 РФ / Гречишников В. М., Теряева О. В., Арефьев В. В. // Изобретения. Полезные модели. 2018. № 19.
16. Пат. № 173159 РФ / Гречишников В. М., Теряева О. В., Арефьев В. В. // Изобретения. Полезные модели. 2017. № 23.
17. Домрачев В. Г., Мейко Б. С. Цифровые преобразователи угла: Принципы построения, теория точности, методы контроля. М.: Энергоатомиздат, 1984. 328 с.
18. Тихонов Б. Н., Ходжаев И. А. Метрология и электро-радиоизмерения в телекоммуникационных системах: учебное пособие / Под общей редакцией Б. Н. Тихонова. М.: Телеком, 2017. 398 с.
19. Гутников В. С. Интегральная электроника в измерительных устройствах. Л.: Энергоатомиздат, 1988. 304 с.
20. Букреев И. Н., Горячев В. И., Мансуров Б. М. Микроэлектронные схемы цифровых устройств. М.: Техносфера, 2009. 712 с.
21. Муханин Л. Г. Схемотехника измерительных устройств. СПб.: Издательство «Лань», 2009. 288 с.
22. Гречишников В. М., Конюхов Н. Е. Оптоэлектронные цифровые датчики перемещений со встроенными волоконно-оптическими линиями связи. М.: Энергоатомиздат, 1992. 160 с.

References

1. Garmash V. B., Egorov F. A., Kolomiets L. N., Neugodnikov A. P., Pospelov V. I., *Photon Express*, 2005, no. 6 (46), pp. 128–140 (in Russian).
2. Babin S. A., Glushko S. K., Tsyba A. M., Cheido G. P., Shelemba I. S., Shakirov S. R., *Computational technologies*, 2013, vol. 18, Special issue, pp. 95–100 (in Russian).
3. Shishkin V. V., Churin A. E., Harenko D. S., Shelemba I. S., *Photon Express*, 2013 no. 6, pp. 22–23 (in Russian).
4. Frieden J., *Modern sensor. Handbook*, Moscow, Technosphere Publ., 2006, 592 p. (in Russian).
5. Udd E., *Fiber optic sensors*, Moscow, Technosphere Publ., 2008, 526 p. (in Russian).
6. Leonovich, G. I., Matyunin S. A., Levochkina N. A., *Vestnik of Samara aerospace University*, 2011, no. 7 (31), pp. 123–127.

7. Buymistruk G., *Control engineering RUSSIA*, 2013, no. 3 (45), pp. 34–40 (in Russian).
8. Hui R., O'Sullivan M., *Fiber Optic Measurement Techniques*, Amsterdam/London, Academic Press, 2009, 672 p. DOI: 10.1016/B978-0-12-373865-3.X0001-8
9. Vargel S. V., *Fiber Bragg gratings*. St. Petersburg: ITMO University, 2015, p. 65 (in Russian).
10. Samuel Chin-Chong Tseng, US Patent no.3985423 (12 October 1976).
11. Yong-Kai Chen, Andreas Leven, Kun-Yii Tu., US Patent no. 7061414B2 (1 June 2006).
12. Zelensky V. A., Doctoral dissertation (in Technical Science). (MGUPI, Moscow, 2010).
13. Teryaeva O. V., Candidate's dissertation (in Technical Science). (Samara University, Samara, 2017).
14. Grechishnikov V. M., Teryaeva O. V., *Russian aeronautics*, 2016. no. 3, pp. 122–128.
15. Grechishnikov V. M., Teryaev O. V., Aref'ev V. V., Patent RF no. 2660623, *Byull. Izobret.*, no. 19 (2018).
16. Grechishnikov V. M., Teryaev O. V., Aref'ev V. V., Patent RF no. 173159, *Byull. Izobret.*, no. 23 (2017).
17. Domrachev V. G., Meiko B. S., *Digital angle converters: principles of construction, accuracy theory, control methods*, Moscow, Energoatomizdat Publ., 1984, 328 p. (in Russian).
18. Tikhonov B. N., Khodzhaev I. A., *Metrology and electro-radio measurements in telecommunication systems: monografiya*, Moscow, Telecom Publ., 2017, 398 p. (in Russian).
19. Gutnikov V. S., *Integrated electronics in measuring devices*, Leningrad, Energoatomizdat Publ., 1988, 304 p. (in Russian).
20. Boukreev I. N., Goryachev V. I., Mansurov B. M., *Micro-electronic circuits digital device*, Moscow, Technosphere Publ., 2009, 712 p. (in Russian).
21. Mukhanin L. G. *Circuitry of measuring devices*, Saint-Petersburg, LAN Publ., 2009, 288 p. (in Russian).
22. Grechishnikov V. M., Konyukhov N. E., *Optoelectronic digital displacement sensors with integrated fiber-optic communication lines*, Moscow, Energoatomizdat Publ., 1992, 160 p. (in Russian).

Дата поступления: 01.10.2019.

Дата принятия: 08.11.2019.

Mathematical model of functioning of multisensor converter of binary mechanical signals in electric on the basis of fiber-optic digital-to-analog converter

V. M. Grechishnikov¹, E. G. Komarov²

¹Samara national research University named after academician S. P. Korolev, Samara, Russian Federation, e-mail: gv@ssau.ru

²Moscow Bauman state technical University (national research University), Moscow, Russian Federation, e-mail: fuzzykom@gmail.com

The design and operation principle of a multisensor converter of binary mechanical signals into electrical signals consisting of a fiber-optic digital-analog converter, a photo amplifier and a voltage-to-code converter with double integration are considered. A generalized mathematical model of multisensor converter functioning has been developed, which combines particular mathematical models of fiber-optic digital-to-analog converter, photo-amplifier and voltage-to-code converter with double integration. The mathematical model of functioning of the multisensor converter in the form of analytical expressions for definition of the output electric code depending on values of bit digits of the input mechanical code taking into account a complex of constructive, circuit and power parameters of the converter is developed. The analytical description of the signal in the frequency converter in code, using which an algorithm is developed for numerical analysis of mathematical models of the functioning of the devices under study, providing the maximum permissible values of the instrumental errors of manufacture of the transducer elements in which is implemented the complete accuracy of the device. The presented results can be used for the development of multisensor converters of binary displacements of control systems, control and monitoring of energy-saturated objects, for which high noise immunity, electrical neutrality, low chemical activity and information security are of paramount importance.

Key words: multisensor converter, digital to analog converter, mathematical model, fiber optics, algorithm, error, reliability.

Методика исследования погрешности лазерного динамического гониометра

П. А. Павлов

Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ» им. В. И. Ульянова (Ленина),
Санкт-Петербург, Российская Федерация, e-mail: pavl-petr@yandex.ru

Предложена методика исследования погрешности лазерного динамического гониометра методом кросс-калибровки с использованием созданного расчётного алгоритма. Алгоритм основан на методе последовательных разворотов многогранной призмы относительно кольцевого лазера из состава гониометра. Представлены результаты применения указанного расчётного алгоритма для оценивания погрешности лазерного динамического гониометра. Определён доминирующий источник погрешности данного гониометра – неравномерность угловой шкалы кольцевого лазера, которая обусловлена наклоном шкалы к оси вращения шпинделя гониометра. Вычислены и введены в расчётный алгоритм корректирующие поправки, что позволило уменьшить систематическую погрешность гониометра до 0,03".

Ключевые слова: угловые измерения, лазерный динамический гониометр, оптическая многогранная призма, погрешность измерения.

Введение. С помощью лазерных динамических гониометров (ЛДГ) можно с высокой точностью и производительностью измерять характеристики как оптических многогранных призм, так и оптических датчиков угла [1]. Принцип действия ЛДГ основан на использовании вращающегося с квазипостоянной скоростью кольцевого лазера, угловая шкала которого сформирована полем интерференции встречных волн и характеризуется высоким разрешением и равномерностью. При разработке и создании ЛДГ определение и подтверждение его погрешности традиционно осуществляется калибровкой по эталонной оптической многогранной призме. Однако в процессе исследования погрешностей установлено, что достаточно эффективным является метод кросс-калибровки [2–4] с применением оптических многогранных призм, точностные характеристики которых априори неизвестны. Процедура кросс-калибровки включает процесс последовательных взаимных разворотов двух угловых датчиков относительно друг друга, накопление массива данных (результатов измерений углов поворотов) и последующий алгоритм расчёта систематической погрешности ЛДГ. Расчётный алгоритм основан на методе последовательных разворотов многогранных призм относительно кольцевого лазера и позволяет в диапазоне 0–360° определить неравномерность угловых шкал, задаваемых как ЛДГ, так и использованной многогранной призмой. Актуальность применения алгоритма определяется тем, что неравномерность угловых шкал фактически определяет систематические погрешности преобразователей на их основе.

Алгоритм расчёта на основе метода последовательных разворотов. Рассмотрим алгоритм определения погрешности ЛДГ при последовательных разворотах многогранных призм относительно кольцевого лазера.

Функциональная схема, поясняющая процесс измерений на примере четырёхгранной призмы, представлена на рис. 1.

На поворотной платформе ЛДГ установлена четырёхгранная призма *I*, вращающаяся совместно с кольцевым лазером *II* против часовой стрелки. На неподвижном основании ЛДГ расположен оптический нуль-индикатор *III*. Измерения углов призмы начинаются с грани 1 после прохождения сигнала нулевой метки *IV* ЛДГ. При этом считывание угловой шкалы кольцевого лазера осуществляется в интервалах, задаваемых импульсами, которые вырабатывает нуль-индикатор при совпадении его оптической оси с нормалью к грани призмы. После каждого разворота призмы относительно кольцевого лазера на межгранный угол против часовой стрелки измерения повторяются. В табл. 1 представлена последовательность измеренных полных углов *P*-гранной призмы после всех разворотов призмы, где *i* – номер измеренного угла призмы в *k*-м положении после разворота призмы на межгранный угол. Из табл. 1 следует, что при каждом новом положении многогранной призмы происходит сдвиг начального угла.

Результат измерения угла многогранной призмы содержит систематические погрешности, вызванные неравномерностями угловых шкал призмы и кольцевого лазера ЛДГ.

Таблица 1

Измеренные углы между гранями
P-гранной призмы при её разворотах

<i>i</i>	<i>k</i>				
	1	2	...	<i>P</i> –1	<i>P</i>
1	2–1	3–2	...	<i>P</i> –(<i>P</i> –1)	1– <i>P</i>
2	3–1	4–2	...	1–(<i>P</i> –1)	2– <i>P</i>
...	...	...	...	...	...
<i>P</i> –1	<i>P</i> –1	1–2	...	(<i>P</i> –2)–(<i>P</i> –1)	(<i>P</i> –1)– <i>P</i>
<i>P</i>	1–1	2–2	...	(<i>P</i> –1)–(<i>P</i> –1)	<i>P</i> – <i>P</i>

Неравномерность шкалы призмы определяется углом b_j между нормальными к j -й грани реальной и регулярной (с идеально равномерной шкалой) многогранной призмы, а неравномерность шкалы кольцевого лазера – углом a_i (см. рис. 1).

В соответствии с табл. 1 результат измерения полных углов P -гранной призмы имеет вид

$$\varphi_{ik} = 2\pi i/P + (b_j - b_k) + (a_{1+i} - a_1); \quad i, k = 1, 2, \dots, P, \quad (1)$$

где $j = i + k$ при $j \leq P$ или $j = (i + k) - P$ при $j > P$; i – номер измеренного угла призмы в k -м положении; P – количество граней призмы.

Первое слагаемое в (1) определяет значения полных углов регулярной многогранной призмы. Второе слагаемое – погрешность измерения угла, вызванная неравномерностью шкалы многогранной призмы. Третье слагаемое –

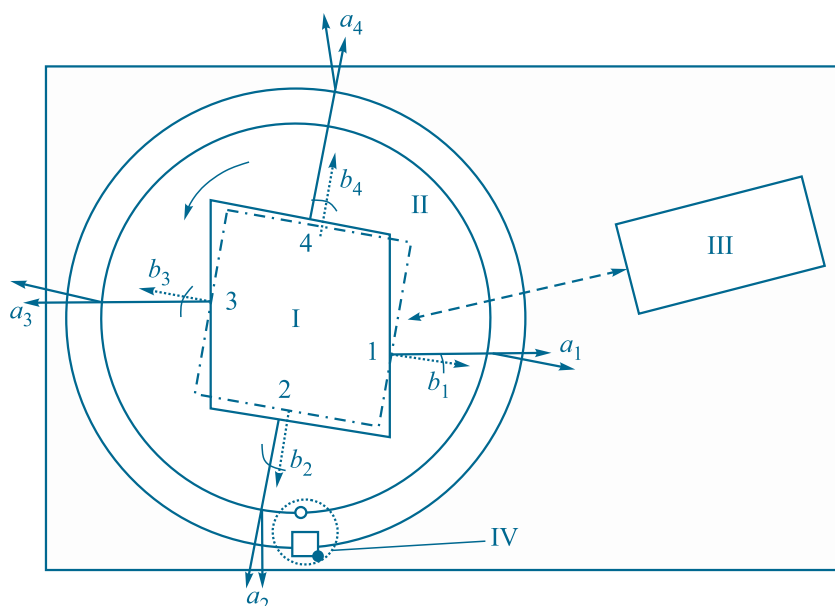


Рис. 1. Функциональная схема измерений углов многогранной призмы с помощью лазерного динамического гониометра:

I – многогранная призма; *II* – кольцевой лазер; *III* – оптический нуль-индикатор; *IV* – нуль-метка; 1–4 – грани призмы

Fig. 1. Functional diagram for measuring polygon angles by a laser dynamic goniometer: *I* – polygon; *II* – ring laser; *III* – optical null-indicator; *IV* – zero mark; 1–4 – polygon faces

погрешность, вносимая кольцевым лазером, которая зависит только от измеряемого угла и не зависит от положения призмы. Два последних слагаемых формируют систематическую погрешность измерения углов многогранной призмы. Результатом измерений является матрица систематической погрешности размерностью $P \times P$ с элементами

$$\Delta_{ik} = (b_j - b_k) + (a_{1+i} - a_1), \quad (2)$$

где i – номер строки; k – номер столбца; $i, k = 1, 2, \dots, P$.

Для нахождения погрешностей многогранной призмы и ЛДГ уравнения (2) следует дополнить выражениями, учитывающими, что при полном обороте многогранной призмы погрешности угловых шкал призмы и ЛДГ равны нулю:

$$\sum_{i=1}^P a_i = 0; \quad \sum_{i=1}^P b_i = 0.$$

Элементы матрицы погрешностей (2) P -гранной призмы представлены в табл. 2, где среднее в столбце рассчитывается по формуле

$$\frac{1}{P} \sum_{i=1}^P \Delta_{ik} = -b_k - a_1.$$

В табл. 3 приведены результаты вычитания из строк каждого столбца среднего в этом столбце, определяемые по формуле

$$\Delta_{ik} - \frac{1}{P} \sum_{i=1}^P \Delta_{ik} = b_{k+i} + a_{i+1}.$$

После усреднения по строкам вычисляются значения систематических погрешностей ЛДГ в общем виде:

$$a_{i+1} = \frac{1}{P} \sum_{k=1}^P \left(\Delta_{ik} - \frac{1}{P} \sum_{i=1}^P \Delta_{ik} \right). \quad (3)$$

Выражение (3) позволяет находить систематическую погрешность ЛДГ при использовании метода последовательных разворотов.

Для нахождения систематической погрешности многогранной призмы необходимо транспонировать исходную матрицу погрешностей ($\Delta_{ik} \rightarrow \Delta_{ki}$), вычесть из строк каждого столбца среднее значение в этом столбце

($\Delta_{ki} - \frac{1}{P} \sum_{k=1}^P \Delta_{ki}$) и усреднить полученный результат по строкам. Систематическая погрешность P -гранной призмы рассчитывается как

$$-b_i = \frac{1}{P} \sum_{i=1}^P \left(\Delta_{ki} - \frac{1}{P} \sum_{k=1}^P \Delta_{ki} \right). \quad (4)$$

Следует отметить, что систематическая погрешность, определяемая выражением (4),

Таблица 2

Элементы матрицы погрешности

i	k				
	1	2	...	$P-1$	P
1	$(b_2 - b_1) + (a_2 - a_1)$	$(b_3 - b_2) + (a_2 - a_1)$	...	$(b_P - b_{P-1}) + (a_2 - a_1)$	$(b_1 - b_P) + (a_2 - a_1)$
2	$(b_3 - b_1) + (a_3 - a_1)$	$(b_4 - b_2) + (a_3 - a_1)$	...	$(b_1 - b_{P-1}) + (a_3 - a_1)$	$(b_2 - b_P) + (a_3 - a_1)$
...	...	...	...	...	...
$P-1$	$(b_P - b_1) + (a_P - a_1)$	$(b_1 - b_2) + (a_P - a_1)$	...	$(b_2 - b_3) + (a_P - a_1)$	$(b_{P-1} - b_4) + (a_P - a_1)$
P	$(b_1 - b_1) + (a_1 - a_1)$	$(b_2 - b_2) + (a_1 - a_1)$	...	$(b_3 - b_3) + (a_1 - a_1)$	$(b_P - b_P) + (a_1 - a_1)$
Среднее	$-b_1 - a_1$	$-b_2 - a_1$	...	$-b_{P-1} - a_1$	$-b_P - a_1$

Таблица 3

Результат вычитания среднего по столбцам

i	k					
	1	2	...	P-1	P	Среднее
1	b_2+a_2	b_3+a_2	...	b_P+a_2	b_1+a_2	a_2
2	b_3+a_3	b_4+a_3	...	b_1+a_3	b_2+a_3	a_3
...	...	...	...	...	...	...
P-1	b_P+a_P	b_1+a_P	...	$b_{(P-2)}+a_P$	$b_{(P-1)}+a_P$	a_P
P	b_1+a_1	b_2+a_1	...	$b_{(P-1)}+a_1$	b_P+a_1	a_1

не может быть измерена прямым методом, поскольку является виртуальной. При измерении углов многогранной призмы отличие измеренных углов от их номинальных значений будет определяться разностью значений b_i . Так, разница значения угла между гранями 2 и 1 призмы и его номинального значения составляет $(-b_2+b_1)$, между гранями 5 и 3 эта разница равняется $(-b_5+b_3)$ и т. д. Погрешность, найденная методом последовательных разворотов в соответствие с выражением (4) позволяет найти отличие действительных полных углов многогранной призмы от их номинальных значений вне зависимости от начальной грани и не содержит погрешности, обусловленной нерегулярностью угловой шкалы ЛДГ.

Исследование неравномерности угловой шкалы ЛДГ. Погрешность ЛДГ находили методом последовательных разворотов. Кольцевой лазер (внутри корпуса ЛДГ) и юстируемый столик жёстко закреплены на шпинделе ЛДГ. Восьмигранная призма в оправе расположена на площадке юстируемого столика. На площадке корпуса ЛДГ установлен оптический нуль-индикатор интерференционного типа, предусмотрена возможность его юстировки. Нуль-индикатор чувствителен к угловому перемещению только в плоскости, перпендикулярной оси вращения шпинделя ЛДГ, поэтому для юстировки призмы, выполняемой перед началом измерений, использован внешний автоколлиматор. Погрешности юстировки призмы в диапазоне $\pm 20''$ достаточно для измерения углов на уровне сотых долей угловой секунды. Развороты призмы на межгранные углы относительно юстируемого столика контролировались тем же автоколлиматором. С учетом априорных знаний о характере систематической погрешности кольцевого лазера [1], развороты осуществлялись вручную с погрешностью на уровне $\pm 10'$.

На рис. 2 представлены результаты исследований неравномерности угловой шкалы ЛДГ, выполненных методом последовательных разворотов с использованием рассмотренного выше алгоритма вычислений. Систематическая погрешность ЛДГ определяется неравномерностью шкалы, которая находится из разности $a_i - a_{360}$. Так, при разности углов 0 и 45° погрешность составит примерно $0,08''$, а максимальная погрешность $0,12''$ наблюдается при разности углов 0 и 225° .

Обсуждение результатов. Основной вопрос заключается в установлении источника погрешности. При измерениях необходимо соблюдать параллельность плоскостей угловых

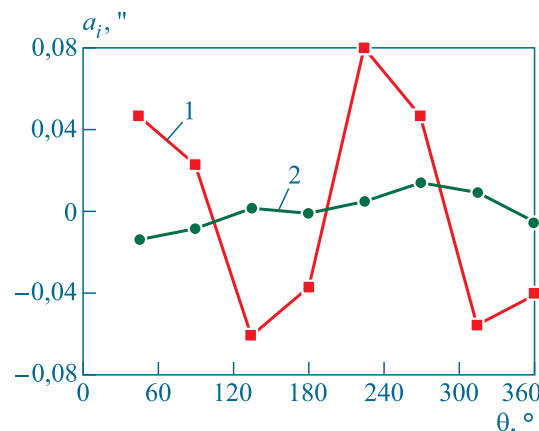


Рис. 2. Первоначальная (1) неравномерность шкалы лазерного динамического гониометра и неравномерность (2) после введения корректирующих поправок в алгоритм

Fig. 2. Initial (1) irregularity of the laser dynamic goniometer scale and the irregularity (2) after introducing corrective corrections to the algorithm

шкал эталонного и исследуемого датчиков. Непараллельность угловых шкал приводит к систематической погрешности.

Рассмотрим случай, когда плоскость многогранной призмы, перпендикулярная оси вращения шпинделя, составляет малый угол β с плоскостью угловой шкалы кольцевого лазера. При повороте призмы на угол φ нуль-индикатор вырабатывает импульс считывания с угловой шкалы кольцевого лазера, которая повернулась на угол θ . Разность углов $\theta - \varphi$ определяет погрешность измерения. Для нахождения этой разности воспользуемся преобразованием координат в предположении, что поворот на угол β осуществляется вокруг оси Ox системы координат, связанной с призмой [4]:

$$\begin{pmatrix} x' \\ y' \\ z' \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos\beta & \sin\beta \\ 0 & -\sin\beta & \cos\beta \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x \\ y \\ z \end{pmatrix}.$$

При этом справедливы равенства:

$$\operatorname{tg}\theta = y'/x'; \operatorname{tg}\varphi = y/x.$$

После соответствующих вычислений получим

$$\operatorname{tg}\theta - \operatorname{tg}\varphi = (\cos\beta - 1)\operatorname{tg}\varphi. \quad (5)$$

С учётом равенства $\theta = \varphi + \Delta$ при $\Delta \ll 1$ выражение (5) можно упростить:

$$\Delta = \beta^2 \operatorname{tg}\varphi \cos^2\varphi / 2 = \beta^2 \sin 2\varphi / 4. \quad (6)$$

Таким образом, погрешность, вызванная непараллельностью плоскостей угловых шкал многогранной призмы и кольцевого лазера, распределена на второй гармонике вращения и пропорциональна квадрату угла наклона. Спектральный анализ кривой 1 на рис. 2 показал, что амплитуда второй гармоники составляет около $0,07''$. По выражению (6), находим угол наклона, равный примерно $4'$. Наклон угловой шкалы

кольцевого лазера к оси вращения шпинделя ЛДГ носит конструктивный характер и является характерной особенностью данного экземпляра ЛДГ. Это обстоятельство позволяет ввести в алгоритм вычислений поправочные коэффициенты для уменьшения неравномерности шкалы и тем самым уменьшить погрешность ЛДГ. На рис. 2 (кривая 2) представлена неравномерность шкалы ЛДГ после введения соответствующих поправок, погрешность ЛДГ теперь не превышает $0,03''$.

Заключение. Применение алгоритма вычислений в методе последовательных разворотов позволил выявить неравномерность угловой шкалы лазерного динамического гониометра, обусловленную её наклоном к оси вращения шпинделя, определить корректирующие поправки, ввести их в алгоритм вычислений и уменьшить систематическую погрешность ЛДГ до $0,03''$.

Список литературы

1. Burnashev M. N., Pavlov P. A., Filatov Yu. V., *Quantum Electronics*, 2013, vol. 43, no. 2, pp. 130–138. DOI: 10.1070/QE2013v043n02ABEH015045
2. Sim P. J., *Modern Techniques in Metrology*. Singapore, World Scientific, 1984. pp. 102–121.
3. Probst R., Wittekopf R., Krause M., Dangschat H., Ernst A., *Meas. Sci. Technol.*, 1998, no. 9, pp. 1059–1066.

4. Павлов П. А. Особенности метода кросс-калибровки в лазерной гониометрии // *Измерительная техника*. 2015. № 9. С. 21–24.

5. Корн Г., Корн Т. Справочник по математике (для научных работников и инженеров): Пер. с англ. М.: Наука, 1974. 832 с.

References

1. Burnashev M. N., Pavlov P. A., Filatov Yu. V., *Quantum Electronics*, 2013, vol. 43, no. 2, pp. 130–138. DOI: 10.1070/QE2013v043n02ABEH015045
2. Sim P. J., *Modern Techniques in Metrology*. Singapore, World Scientific, 1984. pp. 102–121.
3. Probst R., Wittekopf R., Krause M., Dangschat H., Ernst A., *Meas. Sci. Technol.*, 1998, no. 9, pp. 1059–1066.
4. Pavlov P. A., *Measurement Techniques*, 2015, vol. 58, no. 9, pp. 970–974. DOI 10.1007/s11018-015-0827-7
5. Korn G. A., Korn T. M., *Mathematical handbook for scientist and engineers. Definitions, theorems and formulas for reference and review*, New York, McGraw-Hill Book Company, 1968.

Дата поступления: 15.11.2019.

Дата принятия: 15.12.2019.

Method for investigating the error of a laser dynamic goniometer

Petr A. Pavlov

St. Petersburg Electrotechnical University ETU, Saint-Petersburg, Russian Federation, e-mail: pavl-petr@yandex.ru

A method for investigating the error of a laser dynamic goniometer by cross-calibration using a new calculation algorithm is proposed. The algorithm is based on the method of serial angle shifts of a polygon relative to ring laser of the goniometer. The results of using this algorithm for estimating the error of a laser dynamic goniometer are presented. The dominant source of error of this goniometer is determined – the irregularity of the angular scale of the ring laser, which is caused by the slope of the scale to the axis of rotation of the goniometer spindle. Corrective corrections were calculated and introduced into the calculation algorithm, which allowed reducing the systematic error of the goniometer to $0.03''$.

Key words: angular measurements, laser dynamic goniometer, optical polygon, measurement error.

Результаты калибровки высокочувствительного устройства измерения параметров поперечного распределения энергии в пучке инфракрасного излучения

А. Г. Верхогляд, А. Г. Елесин, В. М. Ведерников, М. Ф. Ступак, С. Н. Макаров

Конструкторско-технологический институт научного приборостроения, СО РАН, Новосибирск, Российская Федерация, e-mail: stupak@tdisie.nsc.ru, verhog@tdisie.nsc.ru, veder@tdisie.nsc.ru, makarovsn@tdisie.nsc.ru

Описано высокочувствительное устройство измерения параметров поперечного распределения энергии в пучке инфракрасного излучения, входящее в состав автоматизированной системы синтеза динамических и статических инфракрасных изображений. Система предназначена для контроля характеристик матричных фотоприёмных устройств в области спектра 2,5–4,6 мкм при уровнях облучённости в диапазоне 10^{-9} – 10^{-5} Вт/см². Устройство подлежит периодической градуировке и проверке точности перемещений линейных подвижек ножа Фуко по двум координатам. Измерения с применением устройства выполняют в соответствии с государственным и отраслевым стандартами РФ. Погрешность сканирования по каждой координате не превышает 1 мкм. Устройство выполняет измерения функции концентрации энергии, коэффициента концентрации энергии в плоскости сформированного изображения в рабочих спектральном и динамическом диапазонах системы.

Ключевые слова: система синтеза инфракрасных изображений, матричное фотоприёмное устройство, коэффициент концентрации энергии, калибровка, уровень облучённости, прецизионное позиционирование.

Введение. Два последних десятилетия усилия ряда коллективов зарубежных и отечественных разработчиков направлены на создание высокоэффективных чувствительных матричных фотоприёмных устройств (МФПУ), работающих в инфракрасном (ИК) и даже терагерцевом диапазонах [1]. Один из важнейших этапов создания МФПУ ИК-диапазона – испытания и тестирования. Лабораторное тестирование на специализированном стенде является одним из способов экономии средств, времени и позволяет разработчикам оценивать и оптимизировать характеристики будущих МФПУ уже на этапе конструкторской проработки изделий.

Автоматизированная система синтеза динамических и статических инфракрасных изображений. Создание систем, синтезирующих различные динамические тесты для испытания современных МФПУ чрезвычайно актуально в настоящее время (см., например, «RTB 3000 Detector test bench. Santa Barbara Infrared. Heico company. Specification rev. 319–000–310», [2, 3]). Базовыми элементами таких систем являются комплексированные преобразователи, формирующие как статические тестовые изображения, так и динамические сцены на МФПУ в заданной ИК-области спектра. Авторами настоящей статьи разработана и апробирована автоматизированная система синтеза динамических и статических ИК-изображений для контроля характеристик МФПУ в спектральном диапазоне 2,5–4,6 мкм (далее – система) [4]. В конструкции системы реализованы, в частности, два канала засветки поверхности

тестируемого изделия – каналы объекта и фона. С помощью канала объекта создают структуры с переменной яркостью и высокой пространственной частотой. Минимальный диаметр области засветки должен быть не более 30 мкм, коэффициент концентрации энергии в его пятне рассеивания около 0,7. Максимальный размер области засветки канала объекта может достигать 3×3 мм. Канал фона предназначен для создания управляемой засветки на области размером не менее 200×200 мм. Система обеспечивает возможность независимого изменения уровней облучённости в обоих каналах в широком диапазоне облучённостей (облучённость в канале фона не менее 10^{-7} Вт/см², в канале объекта – в диапазоне 10^{-9} – 10^{-6} Вт/см²).

Для проведения различных юстировочных операций в подобных системах, а также тестирования элементов их оптических трактов необходимы высокочувствительные, высокоточные устройства с большим динамическим диапазоном измерений функции концентрации энергии, коэффициента концентрации энергии в плоскости сформированного изображения в рабочем спектральном диапазоне системы или стенда [5–7].

Готовых промышленных решений для относительно широкого спектрального диапазона 2,5–4,6 мкм и диапазона измерения облучённости 10^{-9} – 10^{-5} Вт/см² в открытых источниках авторами настоящей статьи не обнаружено. Поэтому задача создания устройств измерения характеристик поперечного распределения энергии в пучке ИК-излучения для средней ИК-области и с приведёнными

выше диапазонами измерения облучённости является чрезвычайно актуальной.

