

ИЗМЕРЕНИЕ. МОНИТОРИНГ. УПРАВЛЕНИЕ. КОНТРОЛЬ

Научно-производственный журнал

СОДЕРЖАНИЕ

ОБЩИЕ ВОПРОСЫ МЕТРОЛОГИИ И ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ ТЕХНИКИ

Фролов К. М., Князев В. Н.

МОДИФИКАЦИЯ АЛГОРИТМОВ ВЗАИМОДЕЙСТВИЯ
СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ БАЗАМИ ДАННЫХ
С ИНДЕКСНЫМИ СТРУКТУРАМИ ДАННЫХ

5

Князьков А. В., Сапунов Е. В., Светлов А. В.

ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ИНТЕРВАЛОВ ВРЕМЕНИ В КОД

14

ИЗМЕРЕНИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ И МАГНИТНЫХ ВЕЛИЧИН

Бастрыгин К. И., Трофимов А. А., Баранов А. С.,

Громова А. А., Ефимов П. Н.

ИМИТАЦИОННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ
ПЬЕЗОЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ДАТЧИКА ДАВЛЕНИЯ

20

Мелентьев В. С., Иванов Ю. М., Пескова А. С.

ВЛИЯНИЕ ОТКЛОНЕНИЯ ФОРМЫ СИГНАЛОВ
ОТ ГАРМОНИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ НА ПОГРЕШНОСТЬ
ОПРЕДЕЛЕНИЯ ИХ ИНТЕГРАЛЬНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК

29

Смыслов В. И., Бурков В. Д., Потапов Т. В., Демин А. Н.

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ
ДОПОЛНИТЕЛЬНОЙ ПОГРЕШНОСТИ
ВОЛОКОННО-ОПТИЧЕСКОГО ДАТЧИКА
ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ТОКА НА ОСНОВЕ
ЭФФЕКТА ФАРАДЕЯ В $\text{Bi}_{12}\text{SiO}_{20}$ И $\text{Bi}_{12}\text{GeO}_{20}$

37

Гришко А. К.

МЕТОДИКА ОЦЕНКИ ИНТЕНСИВНОСТИ
ИНТЕРФЕРЕНЦИИ В РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СИСТЕМАХ
НА ОСНОВЕ ГЕОИНФОРМАЦИОННОГО ПОДХОДА

45

ИЗМЕРЕНИЯ МЕХАНИЧЕСКИХ ВЕЛИЧИН

Шекриладзе М. Д., Кравченко Н. А., Галимов Ф. М.

ПЕРВИЧНЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ИЗМЕРИТЕЛЯ
ВЫХОДНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ПЛОСКИХ
СПИРАЛЬНЫХ ПРУЖИН

49

ИНФОРМАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ И УПРАВЛЯЮЩИЕ СИСТЕМЫ

Волчихин В. И., Иванов А. И., Сериков А. В., Серикова Ю. И.

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ЭФФЕКТОВ КВАНТОВОЙ
СУПЕРПОЗИЦИИ ПРИ РЕГУЛЯРИЗАЦИИ ВЫЧИСЛЕНИЙ
СТАНДАРТНОГО ОТКЛОНЕНИЯ НА МАЛЫХ ВЫБОРКАХ
БИОМЕТРИЧЕСКИХ ДАННЫХ

57

Бростилов С. А., Голушко Д. А., Горячев Н. В.,

Трусов В. А., Юрков Н. К.

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ ИНФОРМАЦИОННО-
ИЗМЕРИТЕЛЬНАЯ СИСТЕМА ДЛЯ ПРОВЕДЕНИЯ
ИСПЫТАНИЙ НА ВОЗДЕЙСТВИЕ ВИБРАЦИИ

64

Жумабаева А. С., Полтавский А. В., Юрков Н. К.

К ПРОБЛЕМЕ МОДЕЛЬНОГО СИНТЕЗА КОМПЛЕКСОВ
БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ

71

МЕДИЦИНСКИЕ И БИОЛОГИЧЕСКИЕ ИЗМЕРЕНИЯ

Ашанин В. Н., Мельников А. А., Чувькин Б. В.

КОНТАКТНЫЙ ЦИФРОВОЙ МЕДИЦИНСКИЙ
ТЕРМОМЕТР ПОВЫШЕННОГО БЫСТРОДЕЙСТВИЯ

80

Алимурадов А. К.

АЛГОРИТМ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОЙ ОБРАБОТКИ
РЕЧЕВЫХ КОМАНД ДЛЯ СИСТЕМ
ГОЛОСОВОГО УПРАВЛЕНИЯ

86

MEASURING. MONITORING. MANAGEMENT. CONTROL

Scientific-production journal

CONTENT

GENERAL PROBLEMS OF METROLOGY AND MEASUREMENT TECHNOLOGY

Frolov K. M., Knyazev V. N.

MODIFICATION OF THE ALGORITHMS OF INTERACTION
OF THE DATABASE WITH THE INDEX DATA STRUCTURES

5

Knayzkov A. V., Sapunov E. V., Svetlov A. V.

TIME INTERVAL CONVERTER IN CODE

14

MEASUREMENT OF ELECTRICAL AND MAGNETIC QUANTITIES

Bastrygin K. I., Trofimov A. A., Baranov A. S.,

Gromova A. A., Efimov P. N.

IMITATING MODELING OF THE PIEZOELECTRIC SENSOR
OF PRESSURE

20

Melent'ev V. S., Ivanov Yu. M., Peskova A. S.

THE EFFECT OF DEVIATION OF WAVEFORMS
FROM A HARMONIC MODEL ON THE ERROR
OF THE DETERMINATION OF THEIR INTEGRAL
CHARACTERISTICS

29

Smyslov V. I., Burkov V. D., Potapov T. V., Domin A. N.

EXPERIMENTAL STUDIES OF THE ADDITIONAL ERROR
OF MEASUREMENT OF FIBER-OPTIC ELECTRIC
CURRENT SENSOR BASED ON FARADAY EFFECT
IN $\text{Bi}_{12}\text{SiO}_{20}$ AND $\text{Bi}_{12}\text{GeO}_{20}$

37

Grishko A. K.

METHOD OF EVALUATION OF INTERFERENCE IN RADIO
SYSTEMS BASED ON GIS APPROACH

45

MEASUREMENTS OF MECHANICAL QUANTITIES

Shekriladze M. D., Kravchenko N. A., Galimov F. M.

PRIMARY DETECTOR OF THE MEASURING INSTRUMENT
OF OUTPUT CHARACTERISTICS OF FLAT SPIRAL SPRINGS

49

INFORMATION-MEASURING AND CONTROL SYSTEM

Volchikhin V. I., Ivanov A. I., Serikov A. V., Serikov Y. I.

USING THE EFFECTS OF QUANTUM SUPERPOSITION
OF THE REGULARIZATION OF THE STANDARD DEVIATION
CALCULATION ON SMALL SAMPLES OF BIOMETRIC DATA

57

Brostilov S. A., Golushko D. A., Goryachev N. V.,

Trusov V. A., Yurkov N. K.

EXPERIMENTAL INFORMATION-MEASURING SYSTEM
FOR TESTING THE EFFECTS OF VIBRATION

64

Zhumabaeva A. S., Poltavskiy A. V., Yurkov N. K.

TO THE PROBLEM OF MODEL SYNTHESIS
OF COMPLEXES OF UNMANNED AERIAL VEHICLES

71

MEDICAL AND BIOLOGICAL MEASUREMENT

Ashanin V. N., Mel'nikov A. A., Chuvykin B. V.

HIGH-SPEED CONTACT DIGITAL MEDICAL THERMOMETER

80

Alimuradov A. K.

NOISE-ROBUST PROCESSING ALGORITHM OF VOICE
COMMANDS FOR VOICE CONTROL SYSTEMS

86

ОБЩИЕ ВОПРОСЫ МЕТРОЛОГИИ И ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ ТЕХНИКИ

УДК 004.657

К. М. Фролов, В. Н. Князев

МОДИФИКАЦИЯ АЛГОРИТМОВ ВЗАИМОДЕЙСТВИЯ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ БАЗАМИ ДАННЫХ С ИНДЕКСНЫМИ СТРУКТУРАМИ ДАННЫХ

K. M. Frolov, V. N. Knyazev

MODIFICATION OF THE ALGORITHMS OF INTERACTION OF THE DATABASE WITH THE INDEX DATA STRUCTURES

А н н о т а ц и я. Актуальность и цели. Для хранения данных, полученных в ходе работы измерительных систем, используются базы данных. Для эффективного доступа к хранимой информации используются различные механизмы оптимизации хранения данных и поисковых запросов к ним. Современные системы управления базами данных (СУБД) имеют встроенные механизмы индексирования данных. Индексирование данных позволяет обеспечить более высокую скорость доступа к строкам таблицы за счет уменьшения объема записи в индексах, а также за счет упорядочивания индексных записей. Поэтому исследования возможностей улучшения существующих индексных структур и алгоритмов взаимодействия СУБД с индексными структурами данных являются актуальными. Цель работы – рассмотрение возможных методов оптимизации операций модификации индексных структур и предварительная оценка эффективности применения модифицированных алгоритмов. **Материалы и методы.** Для оценки эффективности модифицированных алгоритмов использовалась О-нотация, позволяющая сравнивать асимптотическое поведение функций. **Результаты.** В ходе исследований получены модифицированные алгоритмы разбиения узлов и удаления элементов, а также разработан алгоритм индексации элементов для B^+ -деревьев. Для хеш-таблиц разработаны алгоритмы добавления и удаления элементов, которые учитывают модификации этой индексной структуры. **Выводы.** Полученные алгоритмы позволяют реализовать эффективное взаимодействие разрабатываемой СУБД специального назначения с индексными структурами данных. Модифицированные алгоритмы позволяют достичь увеличения скорости выполнения запросов, а также способствуют уменьшению объема используемой оперативной памяти в случае индексов, имеющих в своей структуре хеш-таблицы.

A b s t r a c t. Background. Modern database management system (DBMS) have built-in indexing mechanisms. Data Indexing allows for higher-speed access to the rows of the table by reducing the amount of entries in the index, as well as by organizing index records. Therefore, we are investigating the possibilities of improving the existing index structures and algorithms of interaction with database index data structures are relevant. Purpose – to consider possible

modifications to optimize the methods of index structures and operations of a preliminary assessment of the effectiveness of the modified algorithms. **Materials and methods.** To evaluate the effectiveness of the modified algorithm to use O-notation, this allows comparing the asymptotic behavior of functions. **Results.** Studies obtained modified algorithms for partitioning nodes and remove items, as well as the algorithm of indexing elements for B + trees. For hash tables developed algorithms to add and remove elements that allow for modification of the index structure. **Conclusions.** These algorithms allow to realize effective interaction database developed special purpose index data structures. The modified algorithms can achieve an increase in query performance, as well as help to reduce the amount of RAM used in the case of indices, having in the hash table structure.

К л ю ч е в ы е с л о в а: СУБД, В-дерево, хеш-таблица, операция, алгоритм, запрос, оперативная память, хранилище.