Учитывая отсутствие аттестованных средств измерений (СИ) (в том числе матричных) облучённости для рабочей широкой спектральной ИК-области с высокой спектральной селективностью и требуемого большого динамического диапазона 10^{-9} – 10^{-6} Вт/см², авторами настоящей статьи разработано входящее в состав системы оригинальное высокочувствительное устройство [8] (далее – устройство). Устройство предназначено для измерения коэффициента концентрации энергии в рабочем спектральном диапазоне системы (диапазон измерения облучённости 10^{-9} – 10^{-5} Вт/см²). Калибровка устройства выполняется с использованием сертифицированного СИ ЗА OPHIR (OPHIR OPTRONICS SOLUTIONS Ltd. (HQ), Израиль, свидетельство об утверждении типа средств измерений IL.C.37.003.A № 44661) и набора калиброванных нейтральных фильтров (или программно изменяемой геометрии генерируемых изображений).

Описание устройства и принципов определения его основных характеристик. С помощью устройства определяют характеристики поперечного распределения энергии в пучке ИК-излучения в области 2,5–4,6 мкм, в частности измеряют коэффициент концентрации энергии в пятне и геометрические размеры пятна. Также измеряют мощность излучения в ИК-диапазоне. Результаты измерений по проводному соединению поступают во внешний персональный компьютер (ПК), где преобразуются в удобный для отображения вид.

Габаритные размеры устройства 320×250×200 мм, общая масса не более 10 кг. Конструктивно устройство выполнено в виде шести функциональных блоков, находящихся в едином корпусе. На передней панели корпуса

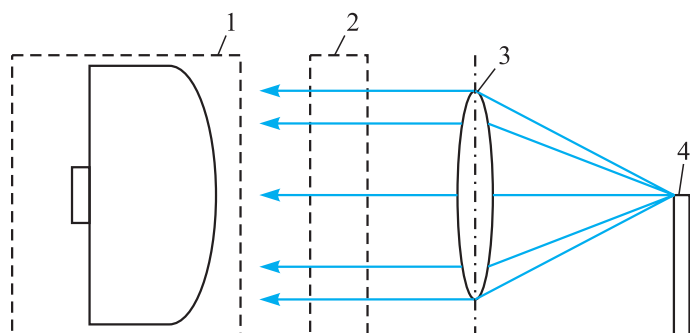


Рис. 1. Принципиальная оптическая схема устройства:

1 – фоточувствительный элемент (полупроводниковый болометр) с фокусирующей германиевой линзой; 2 – гнездо размещения сменных интерференционных фильтров; 3 – линза LE5838-E ThorLabs; 4 – двухкоординатный нож Фуко или двухкоординатная калиброванная диафрагма

Fig. 1. The concept of the device:

1 – photosensitive element (semiconductor bolometer) with a focusing germanic lens; 2 – nest placement of interchangeable interference filters; 3 – lens LE5838-E ThorLabs; 4 – two-coordinated Foucault knife or two-coordinated calibrated diaphragm

расположено входное отверстие для приёма излучения, на задней – разъём RJ45 для подключения к внешнему ПК, светодиодный индикатор, разъём для синхронизации с источником ИК-излучения, разъём питания 220 В, совмещённый с выключателем и индикатором питания.

Оптическая схема устройства представлена на рис. 1. ИК-излучение (либо на всю рабочую спектральную область, либо «вырезанное» по спектру фильтром 2) попадает на фоточувствительный элемент 1 – полупроводниковый болометр БП-2М* (Ризлта, Россия) с фокусирующей германиевой линзой. При поглощении ИК-излучения фоточувствительный элемент нагревается, вследствие чего изменяется его электрическое сопротивление. Данное изменение сопротивления регистрируется, усиливается, оцифровывается и направляется во внутренний буфер устройства типа FIFO на хранение. Особенность устройства, существенно повышающая его чувствительность, – синхронное детектирование измерительного тракта устройства с источником ИК-излучения. Это позволило исключить из измеряемого сигнала паразитную засветку от окружающей среды и элементов оптического тракта исследуемого объекта. Поэтому основной вклад в погрешность устройства вносит тепловой шум сопротивления полупроводникового болометра.

Штатным модулируемым источником ИК-излучения является DLP-диапроектор на специализированной DMD-матрице из микрозеркал – пикселей, доработанной под заданный ИК-диапазон. Каждое микрозеркало имеет форму квадрата со стороной 12 мкм. Микрозеркала плотно упакованы в матрицу: зазоры между зеркалами около 0,5 мкм, шаг зеркал составляет 12,5 мкм, размерность матрицы 1600×1200 пикселей (микрозеркал). Применяются доработанные DMD-матрицы, используемые в видеопроекторах F32 (Projection Design, Норвегия). Исходная DMD-матрица типа S1410-9037 (Texas Instr., США) обеспечивает формирование и перемещение тестового объекта согласно программе, задаваемой управляющим компьютером и передаваемой через DVI-интерфейс. Рабочее поле матрицы 15×15 мм. Изображение матрицы располагается точно в приёмной плоскости устройства, где расположен нож Фуко или калиброванная диафрагма.

В связи с отсутствием аттестованных матричных СИ облучённости для рабочей широкой спектральной ИК-области с высокой спектральной селективностью в требуемом широком динамическом диапазоне 10^{-9} – 10^{-6} Вт/см² измерения с помощью данного устройства производили альтернативными утверждёнными методами: измерения ширины пучка падающего излучения – методом ножа Фуко по ГОСТ Р ИСО/ТО 11146-3-2008 «Лазеры и лазерные установки (системы). Методы измерений ширин, углов расходимости и коэффициентов распространения лазерных пучков. Ч. 3. Собственная и геометрическая классификация лазерных пучков, специфика их распространения и методики измерений»; измерения концентрации энергии – методом измерительной диафрагмы согласно ОСТ 3-6816-94 «Метод измерения функции концентрации энергии». Для измерения распределения энергии ИК-излучения на площадке фоточувствительного элемента используется нож Фуко, который расположен на программно-управляемой

сканирующей подвижке. При сканировании регистрируется массив данных распределения мощности пучка излучения, попадающего на фоточувствительный элемент. В устройстве реализовано раздельное сканирование по двум взаимно ортогональным координатам. Дифференцируя данное распределение по координате сканирования, получают распределение облучённости в пятне рассеяния по этой координате. Погрешность сканирования по каждой координате не превышает 1 мкм, шаг сканирования задаётся программно.

Градуировка устройства. Перед началом работы устройство градуируют и проверяют точность перемещений линейных подвижек ножа Фуко по поперечным относительно оси луча координатам x, z . В процессе градуировки определяют цену деления устройства в единицах измерения мощности и проверяют линейность его показаний. Для этого показания устройства методом прямых измерений сравнивают с показаниями эталонного СИ в рабочем ИК-диапазоне длин волн. Первичную градуировку устройства производят в составе автоматизированной системы синтеза ИК-изображений для тестирования характеристик МФПУ [4].

На установочный стол системы в месте размещения устройства для крепления МФПУ поочередно устанавливают сначала эталонное СИ – измерительную головку преобразователя измерительного термоэлектрического лазерного излучения 3А ОРНІR (далее – СИ1), а затем устройство. В плоскости изображений канала объекта системы формируется тестовый объект в виде квадрата размером 0,5×0,5 мм с максимальной облучённостью – изображение такого размера заведомо полностью переносится оптической схемой устройства на приёмную площадку полупроводникового болометра размером 120×120 мкм. Энергию светового потока в пятне рассеивания полученного изображения поочередно измеряют СИ1 и устройством. По результатам измерений определяют цену деления устройства в единицах мощности: $S_y = P_{СИ1}/P_y$, где $P_{СИ1}, P_y$ – показания СИ1 и устройства в условных единицах мощности. При необходимости работы в единицах облучённости с помощью ножа Фуко определяют точные поперечные размеры тестового объекта.

Для проверки линейности показаний устройства в канал объекта последовательно вводят калиброванные нейтральные фильтры с известными коэффициентами пропускания. Испытания по утвержденной методике нейтральных фильтров с соответствующей паспортизацией каждого из них были проведены на сертифицированном СИ – фурье-спектрометре ФТ-801 (СИМЕКС, Россия) с привлечением специалистов предприятия-изготовителя данного измерительного оборудования. Затем измерения повторяют. Измеренные значения мощности в пределах чувствительности СИ1 и за её пределами соответственно должны отвечать равенствам

$$\begin{aligned} P_y^i S_y &= P_{СИ1}^i; \\ P_y^{\phi/\Phi} K_\Phi &= P_y^\Phi, \end{aligned} \quad (1)$$

где $P_y^{\phi/\Phi}, P_y^\Phi$ – значения мощности, измеренные устройством без фильтров и с фильтрами соответственно; K_Φ –

произведение значений коэффициентов пропускания нейтральных светофильтров в канале объекта.

Если для всей серии измерений с фильтрами равенство (1) верно в пределах погрешности устройства, то можно считать его шкалу линейной.

Линейность шкалы устройства была дополнительно проверена при программно изменяемой геометрии генерируемых изображений. Для этого выполняют следующую последовательность действий:

на установочный стол системы в месте размещения устройства для крепления МФПУ устанавливают СИ1;

система поочередно генерирует изображения – квадраты. Стороны каждого последующего квадрата в два раза меньше сторон предыдущего. Показания СИ1 записываются и сравниваются между собой (измеренное показание отличается от предыдущего в четыре раза в пределах погрешности СИ1);

затем на установочный стол устанавливают устройство, с помощью которого измеряют те же самые программно генерируемые изображения (квадраты);

если предыдущее и последующее показания устройства, как и показания СИ1, изменяются в четыре раза, то можно утверждать, что шкала устройства линейна (что и было подтверждено многочисленными испытаниями).

По результатам градуировочных испытаний было установлено следующее: шкала устройства линейная; значение одной собственной единицы устройства равно $4 \cdot 10^{-11}$ Вт; погрешность измерения устройства (среднее квадратическое отклонение), полученная статистической обработкой большого массива непрерывных измерений при неизменных внешних условиях, не превышает $4 \cdot 10^{-9}$ Вт.

Проверку погрешности перемещений линейной подвижки по оси X проводят с помощью лазерной измерительной системы XL-80 (RENISHAW plc., Великобритания, свидетельство об утверждении типа средств измерений GB.C.27.001.A № 50145) (далее – СИ2). На перемещающейся площадке линейной подвижки устанавливают оптический отражатель СИ2, а сам СИ2 – на отдельной стойке, так чтобы отражённый луч попадал в СИ2 во всём диапазоне перемещений линейной подвижки. Перед началом измерений подвижка находится в нулевом положении. Управляющей программой устройства задаются координаты точек x_{gi} с шагом 2 мм в диапазоне 0–20 мм и даётся команда на последовательное перемещение линейной подвижки в точку с координатой x_{gi} . В каждой точке с использованием СИ2 измеряются координаты при движении линейной подвижки в прямом $x_i(+)$ и обратном $x_i(-)$ направлениях. Количество циклов измерений в каждой точке $n=5$.

После измерений определяют воспроизводимость перемещений линейных подвижек по оси X как $R_i = |x_i(+)-x_i(-)|$. За погрешность перемещений принимается максимальное из n серий измерений значение воспроизводимости $R_{\max} = \max R_i$. Погрешность перемещений по оси Z находят аналогичным образом. По итогам проведённых измерений погрешность сканирования по каждой координате не превышает 1 мкм. Периодичность калибровки устройства

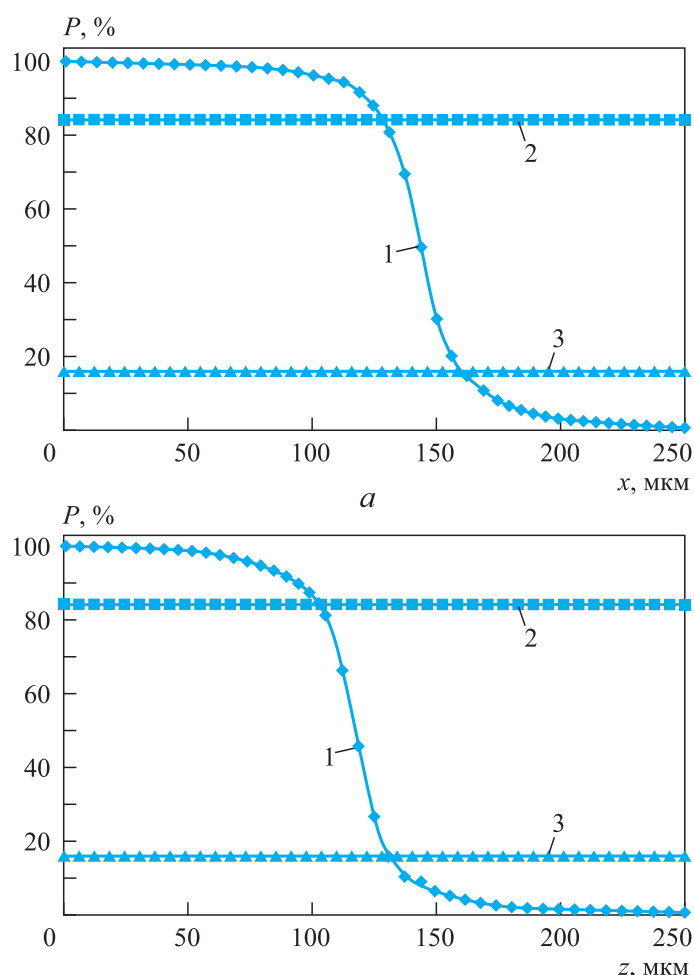


Рис. 2. Результаты измерений ширины пучка вдоль поперечных осей сечения пучка X (а) и Z (б):

1 – измеренная мощность; 2, 3 – 84 и 16 % максимальной мощности соответственно

Fig. 2. Beam width measurements along the beam cross-section X (a) and Z (b) ratios:

1 – measured power; 2, 3 to 84 and 16 % maximum capacity respectively

и проверки подвижки в соответствии с программой и методикой аттестации всей системы – один год.

Установление метрологической прослеживаемости полученных результатов измерений устройства базируется на непрерывной цепи калибровок измерительной системы ЗА ОРНИР и набора нейтральных фильтров для определения параметров поперечного распределения абсолютных значений энергии в пучке. Измерительную систему ЗА ОРНИР калибруют и поверяют по рабочему эталону единицы средней мощности лазерного излучения (№ 27393-04 в Госреестре СИ РФ), установленный предел допускаемой относительной погрешности системы $\pm 3\%$. Испытания нейтральных фильтров с соответствующей паспортизацией каждого из них на сертифицированном СИ – фурье-спектрометре ФТ-801 проводились при реальном разрешении 4 см^{-1} в течение 1 мин, что устанавливало отношение сигнал–шум не менее 40000. Поэтому вклад

в итоговую методическую погрешность определения параметров поперечного распределения абсолютных значений энергии в пучке ИК-излучения в основном будет давать погрешность измерительной системы.

Примеры измерения устройством характеристик поперечного распределения энергии в пучке ИК-излучения. В качестве примера ниже приведены результаты измерения ширины пятна изображения точечного объекта, формируемого в плоскости изображения канала объекта. Измерения проводили с помощью штатного элемента устройства – программно управляемого ножа Фуко (по ГОСТ Р ИСО/ТО 11146-3-2008). Коэффициент концентрации энергии измеряли с применением измерительной диафрагмы (по ОСТ 3-6816-94). Нож Фуко использовали для пересечения пучка непосредственно перед приёмной поверхностью устройства. В результате измеряется мощность прошедшего излучения в зависимости от положения края ножа. Согласно ГОСТ Р ИСО/ТО 11146-3-2008 ширина пучка равна расстоянию между двумя положениями края (x_1, x_2), в которых приёмник воспринимает 84 и 16 % мощности соответственно. Ширину пучка в данном сечении определяют как $D_x = x_2 - x_1$. Ширину слабо астигматических пучков необходимо измерять вдоль двух главных осей сечения пучка – осей X, Z .

На рис. 2 приведены результаты выполненных измерений. Разность значений координаты x линейного поля, в которых измеренная мощность засветки (кривая 1) равна 84 и 16 % (линии 2, 3) её максимального значения определяет ширину пучка в сечении X : $D_x = 159,3 - 129,6 = 29,7$ мкм. Ширина пучка в сечении Z : $D_z = 130,9 - 103,7 = 27,2$ мкм. Из результатов измерений следует, что точечный объект, формируемый в плоскости изображения канала объекта, является слабо астигматичным, а его диаметр не превышает 30 мкм.

При измерении коэффициента концентрации энергии в устройство вместо ножа Фуко устанавливают оптический фильтр с калиброванной диафрагмой диаметром 30 мкм. В плоскости изображения объекта формируется световое изображение точечного тестового объекта диаметром 30 мкм. Троекратно регистрируется максимальная мощность пучка в условных единицах без использования диафрагмы и вычисляется среднее значение $P_{\text{ср}}$. Затем троекратно регистрируется максимальная мощность пучка с использованием диафрагмы и также вычисляется среднее значение $P_{30\text{ср}}$. Коэффициент концентрации энергии в пятне рассеяния диаметром 30 мкм в канале объекта рассчитывается по формуле $K = P_{30\text{ср}} / P_{\text{ср}}$. По результатам измерений $K = 0,719$, что близко к максимально достижимому значению.

Заключение. Апробировано разработанное устройство для измерения характеристик поперечного распределения энергии в пучке ИК-излучения для средней ИК-области и диапазона измерения облучённости 10^{-9} – 10^{-5} Вт/см² в составе оригинальной автоматизированной системы синтеза динамических и статических ИК-изображений для контроля характеристик МФПУ. По результатам проведённых градуировочных испытаний установлено, что шкала устройства линейная, собственная единица устройства $4 \cdot 10^{-11}$ Вт, погрешность измерения не более $4 \cdot 10^{-9}$ Вт. Перед вводом в эксплуатацию и далее

с периодичностью раз в год необходимо проверять точность перемещений по двум координатам линейных подвижек ножа Фуко, входящего в состав устройства. Погрешность сканирования по каждой координате не превышает 1 мкм.

Список литературы

1. Козлов К. В., Патрашин А. И., Бурлаков И. Д., Бычковский Я. С., Дразников Б. Н., Кузнецов П. А. Современные инфракрасные фотоприемные устройства для сканирующей аппаратуры дистанционного зондирования Земли (обзор) // Успехи прикладной физики. 2017. Т. 5. № 1. С. 63–79.
2. D. Brett Beasley, Matt Bender, Jay Crosby, Sean McCall, Tim Messer and Daniel A. Saylor, *Proc. SPIE 5785, Technologies for Synthetic Environments: Hardware-in-the-Loop Testing X* (20 May 2005). DOI:10.1117/12.604443
3. Гибин И. С., Колесников Г. В. Современные устройства измерения параметров и комплексного тестирования инфракрасных ФПУ и приборов (обзор) // Успехи прикладной физики. 2014. Т. 2. № 3. С. 293–302.
4. Верхогляд А. Г., Гибин И. С., Елесин А. Г., Касторский Л. Б., Кокарев С. А., Солдатенко А. В., Ступак М. Ф. Автоматизированная система синтеза ИК-изображений для тестирования характеристик матричных фотоприемных устройств // Успехи прикладной физики. 2018. Т. 6. № 3. С. 260–268.
5. Нужин А. В. Измерение концентрации энергии в малоразмерном изображении // ТелеФотоТехника: сетевой журнал. 2009. URL: <http://www.telephototech.ru> (дата обращения: 18.11.2019).
6. Осипович И. Р. Принципы построения автоматизированных средств контроля качества изображения оптических систем // Прикладная физика. 2009. № 3. С. 127–131.
7. Осипович И. Р. Использование автоматизированных средств контроля качества изображения оптических систем для исследования функции концентрации энергии объектов // Сборник трудов X международной конференции «Прикладная оптика-2012», Санкт-Петербург, 15–19 октября 2012 /

Под ред. Л. Н. Архиповой, В. Б. Шиловой, Ан. А. Мака. СПб.: Оптическое общество им. Д. С. Рождественского, 2012. Т. 1. Секция 1. С. 18–21.

8. Верхогляд А. Г., Гибин И. С., Елесин А. Г., Макаров С. Н., Ступак М. Ф. Высокочувствительное устройство измерения коэффициента концентрации энергии при синтезе ИК-изображений для тестирования характеристик матричных фотоприемных устройств // Прикладная физика. 2018. № 3. С. 79–84.

References

1. Kozlov K. V., Patrashin A. I., Byrlakov I. D., Bychkovsky Y. S., Drazhnikov B. N., Kyznetsov P. A., *Uspekhi prikladnoj fiziki*, 2017, vol. 5, no. 1, pp. 63–79 (in Russian).
2. D. Brett Beasley, Matt Bender, Jay Crosby, Sean McCall, Tim Messer and Daniel A. Saylor, *Proc. SPIE 5785, Technologies for Synthetic Environments: Hardware-in-the-Loop Testing X* (20 May 2005). DOI:10.1117/12.604443
3. Gibin I. S., Kolesnikov G. V., *Uspekhi prikladnoj fiziki*, 2014, vol. 2, no. 3, pp. 293–302 (in Russian).
4. Verhoglyad A. G., Gibin I. S., Elesin A. G., Kastorskiy L. B., Kokarev S. A., Soldatenko A. V., Stupak M. F., *Uspekhi prikladnoj fiziki*, 2018, vol. 6, no. 3, pp. 260–268 (in Russian).
5. Nuzhin A. V., *Telefototekhnika*, 2009, available at: <http://www.telephototech.ru> (accessed: 18.11.2019).
6. Osipovich I. R., *Prikladnaya fizika*, 2009, no. 3, pp. 127–131 (in Russian).
7. Osipovich I. R., *Prikladnaya optika-2012, Proceeding of the XX International Conference*, St. Petersburg, October 15–19, 2012, Eds. L. N. Arhipova, V. B. Shilov, An. A. Mak, St. Petersburg, Opticheskoe obshchestvo im. D. S. Rozhdestvenskogo Publ., 2012, vol. 1. section 1, pp. 18–21.
8. Verhoglyad A. G., Gibin I. S., Elesin A. G., Makarov S. N., Stupak M. F., *Prikladnaya fizika*, 2018, no. 3, pp. 79–84 (in Russian).

Дата поступления: 17.04.2019.

Дата принятия: 03.10.2019.

Calibration of highly sensitive measurement device of transverse energy distributions in a beam of infrared radiation

Aleksander G. Verhoglyad, Andrey G. Elesin, Vladimir M. Vedernikov, Mikhail F. Stupak, Sergey N. Makarov

Technological Design Institute of Scientific Instrument Engineering, Siberian Branch of the Russian Academy of Sciences, Novosibirsk, Russian Federation, e-mail: stupak@tdisie.nsc.ru

A highly sensitive device for measuring the parameters of transverse energy distribution in a beam of infrared radiation is described as part of an automated system of synthesis of dynamic and static infrared images. The system is designed to monitor the characteristics of matrix photo-receivers in the spectrum of 2,5–4,6 μm at irradiation levels in the range of 10^{-9} – 10^{-5} W/cm^2 . The device is subject to periodic gradation and verification of the accuracy of movements of the Foucault knife line movements at two coordinates. Measurements with the use of the device are carried out in accordance with state and industry standards of the Russian Federation. The scan error for each coordinate does not exceed 1 micrometer. The device measures the function of energy concentration, the concentration of energy in the plane formed image in the working spectral and dynamic ranges of the system.

Key words: infrared image synthesis system, array photodetector, energy concentration ratio, calibration, irradiance level, precision positioning.

Мониторинг высоковольтного напряжения с помощью оптоволоконной рециркуляционной измерительной системы

А. В. Поляков¹, М. А. Ксенофонтов²

¹Белорусский государственный университет, Минск, Республика Беларусь, e-mail: polyakov@bsu.by

²Научно-исследовательское учреждение «Институт прикладных физических проблем им. А. Н. Савченко» Белорусского государственного университета, Минск, Республика Беларусь, e-mail: lab_doзатор@mail.ru

Оптические технологии измерения электрических величин в высоковольтной электроэнергетике обладают уникальными свойствами и значительными достоинствами: использование оптических волокон обеспечивает высокую устойчивость измерительного оборудования к электромагнитным помехам и гальваническую развязку высоковольтных датчиков; на передаваемые от оптических датчиков по волоконно-оптическим линиям связи данные не оказывают влияние внешние электромагнитные поля; исключаются проблемы, связанные с контурами заземления, отсутствуют побочные электромагнитные излучения и перекрёстные помехи между каналами. Представлена структура и принцип действия квазираспределённой рециркуляционной оптоволоконной системы мониторинга высоковольтных напряжений. Чувствительный элемент системы – комбинация пьезокерамической трубки с волоконным световодом, в котором происходит обратный поперечный пьезоэффект. Принцип измерения электрического напряжения основан на регистрации изменения частоты рециркуляции под воздействием приложенного напряжения. При расположении измерительных секций в порядке возрастания измеряемых действующих напряжений относительно приёмопередающего блока достигается относительная разрешающая способность 0,30–0,45 % для PZT-5H и 0,8–1,2 % для PZT-4 в диапазоне напряжений 20–150 кВ.

Ключевые слова: высоковольтное напряжение, волоконно-оптическая измерительная система, частота рециркуляции, обратный поперечный пьезоэффект, разрешающая способность.

Введение. Ускоренное развитие автоматизированных систем контроля и управления во всех областях промышленности обуславливает возрастающую потребность в измерительных преобразователях (датчиках) различных физических величин – температуры, давления, ускорения, перемещения, силы тока. Помимо хороших метрологических характеристик такие датчики должны обладать высокими надёжностью, стабильностью, помехоустойчивостью, долговечностью, а также простотой интегрирования с микроконтроллерными системами управления. Особенно это актуально для таких отраслей, как авионика, металлургия, автоэлектроника, теплотехника и энергетика, медицинская техника, высокоточные системы вооружений. Перечисленным требованиям в значительной степени удовлетворяют волоконно-оптические датчики (ВОД).

В условиях современных энергонасыщенных производств к метрологическим параметрам электрических датчиков предъявляются жёсткие требования. Это часто приводит к трудноразрешимым проблемам защиты датчиков от различных электромагнитных помех, что особенно важно при значительном удалении датчиков от пунктов сбора информации. Поэтому оптические методы в области электрических измерений в энергетике и промышленности всё чаще рассматриваются как перспективная альтернатива электрическим методам. Оптические методы обладают рядом преимуществ перед электрическими методами: более

широкой полосой частот и расширенным динамическим диапазоном; хорошими диэлектрическими свойствами в сочетании с высокой пожарной безопасностью и коррозионной стойкостью и т. д.

ВОД электрического напряжения предназначены, в частности, для удаленного контроля параметров высоковольтных линий электропередач и трансформаторных подстанций, необходимых для электроснабжения предприятий и населённых пунктов. По своему назначению и действующему значению напряжения высоковольтные линии электропередач (ВЛЭП) делятся на следующие классы:

сверхдальние высоковольтные линии напряжением не менее 500 кВ для связи отдельных энергосистем;

магистральные высоковольтные линии напряжением 220 и 330 кВ для передачи энергии от мощных электростанций, а также для связи энергосистем и объединения электростанций внутри энергосистем, например для соединения электростанции с распределительными пунктами;

распределительные высоковольтные линии напряжением 35, 110 и 150 кВ для электроснабжения предприятий и населённых пунктов крупных районов;

высоковольтные линии не более 20 кВ для подвода электроэнергии к потребителям.

В связи с наибольшей распространённостью практический интерес представляют последние два класса ВЛЭП.

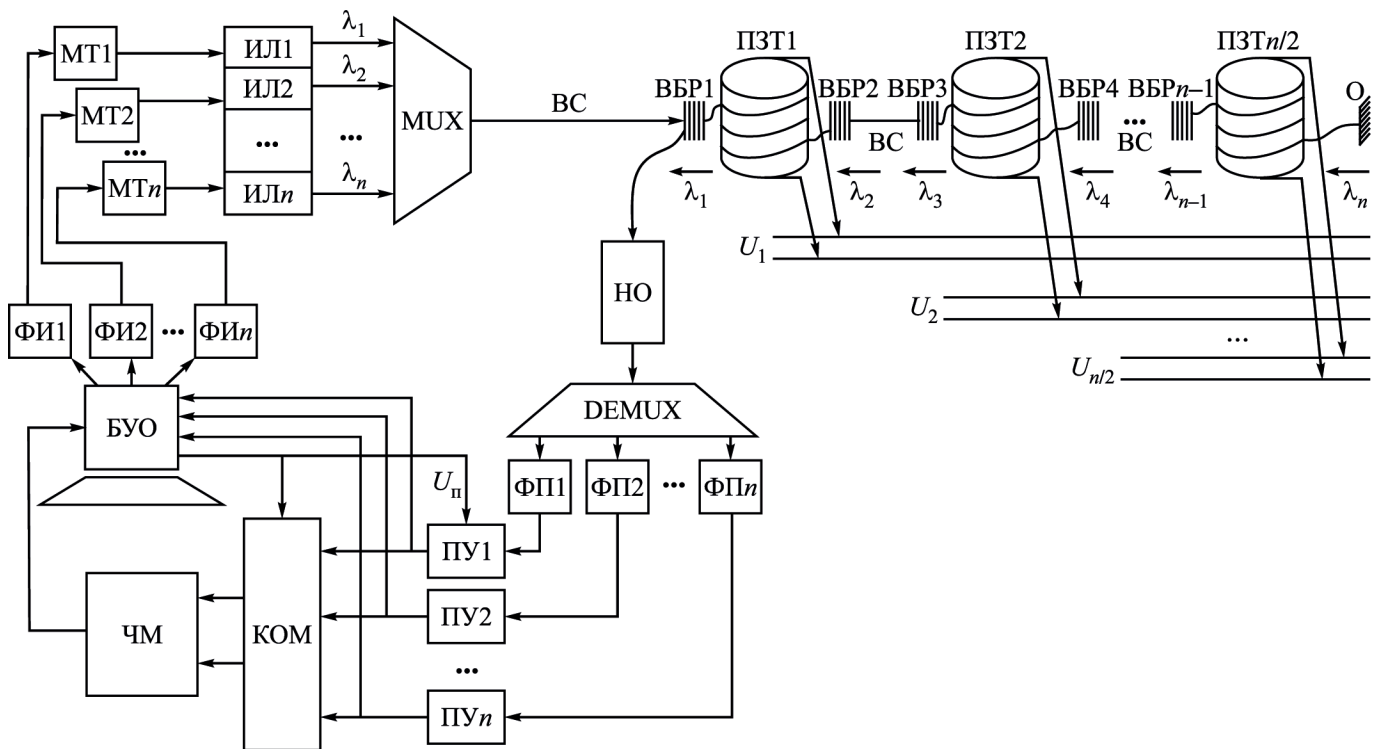


Рис. 1. Структурная схема квазираспределённого волоконно-оптического высоковольтного измерителя:

$\Phi И1, \dots, \Phi Иn$ – формирователи импульсов; $МТ1, \dots, МТn$ – модуляторы тока; $ИЛ1, \dots, ИЛn$ – набор полупроводниковых инжекционных лазеров; $МUX$ – мультиплексор; $ВС$ – волоконный световод; $НО$ – направленный ответвитель; $DEMUX$ – демультиплексор; $ВБР1, \dots, ВБРn$ – волоконные брэгговские решетки; $ПЗТ1, \dots, ПЗТn/2$ – пьезокерамические трубки; $\Phi П1, \dots, \Phi Пn$ – фотоприёмники; $ПУ1, \dots, ПУn$ – пороговые устройства; $КОМ$ – коммутатор, $ЧМ$ – двухканальный частотомер; $О$ – отражатель; $БУО$ – блок управления и обработки

Fig. 1 Block diagram of a quasi-distributed fiber optic high-voltage measurer:

$PS1, \dots, PSn$ – pulse shapers; $CM1, \dots, CMn$ – current modulators; $IL1, \dots, ILn$ – semiconductor injection laser set; MUX – multiplexer; OF – optical fiber; DC – directional coupler; $DEMUX$ – demultiplexer; $FBG1, \dots, FBGn$ – fiber Bragg gratings; $PZT1, \dots, PZTn/2$ – piezoceramic tubes; $PD1, \dots, PDn$ – photodetectors; $TD1, \dots, TDn$ – threshold devices; Com – commutator; FM – dual channel frequency meter; R – reflector; CPU – control and processing unit

В настоящее время разработаны несколько типов оптических датчиков напряжения с использованием электрооптического эффекта Поккельса (оптическая информация передаётся по оптоволокну) и макродеформаций оптоволокну, датчики с различными конструктивными сочетаниями оптоволокон и пьезоэлектрических материалов на основе интерферометра Майкельсона, а также датчики на базе волоконно-оптических решеток Брэгга [1–8]. Однако на стабильную работу таких датчиков влияют связанные с интерферометрическими методами измерений факторы: погрешность измерений, возникающая из-за относительного изменения длин плеч интерферометра при флуктуациях температуры и давления; необходимость постоянного контроля поляризации излучения для уменьшения связанного с этим затухания; высокая чувствительность интерференционной картины к вибрациям и другим механическим воздействиям. Разрешающая способность измерителей на основе волоконных брэгговских решёток ограничивается шириной их спектральной линии отражения и разрешением оптического спектроанализатора. Все изложенное выше

обуславливает актуальность разработки новых методов регистрации и обработки оптических сигналов и построения высоковольтных волоконно-оптических измерительных систем, сочетающих в себе основные принципы надёжности и дешевизны с многофункциональностью и высокой точностью измерений.

Схема волоконно-оптической системы измерения электрического напряжения рециркуляционного типа.

Улучшение эксплуатационных характеристик ВОД связано с применением частотного метода измерений. Для контроля напряжения предлагается использовать квазираспределённый волоконно-оптический датчик электрического напряжения, принцип действия которого основан на регистрации изменения частоты рециркуляции одиночного импульса на отдельных длинах волн (рис. 1). Измерение электрического напряжения осуществляется на основе последовательного отслеживания изменения разности частот рециркуляции на соседних участках на разных длинах волн:

$$\Delta f_i(U) = f_{i-1}(\lambda_{i-1}) - f_i(\lambda_i).$$

Изменение частоты рециркуляции можно регистрировать с высокой точностью при относительной долговременной нестабильности частоты рециркуляции в пределах $(2...6) \cdot 10^{-6}$ (в зависимости от длины волоконного световода BC) при времени измерения 1 с [9, 10]. Чувствительным элементом является пьезокерамическая трубка, на которую намотан волоконный световод и жёстко на ней закреплён. В данном устройстве возникает обратный поперечный пьезоэффект: приложенное к трубке напряжение приводит к изменению её размеров, что влечёт за собой изменение длины и показателя преломления волоконного световода и, следовательно, частоты рециркуляции. В результате радиальных механических напряжений под влиянием приложенного напряжения U изменение радиуса трубки Δr определяется как [11]:

$$\Delta r/r = 2d_{31}U/h,$$

где d_{31} – пьезоэлектрическая постоянная; h – толщина трубки.

Источниками излучения являются полупроводниковые инжекционные лазеры LDI- λ -DFB-2.5G-20/60 (LASERSCOM, Беларусь) представляющие собой лазерные диоды с распределенной обратной связью на основе InGaAsP с квантовыми ямами, собранные с оптическим волокном в герметичном корпусе и перекрывающие весь CWDM (Coarse Wavelength Division Multiplexing) диапазон длин волн излучения 1270–1590 нм с шагом 20 нм. Это позволяет формировать до восьми измерительных секций. Ширина спектра излучения в непрерывном режиме 0,09 нм при выходной мощности 20 мВт, пиковая мощность 10 мВт при токе накачки $I = 50$ мА. Температурный коэффициент изменения длины волны 0,1 нм/°C. Излучение на разных длинах волн объединяется мультиплексором и по волоконному световоду направляется к чувствительным элементам – пьезокерамическим трубкам. В качестве пьезоэлемента используется пьезокерамика – поликристаллические сегнетоэлектрические твёрдые растворы, после синтеза подвергнутые поляризации в постоянном электрическом поле. Пьезокерамика обладает сильным пьезоэффектом, высокими стабильностью, механической прочностью и устойчивостью к внешним воздействиям, сравнительной простотой и невысокой стоимостью изготовления.

Диаметр d трубки выбирали согласно следующим условиям. Минимально допустимый радиус изгиба одноволоконного световода определяли исходя из механических свойств волокна. Если волокно изогнуто столь сильно, что поверхностные напряжения превышают 0,2 %, то весьма вероятно, что в процессе эксплуатации в волокне возникнут трещины. Чтобы этого не произошло, должно выполняться условие

$$d > 500D - 2h_1.$$

Здесь $D = 125$ мкм – диаметр оболочки оптоволокна; $h_1 = 62,5$ мкм – толщина слоя защитного покрытия (внешний диаметр оптоволокна с полимерным покрытием 250 мкм), т. е. $d > 6,2$ см ($> 3,1$ см). Для пьезокерамики на основе титана и цирконата свинца типа PZT-4D (Morgan Matroc, Inc.,

Великобритания) максимальная напряжённость электрического поля $E = 14,4$ кВ/см, поэтому чтобы измерять напряжения, например, до 20 кВ, толщина трубки должна быть не менее 1,5 см.

Наиболее распространённая пьезокерамика PZT-4D имеет постоянную $d_{31} = 1,35 \cdot 10^{-10}$ м/В. Выбор пьезокерамической трубки данного типа обусловлен её линейной характеристикой в широком диапазоне измеряемых напряжений и отсутствием петли гистерезиса. Постоянные d_{31} пьезокерамик PZT-5H (Morgan Matroc, Inc., Великобритания) и ПКР-73 (НИИ физики ЮФУ, Ростов-на Дону, Россия) составляют соответственно $2,74 \cdot 10^{-10}$ и $3,8 \cdot 10^{-10}$ м/В. Однако эти материалы относятся к мягким сегнетоэлектрикам и обладают гистерезисом, что необходимо учитывать и корректировать измеренные данные при обработке.

Спектральная селекция излучения осуществляется с помощью волоконных брэгговских решёток с различным периодом. Каждая решётка настроена на отражение волны определённой длины $\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_n$. Отражённые сигналы проходят через направленный ответвитель, пространственно разделяются в оптическом демультиплексоре и затем поступают в фотоприёмники. В качестве фотоприёмников служат быстродействующие InGaAs лавинные фотодиоды Mutsubishi PD893D2 (Mutsubishi, Япония) со спектральной полосой 1000–1600 нм, коэффициент лавинного умножения $M = 10$, сопротивление нагрузки $R_n = 50$ Ом и $\lambda = 1300$ нм, полоса частот 2,5 ГГц, чувствительность $S_\lambda = 0,85$ А/Вт при $M = 1$. Использование лавинных фотодиодов позволяет не применять электронные усилители на их выходе и обеспечить необходимый уровень сигнала. Электрические выходные сигналы лавинных фотодиодов поступают на пороговые устройства с регулируемым порогом срабатывания, содержащие компаратор Am685 (AMD, США) и преобразователь уровня F100125 (Texas Instruments, США). Уровень порога каждого устройства индивидуально задаётся блоком управления и обработки таким образом, чтобы с одной стороны, исключать срабатывание по шумам (минимизировать вероятность ложной тревоги), а с другой стороны – устойчиво срабатывать по уровню полезного сигнала (минимизировать вероятность пропуска сигнала). Пороговые устройства выдают стандартные по амплитуде и длительности сигналы, которые через блок управления и обработки БУО поступают на формирователи импульсов ФИ. Здесь формируются электрические импульсы требуемой амплитуды, формы и длительности, которые усиливаются модуляторами тока МТ и являются импульсами тока накачки для полупроводниковых источников излучения. Таким образом, цикл рециркуляции замыкается. Измерительная система включает также двухканальный частотомер, регистрирующий частоту рециркуляции на каждой длине волны. Изменение разности этих частот по соответствующему алгоритму преобразуется в измеряемое напряжение, которое фиксируется и отображается на мониторе блока БУО.

Принцип функционирования измерителя следующий. Пусть, например, инжекционные лазеры ИЛ1 и ИЛ2 генерируют импульсы излучения на длинах волн λ_1, λ_2 . Импульсы

на длинах волн λ_1, λ_2 отражаются от решёток ВБР1, ВБР2 соответственно. Задержка второго импульса относительно первого определяется удвоенной длиной первой оптоволоконной секции, намотанной на первую пьезокерамическую трубку ПЗТ1. Эти импульсы детектируются фотоприёмниками ФП1, ФП2 и попадают на пороговые устройства ПУ1, ПУ2, предназначенные для исключения ложных срабатываний по импульсам шума. С помощью частотомера измеряются частоты рециркуляции на этих двух длинах волн. Блок БУО содержит перестраиваемую электронную линию задержки, необходимую для обработки данных в каждом цикле рециркуляции. Формирователи импульсов задают необходимую длительность импульсов, которые будут циркулировать в системе. Двухканальный цифровой частотомер в течение 1 с измеряет частоты рециркуляции первого f_1 и второго f_2 импульсов на длинах волн λ_1 и λ_2 соответственно. В блоке БУО вычисляется разность этих частот $\Delta f = f_1 - f_2$. Девиация δf разности Δf из-за изменения длины оптоволоконной под воздействием приложенного напряжения и является объектом измерений. Для мониторинга напряжения в другом источнике электрического напряжения (высоковольтная линия электропередачи или трансформатор подстанции) с помощью коммутатора Ком для соответствующей оптоволоконной секции выбирает другую пару циркулирующих сигналов на длинах волн λ_{i-1}, λ_i . Длина каждой волоконно-оптической секции определяется толщиной пьезокерамической трубки при условии плотной намотки оптоволоконной в один ряд.

Моделирование разрешающей способности измерительной системы. Одной из основных метрологических характеристик измерительной системы является погрешность измерений, как правило, определяемая при метрологической аттестации конкретного прибора. Поскольку в данной статье проводятся теоретические оценки, то более корректно рассматривать одну составляющую общей погрешности – погрешность метода измерений (МИ). Эта погрешность связана с разрешающей способностью измерителя, причём, чем меньше погрешность, тем выше разрешающая способность. Разрешающая способность датчика, т. е. минимальное изменение измеряемой физической величины, которое может быть однозначно и достоверно зафиксировано, во многом зависит от нестабильности частоты рециркуляции. Частота рециркуляции описывается выражением

$$f = [T_3 + 2Ln_e/c]^{-1},$$

где L – длина секции волоконного световода; $n_e = 1,467$ – эффективный групповой показатель преломления сердцевинны волокна; T_3 – временная задержка распространения импульса в других элементах контура (инжекционном лазере, лавинном фотодиоде, других оптоэлектронных элементах и электронных блоках).

Именно флуктуации T_3 определяют нестабильность частоты f рециркуляции. Наиболее существенное влияние на её изменение оказывают следующие факторы: временной

джиттер в инжекционном лазере, возникающий из-за случайных изменений времени задержки между импульсом тока накачки и излучением лазера; нестабильность времени отклика лавинного фотодиода; временной разброс моментов срабатывания порогового устройства, который обусловлен изменением амплитуды входного сигнала и флуктуациями самого порога срабатывания.

Погрешность МИ волоконно-оптического датчика электрического напряжения рециркуляционного типа определяется условием, что относительное изменение частоты рециркуляции при воздействии на оптоволокно должно превышать максимальную относительную долговременную нестабильность $\chi_{\max}$ частоты рециркуляции для выбранной длины волокна, величина $\chi_{\max}$ обусловлена влиянием не связанных с измеряемой физической величиной внешних и внутренних дестабилизирующих факторов. Таким образом, должно выполняться следующее условие:

$$\Delta f/f_0 = (f_0 - f)/f_0 = 1 - f/f_0 \geq \chi_{\max}, \quad (1)$$

где f_0 – начальная частота рециркуляции.

Частоты f_0, f и периоды T_0, T рециркуляции связаны соотношениями

$$f_0 = T_0^{-1}; \quad f = T^{-1}.$$

Тогда формула (1) приобретёт вид

$$1 - T_0/T = (T - T_0)/T \geq \chi_{\max}. \quad (2)$$

Предположим, что ко всем пьезокерамическим трубкам приложено одинаковое напряжение. В этом случае период рециркуляции i -й секции описывается равенством

$$T_0 = [2L_0 n_e + 2n_e \xi \gamma \cdot 2\pi r N i] / c = [2L_0 n_e + 2n_e \xi \gamma \cdot 2\pi r h i / d_B] / c, \quad (3)$$

где L_0 – длина недеформированного волокна; ξ – коэффициент, учитывающий эффект фотоупругости в растянутой части волокна (для кварцевых волокон $\xi = 0,78$); γ – коэффициент связи, характеризующий степень передачи деформации трубки волокну (при их жёсткой связи $\gamma \approx 0,8 - 0,9$); N – число витков волокна при условии намотки в один ряд по всей толщине трубки; r, h – радиус и толщина трубки; i – номер измерительной трубки; $d_B = 250$ мкм – диаметр волокна.

Пусть теперь напряжение в i -й секции изменилось на ΔU , тогда период рециркуляции i -й измерительной трубки имеет вид

$$T = [2L_0 n_e + 2n_e \xi \gamma \cdot 2\pi r h (i-1) / d_B + 2n_e \xi \gamma \cdot 2\pi (r + \Delta r) h / d_B] / c. \quad (4)$$

Тогда с учётом выражений (3), (4) возникающая разность периодов рециркуляции

$$\Delta T = T - T_0 = 4\pi n_e \xi \gamma \Delta r h / (d_B c). \quad (5)$$

Подставим формулу (5) в (2) и получим

$$\frac{\Delta T}{T} = \frac{2\pi n_e \xi \gamma h \Delta r / d_B}{L_0 n_e + 2\pi n_e \xi \gamma h r (i-1) / d_B + 2\pi n_e \xi \gamma h (r + \Delta r) / d_B} = \chi_{\max} \quad (6)$$

Из выражения (6) выведем:

$$\Delta r = \frac{\chi_{\max} (L_0 d_B + 2\pi \xi \gamma i r h)}{2\pi \xi \gamma h (1 - \chi_{\max})} \quad (7)$$

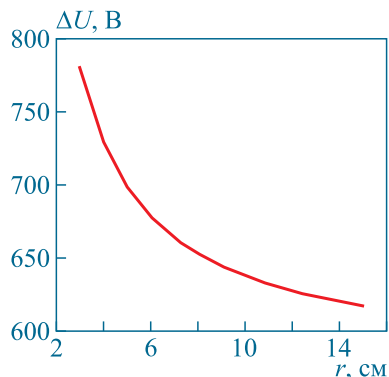


Рис. 2. Зависимость погрешности ΔU метода измерений от радиуса r пьезокерамической трубки для пятой измерительной секции

Fig. 2 The error dependence ΔU of the measurement method on the radius r of the piezoceramic tube for the fifth measuring section

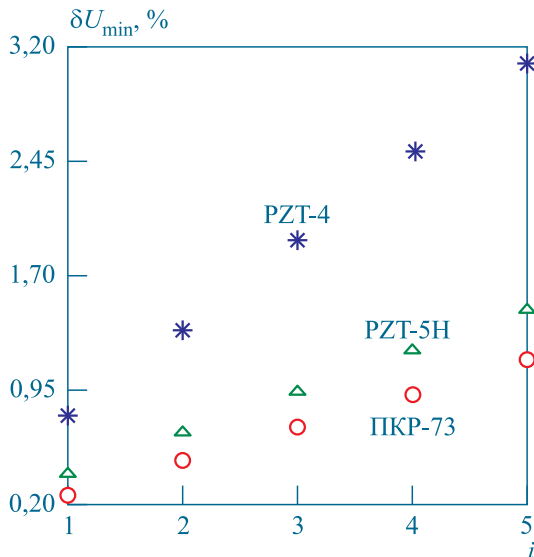


Рис. 3 Зависимости относительной разрешающей способности δU квазираспределённого датчика от номера i измерительной секции при использовании пьезокерамических трубок из разного материала

Fig. 3 Dependences of the relative resolving power δU of a quasi-distributed sensor on the number i of the measuring section when using piezoceramic tubes of different materials

С учётом равенства $\Delta r = 2d_{31}\Delta U r / h$ из (7) получим разрешающую способность измерительной системы:

$$\Delta U_{\min} = \frac{\chi_{\max} (L_0 d_B + 2\pi \xi \gamma i r h)}{4\pi \xi \gamma (1 - \chi_{\max}) d_{31} r} \quad (8)$$

Рассмотрим вариант потребительской подстанции, на которой необходимо контролировать напряжение, например, пяти линий напряжением 20 кВ. Рассчитаем $\Delta U_{\min}$ по формуле (8) для $i=5$ при изменении радиуса пьезокерамической трубки в интервале $r=3\ldots 15$ см и при $L_0=20$ м, $d_B=250$ мкм. Таким образом, требуется непрерывный контроль следующих условий:

$$\text{если } 2(L_0 + 2\pi i r h / d_B) < 100 \text{ м, то } \chi_{\max} = 5 \cdot 10^{-6}; \quad (9)$$

$$\text{если } 2(L_0 + 2\pi i r h / d_B) \geq 100 \text{ м, то } \chi_{\max} = 2 \cdot 10^{-6}. \quad (10)$$

Результаты расчётов по формуле (8) с учётом условий (9), (10) представлены на рис. 2. Минимум погрешности наблюдается для трубок радиусом $r \leq 12$ см. При дальнейшем увеличении поперечных размеров трубки соотношения между массогабаритными параметрами трубок, их стоимостью (технологией изготовления) и разрешающей способностью уже не будут столь существенными.

Численным моделированием получили зависимости изменения частоты рециркуляции от измеряемого напряжения для трубок из керамики PZT-4 различных радиусов. Эти зависимости можно аппроксимировать прямой вида $\delta f = bU$, где b – чувствительность датчика. Как отмечено выше, чувствительность волоконно-оптического датчика напряжения увеличивается для пьезокерамических трубок радиусами до 12–15 см, дальнейшее увеличение радиуса трубок не улучшает метрологические характеристики датчика, при этом его чувствительность достигает 4,5 Гц/кВ.

Из формулы (8) следует, что с увеличением номера измеряемой ВЛЭП (т. е. с увеличением общей длины волокна) погрешность МИ будет увеличиваться. Примем радиус пьезокерамической трубки $r=12$ см (в соответствии с рис. 2) и вычислим погрешность МИ напряжения для каждой контролируемой секции $i=1, \dots, 5$ (рис. 3) при $U_{\max}=20$ кВ для трубок различных типов. Из рис. 3 следует, что если для точек измерения, пространственно-разнесённых на большое расстояние, в качестве информационной линии применять один волоконный световод, то погрешность может увеличиться в 3,5–3,8 раза. Если использовать пять отдельных световодов для точек измерения, находящихся приблизительно в одном месте, тогда относительная разрешающая способность $\delta U_{\min}$ каждой секции трубок из PZT-4 или PZT-5H и ПКР-73 не будет превышать 0,8 или 0,3 % соответственно.

На практике часто встречаются случаи, когда одновременно необходимо контролировать несколько высоковольтных линий с различным напряжением. Рассмотрим вариант мониторинга на распределительной станции, где одновременно присутствуют ВЛЭП различного напряжения $U_1=20$ кВ,

$U_2=35$ кВ, $U_3=50$ кВ, $U_4=110$ кВ, $U_5=150$ кВ. В этом случае формула (8) будет иметь вид:

$$\Delta U_{\min} = \frac{\chi_{\max}(L d_B + 2\pi \xi \gamma r_i h_i)}{4\pi \xi \gamma (1 - \chi_{\max}) d_{31} r_i},$$

где

$$L = L_0 + \sum_{j=0}^{i-1} 2\pi \left(r_j + 2d_{31} U_j \frac{r_j}{h_j} \right) \frac{h_j}{d_B}. \quad (11)$$

Таким образом, трубки должны быть разной толщины: $h_1=1,5$ см; $h_2=2,4$ см; $h_3=3,5$ см; $h_4=7,6$ см; $h_5=10,4$ см. По-прежнему необходимо выполнить условия (9), (10), в которые вместо r, h подставить соответствующие r_j, h_j .

Поскольку согласно формуле (11) погрешность увеличивается с увеличением общей длины световода, то для уменьшения погрешности имеет смысл для обмотки каждой пьезо-керамической трубки использовать волоконные световоды одинаковой длины, равные, например, длине волокна для обмотки трубки наименьшей высоты. В этом случае формула (11) будет иметь вид

$$L = L_0 + \sum_{j=0}^{i-1} 2\pi \left(r_j + 2d_{31} U_j \frac{r_j}{h_j} \right) \frac{h_j}{d_B}.$$

Для определения МИ с минимальной погрешностью исследованы два варианта конфигурации измерительной системы: когда более высоковольтные датчики расположены ближе к приёмноизлучающему блоку ($U_1=150$ кВ, $U_2=110$ кВ, $U_3=50$ кВ, $U_4=35$ кВ, $U_5=20$ кВ) и в обратной последовательности ($U_1=20$ кВ, ..., $U_5=150$ кВ). Результаты расчётов по формуле (11) для трубок из керамики PZT-4, PZT-5Н и ПКР-73 приведены на рис. 4. С увеличением контролируемого напряжения относительная разрешающая способность датчиков с трубками из PZT-5Н и ПКР-73 существенно выравнивается во всём диапазоне высоковольтных напряжений и находится в пределах 0,3–0,45 %, что предпочтительно для практического применения. В случае применения PZT-4 данный диапазон составляет 0,8–1,2 %. Для сравнения, разрешающая способность точечных волоконно-оптических датчиков напряжения на основе волоконных решёток Брэгга достигает 2,4 % [11], при использовании методов коррекции гистерезиса пьезокерамических трубок – 0,5–0,75% [12], для схемы измерения напряжения на основе макроизгибающего оптического волокна – 0,5 % [8] для напряжений до 100 В.

Закключение. Разработана структура квазираспределённой волоконно-оптической системы измерения высоковольтных напряжений рециркуляционного типа с использованием технологии спектрального мультиплексирования. В качестве чувствительного элемента использована комбинация пьезокерамической трубки с намотанным волоконным световодом, а в качестве спектрально селективных элементов – волоконные брэгговские решетки. Принцип измерения основан на регистрации изменения частоты рециркуляции под воздействием приложенного напряжения. Проведенные

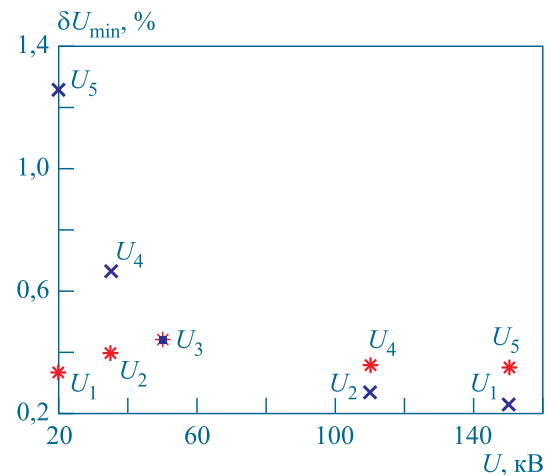


Рис. 4. Зависимости относительной разрешающей способности от измеряемого напряжения при расположении чувствительных элементов по возрастанию $U_1=20$ кВ, $U_2=35$ кВ, $U_3=50$ кВ, $U_4=110$ кВ, $U_5=150$ кВ (*) и убыванию $U_1=150$ кВ, $U_2=110$ кВ, $U_3=50$ кВ, $U_4=35$ кВ, $U_5=20$ кВ (x) измеряемого напряжения для оптоволоконных секций одинаковой длины

Fig. 4 Dependences of the relative resolution on the measured voltage with the arrangement of sensitive elements in ascending order $U_1=20$ кВ, $U_2=35$ кВ, $U_3=50$ кВ, $U_4=110$ кВ, $U_5=150$ кВ (*) and descending $U_1=150$ кВ, $U_2=110$ кВ, $U_3=50$ кВ, $U_4=35$ кВ, $U_5=20$ кВ (x) measured voltage for fiber sections of equal length

численные оценки показали, что для случая точечного датчика, когда контролируется только одна электрическая линия, относительная погрешность МИ для такой системы с пьезокерамическими трубками из PZT-4 или PZT-5Н и ПКР-73 (радиус трубок 12 см) не превышает 0,8 и 0,3 % соответственно. Для датчиков с трубками из PZT-5Н и ПКР-73 необходимо дополнительно обрабатывать результаты, чтобы минимизировать влияние гистерезиса. Для достижения максимальной разрешающей способности чувствительные элементы следует располагать в порядке возрастания действующих напряжений в измеряемых линиях и в зависимости от радиуса и толщины трубки, длины недеформированной волоконной секции относительная разрешающая способность составляет 0,3–0,45 % (для PZT-5Н и ПКР-73) и 0,8–1,2 % (для PZT-4) в диапазоне контролируемых напряжений 20–150 кВ.

Список литературы

1. Feng Pan, Xia Xiao, Yan Xu, and Shiyan Ren, *Sensors*, 2011, vol. 11, no. 7, pp. 6593–6602. DOI: 10.3390/s110706593
2. Kumada A., and Hidaka K., *IEEE Trans. Power Delivery*, 2013, vol. 28, no. 3, pp. 1306–1313. DOI 10.1109/TPWRD.2013.2250315
3. Han R., Yang Q., Sima W., Zhang Y., and Sun S., *Electric Power Systems Research*, 2016, vol. 139, pp. 93–100. DOI: 10.1016/j.epsr.2015.11.037

4. Soobong Kim, Jaehee Park, and Won-Taek Han, *Microwave and Optical Technology Letters*, 2009. vol. 51, no. 7, pp. 1689–1691. DOI: 10.1002/mop.24434
5. Chen X., He S., Li D., Wang K., Fan Y., and Wu S., *IEEE Sensors Journal*, 2016, vol. 16, no. 2, pp. 349–354. DOI: 10.1109/JSEN.2015.2479921
6. Gagliardi G., Marignetti F., Patent EP3055703A1 (17 August 2016).
7. Qing Yang, Yanxiao He, Shangpeng Sun, Mandan Luo, and Rui Han, *Review of Scientific Instruments*, 2017, vol. 88, no. 10, pp. 500–505. DOI: 10.1063/1.4986046
8. Wang P., Semenova Y., Wu Q., and Farrell G. A., *Optics and Laser Technology*, 2011, vol. 43, no. 5, pp. 922–924. DOI: 10.1016/j.optlastec.2011.01.003
9. Поляков А. В., Чубаров С. И. Стабильность частоты рециркуляции в кольцевых структурах с волоконно-оптической линией задержки // Известия вузов. Приборостроение. 2003. Т. 46. № 5. С. 49–55.
10. Ксенофонтов М. А., Поляков А. В. Стабильность частоты рециркуляции в замкнутых оптоэлектронных системах регенеративного типа // Электроника-инфо. 2010. № 5. С. 76–80.
11. Pacheco M., Mendoza Santoyo F., Mendez A., and Zenteno L. A., *Measurement Science and Technology*, 1999. vol. 10, no. 9, pp. 777–782. DOI: 10.1088/0957-0233/10/9/303
12. Fusiek G., Niewczas P., Dziuda L., and McDonald J. R., *Optical Engineering*, 2005, vol. 44, no. 11, pp. 1–6. DOI: 10.1117/1.2124627

References

1. Feng Pan, Xia Xiao, Yan Xu, and Shiyan Ren, *Sensors*, 2011, vol. 11, no. 7, pp. 6593–6602. DOI: 10.3390/s110706593

2. Kumada A., and Hidaka K., *IEEE Trans. Power Delivery*, 2013, vol. 28, no. 3, pp. 1306–1313. DOI: 10.1109/TPWRD.2013.2250315
3. Han R., Yang Q., Sima W., Zhang Y., and Sun S., *Electric Power Systems Research*, 2016, vol. 139, pp. 93–100. DOI: 10.1016/j.epsr.2015.11.037
4. Soobong Kim, Jaehee Park, and Won-Taek Han, *Microwave and Optical Technology Letters*, 2009. vol. 51, no. 7, pp. 1689–1691. DOI: 10.1002/mop.24434
5. Chen X., He S., Li D., Wang K., Fan Y., and Wu S., *IEEE Sensors Journal*, 2016, vol. 16, no. 2, pp. 349–354. DOI: 10.1109/JSEN.2015.2479921
6. Gagliardi G., Marignetti F., Patent EP3055703A1 (17 August 2016).
7. Qing Yang, Yanxiao He, Shangpeng Sun, Mandan Luo, and Rui Han, *Review of Scientific Instruments*, 2017, vol. 88, no. 10, pp. 500–505. DOI: 10.1063/1.4986046
8. Wang P., Semenova Y., Wu Q., and Farrell G. A., *Optics and Laser Technology*, 2011, vol. 43, no. 5, pp. 922–924. DOI: 10.1016/j.optlastec.2011.01.003
9. Polyakov A. V., Chubarov S. I., *Journal of Instrument Engineering*, 2003, vol. 46, no. 5, pp. 49–55.
10. Ksenofontov M. A., Polyakov A. V., *Elektronika-info*, 2010, no. 5, pp. 76–80 (in Russian).
11. Pacheco M., Mendoza Santoyo F., Mendez A., and Zenteno L. A., *Measurement Science and Technology*, 1999. vol. 10, no. 9, pp. 777–782. DOI: 10.1088/0957-0233/10/9/303
12. Fusiek G., Niewczas P., Dziuda L., and McDonald J. R., *Optical Engineering*, 2005, vol. 44, no. 11, pp. 1–6. DOI: 10.1117/1.2124627

Дата поступления: 09.10.2019.