Key words: DBMS, B-tree, hash table, the operation algorithm, query, RAM, storage.

Введение

При работе любой информационно-измерительной системы крайне важным является сохранение полученных данных с возможностью последующего эффективного доступа к ним. Наилучшим решением в такой ситуации является хранение собранных данных в базах данных. Для работы с данными используются системы управления базами данных, которые имеют множество механизмов для оптимизации доступа к хранимой информации [1, 2]. Индексирование данных в системах управления базами данных (СУБД) предоставляет разработчику базы данных мощный инструмент для оптимизации запросов к хранимой информации. Большинство современных СУБД использует классические индексные структуры данных и имеющиеся реализации алгоритмов для взаимодействия с ними. Такие индексные структуры, как В-деревья и хеш-таблицы, позволяют решать широкий круг задач. Однако используемые в современных СУБД индексные структуры и алгоритмы взаимодействия СУБД с индексными структурами имеют ограничения, связанные с относительно долгим перестроением структуры индекса в случае добавления или удаления новых данных. Отсутствие повышенной гибкости индексов ведет к замедлению работы механизмов индексирования на операциях модификации при работе с большими массивами данных. Кроме того, с учетом улучшения аппаратной базы современных электронно-вычислительных машин (ЭВМ) имеющиеся индексные структуры и алгоритмы взаимодействия с ними могут быть пересмотрены и модифицированы с целью увеличения скорости выполнения запросов [3].

Описание исследуемых индексных структур данных

Рассмотрим механизмы индексирования разрабатываемой реляционной СУБД специального назначения, которые основаны на таких индексных структурах, как В⁺-дерево и хеш-таблица.

Примеры этих структур данных представлены на рис. 1, 2.

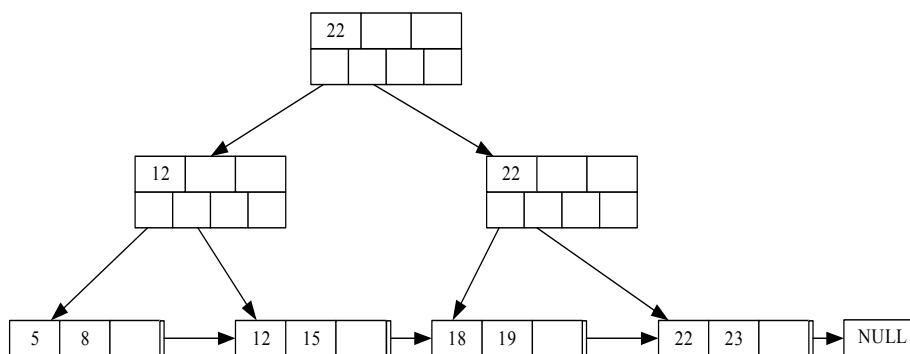


Рис. 1. Пример В⁺-дерева

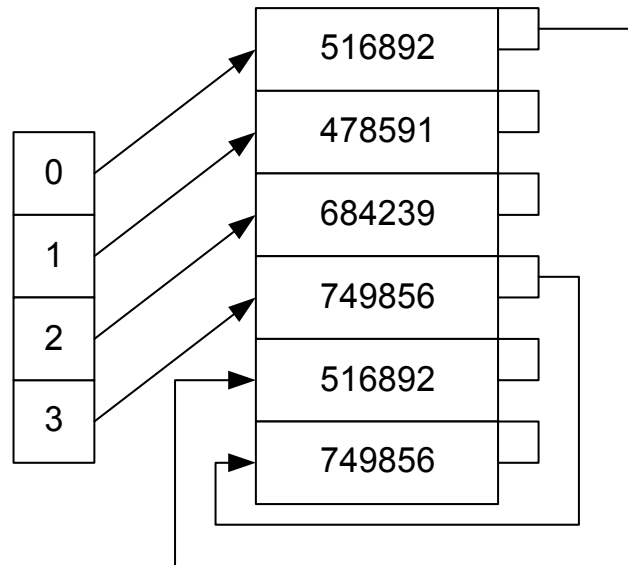


Рис. 2. Пример хеш-таблицы со структурной модификацией

B^+ -дерево состоит из следующих основных компонентов:

- элемент – это значение индекса, созданного для конкретной строки таблицы;
- узел – это набор элементов, представленных в упорядоченном виде. Узлы бывают корневые, промежуточные и листовые [4].

Классическая хеш-таблица состоит из слотов, представляющих собой комбинацию ключа, полученного в ходе выполнения хеш-функции, значения индекса и указателя на слот, имеющий такой же ключ. В модифицированной хеш-таблице помимо слотов имеются такие элементы, как бакеты. Бакетом называется элемент, представляющий собой указатель на первый слот в цепочке коллизий. Коллизией в хеш-таблице называется ситуация, когда у разных элементов значения хеш-функции одинаковы.

Представленные структуры данных отличаются от классических В-деревьев и хеш-таблиц, но операции над ними остаются прежними. Для В-деревьев справедливы следующие основные операции:

- добавить элемент в В-дерево;
- разбить узел В-дерева;
- найти элемент в В-дереве;
- удалить элемент из В-дерева.

Помимо перечисленных операций для B^+ -дерева, также возможно реализовать индексацию его элементов, поскольку значимые данные располагаются в узлах листового уровня [5].

Для взаимодействия с хеш-таблицами могут быть определены следующие основные операции:

- добавить элемент в хеш-таблицу;
- удалить элемент из хеш-таблицы;
- найти элемент в хеш-таблице.