Дата принятия: 05.11.2019.

High-voltage monitoring by the fiber-optic recirculating measuring system

Alexandre V. Polyakov¹, Michail A. Ksenofontov²

¹Belarusian State University, Minsk, Republic of Belarus, e-mail: polyakov@bsu.by

²Research Institution "Institute of Applied Physical Problems named after A. N. Sevchenko" of Belarusian State University, Minsk, Republic of Belarus, e-mail: lab_doctor@mail.ru

Optical technologies for measuring electrical quantities attract great attention due to their unique properties and significant advantages over other technologies used in high-voltage electric power industry: the use of optical fibers ensures high stability of measuring equipment to electromagnetic interference and galvanic isolation of high-voltage sensors; external electromagnetic fields do not influence the data transmitted from optical sensors via fiber-optic communication lines; problems associated with ground loops are eliminated, there are no side electromagnetic radiation and crosstalk between the channels. The structure and operation principle of a quasi-distributed fiber-optic high-voltage monitoring system is presented. The sensitive element is a combination of a piezo-ceramic tube with an optical fiber wound around it. The device uses reverse transverse piezoelectric effect. The measurement principle is based on recording the change in the recirculation frequency under the applied voltage influence. When the measuring sections are arranged in ascending order of the measured effective voltages relative to the receiving-transmitting unit, a relative resolution of 0,3–0,45 % is achieved for the PZT-5H and 0,8–1,2 % for the PZT-4 in the voltage range 20–150 kV.

Key words: high voltage, fiber-optic measuring system, recirculation frequency, reverse transverse piezoelectric effect, resolution.

Сравнение чувствительности рефрактометрических методов нарушенного полного внутреннего отражения и поверхностного плазмонного резонанса

И. Н. Павлов

Национальный исследовательский университет «МЭИ», Москва, Российская Федерация,
e-mail: inpavlov@bk.ru

В последние годы широко распространён оптический метод исследования тонкого пограничного слоя сред, основанный на явлении поверхностного плазмонного резонанса. Одно из достоинств этого метода – экспериментально установленная высокая чувствительность. Согласно теоретическим расчётам большей чувствительностью обладает другой схожий оптический метод исследования на основе явления нарушенного полного внутреннего отражения. Выполнено сравнение чувствительностей к изменению показателя преломления тонкого пограничного слоя исследуемой среды двух указанных оптических рефрактометрических методов – поверхностного плазмонного резонанса и нарушенного полного внутреннего отражения. Показано, что в одинаковых экспериментальных условиях оба метода имеют схожие чувствительности к изменению показателя преломления тонкого пограничного слоя изучаемой среды и поэтому каждый из них достоин внимания при выборе метода исследования в каждом конкретном случае.

Ключевые слова: поверхностный плазмонный резонанс, нарушенное полное внутреннее отражение, оптические методы исследования, пограничный слой, чувствительность по показателю преломления.

Введение. Для визуализации и определения показателя преломления исследуемой жидкости или газа существует множество оптических методов. Рассмотрим два рефрактометрических метода исследования пристеночных слоёв жидкости или газа: нарушенного полного внутреннего отражения (НПВО) и поверхностного плазмонного резонанса (ППР). Особенность этих методов состоит в том, что они обладают недостижимым для других методов пространственным разрешением в поперечном направлении в тонком пристеночном слое толщиной порядка 100 нм.

Несмотря на то, что метод НПВО известен достаточно давно, до сих пор появляются публикации, описывающие развитие, а также различные модификации и области применения этого метода. Например, в статье [1] этот метод используется для измерения площади пятна контакта микрочастиц, в частности, песка с фракциями различных размеров, что важно в геомеханике при изучении механики движения почвы. В работе [2] метод визуализации на базе метода НПВО позволил не только измерить частоту сердцебиений дрозофилы *in vivo*, но и получить дополнительную информацию о динамике состояния её внутренних органов. В статье [3] описывается простое и доступное устройство для сканирования отпечатков пальцев, основанное на явлении НПВО. С помощью этого устройства можно различать отпечатки пальцев со следами пороха. В работе [4] описывается устройство для мониторинга состояния протекающей жидкости путем измерения показателя преломления на основе явления НПВО. Использование явления НПВО

позволило повысить эффективность работы органических светодиодов, на поверхности которых располагалась периодическая наноструктура в виде погружённых в полистирол массивов наносфер [5]. В работе [6] описан разработанный экспериментальный метод оптимизации параметров сенсора, основанного на явлении ППР, в конфигурации Кречмана с применением алюминиевой плёнки и диэлектрического слоя ZnS.

Проведённый обзор литературы по темам НПВО и ППР показал, что вопрос о сравнении чувствительности этих методов детально не изучался. Цель настоящей статьи – прямое сравнение чувствительности указанных методов по показателю преломления. Это актуально, поскольку многие исследователи, использующие в работе метод ППР, считают чувствительность этого метода выше теоретической (расчётной) чувствительности метода НПВО.

Метод НПВО успешно применён для визуализации пристеночных потоков в кювете, а также течения и перемешивания неоднородной жидкости в мироканалах, для исследования испарения, перемешивания, охлаждения, кристаллизации и растекания капли жидкости на горизонтальной поверхности стеклянной призмы [7–10]. Исследование процесса испарения капель с подложки позволяет решить много важных прикладных задач, например, капельное охлаждение нагреваемых частей различных устройств и приборов [11]. Для изучения испарения, охлаждения и перемешивания капель жидкости на поверхности стеклянной пластинки с тонким золотым напылением

использован метод ППР [12]. Таким образом, существует возможность сравнить оба метода в одних и тех же условиях применения. Основным критерием оценки служит чувствительность методов к изменению показателя преломления среды в тонком пристеночном слое исследуемой жидкости.

Метод НПВО. Для получения распределения показателя преломления, а не его локальных или усреднённых значений метод НПВО был модифицирован. Пучок излучения от источника коллимируется, проходит через расширитель и падает на внутреннее основание стеклянной призмы под углом, близким (больше или меньше – зависит от конкретных условий эксперимента) к критическому углу полного внутреннего отражения (ПВО). Основание контактирует с исследуемой средой, поэтому условия отражения зависят от её показателя преломления. При ПВО поле во второй среде не равно нулю. В этой среде вдоль границы раздела распространяется неоднородная электромагнитная волна, которую принято называть эванесцентной, глубина её проникновения составляет примерно половину длины волны используемого излучения [13, 14]. Отражённый пучок регистрируется с помощью цифровой камеры, полученные изображения поступают в компьютер, где обрабатываются по специальному алгоритму. Результатом обработки является временное распределение показателя преломления исследуемой жидкости по площади контакта с измерительной призмой.

Схема экспериментальной установки, созданной для реализации этого метода, а также принцип её работы и примеры полученных результатов подробно описаны в [10]. Установка состоит из полупроводникового лазера с длиной волны излучения 650 нм и мощностью 3 мВт, расширителя пучка с пространственным фильтром в виде точечной диафрагмы в фокусе двухлинзовой телескопической системы, стеклянной призмы с каплей исследуемой жидкости и экрана для регистрации изображений отражённого пучка, полученных с помощью подключённой к компьютеру цифровой камеры.

Под чувствительностью метода в данном случае будем понимать чувствительность к показателю преломления

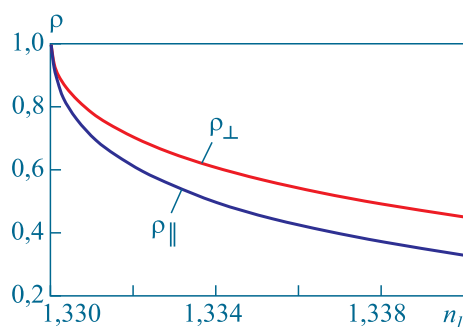


Рис. 1. Зависимости коэффициента отражения от показателя преломления жидкости для перпендикулярной $\rho_{\perp}$ и параллельной $\rho_{\parallel}$ составляющих поляризации

Fig. 1. The dependences of reflectance on the refractive index of liquid for perpendicular $\rho_{\perp}$ and parallel $\rho_{\parallel}$ components of polarization

исследуемой жидкости – отношение изменения коэффициента отражения к соответствующему изменению показателя преломления. На рис. 1 представлены теоретические зависимости коэффициентов отражения $\rho_{\perp}$, $\rho_{\parallel}$ от показателя преломления жидкости n_l , рассчитанные по формуле Френеля для перпендикулярной и параллельной составляющих поляризации:

$$\rho_{\perp} = \frac{\sin^2 \left[\theta_i - \arcsin \left(\frac{n_g}{n_l} \sin \theta_i \right) \right]}{\sin^2 \left[\theta_i + \arcsin \left(\frac{n_g}{n_l} \sin \theta_i \right) \right]},$$

$$\rho_{\parallel} = \frac{\operatorname{tg}^2 \left[\theta_i - \arcsin \left(\frac{n_g}{n_l} \sin \theta_i \right) \right]}{\operatorname{tg}^2 \left[\theta_i + \arcsin \left(\frac{n_g}{n_l} \sin \theta_i \right) \right]},$$

где θ_i – угол падения излучения на границу раздела призма–жидкость (при расчётах принимали $\theta_i = 58^\circ 2'$, это значение соответствует условию ПВО для границы раздела призма–жидкость с показателем преломления 1,3300); n_g – показатель преломления стекла призмы (при расчётах $n_g = 1,5677$ для стекла призмы из состава экспериментальной установки).

Из графиков (см. рис. 1) следует, что чувствительность – тангенс угла наклона кривой – резко возрастает при приближении к критическому значению 1,3300 показателя преломления жидкости, соответствующему условию ПВО, в пределе стремясь к бесконечности при бесконечно малом изменении показателя преломления от критического значения. На практике, конечно, чувствительность не может стремиться к бесконечности, поэтому критерием оценки чувствительности будет отношение изменения коэффициента отражения, соответствующее изменению показателя преломления на 0,001. Для параллельной составляющей поляризации падающего излучения, используемого в эксперименте, при $n_l = 1,3310$ получен коэффициент отражения $\rho_{\parallel} = 0,708$. Таким образом, максимальная теоретическая чувствительность метода для параллельной составляющей поляризации падающего излучения определяется как

$$S_{\text{НПВО}} = \frac{\Delta \rho}{\Delta n} = \frac{1 - 0,708}{|1,3300 - 1,3310|} = 292.$$

Метод ППР. Принцип работы метода ППР в той модификации, которая была предложена автором [12], имеет много общего с описанным выше методом НПВО. Однако в методе ППР между внутренним основанием стеклянной призмы и исследуемой средой располагается тонкая металлическая плёнка. В этой плёнке под действием эванесцентной волны, возникающей при ПВО на границе раздела, возбуждаются колебания плотности свободных электронов – поверхностные плазмоны. В методе ППР необходимо использовать поляризованный свет с поляризацией, параллельной плоскости падения, поскольку только эта составляющая вызывает генерацию

поверхностных плазмонов. При соблюдении определённых условий (длина волны, поляризация и угол падения излучения, толщина металлической плёнки и соотношение показателей преломления призмы, пленки и жидкости) возникает ППР, при котором вся энергия падающего излучения расходуется на возбуждение поверхностных плазмонов. При этом интенсивность отражённого пучка становится равной нулю несмотря на выполнение условий ПВО. Именно данное обстоятельство (равенство нулю интенсивности отражённого света) позволяет зарегистрировать возникновение ППР. Как и любые другие резонансные явления, ППР очень чувствителен к отклонению условий эксперимента от соответствующих резонансу, поэтому даже слабое отклонение показателя преломления пограничного слоя исследуемого вещества, приводимого в контакт с металлической плёнкой, вызывает нарушение ППР и возникновение отражённых лучей в соответствующем месте изображения. Таким образом, так же, как и в случае НПВО, по измеренному распределению интенсивности отражённого пучка можно оценить распределение показателя преломления пограничного слоя исследуемого вещества.

Отличие состоит в том, что в случае НПВО измеренная интенсивность сравнивается с максимальной, а в случае ППР – с нулевой интенсивностью, что потенциально может дать большую чувствительность метода ППР. Кроме того, в методе ППР на полученные изображения гораздо меньше влияют интерференционные эффекты, связанные с использованием лазера как источника возбуждающего излучения, также на изображениях отсутствуют блики, обусловленные переотражением прошедших через границу призма–жидкость лучей.

Схема экспериментальной установки, реализующей метод ППР, описана в [12]. Установка состоит из тех же элементов, что и установка для реализации метода НПВО.

На рис. 2 приведены расчётные графики зависимости коэффициента отражения лазерного пучка в схеме ППР от показателя преломления исследуемого вещества для разных углов падения излучения длиной волны 650 нм. Расчёт выполнен по формулам из [12]:

$$\rho_{\parallel} = \left| \frac{r_{12} + r_{23} \exp(2ik_{z2}d_2)}{1 + r_{12}r_{23} \exp(2ik_{z2}d_2)} \right|^2;$$

$$r_{12} = \frac{(\varepsilon_2/k_{z2}) - (\varepsilon_1/k_{z1})}{(\varepsilon_2/k_{z2}) + (\varepsilon_1/k_{z1})};$$

$$r_{23} = \frac{(\varepsilon_3/k_{z3}) - (\varepsilon_2/k_{z2})}{(\varepsilon_3/k_{z3}) + (\varepsilon_2/k_{z2})};$$

$$k_{zi} = \omega \sqrt{\varepsilon_i - \varepsilon_1 \sin^2 \theta} / c,$$

где $\rho_{\parallel}$ – энергетический коэффициент отражения для поляризации излучения, параллельной плоскости падения;

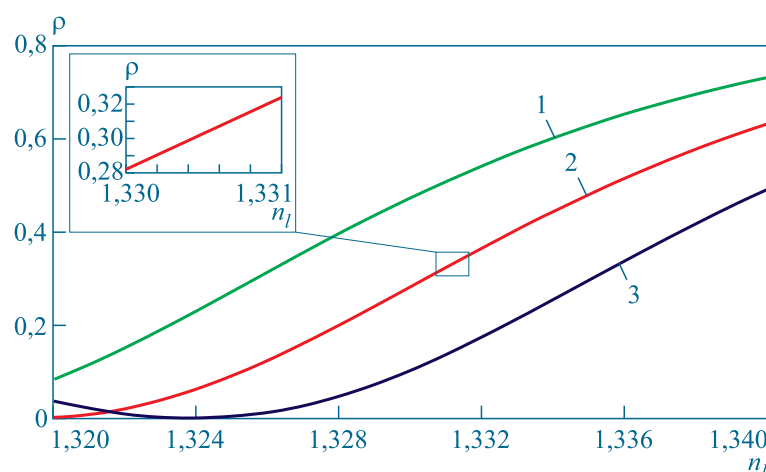


Рис. 2. Зависимости коэффициента отражения от показателя преломления исследуемой среды для углов падения излучения 65,08° (1), 65,58° (2), 66,08° (3)

Fig. 2. The dependences of reflectance on the refractive index of investigated medium for incident angles 65,08° (1), 65,58° (2), 66,08° (3)

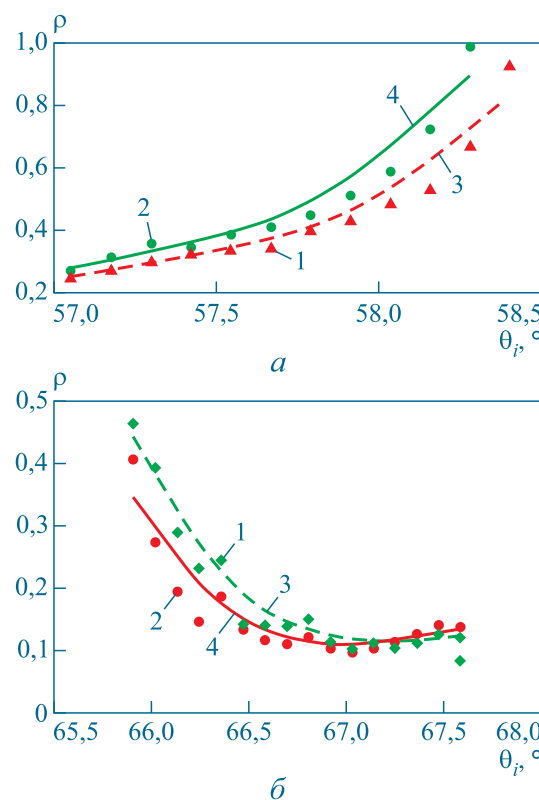


Рис. 3. Зависимости коэффициента отражения от угла падения излучения для методов НПВО (а) и ППР (б): экспериментальные точки (1, 2) и аппроксимационные кривые (3, 4) для физраствора и воды соответственно

Fig. 3 The dependences of reflectance on the incident angle for FTIR method (a) and SPR method (b): experimental dots (1, 2) and approximation curves (3, 4) for saline and pure water correspondingly

индексы $i=1, 2, 3$ соответствуют призме, золотой плёнке и исследуемой среде; k – волновое число, равное модулю волнового вектора в соответствующей среде; z – координата вдоль нормали к поверхности раздела, направленная от среды 1 (призмы) к исследуемой среде 3; $d_2=50$ нм – толщина золотой плёнки; ε – диэлектрическая постоянная, $\varepsilon=n^2$ ($\varepsilon_1=2,4577$, $\varepsilon_2=-11,86+1,2i$, $\varepsilon_3=n_1^2$); ω – круговая частота света; c – скорость света в вакууме; θ – угол падения излучения на границу раздела призма–плёнка.

Для одного и того же угла падения $65^\circ 33'$ отклонению показателя преломления на 0,001 (от 1,3300 до 1,3310) соответствует максимальное изменение коэффициента отражения на $\rho_{||}(1,3310)-\rho_{||}(1,3300)=0,3238-0,2821=0,0417$, что подтверждают непосредственные расчёты, а также вставка на рис. 2. Таким образом, максимальная теоретическая чувствительность метода ППР более чем в 6,5 раз меньше максимальной теоретической чувствительности метода НПВО:

$$S_{\text{ППР}} = \frac{0,0417}{|1,3300-1,3310|} = 41,7.$$

Экспериментальное сравнение чувствительности методов. Для сравнения реальных чувствительностей методов НПВО и ППР на упомянутых выше установках были проведены следующие опыты. В качестве исследуемого объекта служили капли жидкости с разными показателями преломления: вода для инъекций из ампул, $n_D=1,33260\pm 0,00013$ и физраствор (хлорид натрия) из флакона, $n_D=1,33418\pm 0,00011$. Показатели преломления указанных жидкостей измеряли рефрактометром ИРФ-454 Б2М. Капли жидкостей помещали на рабочую поверхность измерительной призмы (для метода НПВО) или на поверхность металлической плёнки (для метода ППР) и измеряли зависимость усреднённой интенсивности отражённого от капли излучения от угла его падения. Результаты измерений приведены на рис. 3.

Реальная чувствительность метода НПВО (см. рис. 3, а) из-за влияния шумов и неточности юстировки и изготовления оптических элементов оказывается значительно меньше расчётной. Достаточно надёжно можно зарегистрировать разницу показателей преломления не менее 0,0005, что соответствует, например, изменению температуры на 2–3 °С или изменению солёности на 3‰ при температуре 25 °С. Реальная чувствительность метода ППР (см. рис. 3, б), полученная в эксперименте, близка к расчётной, поскольку на результаты измерений не влияют шумы, обусловленные бликами и интерференционными явлениями, которые связаны с переломлением преломлённых лучей в капле. Таким образом, максимальные чувствительности обоих методов в реальных одинаковых условиях (одни и те же объекты, источники и приёмники излучения, оптические системы и призмы, алгоритмы обработки изображений) получились приблизительно равными.

Заключение. В результате исследования чувствительности методов НПВО и ППР установлено, что, несмотря на различие теоретических оценок чувствительности

по показателю преломления, в одинаковых реальных условиях максимальные чувствительности методов оказались приблизительно одинаковыми. Поэтому некорректно говорить об очевидном преимуществе одного из методов. Каждый метод, очевидно, обладает преимуществами и недостатками. С одной стороны, образующиеся при нарушении ПВО блики и переотражения приводят к искажению распределения интенсивности в получаемых изображениях, что мешает их корректной обработке при методе НПВО, в то время как метод ППР лишён этого недостатка. С другой стороны, интерференционная картина, образующаяся в месте пересечения лучей, отражённых от поверхности капли и от основания призмы, может служить источником дополнительной информации, например, о скорости испарения капли [15]. Также стоит отметить, что в методе ППР можно регистрировать изменение показателя преломления в обе стороны – в сторону уменьшения и в сторону увеличения от значения, соответствующего максимальной чувствительности, а в методе НПВО – только в сторону его увеличения. Ну и самым очевидным, но немаловажным различием методов является необходимость использования в методе ППР тонкой плёнки благородного металла, что требует высококачественной техники напыления.

Работа выполнена при финансовой поддержке гранта Президента РФ для государственной поддержки молодых российских учёных МК-6361.2018.8.

Список литературы

1. Hashemi M. A., Heron C. M., *Meccanica*, 2019, vol. 54 (4–5), pp. 653–665. DOI:10.1007/s11012-019-00966-9
2. Berh D., Scherzinger A., Otto N., Jiang X., Klämbt C., Risse B., *Computers in Biology and Medicine*, 2018, no. 93, pp. 189–199. DOI: 10.1016/j.compbimed.2017.12.017
3. Smith N. D., Sharp J. S., *Science and Justice*, 2017, vol. 57 (3), pp. 193–198. DOI: 10.1016/j.scijus.2017.03.003
4. Grebenikova N. M., Smirnov K. J., Artemiev V. V., Davydov V. V. and Kruzhalov S. V., *Journal of Physics: Conference Series*, 2018, vol. 1038, p. 012089. DOI: 10.1088/1742-6596/1038/1/012089
5. Zhu P., *Journal of Optics (United Kingdom)*, 2016, vol. 18 (2), p. 025403. DOI: 10.1088/2040-8978/18/2/025403
6. Терентьев В. С., Симонов В. А. Экспериментальный метод изготовления согласованной металл-диэлектрической структуры для сенсора на основе эффекта нарушенного полного внутреннего отражения // *Автометрия*. 2015. Т. 51. № 6. С. 89–98.
7. Pavlov I. N., Rinkevichyus B. S., *Optical Memory and Neural Networks (Information Optics)*, 2009, vol. 18, no. 4, pp. 322–327. DOI: 10.3103/S1060992X09040110
8. Павлов И. Н., Ринкевичюс Б. С., Толкачев А. В. Лазерный визуализатор пристеночных слоёв жидкости // *Измерительная техника*. 2010. № 10. С. 33–35.
9. Павлов И. Н., Ринкевичюс Б. С., Толкачев А. В. Визуализация процессов кристаллизации в пристеночном слое капли воды // *Метрология*. 2013. № 3. С. 11–17.

10. Pavlov I. N., Rinkevichyus B. S., Tolkachev A. V., *Instruments and Experimental Techniques*, 2013, no. 56 (2), pp. 242–246. DOI: 10.1134/S0020441213020103
11. Khodyko Yu. A., Saverchenko V. I. and Fisenko S. P., *Interfacial Phenomena and Heat Transfer*, 2018, vol. 6 (3), pp. 231–238. DOI: 10.1615/InterfacPhenomHeatTransfer.2019029624
12. Pavlov I. N., Rinkevichyus B. S., Vedyashkina A. V., *Journal of Physics: Conference Series*, 2016, vol. 737, p. 012044. DOI: 10.1088/1742-6596/737/1/012044
13. Борн М., Вольф Э. Основы оптики: Пер. с англ. С. Н. Брейса и др. / Под ред. Г. П. Мотулевич. изд. 2-е, испр. М.: Наука, 1973. 720 с.
14. Новотный Л., Хехт Б. Основы нанооптики: Пер. с англ. А. А. Коновко, О. А. Шутовой / Под ред. В. В. Самарцева. М.: Физматлит, 2009. 483 с.
15. Pavlov I. N., Rinkevichyus B. S., Tolkachev A. V., *Scientific Visualization*, 2014, no. 3, pp. 1–13.

References

1. Hashemi M. A., Heron C. M., *Meccanica*, 2019, vol. 54 (4–5), pp. 653–665. DOI: 10.1007/s11012-019-00966-9
2. Berh D., Scherzinger A., Otto N., Jiang X., Klämbt C., Risse B., *Computers in Biology and Medicine*, 2018, no. 93, pp. 189–199. DOI: 10.1016/j.compbiomed.2017.12.017
3. Smith N. D., Sharp J. S., *Science and Justice*, 2017, vol. 57 (3), pp. 193–198. DOI: 10.1016/j.scijus.2017.03.003
4. Grebenikova N. M., Smirnov K. J., Artemiev V. V., Davydov V. V. and Kruzhalov S. V., *Journal of Physics: Conference Series*, 2018, vol. 1038, p. 012089. DOI: 10.1088/1742-6596/1038/1/012089

5. Zhu P., *Journal of Optics (United Kingdom)*, 2016, vol. 18 (2), p. 025403. DOI: 10.1088/2040-8978/18/2/025403
6. Terent'ev V. S., Simonov V. A., *Avtometriya*, 2015, no. 6, pp. 89–98.
7. Pavlov I. N., Rinkevichyus B. S., *Optical Memory and Neural Networks (Information Optics)*, 2009, vol. 18, no. 4, pp. 322–327. DOI: 10.3103/S1060992X09040110
8. Pavlov I. N., Rinkevichyus B. S., Tolkachev A. V., *Measurement Techniques*, 2011, vol. 53, no. 10, pp. 1130–1134.
9. Pavlov I. N., Rinkevichyus B. S., Tolkachev A. V., *Measurement Techniques*, 2013, vol. 56, no. 3, pp. 271–274.
10. Pavlov I. N., Rinkevichyus B. S., Tolkachev A. V., *Instruments and Experimental Techniques*, 2013, no. 56 (2), pp. 242–246. DOI: 10.1134/S0020441213020103
11. Khodyko Yu. A., Saverchenko V. I. and Fisenko S. P., *Interfacial Phenomena and Heat Transfer*, 2018, vol. 6 (3), pp. 231–238. DOI: 10.1615/InterfacPhenomHeatTransfer.2019029624
12. Pavlov I. N., Rinkevichyus B. S., Vedyashkina A. V., *Journal of Physics: Conference Series*, 2016, vol. 737, p. 012044. DOI: 10.1088/1742-6596/737/1/012044
13. Born M. and Wolf E., *Principles of optics*, London, UK, Cambridge university press, 1959.
14. Novotny L. and Hecht B., *Principles of nano-optics*, London, UK, Cambridge university press, 2006. DOI: 10.1017/CBO9780511813535
15. Pavlov I. N., Rinkevichyus B. S., Tolkachev A. V., *Scientific Visualization*, 2014, no. 3, pp. 1–13.

Дата поступления: 09.10.2019.

Дата принятия: 08.11.2019.

Comparison of sensitivity of the refractometric methods of frustrated total internal reflection and surface plasmon resonance

Ilya N. Pavlov

National Research University "MPEI", Moscow, Russian Federation, e-mail: inpavlov@bk.ru

Two optical methods, namely surface plasmon resonance imaging and frustrated total internal reflection, are described in the paper in terms of comparing their sensitivity to change of refractive index of a thin boundary layer of an investigated medium. It is shown that, despite the fact that the theoretically calculated sensitivity is higher for the frustrated total internal reflection method, and the fact that usually in practice the surface plasmon resonance method, on the contrary, is considered more sensitive, under the same experimental conditions both methods show a similar result.

Key words: surface plasmon resonance, frustrated total internal reflection, optical methods of investigation, boundary layer, sensitivity to refractive index.

Вейвлет-анализ изображений поверхности керамических материалов как метод измерения размеров её структурных элементов

М. М. Филяк, А. Г. Четверикова, О. Н. Каныгина, И. Н. Анисина

Оренбургский государственный университет, Оренбург, Российская Федерация,
e-mail: KR-727@mail.ru

Для современного материаловедения актуален вопрос о возможности визуализации многомасштабных явлений, развивающихся на поверхности керамического материала, который характеризуется высокой дисперсностью структурных элементов. Показана целесообразность применения вейвлет-анализа для визуализации и измерения структурных элементов поверхности керамических образцов. Приведены экспериментальные результаты обработки изображений поверхности образцов с использованием вейвлет-анализа. Рассмотрены примеры применения вейвлет-преобразования для исследования модельных изображений типа «шахматная доска» с простой геометрией и точно известными размерами структурных элементов. Выведено соотношение, связывающее размер частиц с параметром масштаба вейвлет-спектра. Предложен простой метод для регистрации и количественной оценки структурных изменений, происходящих в высокодисперсных керамических образцах под воздействием сверхвысокочастотного поля. Получен эффект уменьшения в среднем на 20 % размеров структурных элементов (частиц) поверхности таких керамических образцов, обработанных микроволновым излучением. Поверхность обработанных образцов становится более однородной, что чрезвычайно перспективно для разработки технологии получения мелкодисперсных керамических материалов.

Ключевые слова: вейвлет-спектр, параметр масштаба, модель, оптическое изображение, визуализация, структурный элемент, керамическая поверхность.

Введение. При изучении структуры и морфологии поверхности любых материалов используется информация о дисперсности и периодичности структурных элементов, характере их распределения, масштабной инвариантности. Поверхность керамических образцов является крайне нерегулярным образованием, и для описания её геометрических свойств необходимо применять статистические методы.

Реализация известных способов исследования поверхности, таких как спекл-анализ, профилометрия, эллипсометрия, электронная и атомно-силовая микроскопии, требует дорогостоящего оборудования и длительной специальной подготовки образцов, в ходе которой образцы подвергаются разрушению. Описывать структуру керамики можно путём цифровой обработки изображений поверхности. При цифровой обработке анализируются яркостные характеристики сигналов, полученных различными методами. Одним из современных направлений системного подхода к обработке сигналов, в том числе оптических, зависящих как от временной, так и от пространственной координаты, является вейвлет-анализ. В отличие от преобразования Фурье, традиционно применяемого для анализа сигналов, вейвлет-преобразование обеспечивает двумерную развёртку исследуемого одномерного сигнала. В результате по виду вейвлет-спектрограммы можно судить не только о размерах, но и о пространственном распределении структурных элементов исследуемой поверхности.