Кроме того, для хеш-таблицы должен быть предусмотрен механизм расширения, а в случае модифицированной хеш-таблицы также требуется определить методы взаимодействия с массивом бакетов, используемых для индексации слотов.

Модификация алгоритмов взаимодействия СУБД с B^+ -деревьями

В случае B^+ -дерева модификации могут быть подвергнуты операции разбиения узла и удаления элемента из дерева. Также для решения специальных задач, которые могут быть поставлены перед разрабатываемой СУБД, требуется реализовать алгоритм индексации элементов B^+ -дерева.

Алгоритм разбиения узла представлен на рис. 3.

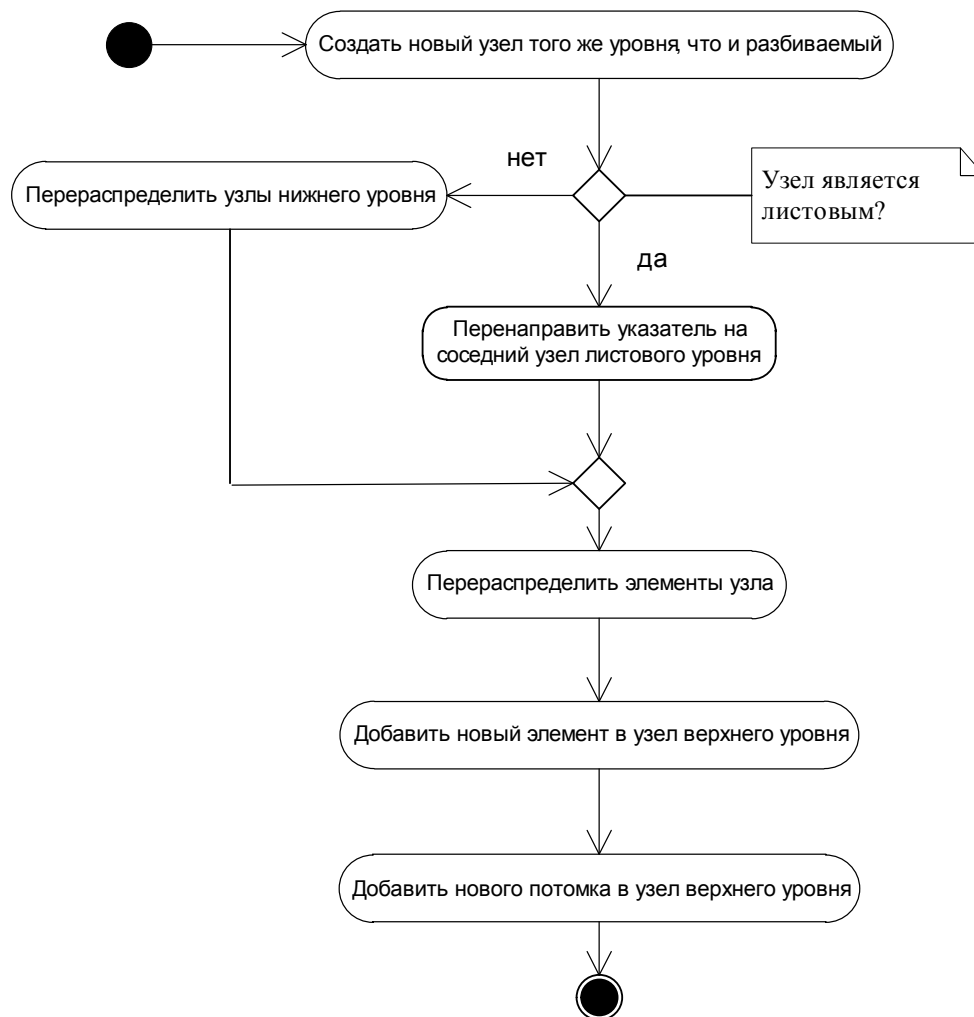


Рис. 3. Алгоритм разбиения узла B^+ -дерева

Отличие алгоритма разбиения узла B^+ -дерева заключается в том, что при разбиении узла листового уровня помимо перераспределения элементов также может происходить перенаправление указателей на соседние узлы листового уровня [6]. Особенностью данного алгоритма является неравное распределение элементов между разбиваемым и новым узлами. Так, в разбиваемом узле остается порядка $2/3$ элементов и указателей на узлы нижнего уровня, если таковые имеются, а в новый узел переходит порядка $1/3$ элементов. Такое распределение элементов обеспечивает лучшую компрессию узлов.