Метод вейвлет-анализа хорошо зарекомендовал себя при количественном описании топографической структуры дисперсных наноматериалов [1]. С помощью вейвлет-анализа можно определять степени однородности и упорядоченности структурных элементов, субструктуры различных масштабов, оценивать их характерные размеры и локализацию. Известны примеры применения вейвлет-преобразования для определения шероховатости поверхности, толщины и угла смачивания порошково-обжигового покрытия, эволюции морфологии дисперсных частиц глинистых минералов при микроволновом воздействии, а также при анализе изображений микрошлифов [2–5]. В работе [6] показана возможность использования непрерывного вейвлет-преобразования для определения размеров частиц в реальных мономорфных дисперсных системах (гомогенных глинистых порошков) и получена погрешность определения эквивалентных диаметров частиц в микрометровой области $\pm 10\%$.

В основе вейвлет-преобразования лежит разложение сигнала по специальным функциям в результате масштабных изменений и переносов. Вейвлеты представляют собой особые зависимости в виде коротких волн с нулевым интегральным значением и локализацией по оси времени (координат), способных к сдвигу по этой оси и масштабированию (растяжению–сжатию). При вейвлет-преобразовании одномерного ряда получается двумерный массив амплитуд – значений

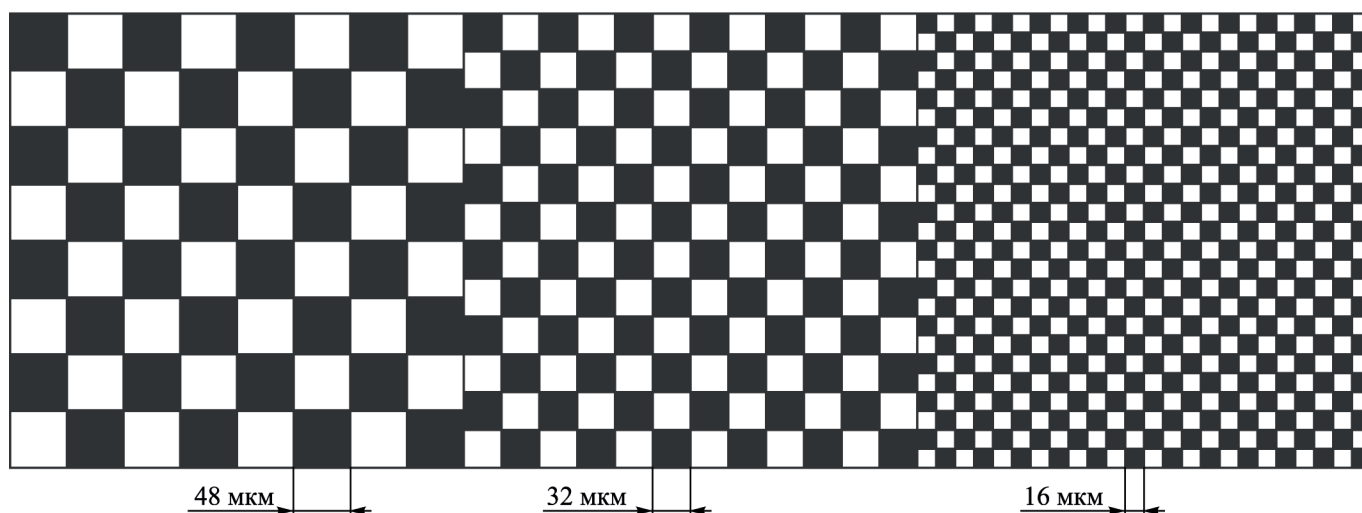


Рис. 1. Смоделированное изображение поверхности «шахматная доска» с различными размерами сторон квадратов

Fig. 1. Simulated image of a "chessboard" surface with different sizes of the sides of the squares

коэффициентов $W(a, b)$, где a, b – параметры соответственно масштаба базисного вейвлета и его сдвига вдоль изображения. Локализация или распределение этих значений в пространственном или временном масштабах (a, b), называемая спектром коэффициентов вейвлет-преобразования или вейвлет-спектром, позволяет выявлять изменения относительных вкладов различных составляющих сигнала. При этом на различных уровнях декомпозиции (разложения) сигнала выделяются два разных масштаба. Вверху спектрограммы – аппроксимирующий, грубый, с достаточно медленной пространственной динамикой изменений, внизу – детализирующая масштабная величина с локальной и быстрой динамикой изменений [7]. По виду вейвлет-спектра можно судить об элементах структуры поверхности конденсированных сред и их локализации [8].

В научных исследованиях, связанных с созданием функциональных материалов, большое место занимает изучение воздействия электромагнитных полей различного частотного диапазона на процессы структурообразования. В настоящее время одной из фундаментальных проблем исследования спекания керамики в микроволновом поле является выявление структурных изменений, происходящих при специфическом «нетермическом» воздействии. Важнейшим аспектом современного материаловедения является вопрос о возможности визуализации многомасштабных явлений, развивающихся на поверхности керамического материала, который характеризуется высокой дисперсностью структурных элементов.

Цель настоящей работы – обоснование целесообразности применения вейвлет-преобразования цифровых изображений поверхности керамических образцов для визуализации и исследования структурных превращений, протекающих в результате сверхвысокочастотного (СВЧ) воздействия.

Объект исследования и методы регистрации. Изучали поверхности образцов в форме диска диаметром 25 и высотой

10 мм, изготовленных из каолиновой глины методом полусухого прессования (партия S0). Образцы, отформованные из дисперсных частиц размерами $d \leq 40$ мкм, подвергали воздействию СВЧ-поля последовательными пятиминутными выдержками при средней мощности излучения 300, 600 и 800 Вт (партия S1).

Изображения поверхностей образцов получали с помощью оптического типового микроскопа с цифровым окуляром высокого разрешения в диапазоне увеличений 10–1000 $\times$. С помощью программы ImageJ строили профили поверхности в виде зависимости интенсивности точек цифрового изображения от пространственной координаты. Вейвлет-анализ полученных профилей проводили в среде MATLAB, вычислительный пакет Wave Toolbo.

Согласно определению [8] вейвлет-спектр является интегралом произведения вейвлет-образующей функции $\psi(a, b)$ и сигнала $y(x)$:

$$W(a, b) = \frac{1}{\sqrt{a}} \int_{-\infty}^{+\infty} y(x) \psi\left(\frac{x-b}{a}\right) dx.$$

Выбор анализирующего вейвлета обусловлен видом информации, которую планируется извлечь из сигнала. Определяющими при выборе являются следующие характеристики: число нулевых моментов, размер носителя и гладкость. Каждый вейвлет имеет характерные особенности во временном и в частотном пространствах, поэтому варьируя наборы функций, можно полнее выявлять и подчёркивать искомые свойства анализируемого сигнала. Нарушения гладкости сигналов фиксируются вертикальными полосами, пиковые значения сигналов выделяются максимумами, а впадины – минимумами вейвлетных коэффициентов. Вейвлеты нечётного типа более резко реагируют на скачки и быстрые изменения в сигналах, отмечая их максимумами или минимумами в зависимости от знака дифференциалов. Чем резче выражены особенности сигналов, тем сильнее они выделяются на спектрограммах [9].

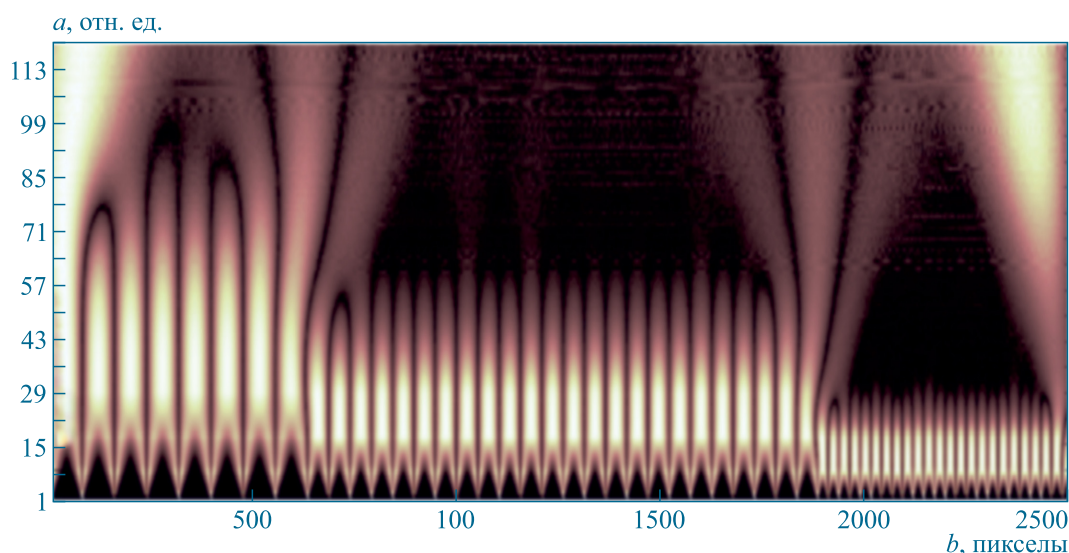


Рис. 2. Вейвлет-спектр поверхности типа «шахматная доска»

Fig. 2. Wavelet spectrum of a "chessboard" surface

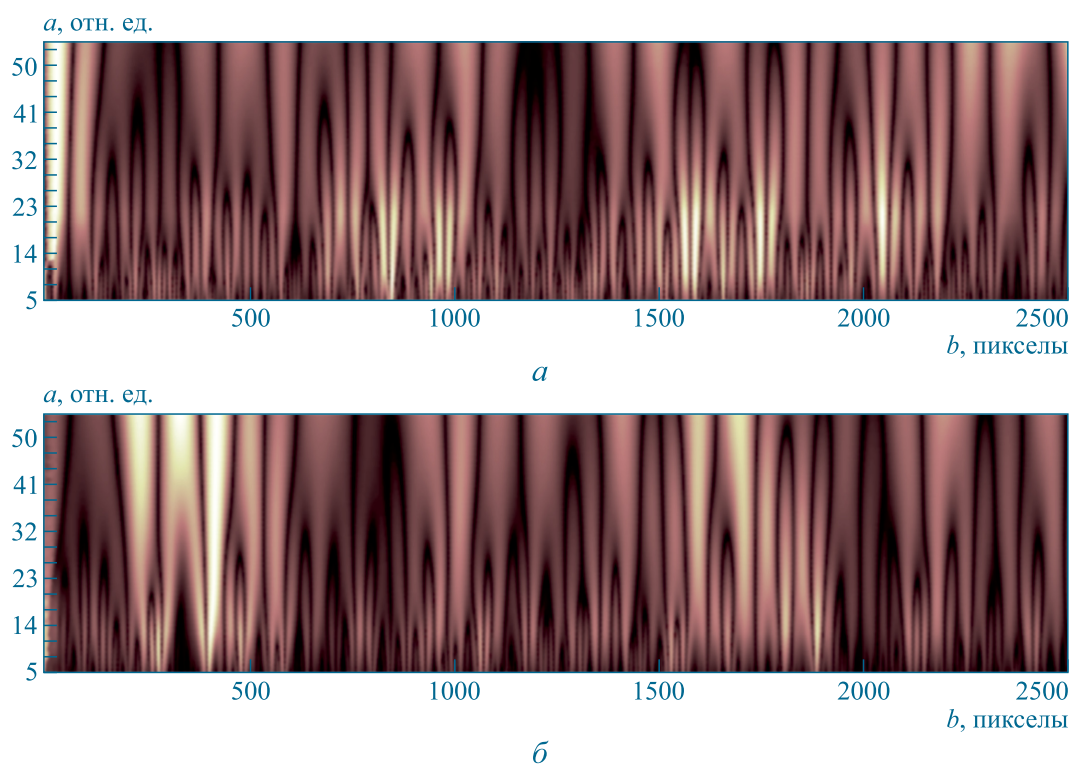


Рис. 3. Типичные картины вейвлет-коэффициентов сечения изображений поверхностей керамических образцов S0 (a) и S1 (б)

Fig. 3. Typical paintings of the wavelet coefficients of the cross-section of surfaces images of ceramic samples S0 (a) and S1 (b)

Среди вейвлетов наиболее часто используется базис, основанный на хорошо локализованном во временной и частотной областях комплексном вейвлете Морле с центральной частотой ω_0 :

$$\psi(t) = \exp(i\omega_0 t) \exp(-t^2/2).$$

Результаты экспериментальных исследований. В работе [10] показан широкий спектр потенциальных применений вейвлет-метода обработки изображений (WTMM) в фундаментальных и прикладных науках. Как и в статье [10], на первом этапе настоящей работы для визуализации и измерения структурных элементов на поверхности конденсированных сред искали количественное соотношение между параметрами вейвлет-спектров и структурными элементами цифрового изображения. Для решения поставленной задачи генерировали модельную поверхность «шахматная доска» с простой геометрией и точно известными размерами структурных элементов. В направлении поперечного сечения поверхности (рис. 1) размеры сторон квадратов составляли 48, 32 и 16 мкм. Квадраты хорошо отражают равноосную осколочную форму частиц образцов из каолиновой глины. Размеры сторон квадратов – моделей структурных элементов – выбирали в соответствии с размерами реальных исходных частиц (около 40 мкм). В результате микроволновой обработки в образцах могут происходить морфологические изменения, которые практически невозможно обнаружить другими способами. К таким изменениям относятся, например, мезоструктурные перестройки, связанные с процессами агломерации и диспергирования (соответственно увеличение или уменьшение размеров структурных элементов).

Далее для сгенерированных изображений получали профили сечения – зависимости «яркости» точек цифрового изображения от пространственной координаты. На рис. 2 приведён вейвлет-спектр поверхности типа «шахматная доска». Профиль

поверхности изображения состоит из структурных элементов разных масштабов, изменяющихся вдоль сечения. На рис. 2 наблюдаются повторяющиеся однотипные элементы — так называемые «арки» с чёрными границами и светлой серединой [5, 11, 12]. Очевидно, что размеры квадратов (см. рис. 1) коррелируют с высотой вершин арок на вейвлет-спектрограмме (см. рис. 2), следовательно, размеры структурных элементов изображения поверхности можно определять, измеряя «высоту» арок. Усредняя значения параметра масштаба a на уровне вершин арок, получали параметры масштаба вдоль сечения 95, 63 и 31 мкм соответственно для размеров сторон квадратов 48, 32 и 16 мкм. Размер R квадратов как структурных элементов связан с параметром масштаба a для среднего уровня вершин арок соотношением

$$R = Ka, \quad (1)$$

где K — модельный коэффициент преобразования.

Модельный коэффициент зависит от увеличения микроскопа и размера кадра. В данном случае при размерах изображения модельной поверхности 2000 мкм (2500 пикселей) $K=0,506$ мкм. Следовательно, средние размеры элементов варьируются в диапазонах $48,3 \pm 0,3$ мкм; $31,9 \pm 0,1$ мкм и $15,7 \pm 0,3$ мкм, совпадая с размерами квадратов на «шахматной доске».

На заключительном этапе исследовали изображения поверхностей образцов каолиновой керамики в исходном состоянии (S0) и после СВЧ-воздействия (S1). По изображениям поверхностей проб проводили по 100 сечений. На рис. 3 в качестве наглядного примера представлена вейвлет-визуализация одного сечения для обеих проб. Для каждого из сечений определяли значения параметра масштаба a на уровне вершин арок. Размах значений параметра a для проб S0, S1 составляет соответственно 8–67 отн. ед. и 6–55 отн. ед. (рис. 4). Размеры структурных блоков пробы S1 однороднее, чем пробы S0. Средние значения параметра масштаба a на уровне вершин арок для проб S0, S1 составили соответственно $(36,6 \pm 0,1)$ отн. ед. и $(29,1 \pm 0,1)$ отн. ед.

Рассчитывали размеры R структурных элементов поверхностей образцов с использованием средних значений a и соотношения (1). Для проб S0 и S1 получили R соответственно $(18,5 \pm 0,5)$ мкм и $(14,7 \pm 0,5)$ мкм. Размеры структурных элементов (частиц) поверхности образцов, обработанных в микроволновом поле, уменьшаются в среднем на 20 %, поверхность становится более однородной. Эффект уменьшения размеров структурных элементов во время СВЧ-воздействия, по-видимому, обусловлен процессами диспергирования

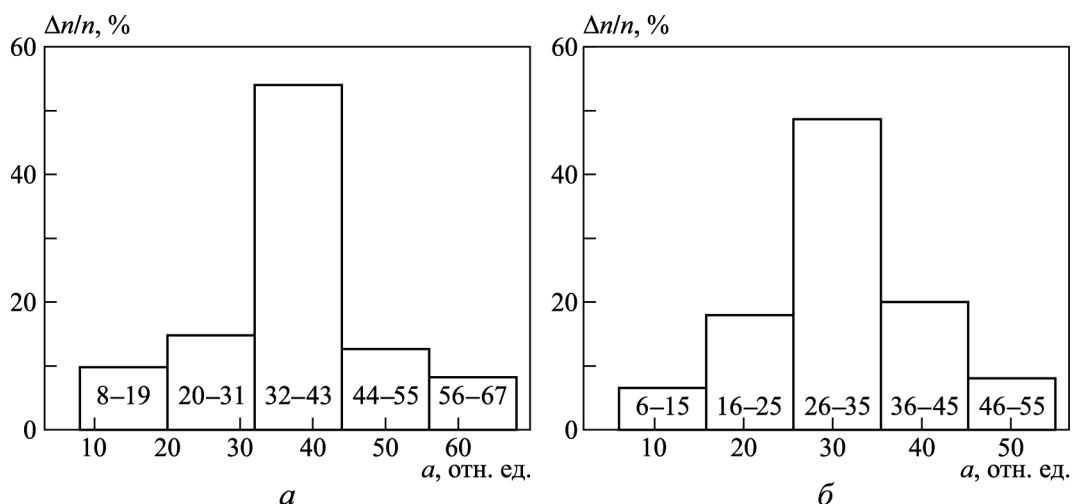


Рис. 4. Частотные распределения значений параметра масштаба a для изображений поверхностей керамических образцов S0 до (а) и S1 после (б) СВЧ-воздействия на образцы

Fig. 4. Frequency distributions of the values of the scale parameter a for surfaces images of ceramic samples S0 before (a) and S1 after (b) microwave exposure to samples

(растрескивания, дефрагментации) частиц в результате релаксации механических напряжений, оставшихся после формования образцов.

Выводы. Высокоинформативный метод вейвлет-анализа целесообразно применять при измерениях структурных элементов поверхности керамики. Метод позволяет регистрировать и количественно оценивать структурные изменения, происходящие в керамических образцах под воздействием СВЧ-поля. Предложенная формула для определения размеров реальных структурных элементов позволяет связать параметр масштаба для среднего уровня вершин арок на вейвлет-спектре с размерами реальных структурных элементов поверхности керамического образца. С помощью вейвлет-анализа оптических изображений поверхности установлено, что СВЧ-нагрев керамических образцов из каолиновой глины позволяет формировать более однородную мезоструктуру со структурными элементами уменьшенных размеров.

Работа выполнена при финансовой поддержке РФФИ и правительства Оренбургской области в рамках научного проекта № 19-43-560001 p_a «Физико-химические принципы процессов СВЧ-консолидации каолинитов».

Список литературы

1. Колмаков А. Г., Солнцев К. А., Витязь П. А и др. Системное описание структуры наноматериалов // Материаловедение. 2012. № 9. С. 37–45.
2. Добротворский С. С., Басова Е. В., Релета А. А. Перспективы применения вейвлет-анализа для обеспечения качества обрабатываемых поверхностей // Вестник национального технического университета Харьковский политехнический институт. Серия: информатика и моделирование. 2011. № 13. С. 75–82.
3. Ахметханов Р. С. Применение вейвлет-анализа и теории фракталов в исследовании изображений микрошлифов //

Заводская лаборатория. Диагностика материалов. 2015. Т. 81. № 3. С. 31–37.

4. Махов В. Е. Использование алгоритмов вейвлет-анализа в исследовании кинетики формирования порошково-обжиговых покрытий // *Конструкции из композиционных материалов*. 2010. № 3. С. 28–36.

5. Четверикова А. Г., Каныгина О. Н., Филяк М. М., Савинкова Е. С. Оптико-физические методы регистрации слабых структурных откликов дисперсных глинистых систем на воздействие микроволнового излучения // *Измерительная техника*. 2017. № 11. С. 27–31.

6. Филяк М. М., Четверикова А. Г., Каныгина О. Н. Определение размеров структурных элементов на поверхности конденсированных сред путем вейвлет-преобразования сгенерированных оптических изображений // *Конденсированные среды и межфазные границы*. 2018. Т. 20. № 1. С. 156–164. DOI: 10.17308/kcmf.2018.20/487

7. Колмаков А. Г., Зверев А. А. Применение современных математических методов для системного описания структур материалов // *Институту металлургии и материаловедения им. А. А. Байкова РАН 70 лет: [сборник статей] / Под ред. акад. К. А. Солнцева*. М.: Интерконтакт Наука, 2008. С. 660–675.

8. Астафьева Н. М. Вейвлет-анализ: Основы теории и примеры применения // *Успехи физических наук*. 1996. Т. 166. № 11. С. 1145–1150.

9. Колмаков А. Г., Зверев А. А., Хейфец М. Л., Кухта С. В. Информационная интерпретация физико-химического, мультифрактального и вейвлет-анализа строения структур и рельефа поверхностей трения // *Вестник Полоцкого государственного университета. Серия С. Фундаментальные науки. Информатика*. 2011. № 12. С. 20–29.

10. Arnéodo A., Decoster N., Roux S. G., *The European Physical Journal B*, 2000, vol. 15, pp. 567–600. DOI: 10.1007/s100510051161

11. Машкина Е. С., Гречкина М. В. Анализ устойчивости и адаптивности структурированных переходных фаз при появлении германия // *Конденсированные среды и межфазные границы*. 2013. Т. 15. № 1. С. 28–33.

12. Chetverikova A. G., Filyak M. M., Kanygina O. N., *Ceramica*, 2018, vol. 64, no. 371, pp. 367–372. DOI: 10.1590/0366-69132018643712354

References

1. Kolmakov A. G., Solncev K. A., Vityaz' P. A. et. al., *Inorganic Materials: Applied Research*, 2012, no. 9, pp. 37–45.

2. Dobrotvorskiy S. S., Basova Ye. V., Repeta A. A., *Vestnik natsional'nogo tekhnicheskogo universiteta Khar'kovskiy politekhnicheskiiy institut. Seriya: informatika i modelirovaniye*, 2011, no. 13, pp. 75–82 (in Russian).

3. Akhmetkhanov R. S., *Zavodskaya laboratoriya. Diagnostika materialov*, 2015, vol. 81, no. 3, pp. 31–37 (in Russian).

4. Makhov V. Ye., *Konstruktsii iz kompozitsionnykh materialov*, 2010, no. 3, pp. 28–36 (in Russian).

5. Chetverikova A. G., Kanygina O. N., Filyak M. M., Savinkova E. S., *Measurement Techniques*, 2018, vol. 60, no. 11, pp. 1109–1115. DOI: 10.1007/s11018-018-1326-4

6. Filyak M. M., Chetverikova A. G., Kanygina O. N., *Condensed Matter and Interphases*, 2018, vol. 20, no. 1, pp. 156–164. DOI: <https://doi.org/https://doi.org/10.17308/kcmf.2018.20/487> (in Russian).

7. Kolmakov A. G., Zverev A. A., *Institut metallurgii i materialovedeniya im. A. A. Baykova RAN. 70 let, Collection of articles*, Moscow, Russia, 2008, Moscow, Interkontakt Nauka Publ., 2008, pp. 660–675 (in Russian).

8. Astaf'eva N. M., *Physics-USpekhi*, 1996, vol. 39, no. 11, pp. 1085–1108.

9. Kolmakov A. G., Zverev A. A., Kheyfets M. L., Kukhta S. V., *Vestnik Polotskogo gosudarstvennogo universiteta. Seriya C. Fundamental'nyye nauki. Informatika*, 2011, no. 12, pp. 20–29 (in Russian).

10. Arnéodo A., Decoster N., Roux S. G., *The European Physical Journal B*, 2000, vol. 15, pp. 567–600. DOI: 10.1007/s100510051161

11. Mashkina Ye. S., Grechkina M. V., *Kondensirovannyye sredy i mezhfaznyye granitsy*, 2013, vol. 15, no. 1, pp. 28–33 (in Russian).

12. Chetverikova A. G., Filyak M. M., Kanygina O. N., *Ceramica*, 2018, vol. 64, no. 371, pp. 367–372. DOI: 10.1590/0366-69132018643712354

Дата поступления: 18.10.2019.

Дата принятия: 12.11.2019.

Wavelet analysis of ceramic surface images as a method for measuring the size of structural elements

Marina M. Filyak, Anna G. Chetverikova, Olga N. Kanygina, Inga N. Anisina

Orenburg State University, Orenburg, Russian Federation, e-mail: KR-727@mail.ru

The expediency of applying the wavelet analysis method to visualize and measure structural elements on the surface of ceramic samples is shown. The experimental results of image processing of the surface of samples made of kaolin clay using wavelet analysis are presented. Examples of applying the wavelet transform to the study of model images with simple geometry and precisely known sizes of structural elements of the "checkerboard" type are considered. A relation is proposed that relates the particle size to the scale parameter of the wavelet spectrum. A simple and modern method makes it possible to record and quantify the structural changes occurring in highly dispersed ceramic samples under the influence of a microwave field. It was found that on the surface of ceramic samples processed in a microwave field, the sizes of structural elements (particles) are reduced by an average of 20%; the surface itself becomes more uniform. This effect is extremely promising for the development of technology for producing finely dispersed ceramic materials.

Key words: wavelet spectrum, scale parameter, model, optical image, visualization, structural element, ceramic surface.

Повышение точности передачи эталонных сигналов частоты и времени по коаксиальному кабелю

А. П. Грунин, Д. Г. Калинов, Д. С. Мигунов

Дальневосточный филиал Всероссийского научно-исследовательского института физико-технических и радиотехнических измерений, Хабаровск, Российская Федерация,
e-mail: grunin@dfvniiftri.ru, kalinov.d@dfvniiftri.ru, migunov@dfvniiftri.ru

Показано, что точность передачи эталонных сигналов по длинному коаксиальному кабелю зависит от перепадов температуры отдельных сегментов кабеля. Температурные воздействия на нестабильность частоты передаваемых эталонных сигналов частоты и времени оценены по интегральной температуре кабеля. Для повышения точности передачи эталонных сигналов по коаксиальному кабелю предложено использовать метод определения интегральной температуры длинного кабеля, метод компенсации интегральной температуры длинного коаксиального кабеля, а также метод термостабилизации с применением пропорционально-интегрально-дифференцирующего алгоритма и распределённого нагревателя.

Ключевые слова: передача эталонных сигналов, коаксиальный кабель, нестабильность частоты, волновое сопротивление, температурная компенсация, термостабилизация.

Введение. Современные лаборатории служб времени и частоты могут состоять из нескольких автономных комплексов хранителей времени. Комплексы располагаются в разных зданиях, удалённых друг от друга на расстояния от нескольких десятков до сотен метров. Канал передачи в этих случаях частично находится на открытой местности и подвергается сезонным и суточным температурным воздействиям. В качестве канала передачи сигналов частоты и времени на указанные расстояния обычно служит коаксиальный кабель. Температурные воздействия на отдельные участки длинного коаксиального кабеля неравномерны и сложно прогнозируемы.

В общем случае канал передачи сигналов частоты и времени не должен существенно ухудшать метрологические характеристики лаборатории в целом. Поэтому нестабильность, вносимая каналом передачи, должна быть как минимум в 5–10 раз меньше нестабильности частоты выходных сигналов стандартов частоты. Мерой нестабильности частоты в настоящей статье примем значение вариации Аллана [1]. Если в качестве источников опорных сигналов используют водородные стандарты частоты и времени активного типа Ч1-75А [2] с суточной нестабильностью $\sigma(1 \text{ сут}) = 2 \cdot 10^{-15}$, то нестабильность канала передачи не должна превышать $2 \cdot 10^{-16}$. В перспективных разработках стандартов частоты и времени при условии устранения наиболее значительных факторов, влияющих на долговременную нестабильность частоты, предусмотрено создание хранителей с суточной нестабильностью не более $1 \cdot 10^{-17}$ [3]. Это значительно повышает требования к каналам передачи частоты и времени. Даже минимальные изменения температуры окружающей среды приводят к существенным

изменениям задержки распространения сигналов в кабеле, кроме того специфическое влияние на изменение задержки распространения оказывают диэлектрики различных типов, используемые в современных коаксиальных кабелях [4]. Алгоритм локации температурных воздействий на отдельные сегменты длинного кабеля приведён в работе [5]. Таким образом, температурные воздействия, вызывающие изменения задержки распространения сигналов в кабеле напрямую влияют на характеристики передаваемых сигналов времени и частоты.

Цель работы – повышение точности передачи эталонных сигналов времени и частоты по коаксиальному кабелю, путём уменьшения температурных воздействий методами компенсации (стабилизации) интегральной температуры кабеля.

Метод определения интегральной температуры. При большой длине кабеля его температура в разных точках будет неодинаковой. Для оценки влияния температуры отдельных сегментов кабеля на характеристики передаваемых сигналов частоты и времени введём понятие интегральной температуры:

$$T_{\text{и}}(t) = l_{\text{max}}^{-1} \int_0^{l_{\text{max}}} T(t, l) dl, \quad (1)$$

где $T_{\text{и}}(t)$ – интегральная температура в момент времени t ; l_{max} – длина коаксиального кабеля; $T(t, l)$ – температура кабеля в момент времени t на расстоянии l от начала кабеля.

Для экспериментальной оценки влияния температуры отдельных сегментов кабеля на характеристики передаваемых сигналов служит распределённый датчик температуры.

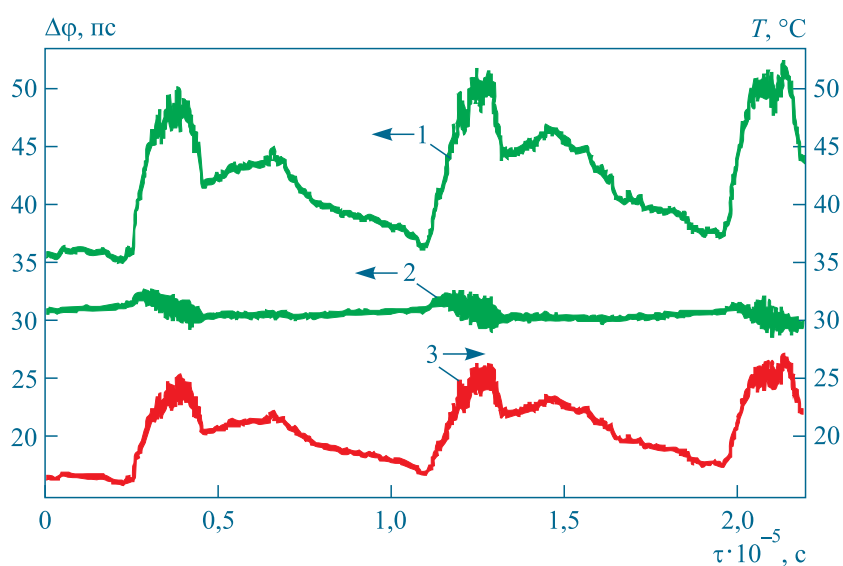


Рис. 1. Результат применения компенсации интегральной температуры:
1, 2 – разности фаз опорного и исследуемого сигналов 100 МГц до и после компенсации соответственно; 3 – интегральная температура

Fig. 1. Integral temperature compensation result:
1 – phase difference of the reference and the studied 100 MHz signals; 2 – compensated phase difference; 3 – integral temperature

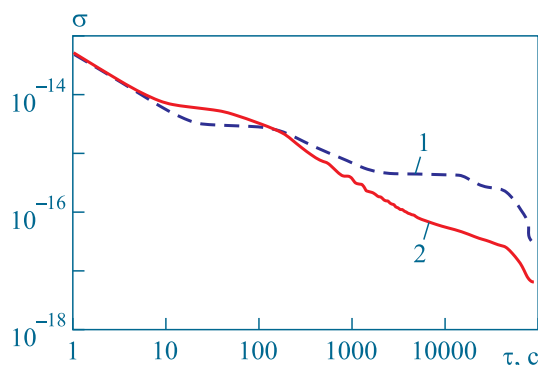


Рис. 2. Относительная нестабильность частоты 100 МГц сигнала до (1) и после (2) применения аналитической термокомпенсации

Fig. 2. 100 MHz instability before the application of thermal compensation and after:

1 – instability without thermal compensation; 2 – instability after analytical thermal compensation

Датчик представляет собой проложенную вдоль всего кабеля медную проволоку (диаметр сечения 0,13 мм) с нагревательным элементом и внешней оплёткой. Сопротивление медной проволоки $R \approx 1$ кОм. С учётом текущего значения сопротивления температуру T вычислим по формуле

$$T = 20 + (R - R_{20}) / (R_{20} \alpha), \quad (2)$$

где R_{20} – значение распределенного сопротивления при температуре 20 °C; α – температурный коэффициент электрического сопротивления меди.

Измерительная система для оценки влияния перепадов температуры отдельных сегментов коаксиального кабеля на показатели нестабильности частоты передаваемых эталонных сигналов. В состав измерительной системы входят:

водородный генератор высокостабильных опорных сигналов 100 МГц Ч1-75А (Нижегородский научно-исследовательский приборостроительный институт «КВАРЦ», Россия);

распределительный буферный усилитель HPDA-100RM-C (SpectraDynamics, США);

фазовый компаратор PCO #10265 (TIME-TECH, Германия);

измерительный кабель FSJ1-50A (CommScope, США), оснащённый распределённым датчиком температуры и нагревателем. Длина кабеля 30 м, волновое сопротивление 50 Ом, максимальная частота передачи 18 ГГц, коэффициент укорочения 1,19.

Выходной сигнал водородного генератора частотой 100 МГц подаётся на вход буферного усилителя. Один из выходов буферного усилителя подключается ко входу опорной частоты фазового компаратора PCO #10265. Второй выход буферного усилителя с помощью измерительного кабеля подключается к измерительному входу фазового компаратора.

Водородный генератор, буферный усилитель, фазовый компаратор, а также часть измерительного кабеля длиной 6 м находятся в термостатированной комнате, температура в которой периодически (период 7 мин) изменяется в диапазоне $\pm 0,35$ °C. Остальная часть измерительного кабеля длиной 24 м располагается в экспериментальной среде. Температура экспериментальной среды изменяется в диапазоне ± 5 °C в соответствии с суточными изменениями температуры на улице (снаружи здания) либо регулируется с помощью нагревательного элемента в диапазоне ± 1 °C.

В период проведения исследований относительная нестабильность частоты опорного стандарта Ч1-75А и двух других стандартов Ч1-75А, расположенных в том же помещении, не превышала $2,8 \cdot 10^{-14}$; $5,3 \cdot 10^{-15}$; $1,9 \cdot 10^{-15}$; $4,6 \cdot 10^{-15}$ на интервалах соответственно 10, 100, 1000 с и 1 сут. Разность фаз $\Delta\phi$ исследуемого сигнала 100 МГц в измерительном кабеле и сигнала частоты опорного стандарта измерена фазовым компаратором в режиме FINE с периодичностью один раз в секунду. Случайная погрешность измерения разности фаз сигналов в режиме FINE фазового компаратора составляет 20 фс.

В результате исследования установлено, что изменения разности фаз исследуемого сигнала 100 МГц и опорного сигнала коррелируют с изменениями интегральной температуры. На практике обычно затруднительно обеспечить постоянство температуры по всей длине кабеля. Изменения интегральной температуры кабеля можно

скомпенсировать аналитически или применить алгоритм термостабилизации.

Метод компенсации изменения интегральной температуры. Наблюдения показали, что изменение разности фаз $\Delta\varphi(t)$ прямо пропорционально изменению $\Delta T_{\text{и}}(t)$ интегральной температуры и длине l кабеля:

$$\Delta\varphi(t) = Kl\Delta T_{\text{и}}(t), \quad (3)$$

где K – коэффициент изменения задержки.

Методом наименьших квадратов обработали большое количество результатов одновременного измерения интегральной температуры и разности фаз в меняющихся условиях и рассчитали значение коэффициента изменения задержки $K = 8,3912 \cdot 10^{-14} \pm 10^{-18} \text{ с}/(\text{м} \cdot \text{К})$.

Поскольку распределённый температурный датчик, нагревательный элемент и коаксиальный кабель разделены слоем диэлектрика, то возникает задержка t_3 между изменением температуры в кабеле и изменением разности фаз. Взаимно-корреляционная функция нормированных измерений разности фаз и измерений интегральной температуры имеет максимум при $t_3 = 36$ с. Это значение позволяет оценить временной лаг между изменением температуры в кабеле и изменением разности фаз. Таким образом температурная компенсация изменения разности фаз $\Delta\varphi_{\text{комп}}$ вычисляется по формуле

$$\Delta\varphi_{\text{комп}}(t) = \Delta\varphi_{\text{изм}}(t + t_3) - Kl[T_{\text{и}}(t) - T_{\text{оп}}], \quad (4)$$

где $\Delta\varphi_{\text{изм}}$ – измеренное значение разности фаз; t_3 – задержка изменения разности фаз; $T_{\text{оп}}$ – опорное значение интегральной температуры.

На рис. 1 представлены результаты эксперимента по аналитической компенсации температурных изменений разности фаз исследуемого сигнала 100 МГц в измерительном кабеле и опорного сигнала в течение трёх суток. На рис. 2 приведено сравнение вариации Аллана для компенсированной и некомпенсированной фаз. Из рис. 2 следует, что при суточных перепадах температур экспериментальной среды в диапазоне $\pm 5^\circ \text{C}$ применение метода компенсации позволяет уменьшить оценку нестабильности частоты сигналов в измерительном кабеле почти в пять раз при времени измерений $\tau = 1$ сут. Небольшое увеличение нестабильности частоты скомпенсированной разности фаз на интервалах времени 10–100 с объясняется использованием при расчёте неточного значения временной задержки между изменением температуры в кабеле и изменением разности фаз. Дальнейшая модернизация метода подразумевает применение плавающего значения временной задержки в

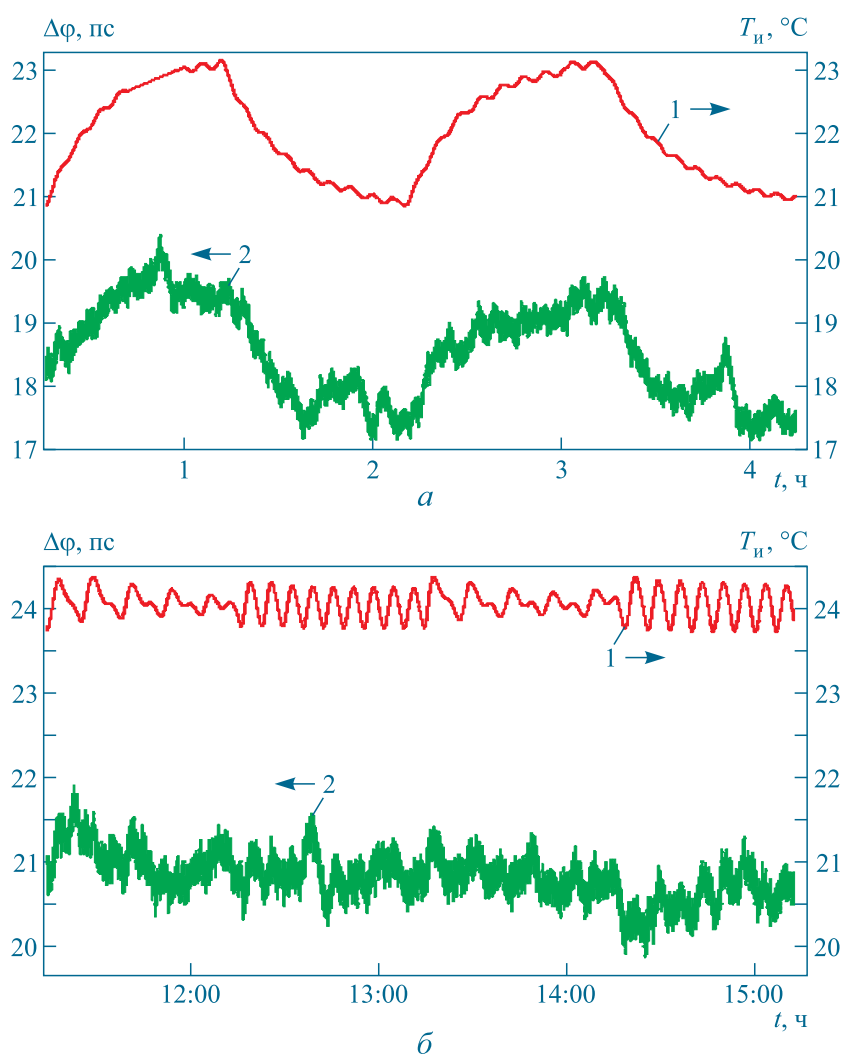


Рис. 3. Значения разности фаз до (а) и после (б) применения термостабилизации: 1 – интегральная температура кабеля; 2 – разность фаз опорного и исследуемого сигналов 100 МГц

Fig. 3. Phase difference without thermal stabilization (a) and with thermal stabilization (b): 1 – integral temperature; 2 – phase difference of the reference and the studied 100 MHz signals

зависимости от отклонения интегральной температуры от опорного значения.

Рассмотрим преимущества и недостатки предложенного метода температурной компенсации. Основное преимущество – использование только распределённого сопротивления. Из выражения (2) следует, что значение распределённого сопротивления не обязательно должно быть близким к 1 кОм. Это значение должно быть достаточно большим для точного измерения современным омметром. Поскольку диапазон измерения сопротивлений современных омметров, например СО 3001 (ЗИП-Научприбор, Россия), составляет $1 \cdot 10^{-7} - 1,2 \cdot 10^9 \text{ Ом}$, то теоретически коаксиальные кабели, оснащённые распределённым сопротивлением на основе медной проволоки с диаметром сечения 0,13 мм, могут

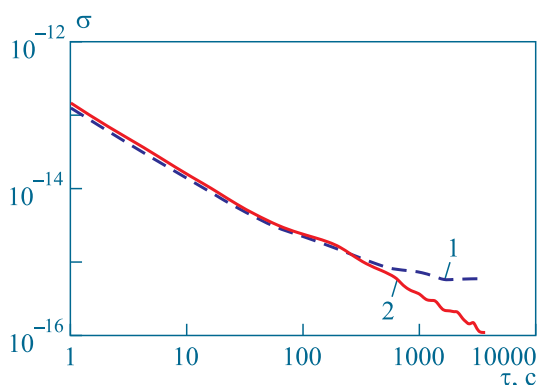


Рис. 4. Относительная нестабильность частоты 100 МГц сигнала в кабеле до (1) и после (2) его термостабилизации

Fig. 4. Thermal stabilization result:

1 – instability without thermal stabilization; 2 – instability with thermal stabilization

быть длиной от нескольких сантиметров до нескольких километров.

В настоящей работе коэффициент изменения задержки определен экспериментально для коаксиального кабеля конкретной марки. В дальнейшем планируется изучить зависимости коэффициента изменения задержки от паспортных характеристик кабеля: площади и материала центральной жилы; типа и диаметра оплётки; вида и толщины используемого диэлектрика. Это позволит рассчитать коэффициент изменения задержки без учёта результатов измерений.

Недостатком метода компенсации является использование дополнительного устройства измерения разности фаз, результаты измерений которого необходимо корректировать – вносить поправки.

Таким образом, метод компенсации позволяет оценить характеристики эталонных сигналов с суточной нестабильностью не менее $1 \cdot 10^{-16}$, передаваемых по коаксиальному кабелю на расстояния более 100 м.

Метод термостабилизации. Принцип термостабилизации заключается в регулировании интегральной температуры кабеля с помощью нагревательного элемента, распределённого по длине кабеля. Регуляция осуществляется посредством пропорционально-интегрально-дифференцирующего (ПИД) алгоритма.

На рис. 3, а представлены изменения разности фаз и интегральной температуры кабеля в помещении, где искусственно создаются периодические (с периодом в 2 ч) колебания температуры в диапазоне ± 1 °C. Повышение температуры кабеля на 1 °C приводит к увеличению разности фаз примерно на 1 пс. На рис. 3, б приведены параметры кабеля в тех же условиях, но при использовании регуляции температуры распределённым нагревательным элементом. Из-за инертности системы нагрева в данном случае не удалось исключить колебания периодом менее 1000 с. Эти колебания вызваны дополнительными

небольшими колебаниями температуры, обусловленными работой кондиционера в термостатированной комнате. Применение алгоритмов стабилизации, более эффективных чем ПИД-алгоритм, поможет в дальнейшем избавиться от таких колебаний. На рис. 4 показано существенное уменьшение оценки нестабильности частоты сигналов в измерительном кабеле при использовании термостабилизации при $\tau > 1000$ с.

Основное преимущество метода термостабилизации – отсутствие обработки результатов измерений, а его недостаток – лимитированная длина распределённого нагревателя, что ограничивает длину термостабилизируемого коаксиального кабеля.

Заключение. Предложены методы термокомпенсации, применение которых позволяет повысить точность передачи эталонных сигналов частоты и времени по длинным коаксиальным кабелям. Метод компенсации изменения интегральной температуры даёт возможность более корректно оценивать нестабильность частоты передаваемых сигналов с учётом изменений температуры окружающей среды. Метод термостабилизации позволяет существенно уменьшать влияние температурных воздействий на различные участки канала передачи опорных сигналов и организовывать сличения сигналов генераторов времени и частоты, удалённых друг от друга на значительные расстояния. Представлены преимущества обоих методов термокомпенсации и приведены конкретные шаги по устранению недостатков при дальнейших исследованиях.

Список литературы

1. Allan D., *Proceedings of the IEEE*, 1966, vol. 54, no. 2, pp. 221–230. DOI: 10.1007/s11018-014-0534-9
2. Подогова С. Д., Мишагин К. Г., Чернышев И. Н., Воронцов В. Г. Анализ нестабильности частоты группового сигнала ансамбля активных водородных стандартов // Измерительная техника. 2014. № 7. С. 26–30.
3. Демидов Н., Васильев В. Водородные стандарты частоты и времени: современное состояние и тенденция развития // ЭЛЕКТРОНИКА: Наука, Технология, Бизнес. 2011. № 4. С. 92–97.
4. Czuba K., Sikora D., *ACTA Physica Polonica A*, 2011, no. 119, pp. 555–557. DOI: 10.12693/APhysPolA.119.553
5. Naoshi Hirai, Yoshimichi Ohki, *Condition Monitoring and Diagnosis (CMD)*, Perth, WA, Australia, 23–26 September 2018, IEEE, 2018, pp. 23–26. DOI: 10.1109/CMD.2018.8535734

References

1. Allan D., *Proceedings of the IEEE*, 1966, vol. 54, no. 2, pp. 221–230. DOI: 10.1007/s11018-014-0534-9
2. Podogova S. D., Chernyshev I. N., Vorontsov V. G., Mishagin K. G., *Measurement Techniques*, 2014, vol. 57, no. 7, pp. 770–776. DOI: 10.1007/s11018-014-0534-9

3. Dimidov N., Vasil'yev V., *ELECTRONICS: Science, Technology, Business*, 2011, no. 4, pp. 92–97.

4. Czuba K., Sikora D., *ACTA Physica Polonica A*, 2011, no. 119, pp. 555–557. DOI: 10.12693/APhysPolA.119.553

5. Naoshi Hirai, Yoshimichi Ohki, *Condition Monitoring*

and Diagnosis (CMD), Perth, WA, Australia, 23–26 September 2018, IEEE, 2018, pp. 23–26. DOI: 10.1109/CMD.2018.8535734

Дата поступления: 18.10.2019.

Дата принятия: 18.11.2019.

Improving the accuracy of the time and frequency signal transmission over coaxial cable

Alexey P. Grunin, Denis G. Kalinov, Dmitriy S. Migunov

Far Eastern Branch of Russian metrological institute of technical physics and radio engineering measurements, Khabarovsk, Russian Federation, e-mail: grunin@dfvniiftri.ru, kalinov.d@dfvniiftri.ru, migunov@dfvniiftri.ru

This paper assesses the effect of wide temperature differences of cable segments on the stability of the transmitted frequency. Paper presents a method for determining the integral temperature of a long cable, as well as a method for compensating the introduced instability of the transmitted frequency. A method for stabilizing the integral temperature of a long coaxial cable using a proportional-integral-differentiating algorithm (PID) algorithm and a distributed heater is also proposed.

Key words: time and frequency transmission, coaxial cable, frequency stability, wave impedance, temperature compensation, thermal stabilization.

Оптимизация процесса воспроизведения единиц массы и объёма жидкости в потоке, массового и объёмного расходов жидкости поверочной установкой с весовыми устройствами

Р. А. Корнеев¹, А. Р. Тухватуллин¹, В. А. Фафурин¹, Р. Р. Нигматуллин¹, А. В. Щелчков^{1,2}

¹Всероссийский научно-исследовательский институт расходомерии, Казань, Республика Татарстан, Россия, e-mail: rak_1985@mail.ru, vniir-etalon@bk.ru, fafurin.viktor@yandex.ru, runi85@mail.ru

²Казанский национальный исследовательский технический университет им. А. Н. Туполева – КАИ, Казань, Республика Татарстан, Россия, e-mail: avschelchikov@kai.ru

Представлен экспериментальный способ определения минимального интервала времени заполнения накопительной ёмкости рабочей жидкостью при воспроизведении единиц массы и объёма жидкости в потоке, массового и объёмного расходов жидкости установкой поверочной с весовым устройством. Экспериментальные исследования выполнены в широком диапазоне массового расхода 11,10–83,26 кг/с (40–300 т/ч) при многократном статическом взвешивании рабочей жидкости. Переключатель потока выполнен с фиксированной геометрией проточной части среза сопла, что характерно для большого количества находящихся в эксплуатации в нашей стране установок поверочных с весовыми устройствами. Полученные по результатам исследований графические зависимости массового расхода от времени заполнения накопительной ёмкости являются базисом оптимизации процесса воспроизведения единиц массы и объёма жидкости в потоке, массового и объёмного расходов жидкости установок поверочных с весовыми устройствами. Данные графические зависимости позволили сформировать рекомендации по обоснованному выбору минимального интервала времени заполнения рабочей жидкостью накопительной ёмкости в исследованном диапазоне массового расхода. Оптимизация апробирована и может быть распространена на установки поверочные с весовыми устройствами от различных изготовителей с индивидуальными конструктивными и режимными параметрами.

Ключевые слова: переключатель потока, сопло, весовое устройство, массовый расход жидкости, интервал времени, бюджет неопределённости.

Введение. В различных отраслях промышленности для измерения расхода рабочей жидкости применяют расходомеры-счётчики (счётчики, преобразователи, расходомеры и т. д.). Процесс эксплуатации расходомеров-счётчиков сопровождается периодической поверкой в целях подтверждения соответствия средств измерений (СИ) метрологическим требованиям, указанным в описании типа на конкретное СИ. Подтверждение заявленных метрологических характеристик СИ – расхода рабочей жидкости – реализуется на поверочных установках согласно Государственной поверочной схеме для средств измерений массы и объёма жидкости в потоке, объёма жидкости и вместимости при статических измерениях, массового и объёмного расходов жидкости, утверждённой Приказом Росстандарта от 7 февраля 2018 г. № 256. Наибольшее распространение в Российской Федерации получили поверочные установки с весовыми устройствами, построенные на принципе статического измерения массы и объёма жидкости в потоке, массового и объёмного расходов жидкости. На этом же принципе построены национальные эталоны единиц расхода жидкости России, Германии, Румынии, Украины и других стран [1]. Бюджет неопределённости поверочной установки

включает в себя неопределённости измерений, обусловленные работой весового устройства, определением интервала времени измерений, плотностей рабочей жидкости и воздуха. Следует отметить, что значительное влияние на бюджет неопределённости поверочных установок оказывают неопределённости измерений, обусловленные функционированием переключателя потока [2–6].

Передача СИ единиц массового Q_M и объёмного Q_V расходов рабочей жидкости поверочными установками с весовыми устройствами осуществляется согласно уравнениям измерений соответственно

$$Q_M = \frac{M_{\text{изм}} \rho_{\text{ж. а}}}{\tau(\rho_{\text{ж. а}} - \rho_{\text{в}})}, \quad (1)$$

$$Q_V = \frac{M_{\text{изм}} \rho_{\text{ж. а}}}{\tau(\rho_{\text{ж. а}} - \rho_{\text{в}}) \rho_{\text{ж}}},$$

где $M_{\text{изм}}$ – масса рабочей жидкости по показаниям весоизмерительного устройства; $\rho_{\text{ж. а}}$, $\rho_{\text{ж}}$ – плотность рабочей жидкости соответственно при атмосферном давлении и избыточном давлении в трубопроводе; $\rho_{\text{в}}$ – плотность

окружающей среды (воздуха); τ – время заполнения накопительной ёмкости.

Согласно рекомендациям международного стандарта ISO 4185 «Measurement of liquid flow in closed conduits. Weighing method» и ГОСТ Р 8.909-2016 «ГСИ. Вторичные эталоны единиц массового и объемного расходов, массы и объема жидкости. Основные метрологические и технические требования» время τ заполнения накопительной ёмкости рабочей жидкостью при максимальном расходе составляет более 30 с. Накопительная ёмкость, в которую в течение каждого интервала времени τ измерения направляется рабочая жидкость, должна иметь достаточный объём, чтобы погрешность определения времени была незначительной. Необходимо обратить внимание, что в международном стандарте ISO 4185 описаны мероприятия, позволяющие сократить интервал времени измерения при сохранении требуемой точности измерения. Реализация данных мероприятий, позволяет скорректировать положение промежуточных датчиков, установленных на исполнительном механизме переключателя потока, который перемещает подвижную часть переключателя потока в прямом и обратном направлениях. Это, в свою очередь, позволяет лишь внести поправку в определение интервала времени заполнения накопительной ёмкости рабочей жидкостью, но не обосновывает сокращение интервала времени заполнения накопительной ёмкости менее 30 с при сохранении требуемой точности измерений единиц расхода рабочей жидкости. Недостаточный объём накопительной ёмкости весоизмерительного устройства в некоторых поверочных установках является причиной малого (значительно меньше 30 с) интервала времени заполнения при максимальном расходе. Осуществление мероприятий из ISO 4185 не представляется возможным на большинстве поверочных установок, находящихся в эксплуатации на территории Российской Федерации, потому что данный режим работы не заложен изготовителем в алгоритм работы программного обеспечения установок. Возникает вопрос, о существовании или отсутствии зависимости минимального интервала времени заполнения накопительной ёмкости от расхода рабочей жидкости вида $\tau_{\min} = f(\bar{Q}_M)$.

Цель данной статьи – оценка минимального интервала времени заполнения накопительной ёмкости рабочей жидкостью во всём диапазоне расходов при фиксированной геометрии сопла переключателя потока поверочной установки. Стоит отметить, что каждый переключатель потока имеет индивидуальные конструктивные особенности.

Метод определения временного интервала. Оценка минимального интервала времени заполнения накопительной ёмкости рабочей жидкостью в диапазоне массового расхода $\bar{Q}_M \in 11,10 \dots 83,26$ кг/с (40–300 т/ч) при фиксированной геометрии сопла переключателя потока производилась на поверочной установке, предназначенной для воспроизведения единиц массы и объёма жидкости в потоке, массового и объёмного расходов жидкости. Геометрические характеристики среза сопла переключателя потока составляют $l_c \times b_c = 0,792 \times 0,035$ м (где l_c – длина среза сопла,

b_c – ширина среза сопла) [5]. Для рассматриваемого переключателя потока время перемещения подвижной части в прямом направлении больше времени перемещения в обратном направлении.

Гидравлическая система поверочной установки выполнена в виде разомкнутого контура с принудительной системой подачи рабочей жидкости переключателем потока из бака-хранилища на весовое устройство. Гидравлический тракт эталона выполнен из нержавеющей стали во избежание коррозии. В качестве рабочей жидкости применяется вода питьевая по СанПиН 2.1.4.1074.

Система измерения массы рабочей жидкости состоит из платформенных весов с установленной на них накопительной ёмкостью. Максимальный предел взвешивания весового устройства 6000 кг, что позволяет заполнить весь объём накопительной ёмкости (4 м³) рабочей жидкостью при максимальном расходе за 48 с и, соответственно, при минимальном расходе – за 360 с.

Система создания потока рабочей жидкости состоит из блока центробежных насосов, подключённых параллельно к общему выходному коллектору. Счётчики-расходомеры обеспечивают настройку на заданный расход Q_3 рабочей жидкости посредством обратной связи с частотными регуляторами и системой пропорционально-интегрально-дифференциального регулирования. Максимальное относительное отклонение от заданного массового расхода рабочей жидкости в исследованном диапазоне расходов составляет $\delta(Q_3) = \pm 0,1\%$. Данное обстоятельство позволяет при многократных измерениях ($n \geq 11$) получать на весовом устройстве отклонение от среднего значения измеренной массы рабочей жидкости $\Delta M_{\text{изм}} = -M_{\text{изм}i} = \pm 0,8$ кг для массового расхода $\bar{Q}_M = 69,41$ кг/с и, соответственно, $\Delta M_{\text{изм}} = \pm 0,4$ кг для массового расхода $\bar{Q}_M = 11,1$ кг/с. Среднее квадратическое отклонение (СКО) результатов многократных измерений массы рабочей жидкости $S_{M_{\text{изм}}} \leq 3,4 \cdot 10^{-3} \%$ для массового расхода $\bar{Q}_M = 69,41$ кг/с, соответственно $S_{M_{\text{изм}}} \leq 2,5 \cdot 10^{-3} \%$ для $\bar{Q}_M = 11,1$ кг/с.

Измерительный контроллер поверочной установки позволяет формировать многократно ($n \geq 11$) интервалы времени заполнения накопительной ёмкости рабочей жидкостью с максимальным отклонением от среднего значения $\Delta \tau = \bar{\tau} - \tau_i = \pm 7 \cdot 10^{-3}$ с для массового расхода $\bar{Q}_M = 69,41$ кг/с, соответственно $\Delta \tau = \pm 2 \cdot 10^{-3}$ с для массового расхода $\bar{Q}_M = 11,1$ кг/с. СКО результатов многократных измерений интервалов времени заполнения накопительной ёмкости рабочей жидкостью $S_{\tau} \leq 0,003\%$ для массового расхода $\bar{Q}_M = 69,41$ кг/с, и $S_{\tau} \leq 0,005\%$ для $\bar{Q}_M = 11,1$ кг/с.

Пневмогидравлический стабилизатор снижает уровень пульсаций потока рабочей жидкости, исключает явление гидравлического удара. Система обеспечения условий выполнения измерений комплектуется элементами термостабилизации физико-химических параметров жидкости и окружающей среды. Общее управление, сбор и обработка информации осуществляются автоматизированной системой управления.

Анализ результатов исследования. Экспериментальные исследования выполнены для 8 фиксированных точек

(режимов) массового расхода $\bar{Q}_{Mj}$. Для оценки минимального времени заполнения накопительной ёмкости рабочей жидкостью необходимо в каждой точке (режиме) массового расхода выбрать не менее 11 значений из интервала времени измерений τ_{ji} , в течение которого рабочая жидкость

поступает на весовое устройство. Таким образом, для каждого интервала времени производится не менее одиннадцати измерений ($n \geq 11$). Наименьшее значение τ_{ji} определяется как минимально воспроизводимый интервал времени программным обеспечением поверочной установки. Данное

значение априори характеризуется максимальными неопределённостями, обусловленными работой переключателя потока, в том числе нижним диапазоном чувствительности и дискретности весового устройства, но необходимо для построения графических зависимостей вида $\bar{\tau}_{ji} = f(\bar{Q}_{Mj})$ для каждой точки (режима) массового расхода. Далее на примере анализа графической зависимости для точки (режима) массового расхода $\bar{Q}_M = 69,41 \text{ кг/с}$ (рисунок а) определяется минимальный интервал времени $\tau_{\min}$ заполнения накопительной ёмкости рабочей жидкостью для каждой точки (режима) массового расхода.

Исходными данными для оценки $\tau_{\min}$ являются $\rho_{ж. а'}$, $M_{изм. j}$, ρ_B , τ .