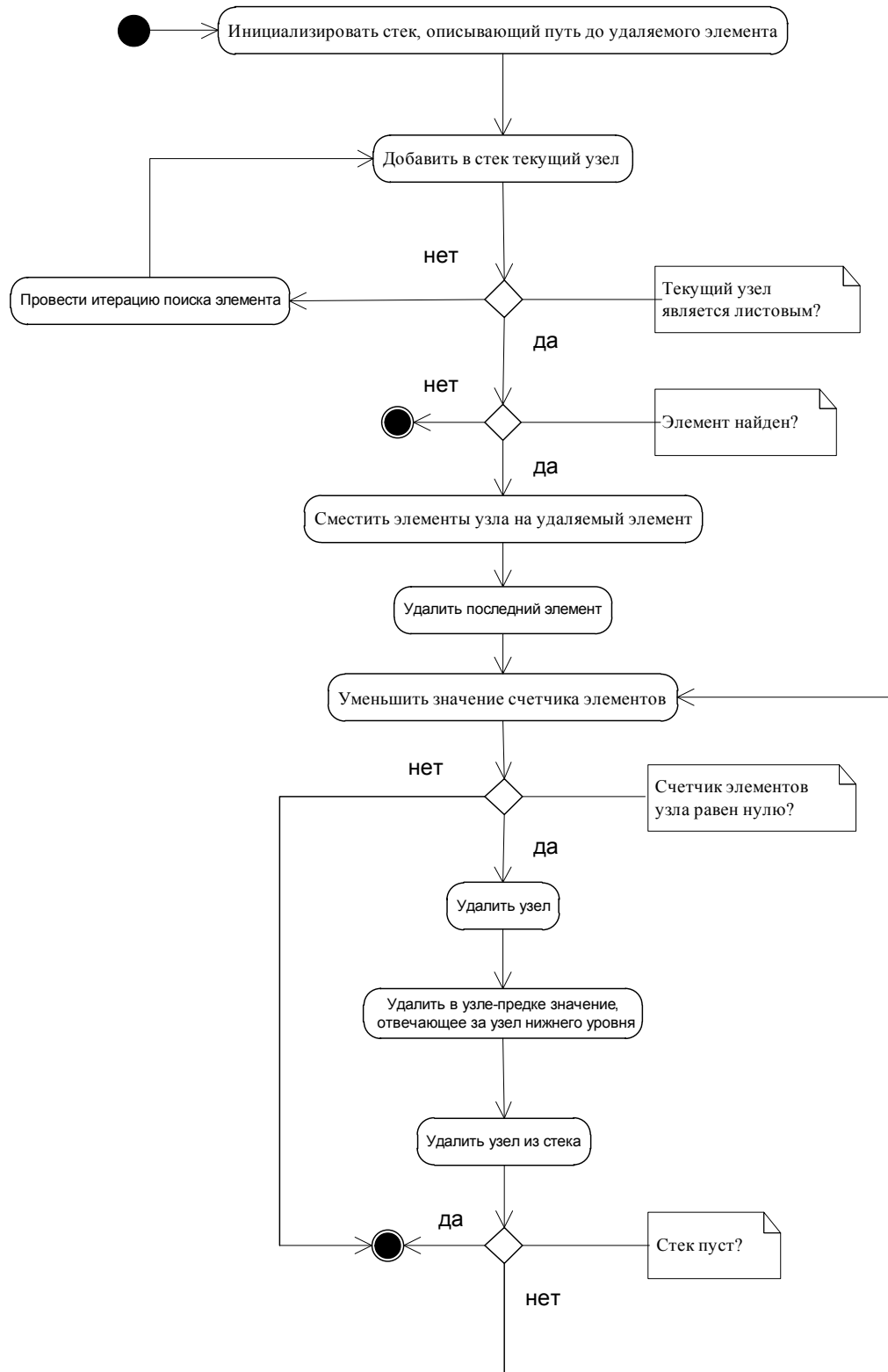
Алгоритм удаления элемента из B^+ -дерева представлен на рис. 4.

Классический алгоритм удаления элемента из B^+ -дерева предусматривает проверку наличия в узле числа элементов, равного $n/2$, где n – объем узла. В случае, если число элементов становится меньше указанного значения, элементы узла переходят в соседний узел, а текущий узел удаляется. В худшем случае сложность алгоритма составит

$$Delete(n) = O(\log_h n + n - 1),$$

где h – высота дерева. Такой случай предусматривает перенос $n/2$ элементов в соседний узел с его последующим разбиением. В модифицированном варианте текущий узел удаляется только в том случае, когда все его элементы будут удалены. Такого рода усовершенствование позволяет уменьшить сложность алгоритма до

$$Delete(n) = O(\log_h n + 1).$$

Рис. 4. Алгоритм удаления элемента из B^+ -дерева

Недостатком этой модификации является возможность такого сценария, при котором узел будет содержать только один элемент, что увеличит затраты памяти, поскольку оптимизируется именно удаление узлов из B^+ -дерева. С учетом достаточно больших объемов памяти современных ЭВМ этим недостатком можно пренебречь [7].

Реализация алгоритма индексации B^+ -дерева предполагает некоторые структурные изменения корневого и промежуточных узлов. Узлы данных типов должны также хранить ин-

формацию о суммарном числе элементов всех своих потомков (узлов нижнего уровня). Алгоритм индексации B^+ -дерева представлен на рис. 5.

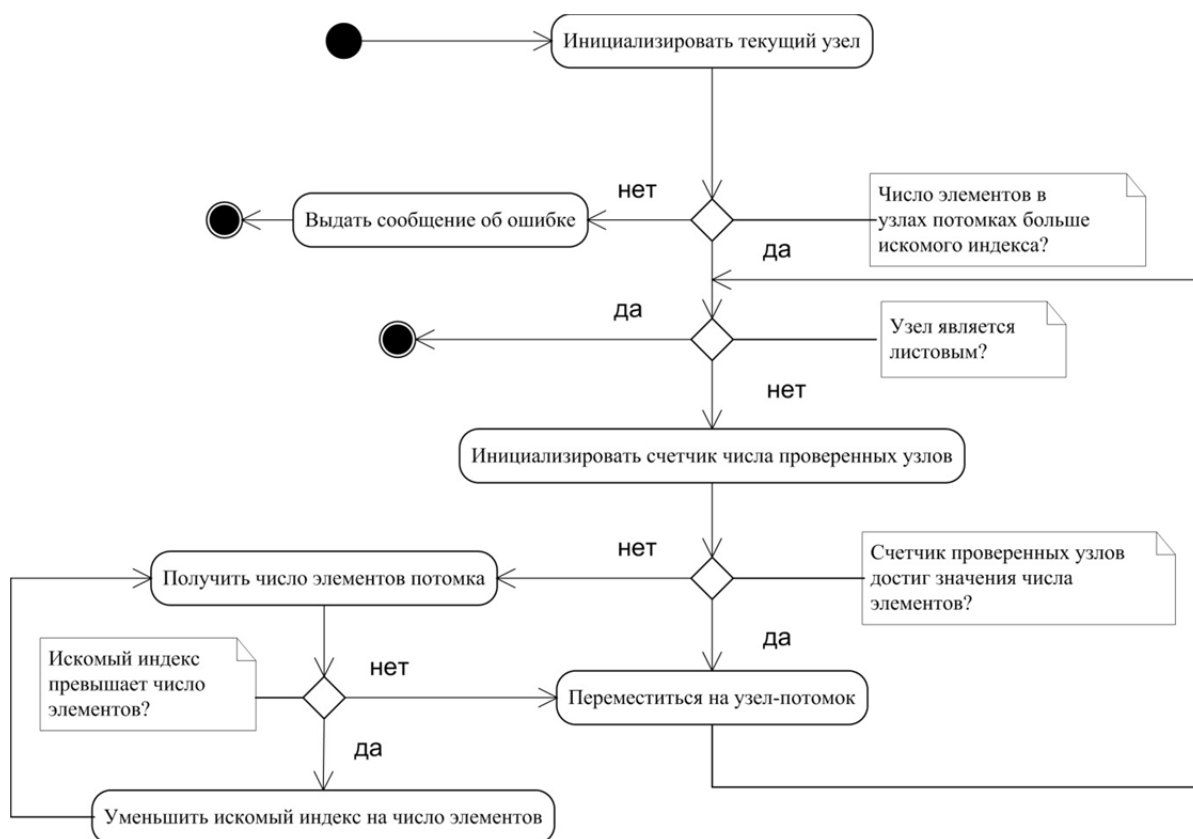


Рис. 5. Алгоритм индексации B^+ -дерева

Таким образом, индексация элементов B^+ -дерева сводится к последовательному уменьшению указанного индекса вплоть до нахождения узла листового уровня, в котором должен находиться элемент с заданным номером. Операция индексации может быть реализована только для B^+ -дерева, поскольку значимые элементы в этой структуре находятся в узлах листового уровня [8].

Модификация алгоритмов взаимодействия СУБД с хеш-таблицей

Алгоритмы взаимодействия с B^+ -деревом в большинстве своем не требуют структурных изменений узлов и элементов. Для алгоритмов взаимодействия СУБД с модифицированной хеш-таблицей характерно взаимодействие не только с областью данных, но и с областью ключей (значений хеш-функции). Таким образом, при добавлении и удалении слотов хеш-таблицы также требуется проверять необходимость добавления или удаления бакета, отвечающего за индексацию слота [9]. Алгоритм добавления нового элемента в хеш-таблицу представлен на рис. 6.

Добавление нового элемента в хеш-таблицу связано с поиском позиции для вставки. В процессе поиска может образоваться два сценария:

- в массиве бакетов отсутствует ключ для полученного значения хеш-функции;
- в массиве бакетов имеется ключ для полученного значения хеш-функции.

В первом случае вставка нового элемента связана с добавлением в массив бакетов нового значения, которое является указателем на начало цепочки коллизий.

Во втором случае требуется дополнительная проверка уникальности добавляемого значения, поскольку элементы с таким же значением хеш-функции уже существуют [10].

Алгоритм удаления элемента из хеш-таблицы представлен на рис. 7.