Для одной из исследуемых точек (режимов) расхода определим средние арифметические значения основных величин уравнения измерения (1) – массы для n измерений по показаниям весового устройства $\bar{M}_{изм. j}$, интервала времени n измерений по показаниям канала времени $\bar{\tau}_{ji}$, массового расхода для каждой точки (режима) $\bar{Q}_{Mj}$:

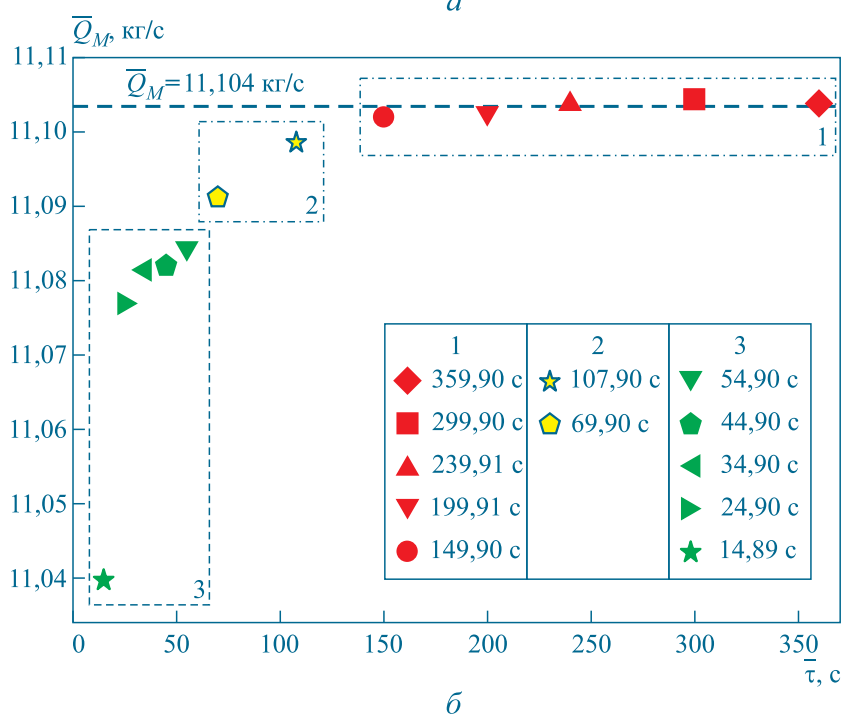
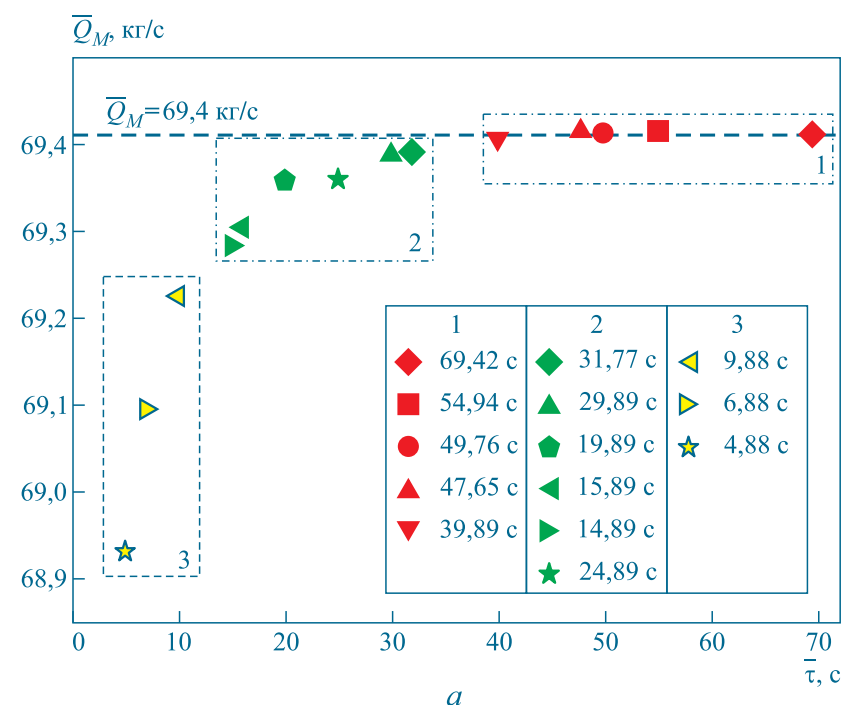
$$\bar{M}_{изм. j} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n M_{изм. ji};$$

$$\bar{\tau}_{ji} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \tau_{ji};$$

$$\bar{Q}_{Mj} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n Q_{Mji},$$

где $M_{изм. ji}$ – масса рабочей жидкости по показаниям весового устройства; j, i – индексы серии измерений и точки взвешивания соответственно; τ_{ji} – значение интервала времени по показаниям канала времени; Q_{Mji} – значение массового расхода.

Графическая зависимость для точки (режима) массового расхода $\bar{Q}_M = 69,41 \text{ кг/с}$ (см. рисунок а) вида $\bar{\tau}_{ji} = f(\bar{Q}_{Mj})$ позволяет визуально обосновать минимальный интервал времени заполнения накопительной ёмкости рабочей жидкостью $\bar{\tau}_{\min} = 39,89 \text{ с}$. Исследованные интервалы времени можно условно разделить на три группы точек. К группе 1 относятся точки (режимы) массового расхода, которые автомодельны от значений интервалов времени заполнения накопительной



Зависимость массового расхода $\bar{Q}_M$ от времени τ заполнения накопительной ёмкости: $\bar{Q}_M = 69,41$ и $11,1 \text{ кг/с}$ соответственно а, б

Dependence of mass flow rate $\bar{Q}_M$ on time τ filling storage capacity: $\bar{Q}_M = 69,41$ и $11,1 \text{ кг/с}$ respectively а, б

ёмкости рабочей жидкостью. Масса жидкости, попавшей в весовое устройство за интервалы времени прямого $\bar{\tau}_n = \text{const}$ и обратного $\bar{\tau}_{об} = \text{const}$ ходов, остаётся постоянной $\bar{M}_{п.о} = \text{const}$ и независимой от интервала времени измерений $\bar{\tau}_j$ и массы $\bar{M}_{изм\ j}$ по показаниям весового устройства. Найденное значение массового расхода для точек (режимов) группы 1 близко к истинному, так как масса жидкости $\bar{M}_{п.о} = \text{const}$ несопоставимо мала по сравнению с массой $\bar{M}_{изм\ 1}$, поступившей в накопительную ёмкость за интервал времени $\bar{\tau}_1$. Установлено, что дальнейшее увеличение интервала времени заполнения накопительной ёмкости рабочей жидкостью $\bar{\tau}_1 > 39,89$ с нецелесообразно, так как это не приводит к улучшению метрологических характеристик, а временные затраты на проведения измерений увеличиваются. К группе 2 относятся точки (режимы) массового расхода в интервале времени заполнения накопительной ёмкости $\bar{\tau}_2 < \bar{\tau}_1 < 39,89$ с ($\bar{M}_{изм\ 2} < \bar{M}_{изм\ 1}$). Наблюдается отклонение значений точек группы 2 от истинного значения массового расхода $\bar{Q}_M = 69,41$ кг/с. Данное отклонение обусловлено уменьшением массы жидкости ($\bar{M}_{изм\ 2} < \bar{M}_{изм\ 1}$), попавшей в накопительную ёмкость весового устройства за меньший интервал времени измерений ($\bar{\tau}_2 < \bar{\tau}_1$), по отношению к массе жидкости $\bar{M}_{п.о} = \text{const}$ за интервалы времени прямого $\bar{\tau}_n = \text{const}$ и обратного $\bar{\tau}_{об} = \text{const}$ ходов. Следовательно, для ослабления данного влияния необходимо увеличить интервал времени заполнения накопительной ёмкости до $\bar{\tau}_1$. Максимальное отклонение массового расхода от истинного значения $\bar{Q}_M = 69,41$ кг/с обнаружено для точек группы 3, которая характеризуется ультракороткими интервалами времени заполнения накопительной ёмкости $\bar{\tau}_3 < \bar{\tau}_2 < \bar{\tau}_1$ рабочей жидкостью ($\bar{M}_{изм\ 3} < \bar{M}_{изм\ 2} < \bar{M}_{изм\ 1}$). Этот факт объясняется тем, что масса жидкости $\bar{M}_{п.о} = \text{const}$ за интервалы времени прямого $\bar{\tau}_n = \text{const}$ и обратного $\bar{\tau}_{об} = \text{const}$ ходов сопоставима с массой $\bar{M}_{изм\ 3} \ll \bar{M}_{изм\ 1}$, поступившей в накопительную ёмкость за ультракороткий интервал времени $\bar{\tau}_3 \ll \bar{\tau}_1$. Аналогично, можно сказать, что ультракороткие интервалы времени $\bar{\tau}_3 \ll \bar{\tau}_1$ сопоставимы с интервалами времени прямого $\bar{\tau}_n = \text{const}$ и обратного $\bar{\tau}_{об} = \text{const}$ ходов. Кроме того, для точек группы 3 значительный вклад вносит неопределённость, обусловленная нижним диапазоном чувствительности и дискретности весового устройства, определяемая как 10 % максимального предела взвешивания весового устройства.

Экспоненциальное распределение вида $\bar{\tau}_{ji} = f(\bar{Q}_{Mj})$ также наблюдается на графической зависимости (рисунок б) для минимальной точки (режима) расхода $\bar{Q}_M = 11,1$ кг/с при фиксированной геометрии среза сопла переключателя потока. Стоит обратить внимание, что минимальный интервал времени заполнения накопительной ёмкости рабочей жидкостью значительно увеличился по сравнению с интервалом времени для $\bar{Q}_M = 69,41$ кг/с. Данная тенденция прослеживается во всём диапазоне расходов рассмотренного переключателя потока (таблица). Рост минимального интервала времени заполнения накопительной ёмкости рабочей жидкостью при уменьшении массового расхода $\bar{Q}_M$ объясняется индивидуальными функциональными особенностями переключателя потока, в том числе степенью

Интервалы времени заполнения рабочей жидкостью
накопительной ёмкости

$\bar{Q}_{Mj}$, кг/с	$\bar{Q}_{Mj}$, т/ч	$\tau_{\min}$, с
11,10	40	149,9
27,82	100	85,19
38,88	140	69,89
44,49	160	50,89
55,58	200	44,88
69,41	250	39,89
83,26	300	32,88

заполнения и распределением скорости потока (профиля скорости потока) рабочей жидкости в срезе (плоскости) сопла [4, 5]. Следует отметить, что на оценку стандартной неопределённости измерений, обусловленную функционированием переключателя потока поверочной установки, также оказывают влияние следующие факторы: асинхронность сигналов старт–стоп между измерительным контроллером эталона и исследуемым расходомером; разновременность и неравномерность работы исполнительных устройств переключателя потока при прямом и обратном ходах; пульсации (нестабильность) расхода потока жидкости [6].

Заключение. Выполненная оптимизация процесса воспроизведения единиц массы и объёма жидкости в потоке, массового и объёмного расходов жидкости для поверочных установок с весовыми устройствами позволила сформировать рекомендации по обоснованному выбору минимального интервала времени заполнения рабочей жидкостью накопительной ёмкости в исследованном диапазоне массового расхода $\bar{Q}_M = 11,10 \dots 83,26$ кг/с (40–300 т/ч). Данные рекомендации (см. таблицу) позволят владельцам поверочной установки производить проверку средств измерений в рассмотренном диапазоне массового расхода при сохранении заявленных метрологических характеристик. Предложенная оптимизация прошла апробацию и может быть распространена на установки поверочные с весовыми устройствами различных изготовителей с индивидуальными конструктивными особенностями переключателей потока в широком диапазоне режимных параметров.

Список литературы

1. Косач Н. И. Оценка неопределённости измерений расхода жидкости на эталонах // Системы обработки информации. 2007. № 6 (64). С. 47–50.
2. Marfenko I. V., Yeh T. T., Wright J. D., 6th International Symposium for Fluid Flow, Queretaro, Mexico, May 16–18, 2006, available at: https://tsapps.nist.gov/publication/get_pdf.cfm?pub_id=831030 (accessed: 02.01.2020).
3. Shimada T., Oda S., Terao Y., Takamoto M., Flow Measurement and Instrumentation, 2003, vol. 14, pp. 89–96. DOI: 10.1016/S0955-5986(03)00016-5
4. Rainer Engel, Hans Joachim Baade, 8th International Symposium on Fluid Flow Measurement, at Colorado Springs, CO, USA, June 20–22, 2012, available at: <https://www.researchgate.net/publication/260596798> (accessed: 02.01.2020).

5. Корнеев Р. А., Тухватуллин А. Р., Фафурин В. А., Щелчков А. В. Оценка влияния переключателя потока на метрологические характеристики поверочных установок единиц массы и объема жидкости в потоке, массового и объемного расходов жидкости // Измерительная техника. 2019. № 4. С. 14–19. DOI: 10.32446/0368-1025it.2019-4-42-47

6. Корнеев Р. А., Тухватуллин А. Р., Фафурин В. А., Миннуллин Р. Р., Щелчков А. В., Атаева А. И. Оценка стандартных неопределенностей измерений, вносимых переключателем потока в бюджет неопределенностей эталона // Законодательная и прикладная метрология. 2019. № 1. С. 42–47.

References

1. Kosach N. I., *Sistemy obrabotki informatsii*, 2007, no. 6 (64), pp. 47–50 (in Russian).
2. Marfenko I. V., Yeh T. T., Wright J. D., *6th International Symposium for Fluid Flow*, Queretaro, Mexico, May 16–18,

2006, available at: https://tsapps.nist.gov/publication/get_pdf.cfm?pub_id=831030 (accessed: 02.01.2020).

3. Shimada T., Oda S., Terao Y., Takamoto M., *Flow Measurement and Instrumentation*, 2003, vol. 14, pp. 89–96. DOI: 10.1016/S0955-5986(03)00016-5

4. Rainer Engel, Hans Joachim Baade, *8th International Symposium on Fluid Flow Measurement*, at Colorado Springs, CO, USA, June 20–22, 2012, available at: <https://www.researchgate.net/publication/260596798> (accessed: 02.01.2020).

5. Korneev R. A., Tukhvatullin A. R., Fafurin V. A., Shchelchikov A. V., *Measurement Techniques*, 2019, vol. 62, no. 4, pp. 347–353. DOI 10.1007/s11018-019-01628-8

6. Korneev R. A., Tukhvatullin A. R., Fafurin V. A., Shchelchikov A. V., Ataeva A. I., *Zakonodatel'naya i prikladnaya metrologiya*, 2019, no. 1, pp. 42–47 (in Russian).

Дата поступления: 13.06.2019.

Дата принятия: 05.11.2019.

Optimization of the process of reproducing units of mass and volume of liquid in a stream, mass and volumetric flow rates of liquid for calibration units with weighing devices

Roman A. Korneev¹, Albert R. Tukhvatullin¹, Viktor A. Fafurin¹, Ruslan R. Nigmatullin¹, Alexey V. Shchelchikov^{1,2}

¹All-Russian Research Institute of Flow Metering, Kazan, Republic of Tatarstan, Russian Federation, e-mail: rak_1985@mail.ru, vniir-etalon@bk.ru, fafurin.viktor@yandex.ru, runi85@mail.ru, avschelchikov@kai.ru

²Kazan National Research Technical University named after A. N. Tupolev – KAI, Kazan, Republic of Tatarstan, Russian Federation, e-mail: avschelchikov@kai.ru

The publication presents an experimental method for estimating the minimum time interval for filling a storage tank with a working fluid with a fixed geometry of the nozzle of the flow switch of the calibration plant when playing units of mass and volume of fluid in the flow, mass and volumetric flow rates of the fluid. Experimental studies were performed in a wide range of mass flow rate 11, 10–83, 26 kg/s (40–300 t/h) with repeated static weighing of the working fluid. The flow switch is made with a fixed geometry of the flow part of the nozzle exit, which is typical for a large number of calibration units in use in our country with weighing devices. The graphical dependences of the mass flow rate on the time of filling the storage capacity obtained from the research results are the basis for optimizing the process of reproducing units of mass and volume of liquid in the flow, mass and volumetric flow rates of the liquid for calibration plants with weighing devices. These graphical dependencies made it possible to formulate recommendations on the reasonable choice of the minimum interval for filling the storage tank with working fluid in the studied range of mass flow rate. Optimization has been tested and can be extended to calibration units with weighing devices from various manufacturers with individual design and operating parameters.

Key words: diverter, nozzle, weighing device, mass flow of liquid, time interval, uncertainty budget.

Квантовые эффекты и фундаментальные константы в основе эталонов единиц электрических величин

С. В. Шерстобитов, М. В. Карпова, М. А. Тертычная

Всероссийский научно-исследовательский институт физико-технических и радиотехнических измерений,
г. п. Менделеево, Московская область, Российская Федерация,
e-mail: s_sherstobitov@rambler.ru, Lab-610@vniiftri.ru, marina_ter@mail.ru

Рассмотрены принципы построения современных эталонов в области единиц электрических величин, основанные на квантовых эффектах и фундаментальных константах в соответствии с новыми определениями Международной системы единиц. Исследованы используемые методы построения квантовых измерительных преобразователей, а также режимы работы экспериментальной установки. Создан экспериментальный образец эталонного комплекса. Описано разработанное под данную задачу программное обеспечение. Приведена методика измерений. Показано, что результаты, полученные в ходе экспериментальных исследований, хорошо согласуются с теоретическими исследованиями. Сформулированы выводы о возможном использовании результатов исследований в построении новых эталонных комплексов и определены задачи для будущих исследований. Показано, что эталоны единиц электрических величин на основе квантовых эффектов и фундаментальных констант находят применение в метрологии средств измерений электрических величин.

Ключевые слова: эффект Джозефсона, эталон постоянного и переменного электрического напряжения, квантовый измерительный преобразователь.

В области электрических измерений ведущие мировые метрологические центры достаточно давно используют эталоны с мерами на основе квантовых эффектов в сверхпроводниках. В основе таких эталонов лежит эффект Джозефсона, связывающий постоянное электрическое напряжение с частотой сверхвысокочастотного (СВЧ) диапазона. Связь происходит через константу Джозефсона (отношение двух зарядов электрона к постоянной Планка) и квантовый эффект Холла, воспроизводящий значение электрического сопротивления (импеданс) через константу фон Клитцинга (отношение постоянной Планка к заряду электрона в квадрате). В настоящее время в Российской Федерации функционируют не менее четырёх эталонов вольты с квантовыми мерами на эффекте Джозефсона и не менее двух эталонов электрического сопротивления с квантовой мерой на эффекте Холла. Основная цель проводимого анализа – теоретическое и экспериментальное исследование возможности построения квантовых мер эталонных комплексов для реализации взаимосогласованного воспроизведения базовых единиц электрических величин с привязкой к квантовым эффектам и фундаментальным константам.

Новые определения Международной системы единиц (СИ). На состоявшейся в ноябре 2018 г. 26-й Генеральной конференции по мерам и весам (CGPM) было принято решение об отмене существующих определений четырёх из семи основных единиц Международной системы единиц (СИ) – килограмма, ампера, кельвина, моля (метр, секунда, кандела – остались без изменений) и замене их новыми определениями. Новые определения единиц фиксируют

значения постоянной Планка h , элементарного заряда e , постоянной Больцмана k , постоянной Авогадро N_A [1]. Следовательно, все основные и производные единицы можно установить из семи референсных констант.

Консультативный комитет по электричеству и магнетизму (CCEM) Международного комитета мер и весов (CIPM) сформировал предложения о том, как основная единица СИ – ампер А, а также производные единицы электрических величин – вольт V, Ом Ω , сименс S, кулон C, фарад F, генри H, ватт W, тесла T, вебер Wb могут быть реализованы на практике с учётом новых определений [2].

На данный момент актуальные значения семи констант, включая постоянную Планка, элементарный заряд e , скорость света в вакууме c , постоянную Больцмана k , постоянную Авогадро N_A , частоту сверхтонкого расщепления основного состояния атома цезия-133 $\Delta\nu_{Cs}$, световую эффективность монохроматического излучения частотой 540 ТГц K_{cd} , можно получить на веб-сайте BIPM или Комитета по данным для науки и техники CODATA [3].

Существующие эталоны. Формулировка цели и постановка задачи для исследований. В ВНИИФТРИ разработан и с 2001 г. используется вторичный эталон единицы постоянного электрического напряжения ВЭТ 13-13-01, имеющий в своём составе квантовую меру электрического напряжения на эффекте Джозефсона [4]. Данный ВЭТ 13-13-01 предназначен для метрологического обеспечения следующих средств измерений:

на основе прецизионных стабилизаторов, в частности, твердотельных мер напряжения;

применяемых в области геофизических, акустических и гидроакустических измерений, калибраторов и измерителей электрических и радиотехнических величин;

средств измерений высшего звена в области электрохимии и физхимии.

Именно в этих областях деятельности, закреплённых за ВНИИФТРИ, в последнее время ощущается потребность в точных электрических измерениях, реализация которых возможна на аппаратуре вторичного эталона с квантовой мерой электрического напряжения на эффекте Джозефсона.

Аппаратура ВЭТ 13-13-01 совместно с комплектом высокостабильных термостатированных мер электрического сопротивления из состава вторичного эталона электрического сопротивления 2.1.ZZT.0290.2018 используется также для косвенных измерений силы тока, реализуя новое определение единицы силы тока – ампера. С помощью аппаратуры проходит поверка, калибровка, юстировка широкого спектра средств измерений, применяемых ВНИИФТРИ в составе государственных эталонов, а также аппаратуры сторонних организаций в областях электрических, радиотехнических и других видов измерений.

Построение эталонов постоянного электрического напряжения в мировой практике в целом считается законченным этапом. Таких эталонов во всём мире эксплуатируется более 60 шт. Следующий этап, в развитии которого в настоящее время заняты многие ведущие национальные метрологические институты – разработка принципов построения и организация сличений эталонов переменного напряжения

на эффекте Джозефсона. Ранее об этом упоминалось только с теоретической точки зрения, а с развитием современных цифровых технологий и технологий производства сверхпроводящих интегральных схем такие принципы становятся реальностью. Поэтому один из выводов, сформированный на CGPM и включённый в рабочую программу, которая разработана для реализации стратегии развития ВРМ, включает в себя, в частности, такое мероприятие как организация сличений эталонов переменного напряжения, основанных на эффекте Джозефсона.

Для расширения измерительных возможностей существующих эталонов и построения эталонных комплексов, реализующих новые определения единиц электрических величин (постоянное, переменное, импульсное напряжение, сила постоянного и переменного тока, мощность и др.) на основе квантовых эффектов, требуется разработать квантовые меры воспроизводящих сигналов как постоянного, так и переменного и импульсного напряжений. Данная задача является основной целью исследований, описанных в настоящей статье. Кроме того, необходимо обеспечить теоретическую и экспериментальную базы для измерений переменного напряжения и напряжения произвольной формы, базы для определения характеристик прецизионных цифроаналоговых преобразователей (ЦАП) и аналого-цифровых преобразователей (АЦП) и систем на их основе, широко применяемых в современном приборостроении и метрологии.

Основные практические достижения в этом направлении стали возможны в связи с развитием технологии

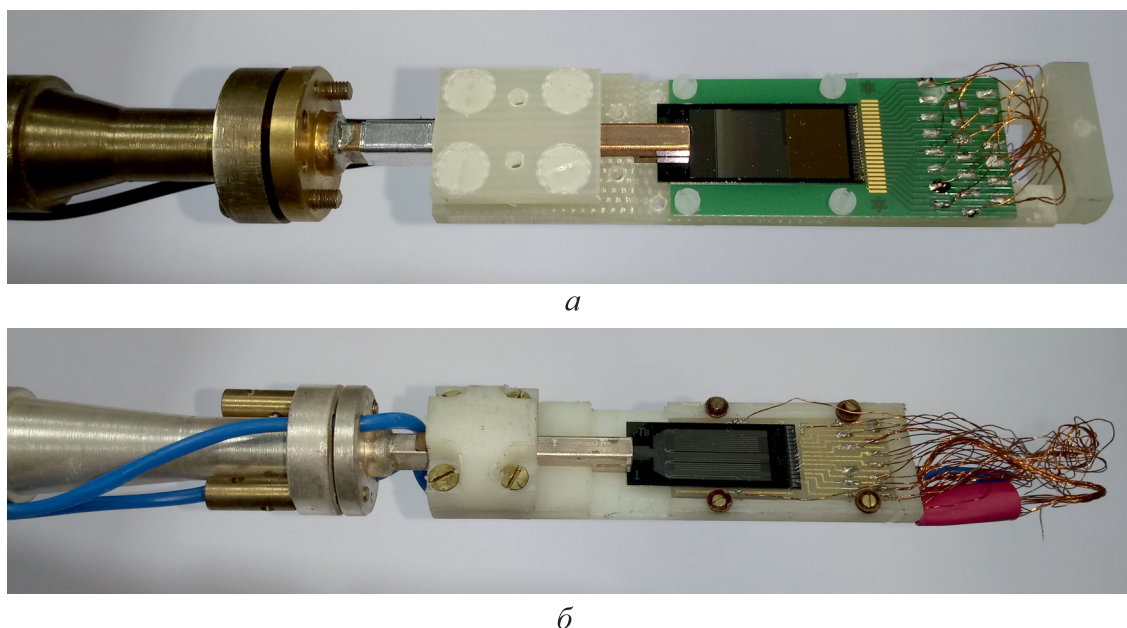


Рис. 1. Джозефсоновские интегральные преобразователи:
SNS 70 ГГц, 10 В (а), SINIS 70 ГГц, 1 В (б)

Fig. 1. General view of Josephson integrated converters:
SNS 70 GHz, 10 V (a), SINIS 70 GHz, 1 V (b)

производства интегральных схем, содержащих сильношунтированные переходы Джозефсона SNS (сверхпроводник – нормальный металл – сверхпроводник), и переходы SINIS (сверхпроводник – изолятор – нормальный металл – изолятор – сверхпроводник). Внешний вид джозефсоновских интегральных преобразователей, задействованных в данных исследованиях и работающих с частотой СВЧ-смещения 70 ГГц, показан на рис. 1. На рис. 1, а представлен образец интегральной схемы, содержащей 69598 переходов, которые изготовлены по технологии SNS с выходным напряжением до 10 В. На рис. 1, б приведена интегральная схема, содержащая 8192 перехода, выполненных по технологии SINIS с выходным напряжением 1 В. Данные интегральные преобразователи позволяют быстро управлять выходным напряжением и формировать не только сигналы постоянного напряжения, но и сигналы импульсного напряжения, а также ступенчатые аппроксимации переменного низкочастотного напряжения. Вольт-амперная характеристика таких преобразователей является однозначной функцией и, управляя силой протекающего тока, можно установить преобразователь на требуемую ступеньку напряжения.

Основные методы построения квантовых мер переменного электрического напряжения. В настоящее время существует несколько способов управления напряжением на джозефсоновском переходе для построения эталонов переменного напряжения. Основными из них считаются: 1) двоичный массив джозефсоновских переходов [5]; 2) накачка джозефсоновского преобразователя серий пикосекундных импульсов (дельта – сигма джозефсоновский преобразователь) [6]; 3) широтно-импульсная модуляция СВЧ-мощности [7, 8]; 4) оптические методы смещения импульсными лазерами или лазерами с разной длиной волны [9–11].

В рамках проводимых работ авторы настоящей статьи тщательно исследовали первый способ, а третий и четвёртый способы были впервые ими предложены и исследованы.

Работа установки в режиме двоичного массива джозефсоновских переходов. В случае двоичного массива джозефсоновских переходов интегральная схема с переходами Джозефсона изготавливается с отводами от двоичных групп переходов (1, 2, 4, 8, 16, 32...) для возможности независимого управления включением различного числа переходов и формирования программируемого напряжения постоянного тока и ступенчатой аппроксимации переменного напряжения. На рис. 2 приведена осциллограмма выходного синусоидального ступенчатого сигнала разработанной авторами экспериментальной установки в режиме двоичного массива джозефсоновских переходов, управляемых от компьютера многоканальным источником тока смещения.

Для реализации источника эталонных сигналов на основе цепочки джозефсоновских переходов, разделённых на двоичные секции, была разработана специальная аппаратура управления, криозонды для размещения джозефсоновского интегрального преобразователя и программное

U , 500 мВ/дел.

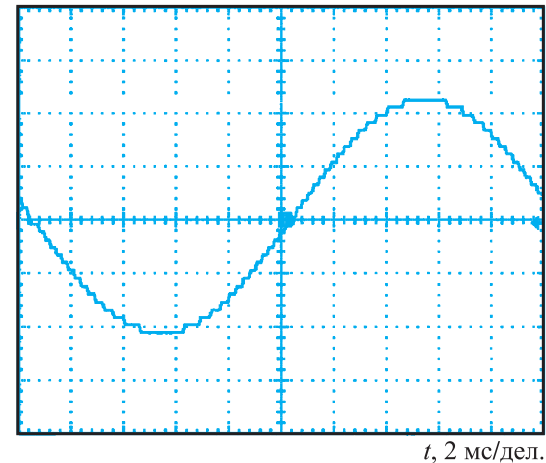


Рис. 2. Выходной синусоидальный сигнал ступенчатой аппроксимации с джозефсоновского преобразователя с двоичными группами переходов

Fig. 2. Output step approximation sinusoidal signal from Josephson Converter with binary groups of Josephson junctions

обеспечение для формирования сигналов управления. Программное обеспечение состоит из двух блоков: компьютерного генератора цифрового сигнала и блока обработки цифровых реализаций. Программный генератор цифрового сигнала вычисляет и записывает в оперативную память компьютера или в специальный файл последовательность отчётов y_j гармонического сигнала вида

$$y_j = A_0 + \sum_{k=1}^M A_k \cos\left(\frac{2\pi}{\mu} k + \varphi_k\right) + \psi_j, \quad (1)$$

где $j=0, 1, \dots, N-1$ – номер отсчёта; N – число отсчётов в реализации; A_0 – постоянная составляющая сигнала; $k=1, \dots, M$ – номер гармоники; A_k – амплитуда k -й гармоники; $\mu = F_d/F$ – число отсчётов на период сигнала, F – частота основного тона, F_d – частота дискретизации; φ_k – начальная фаза k -й гармоники; ψ_j – отсчёт белого шума, т. е. случайная функция, описывающая аддитивный белый шум с нулевым средним значением.

Цифровая реализация генерируется в формате «long double» (формат с плавающей запятой повышенной точности) и затем конвертируется в соответствии с входной кодировкой ЦАП: обратный или прямой код; число двоичных разрядов 16, 24, 32. Отсчёты ψ_j удовлетворяют условию нормировки

$$\zeta = \bar{\psi}^2 / P, \quad (2)$$

где ζ – отношение шум–сигнал; $\bar{\psi}^2 = \psi_j^2$ – мощность шума (черта сверху означает усреднение по времени); $P = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^M A_k^2$ – суммарная мощность гармоник.