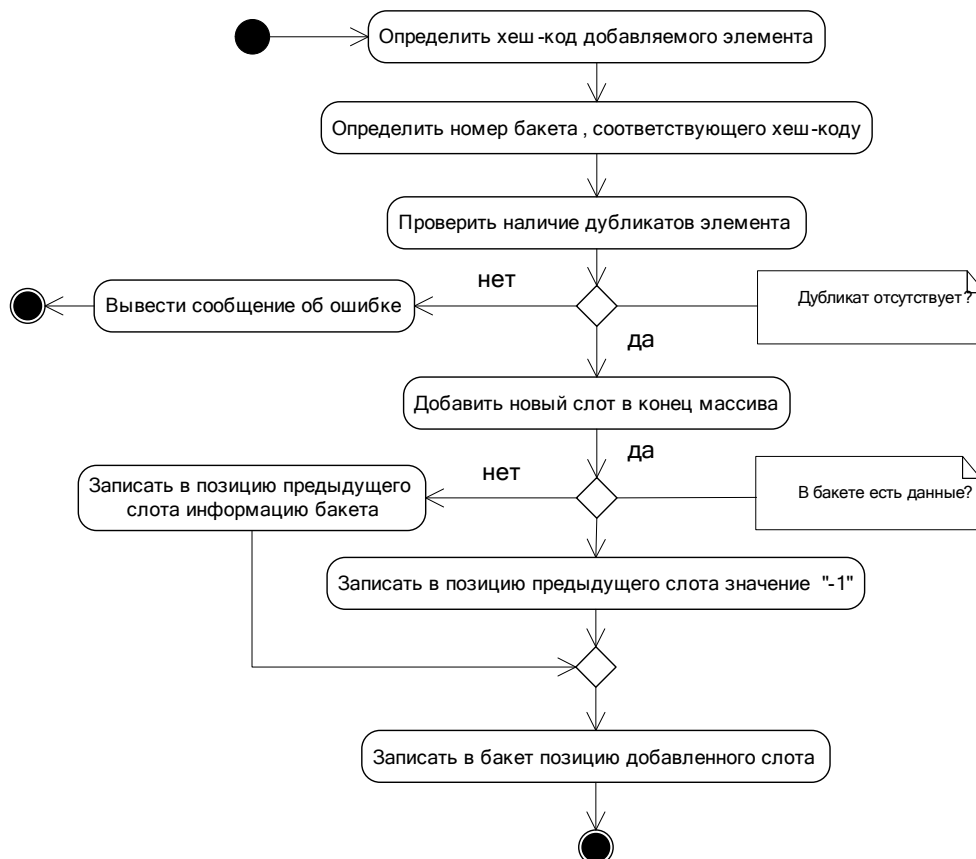


Рис. 6. Алгоритм добавления элемента в хеш-таблицу

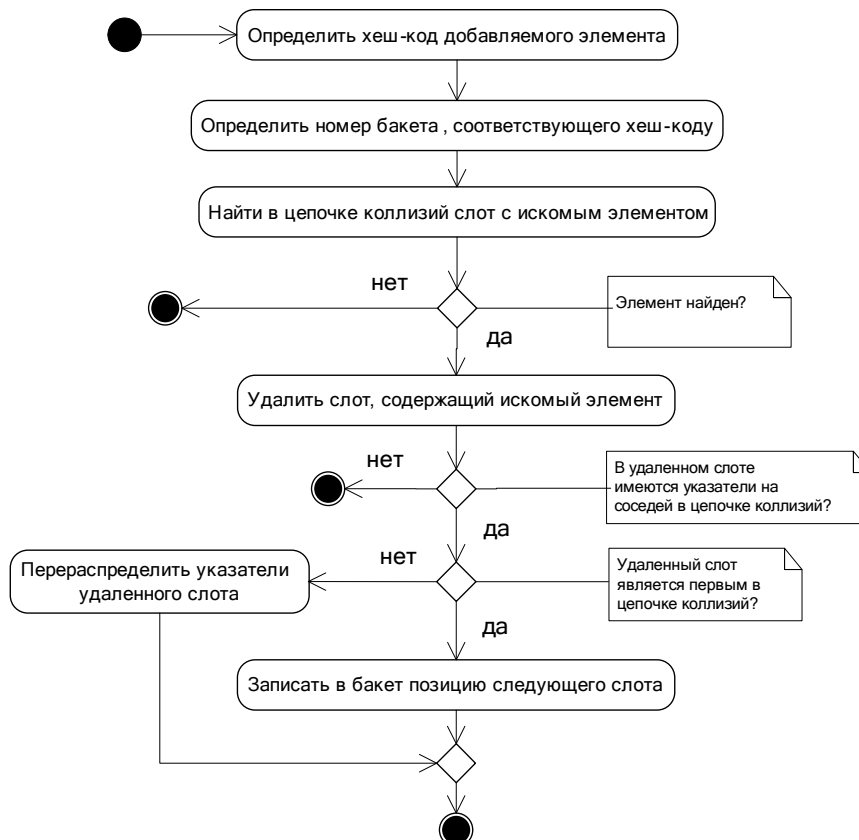


Рис. 7. Алгоритм удаления элемента из хеш-таблицы

Удаление элемента из хеш-таблицы начинается с поиска значения хеш-функции удаляемого элемента в массиве бакетов. Если такое значение имеется, то поиск удаляемого элемента продолжается в цепочке коллизий [11]. Если слот с удаляемым элементом будет найден, то он может располагаться в начале, конце или в произвольной части цепочки коллизий. В зависимости от положения слота с удаляемым элементом перенаправление указателей в цепочке коллизий может осуществляться по следующим вариантам:

- если удаляемый слот находится в начале цепочки, то в бакете, соответствующем данной цепочке, указатель перенаправляется на следующий слот;
- если удаляемый слот находится в конце цепочки, то никакого перенаправления указателей не производится;
- если удаляемый слот находится в произвольной части цепочки коллизий, то указатель предыдущего слота перенаправляется на следующий слот цепочки.

Заключение

Модификация алгоритмов взаимодействия СУБД с индексными структурами данных позволяет добиться увеличения скорости выполнения запросов. В случае механизмов индексирования, основанных на B^+ -деревьях, разница в скорости между классическими алгоритмами и модифицированными будет логарифмически увеличиваться в пользу модифицированных алгоритмов. В случае хеш-таблиц модифицированные алгоритмы дают возможность не только увеличить скорость выполнения запросов, но и более эффективно использовать оперативную память, что позволяет уменьшить объем ее использования.