Блок обработки цифровых реализаций использует модель сигнала (1) и программу восстановления (измерения) значений параметров μ , A_k , φ_k , ζ модели сигнала (1).

Программа реализует алгоритм, минимизирующий функционал Φ «близости» обрабатываемой и модельной последовательностей:

$$\Phi(\mu, A_k, \varphi_k, \zeta) = \sum_{j=0}^{N-1} [x_j - y_j(\mu, A_k, \varphi_k, \zeta)]^2,$$

где x_j – отсчеты обрабатываемой последовательности; $y_j(\mu, A_k, \varphi_k, \zeta)$ – модельные отсчеты, определяемые по формулам (1), (2).

Так как частоты сигнала F и дискретизации F_d входят в модель (1) только в виде отношения F_d/F через параметр μ , то программа обработки может восстановить только отношение μ . Определение значения одной из частот F или F_d возможно только в случае, если известно значение другой частоты. При известном значении μ задача определения остальных параметров A_k , φ_k , ζ сводится к задаче линейной регрессии [12], которая решается аналитически точно. Неопределённость полученных результатов в этом случае связана со стохастическим характером шума ψ_j , погрешностью округления отсчётов при их преобразовании в цифровую форму и числом отсчётов N в обрабатываемой реализации.

В проводимых экспериментальных исследованиях применяли несколько типов джозефсоновских преобразователей с двоичными секциями: с выходным напряжением до 10 мВ и частотой СВЧ-смещения 10 ГГц; с выходным напряжением до 1 В или 10 В и частотой СВЧ-смещения 70 ГГц.

Для исследования метрологических характеристик установки использовали преобразователь переменного напряжения Fluke 792A (Fluke Corporation, США) для выходных сигналов менее 1 В, мультиметры 8508A (Fluke Corporation,

США), 3458A (Keysight technologies, Inc., США) и разработанный прецизионный 24-разрядный АЦП, который перед измерениями калибровали на постоянном токе. После оцифровки результаты программно обрабатывали. Частотный диапазон выходных синусоидальных сигналов с предложенной микросхемой ограничен уровнем 1 кГц при относительной погрешности воспроизведения среднеквадратического значения (СКЗ) выходного напряжения на уровне $1 \cdot 10^{-6}$ – $2 \cdot 10^{-5}$. Отметим, что разработанная установка может воспроизводить импульсные сигналы напряжения с частотой следования импульсов до 1,5 МГц и точными квантованными значениями амплитуды перепада импульса напряжения.

Накачка джозефсоновского преобразователя серий пикосекундных импульсов. Для построения более высокочастотных эталонов и эталонов с низкими гармоническими составляющими в мировой практике предлагается применять джозефсоновские микросхемы с накачкой пикосекундными импульсами [6]. Упрощённая структурная схема такой установки приведена на рис. 3. Для получения биполярного выходного сигнала используются два массива (цепочки) джозефсоновских переходов, соединённых сверхпроводящей проводкой. Для каждой из двух цепочек необходимо обеспечить по три сигнала управления: сигнал цифровой кодовой последовательности импульсов с частотой следования 10 Гбит/с; СВЧ-синусоидальный сигнал смещения 15 ГГц; компенсирующий сигнал. Установка очень сложна в изготовлении и настройке. Для её реализации необходим программируемый генератор импульсных последовательностей с частотой следования до 20 ГГц и специально изготовленные интегральные микросхемы. Число переходов Джозефсона в таких микросхемах ограничено затуханием в микрополосковой линии. Это делается

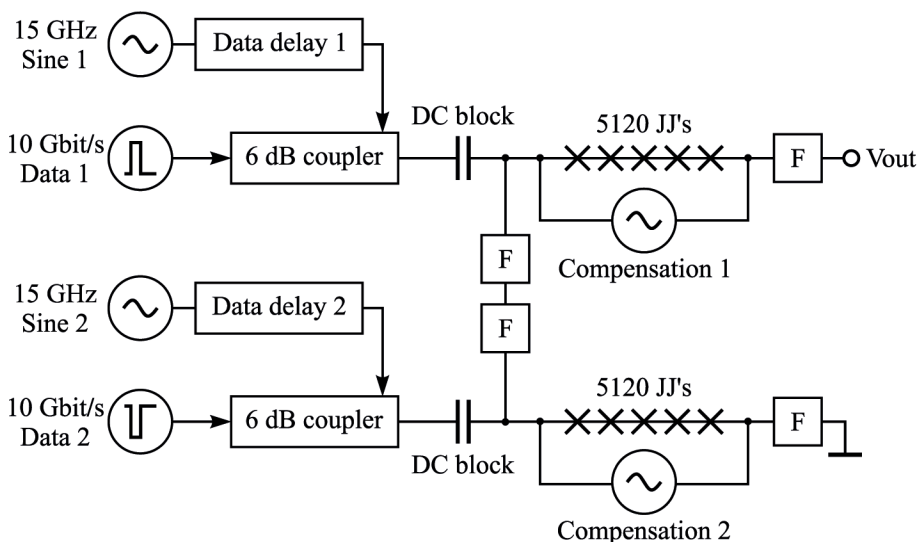


Рис. 3. Структурная схема синтезатора переменного напряжения с накачкой серий импульсов пикосекундной длительности

Fig. 3. Block diagram of an alternating voltage synthesizer pumped with a series of pulses of picosecond duration

для того, чтобы все переходы получали приблизительно одинаковую амплитуду импульсов смещения, что ограничивает максимальное выходное напряжение. Кроме того, необходима гальваническая развязка всех сигналов управления. Несмотря на описанные сложности в практических реализациях установки с накачкой серий импульсов путём последовательного соединения до восьми джозефсоновских преобразователей удалось продемонстрировать выходное напряжение до 1 В с уровнем гармонических составляющих ниже –121 дБ для синтезируемых синусоидальных сигналов частотой порядка 1 кГц [13].

Учитывая особенности работы установок на эффекте Джозефсона, в мировой практике были разработаны несколько процедур сличения выходных сигналов таких эталонов для проведения дальнейших международных сличений. Установки, построенные на

данном принципе, позволяют формировать либо спектрально чистые сигналы, либо сигналы с малой погрешностью среднеквадратического значения переменного напряжения.

Широтно-импульсная модуляция СВЧ-мощности. В связи со сложностью и высокой стоимостью реализации установок со смещением пикосекундными импульсами во ВНИИФТРИ предложена, разработана и изготовлена установка с широтно-импульсной модуляцией СВЧ-мощности [7]. В рассматриваемой установке напряжение на джозефсоновском переходе переключается с одной квантовой ступеньки на другую посредством модуляции синусоидальной СВЧ-мощности смещения. Для реализации предложенного способа проведено математическое моделирование, в котором рассматривались несколько алгоритмов формирования управляющих сигналов. Были определены теоретические пределы для погрешности воспроизведения амплитуды синтезируемых сигналов и разработаны требования к характеристикам джозефсоновских переходов, необходимых для перекрытия ступенек на вольт-амперной характеристике [14, 15]. Разработано программное обеспечение для формирования реализаций цифровых сигналов управления СВЧ-модуляторами для синтеза гармонических сигналов посредством метода широко-импульсной модуляции СВЧ-мощности и джозефсоновских интегральных схем. Были изготовлены быстродействующие модуляторы СВЧ-мощности диапазона 10 и 70 ГГц, а также проведены экспериментальные исследования. В ходе работы получены результаты синтеза сигналов переменного низкочастотного напряжения, хорошо согласующиеся с теоретическими исследованиями.

Выводы и задачи для будущих исследований. Оптимизация алгоритмов управления, согласования джозефсоновской интегральной схемы, выходных фильтров и конструкции синтезатора в целом позволит в дальнейшем генерировать низкочастотные сигналы переменного напряжения требуемого спектрального состава с относительной неопределённостью СКЗ не более $1 \cdot 10^{-6}$.

В последнее время вызывает активный практический интерес возможность оптического смещения джозефсоновского перехода, которое даёт преимущества в тепловой развязке, гальванической развязке сигналов управления и новые возможности построения как синтезаторов переменного и импульсного напряжения, так и детекторов СВЧ-излучения вплоть до терагерцовой области. Эти исследования авторы настоящей статьи планируют продолжить в будущих разработках.

Таким образом, с внедрением современных криокулеров, не требующих в огромном количестве жидких газов [15], цифровых технологий и технологий производства квантовых измерительных преобразователей, оптоэлектрических технологий, установки на квантовых эффектах позволят реализовать эталоны и экспериментальные установки постоянного электрического напряжения, переменного электрического напряжения, импульсного напряжения, напряжения произвольной формы с требуемым набором гармонических составляющих, эталоны электрического сопротивления постоянному и переменному току на эффекте Холла

и, соответственно, эталоны электрической мощности, эталоны силы тока, в том числе ультрамалых токов. Новые эталонные комплексы с опорой на квантовые эффекты и фундаментальные константы позволят в ближайшем будущем реализовать широкий круг взаимосогласованных эталонов единиц электрических и радиотехнических величин в соответствии с новыми определениями.

Список литературы

1. Рекомендации международного бюро мер и весов по практическому применению системы СИ. URL: www.bipm.org/en/measurement-units/rev-si/ (дата обращения: 20.11.2019).
2. Рекомендации международного бюро мер и весов по практическому определению ампера и других электрических единиц системы СИ. URL: <https://www.bipm.org/utis/en/pdf/si-mep/SI-App2-ampere.pdf> (дата обращения: 20.11.2019).
3. Актуальные значения фундаментальных констант комитета по данным для науки и техники CODATA. URL: <https://www.codata.org/committees-and-groups/fundamental-physical-constants> (дата обращения: 01.12.2019).
4. Васильев Д. Р., Карпов О. В., Крутиков В. Н., Кумовой В. Д., Тертычная М. А., Шерстобитов С. В. Вторичный эталон единицы постоянного напряжения ВЭТ 13-13-01, основанный на эффекте Джозефсона // Измерительная техника. 2003. № 3. С. 25–29.
5. Hamilton C. A., Burroughs C. J., Kautz R. L., *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, 1995, vol. 44, no. 2, pp. 223–225. DOI: 10.1109/19.377816
6. Benz S. P., Hamilton C. A., *Appl. Phys. Lett.*, 1996, vol. 68, no. 22, pp. 3171–3173. DOI: 10.1063/1.115814
7. Карпов О. В., Бухштабер В. М., Тертычная М. А., Тертычный С. И., Шерстобитов С. В. Квантовый цифровой синтезатор переменного напряжения на основе широтно-импульсной модуляции тока смещения джозефсоновского перехода // Радиотехника и электроника. 2009. Т. 54. № 2. С. 246–252. DOI: 10.1134/S1064226909020181
8. Karpov O. V., Buchstaber V. M., Sherstobitov S. V., Ter-tychniy S. I., Tertychnaya M. A., Niemeyer J., *Journal of Applied Physics*, 2008, vol. 104, no. 9, pp. 093911–093911-4. DOI: 10.1063/1.2960455
9. Urano C., Kaneko N., Oe T., Maezawa M., Itatani T., Gorwadkar S., Saitu H., Maeda J., Kiryu S., *Physica C*. 2007, vol. 464–465, pp. 1123–1126. DOI:10.1109/tasc.2019.2899851
10. Kieler O., Karlsen B., Per Alfred Ohlckers, Bardalen E., Muhammad Nadeem Akram, Behr R., Ireland J., Williams J., Malmbeek H., Palafox L., Wendisch R., *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, 2019, vol. 29, no. 5, p. 1200205. DOI:10.1109/tim.2018.2877562
11. Sherstobitov S. V., Dobrovolskiy V. I., Karpova M. V., *Abstracts of BIPM Workshop The Quantum Revolution in Metrology*, Paris, France, September 28–29, 2017, URL: <https://www.bipm.org/utis/common/pdf/WS-Quantum-Revolution/S4/S4-15.pdf> (дата обращения: 20.11.2019).

12. Калиткин Н. Н. Численные методы. СПб.: БХВ-Петербург, 2011. 592 с.

13. Karpov O. V., Buchstaber V. M., Sherstobitov S. V., Tertychniy S. I., Niemeyer J., Kieler O., *Journal of Applied Physics*, 2006, vol. 100, pp. 93–97. DOI: 10.1063/1.2358817

14. Kieler O. F., Behr R., Wendisch R., Bauer S., Palafox L., Kohlmann J., *IEEE Trans. Appl. Supercond.*, 2015, vol. 25, no. 3, pp. 1–5. DOI: 10.1109/TASC.2014.2366916

15. Oliver F. Kieler, Thomas Scheller, Johannes Kohlmann, Cryocooler Operation of a Pulse-Driven AC Josephson Voltage Standard at PTB, *World Journal of Condensed Matter Physics*, 2013, vol. 3, pp.189–193. DOI: 10.4236/wjcmp.2013.34031

References

1. The BIPM recommended practical system of units of measurement is the International System of Units, available at: www.bipm.org/en/measurement-units/rev-si/ (accessed: 20.11.2019).

2. The BIPM definition of the ampere and other electric units in the SI, available at: <https://www.bipm.org/utis/en/pdf/si-mep/SI-App2-ampere.pdf> (accessed: 20.11.2019).

3. Actual values of the The Fundamental Physical Constants available at: CODATA Task Group on Fundamental Physical Constants <https://www.codata.org/committees-and-groups/fundamental-physical-constants> (accessed: 01.12.2019).

4. Vasil'ev D. R., Karpov O. V., Krutikov V. N., Kutovoi V. D., Tertychnaya M. A., Sherstobitov S. V., *Measurement Techniques*, 2003, vol. 46, no. 3, pp. 254–261. DOI: 10.1023/A:1024061212665

5. Hamilton C. A., Burroughs C. J., Kautz R. L., *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, 1995, vol. 44, no. 2, pp. 223–225. DOI: 10.1109/19.377816

6. Benz S. P., Hamilton C.A., *Appl. Phys. Lett.*, 1996, vol. 68, no. 22, pp. 3171–3173. DOI: 10.1063/1.115814

7. Karpov O. V., Buchstaber V. M., Tertychnaya M. A., Tertychnyi S. I., Sherstobitov S. V., *Communications Technology*

and *Electronics*, 2009, vol. 54, no. 2, pp. 234–240. DOI: 10.1134/S1064226909020181

8. Karpov O. V., Buchstaber V. M., Sherstobitov S. V., Tertychniy S. I., Tertychnaya M. A., Niemeyer J., *Journal of Applied Physics*, 2008, vol. 104, no. 9, pp.093911–093911-4. DOI: 10.1063/1.2960455

9. Urano C., Kaneko N., Oe T., Maezawa M., Itatani T., Gorwadkar S., Saitu H., Maeda J., Kiryu S., *Physica C*. 2007, vol. 464–465, pp. 1123–1126. DOI: 10.1016/j.physc.2007.01.066

10. Kieler O., Karlsen B., Per Alfred Ohlckers, Bardalen E., Muhammad Nadeem Akram, Behr R., Ireland J., Williams J., Malmbeek H., Palafox L., Wendisch R., *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, 2019, vol. 29, no. 5, p. 1200205. DOI:10.1109/tim.2018.2877562

11. Sherstobitov S. V., Dobrovolskiy V. I., Karpova M. V., Optically driven quantum Josephson voltage standard. *Abstracts of BIPM Workshop The Quantum Revolution in Metrology*, Paris, France, September 28–29, 2017. available at: <https://www.bipm.org/utis/common/pdf/WS-Quantum-Revolution/S4/S4-15.pdf> (accesed: 20.11.2019).

12. Kalitkin N. N. *Chislennye metody*. St. Petersburg, BXV-Petersburg Publ., 2011, 592 p. (in Russian).

13. Karpov O. V., Buchstaber V. M., Sherstobitov S. V., Tertychniy S. I., Niemeyer J., Kieler O., *Journal of Applied Physics*, 2006, vol. 100, pp. 93–97. DOI: 10.1063/1.2358817

14. Kieler O. F., Behr R., Wendisch R., Bauer S., Palafox L., Kohlmann J., *IEEE Trans. Appl. Supercond.*, 2015, vol. 25, no. 3, pp. 1–5. DOI: 10.1109/TASC.2014.2366916

15. Oliver F. Kieler, Thomas Scheller, Johannes Kohlmann, Cryocooler Operation of a Pulse-Driven AC Josephson Voltage Standard at PTB, *World Journal of Condensed Matter Physics*, 2013, vol. 3, pp.189–193. DOI: 10.4236/wjcmp.2013.34031

Дата поступления: 20.10.2019.

Дата принятия: 25.11.2019.

Quantum effects and fundamental constants in the basis of standards of electric units

Sergey V. Sherstobitov, Maria V. Karpova, Marina A. Tertychnaya

Russian metrological institute of technical physics and radio engineering measurements, Mendeleev, Moscow region, Russian Federation, e-mail: s_sherstobitov@rambler.ru, Lab-610@vniiftri.ru, marina_ter@mail.ru

The paper describes the principles of construction of modern standards in the field of electrical units with reference to quantum effects and fundamental constants in accordance with the new definitions of the SI system of units. The description of the methods used to build a quantum standards, description of the used measurement quantum transducers, modes and operation principle the experimental setup of the reference complex studied in this work. The description of the software developed for this task is given. The method of measurements and the results obtained in the course of experimental studies, which are in good agreement with theoretical studies, are described. Conclusions and tasks for future research are formulated. Field of application – metrology of measuring instruments of electrical units.

Key words: Josephson effect, standard of CD voltage, standard of AC voltage, quantum measurement transducer.

Правила для авторов журналов «Измерительная техника» и «Метрология»

1 Ежемесячный научно-технический журнал «Измерительная техника» издаётся и распространяется на русском и английском языках. **Переводная версия** имеет название **Measurement Techniques** и выходит с 1956 г. Перевод и распространение переводной версии осуществляет издательство Springer Nature (www.springer.com/11018).

Ежеквартально в «Measurement Techniques» публикуются отдельные статьи из журнала **«Метрология» – ежеквартального приложения** к журналу «Измерительная техника».

Impact Factor: 0,390 (2017), Journal Citation Reports®.

«Измерительная техника» и «Метрология» включены в утверждённый ВАК перечень рецензируемых научных изданий, входящих в международные реферативные базы данных и системы цитирования, и в соответствии с п. 5 правил формирования перечня рецензируемых научных изданий, в которых должны быть опубликованы основные научные результаты диссертаций на соискание учёной степени кандидата наук, на соискание учёной степени доктора наук (далее – Перечень), утверждённых приказом Минобрнауки России от 12 декабря 2016 г. № 1586, с изменениями, внесёнными Приказом Минобрнауки России от 12 февраля 2018 г. № 99, включённые в Перечень.

Журнал «Измерительная техника» и его переводная версия входят в международные наукометрические базы данных и системы цитирования (Emerging Sources Citation Index (ESCI), Scopus, РИНЦ, Russian Science Citation Index (RSCI) на платформе Web of Science и др.).

1.1 В журналах «Измерительная техника» и «Метрология» публикуются работы по основным разделам метрологии. К публикации принимаются: законченные авторские работы по фундаментальным исследованиям в области метрологии; научные статьи, содержащие экспериментальные результаты, описание новых методик измерений; материалы теоретического характера с изложением новых подходов к обеспечению единства измерений. Научная статья должна содержать чёткую постановку задачи и выводы с указанием области применения результатов.

1.2 Направляя статью в журнал, автор подтверждает, что она ранее не была опубликована и не находится на рассмотрении в других изданиях. Исключением являются статьи, представленные на научных конференциях и опубликованные в виде материалов научной конференции, обычно в форме тезисов, части лекции или обзора (но не в полном объёме).

1.3 Автор даёт согласие на публикацию статьи на русском языке в журнале «Измерительная техника» или «Метрология», а также на перевод и публикацию статьи на английском языке в журнале «Measurement Techniques». При согласовании статьи автор должен заполнить и вернуть в редакцию по электронной почте подписанное «Согласие на публикацию» на русском и английском языках.

1.4 Редакция оставляет за собой право публиковать принятые статьи либо в журнале «Измерительная техника», либо в приложении «Метрология» на основании рецензии и по решению редакционной коллегии.

1.5 Все статьи рецензируются. Датой принятия статьи к публикации считается дата получения положительной рецензии. После третьей отрицательной рецензии статья отклоняется окончательно.

При разногласиях между автором и рецензентом (рецензентами) окончательное решение о целесообразности публикации статьи принимает редколлегия журнала и главный редактор.

В случае отклонения статьи редколлегией и главным редактором дальнейшая переписка с автором прекращается.

1.6 Авторы, граждане России, должны предоставить экспертное заключение о том, что статья не содержит сведений ограниченного распространения и может быть опубликована в открытой печати. Экспертное заключение можно прислать в печатном виде или в сканированном виде по электронной почте.

1.7 Публикация статей в журнале осуществляется бесплатно.

2 Статьи в редакцию следует присылать по электронной почте на адрес izmt@vniims.ru. Все файлы должны быть проверены антивирусной программой!

2.1 *Объём статьи*, включая аннотации на русском и английском языках, таблицы, подписи к рисункам, библиографический список, должен составлять 15–20 машинописных страниц, количество рисунков – не более 6 (рисунки а, б считаются как два) в зависимости от объёма статьи.

Материал статьи – текст, включая аннотации на русском и английском языках, список литературы, подписи к рисункам и таблицы, оформляется одним файлом, графические материалы – отдельными файлами с соответствующей нумерацией (рис. 1, рис. 2 и т. д.).

2.2 *Аннотация* должна быть структурированной и компактной (150–250 слов), кратко отражать цель исследования, основные методы, результаты, область применения результатов и следовать логике описания результатов в статье.

Ключевые слова (7–9 ключевых слов) – перечень основных понятий, отражающих область науки, тему, цель и объект исследования. В качестве ключевых слов можно использовать как одиночные слова, так и словосочетания (не более трёх слов внутри фразы) в единственном числе и именительном падеже.

2.3 *Название статьи, фамилии авторов, аффилиации* (названия основных мест работы авторов и других организаций, к которым авторы имели отношение в период проведения исследования, город, страна, электронный адрес), *аннотация, ключевые слова и подписи должны быть приведены на русском и английском языках*. Необходимо указывать электронный адрес каждого автора.

Для *англоязычных* метаданных сведения об авторе представлять в следующей последовательности: полное имя, инициал отчества, фамилия. Указывать унифицированное название организации, как правило, зафиксированное в уставных документах и представленное на англоязычном сайте организации.

2.4 Статья должна содержать код УДК.

2.5 Статья должна быть подписана автором (авторами) с указанием фамилии, имени и отчества полностью, учёной степени, учёного звания, места работы, должности, контактных телефонов, электронного адреса.

3 При подготовке материалов должны быть использованы следующие компьютерные программы и нормативные документы.

3.1 *Текстовый материал* должен быть набран в Microsoft Office Word:

шрифт основного текста Times New Roman,

размер шрифта 14,

межстрочный интервал – полуторный,

выравнивание по ширине;

параметры страницы: верхнее поле 2,3 см, нижнее 2,3 см, левое 3,9 см, правое 1,5 см;

для оформления текста можно использовать полужирный шрифт или курсив.

Статьи присылать с минимумом форматирования, не использовать нумерованные списки, специальные стили и шаблоны.

3.2 *Графические материалы (технические рисунки, схемы, иллюстрации)*. Векторные рисунки должны быть представлены в стандартном формате, используемом в векторных графических пакетах (*.wmf, *.cdr), предпочтительный формат CorelDRAW версии 8.0–17.0. Все шрифты только в кривых. Вместо надписей на рисунках следует использовать цифровые или буквенные обозначения величин, которые следует расшифровать или в тексте статьи, или в подписи.

Растровые рисунки присылать в формате *.tiff; tiff-файлы должны быть сохранены без сжатия и иметь реальный размер не менее 100×100 мм; файлы должны быть сохранены с разрешением не менее 600 dpi.

Рисунки должны быть ясными и с чётко проработанными деталями.

Все условные обозначения, приведённые на рисунках, необходимо пояснить в основном или подписочных текстах. Размер рисунка не должен превышать 14×20 см.

3.3 *Формулы и выражения, содержащие математические знаки*, должны быть набраны в программе Math Type (версия 6.0 и выше), обозначения величин по тексту статьи набирать в MS Word с помощью над- и подстрочных знаков и специальных символов. Показатели степеней и индексы должны быть набраны выше или ниже строки буквенных обозначений, к которым они относятся: K^{12} , A^3 , B_2 .

Формулы должны быть единообразными и целыми, т. е. недопустимо величины в одной формуле набирать в разных программах.

После формулы должна быть расшифровка всех приведённых буквенных обозначений величин. Последовательность расшифровки буквенных обозначений должна соответствовать последовательности расположения этих обозначений в формуле.

Нумеровать следует только те формулы, на которые есть ссылка в последующем тексте.

3.4 *Таблицы* (и ссылки на них) должны иметь последовательные порядковые номера и названия.

3.5 *Единицы измерений и буквенные обозначения физических величин* должны отвечать требованиям ГОСТ 8.417-2002 «ГСИ. Единицы величин», а термины – требованиям соответствующих государственных стандартов.

3.6 *В библиографических ссылках* фамилии авторов и названия журналов и книг следует указывать в оригинальной транскрипции. Ссылки дают в соответствии с ГОСТ 7.0.5-2008 «Система стандартов по информации, библиотечному и издательскому делу. Библиографическая ссылка. Общие требования и правила составления».

Для книг указывают фамилию и инициалы автора, заглавие, том (часть, выпуск), место, название издательства, год издания. Для журнальных статей – фамилию и инициалы автора, названия статьи и журнала, год издания, том или часть, номер (выпуск), диапазон страниц, DOI.

Ссылки в тексте на источники, указанные в списке используемой литературы, отмечаются цифрами в квадратных скобках в порядке упоминания в тексте, например [1], [2–4].

Библиографический список должен отражать актуальность проблемы, качество и глубину исследования, т. е. содержать ссылки на статьи, опубликованные в авторитетных российских и зарубежных журналах, проиндексированных в международных наукометрических базах данных. Цитирование своих предыдущих публикаций по рассматриваемой теме должно быть уместным и обоснованным. Самоцитирование не должно превышать 30 % всего списка.

Не включать в списки литературы нормативные документы; номера и названия нормативных документов указывать в тексте. Нежелательно включать в списки литературы малотиражные, локальные, популярные и образовательные источники: учебники, словари, справочники, газеты, неопубликованные отчёты и т.д.

Плохое качество списка литературы может стать причиной отказа в приёме рукописи к дальнейшему рассмотрению.



XII ВСЕРОССИЙСКАЯ НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКАЯ КОНФЕРЕНЦИЯ «МЕТРОЛОГИЯ В РАДИОЭЛЕКТРОНИКЕ»

16 по 18 июня 2020 года, пансионат «Морозовка»,
поселок Морозовка, Солнечногорского района Московской области

ОРГАНИЗАТОРЫ НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКОЙ КОНФЕРЕНЦИИ

- Федеральное агентство по техническому регулированию и метрологии (**Росстандарт**)
- Всероссийский научно-исследовательский институт физико-технических и радиотехнических измерений (**ФГУП «ВНИИФТРИ»**), CON2020.VNIIFTRI.RU
- Технический комитет **1.3 KOOMET** «Электричество и магнетизм»
- ООО Научно-технический центр «**НАВИТЕСТ**», NTC-NAVITEST.RU
(Техническое обеспечение и организация проведения научно-технической конференции)

НАПРАВЛЕНИЯ РАБОТЫ НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКОЙ КОНФЕРЕНЦИИ

1. Современные тенденции развития радиотехнических и радиоэлектронных измерений:

- развитие эталонов и высокотехнологичных средств измерений;
- развитие сетей связи нового поколения и применение цифровых сервисов в метрологическом обеспечении радиотехнических измерений;
- освоение терагерцового диапазона частот электромагнитных волн;

2. Обеспечение единства радиотехнических и радиоэлектронных измерений:

- измерение мощности электромагнитных колебаний;
- измерение параметров формы и спектра радиосигналов;
- измерение характеристик линий и трактов передачи радиосигналов;
- измерение параметров электромагнитного поля;
- измерение характеристик антенных систем;
- измерение объемов передаваемой цифровой информации по каналам Интернет и телефонии.

3. Метрологическое обеспечение в радиотехнических приложениях:

- измерение параметров цифровых линий связи, включая сети 5G;
- метрологическое обеспечение измерений параметров сложных радиотехнических комплексов и систем;
- измерения радиотехнических параметров в микроэлектронике;
- метрологическое обеспечение испытаний на ЭМС;
- совершенствование нормативно-технической базы в области радиотехнических и радиоэлектронных измерений.

ИНФОРМАЦИОННАЯ ПОДДЕРЖКА КОНФЕРЕНЦИИ

Представленные тезисы публикуются перед началом конференции в специальном издании «**Метрология в радиоэлектронике. Материалы конференции**» на русском и английском языках.

Прошедшие рецензию материалы конференции на английском языке будут опубликованы на сайте международного издательства, индексируемого в международной базе данных **Scopus**.

Справки по общим вопросам участия в конференции, демонстрации экспонатов, размещения рекламных материалов, оформления заявок - **ООО НТЦ «НАВИТЕСТ»**:

e-mail: ntc.navitest@bk.ru, тел./факс: +7 (495) 943-79-76, +7 (925) 322-31-15.

CON2020.VNIIFTRI.RU

NTC-NAVITEST.RU

УВАЖАЕМЫЕ ЧИТАТЕЛИ!

Начинается подписка на журналы
«Измерительная техника» и «Метрология» на 2020 г.

АО «Агентство «Роспечать»

(подписка на полугодие или отдельные номера)

www.rosp.ru +7 (495) 921-25-26

«Измерительная техника» – индекс 70391

«Метрология» – индекс 79377

АО «Агентство подписки и розницы»

(по Объединённому каталогу «Пресса России»)

www.apr.ru +7 (495) 974-11-11

«Измерительная техника» – индекс 38168

«Метрология» – индекс 38169

ООО «Информнаука»

www.informnauka.com +7 (495) 787-38-73

ООО «УП «Урал-Пресс»

www.ural-press.ru +7 (499) 700-05-07

ФГУП «ВНИИМС»

www.vniims.ru +7 (495) 430-28-02

Научная электронная библиотека eLIBRARY.RU

www.elibrary.ru +7 (495) 544-24-94

Национальный цифровой ресурс «Руконт»

www.rucont.ru +7 (495) 719-09-21

Адрес редакции:

119361 Москва, ул. Озёрная, 46, ФГУП «ВНИИМС»

Тел.: +7 (495) 781-48-70

E-mail: izmt@vniims.ru

www.izmt.ru