Библиографический список

1. Крупской, В. Н. Введение в сложность вычислений / В. Н. Крупской. – М. : Факториал Пресс, 2006. – 128 с.
2. Брусакова, И. А. Система управления базами измерительных знаний / И. А. Брусакова, С. О. Мамаева // Прикладная информатика – М. : Синергия, 2006. – № 5. – С. 93–97.
3. Князев, В. Н. Возможности оптимизации хранилища СУБД / В. Н. Князев, К. М. Фролов // Молодежь в науке: Новые аргументы : сб. науч. работ III Междунар. молодежного конкурса. – Липецк : Аргумент, 2016. – Ч. 1 – С. 61–64.
4. Фролов, К. М. Многомерные индексы в современных СУБД / К. М. Фролов, В. Н. Князев // Международный научно-исследовательский журнал. Сер.: Технические науки. – 2015. – № 11-2 (42). – С. 122–123.
5. Фролов, К. М. Оптимизация запросов к базам данных на основе механизма индексирования / К. М. Фролов, В. Н. Князев // Новые информационные технологии и системы : сб. науч. ст. XII Междунар. науч.-техн. конф. – Пенза : Изд-во ПГУ, 2015. – С. 201–204.
6. Фролов, К. М. Использование механизмов индексирования для оптимизации запросов к базам данных / К. М. Фролов, В. Н. Князев // Информационные технологии в науке и образовании. Проблемы и перспективы : сб. науч. ст. III Ежегодной межвуз. студ. науч.-практ. конф. – Пенза : Изд-во ПГУ, 2016. – С. 224–226.
7. Вийера, Р. Программирование баз данных Microsoft SQL Server 2005: базовый курс / Р. Вийера. – М. : И. Д. Вильямс, 2010. – 832 с.
8. Гарсиа-Молина, Г. Системы баз данных: полный курс / Г. Гарсиа-Молина, Д. Д. Ульман, Д. Уидом. – М. : Вильямс, 2013. – 1089 с.
9. Ахо, А. В. Структуры данных и алгоритмы / А. В. Ахо, Д. Хопкрофт, Д. Д. Ульман. – М. : Вильямс, 2015. – 400 с.
10. Дейт, К. Д. Введение в системы баз данных / К. Д. Дейт. – М. : Вильямс, 2006. – 1326 с.
11. Кренке, Д. Теория и практика построения баз данных / Д. Кренке. – СПб. : Питер, 2005. – 864 с.

Фролов Константин Михайлович

магистрант,
кафедра математического обеспечения
и применения ЭВМ,
Пензенский государственный университет
(Россия, г. Пенза, ул. Красная, 40)
E-mail: kostet150394@mail.ru

Frolov Konstantin Mikhailovich

master degree student,
sub-department of mathematical support
and computer application,
Penza State University
(40 Krasnaya street, Penza, Russia)

Князев Виктор Николаевич

кандидат технических наук, доцент,
кафедра математического обеспечения
и применения ЭВМ,
Пензенский государственный университет
(Россия, г. Пенза, ул. Красная, 40)
E-mail: knyazev@sura.ru

Knyazev Victor Nikolaevich

candidate of technical sciences, associate professor,
sub-department of mathematical support
and computer application,
Penza State University
(40 Krasnaya street, Penza, Russia)

УДК 004.657

Фролов, К. М.

Модификация алгоритмов взаимодействия систем управления базами данных с индексными структурами данных / К. М. Фролов, В. Н. Князев // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2017. – № 1 (19). – С. 5–13.

УДК 621.317.3

*А. В. Князьков, Е. В. Сапунов, А. В. Светлов***ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ИНТЕРВАЛОВ ВРЕМЕНИ В КОД¹***A. V. Knayzkov, E. V. Sapunov, A. V. Svetlov***TIME INTERVAL CONVERTER IN CODE**

А н н о т а ц и я. Актуальность и цели. Рассмотрен преобразователь интервалов времени в код, предназначенный для построения измерителей интервалов времени, например длительностей фронта и спада импульсных сигналов при определении максимальных скоростей нарастания и спада выходного напряжения операционных усилителей. **Материалы и методы.** Исследование преобразователя выполнено с применением специально разработанного стенда с двумя синхронизированными DDS-генераторами AD9851. **Результаты.** Приведены структурная схема стенда для исследования преобразователя интервалов времени в код TDC7200, методика исследования преобразователя интервалов времени в код. Исследование преобразователя интервалов времени в код TDC7200 показало, что после коррекции выявленной аддитивной составляющей погрешности измерений относительная погрешность измерений интервалов времени преобразователем TDC7200 по сравнению с частотомером ЧЗ-64/1 не превышает 1,2 % в диапазоне от 0,2 до 10,0 мкс. **Выводы.** Подтверждена возможность использования преобразователя интервала времени в код TDC7200 для построения измерителей малых интервалов времени и измерителя скорости нарастания (спада) выходного напряжения ОУ.

A b s t r a c t. Background. The converter of time intervals in code designed for constructing time interval meters, for example, front durations and decay times of pulse signals in determining the maximum rates of rise and fall of the output voltage of operational amplifiers. **Materials and methods.** The converter was tested using a specially designed system with two synchronized DDS-generators AD9851. **Results.** Structural diagram of the stand for the research of the time interval converter in the code TDC7200, the procedure for examining the time interval converter in the code are given. The study of the time interval converter in the code TDC7200 showed that after correcting the detected additive component of the measurement error, the relative error in the measurement of the time intervals by the TDC7200 converter in comparison with the frequency counter of CH3-64/1 does not exceed 1.2 % in the range from 0.2 μ s to 10.0 μ s. **Conclusions.** The possibility of using a time interval converter in the code TDC7200 for constructing meters of small time intervals and a meter for the rate of rise (fall) of the output voltage of the op-amp

К л ю ч е в ы е с л о в а: преобразователь интервалов времени в код, исследование, стенд, операционный усилитель, скорость нарастания выходного напряжения.

Key words: converter of time intervals in code, research, stand, operational amplifier, slew rate.

¹ Работа поддержана Грантом Российского Фонда фундаментальных исследований (проект № 16-38-00233).

Введение

Задача измерения малых (порядка 1 мкс) интервалов времени относится к числу технически сложных задач измерительной техники. С такой проблемой приходится сталкиваться при измерении длительностей фронта и спада импульсных сигналов, например, при определении максимальных скоростей нарастания и спада выходного напряжения операционных усилителей (ОУ) [1]. В ряде работ, например [2, 3], с целью упрощения цифровой части измерителей малых интервалов времени применяются промежуточные аналоговые преобразования. Например, при измерении скорости нарастания выходного напряжения ОУ используется следующая последовательность операций: скорость нарастания напряжения – интервал времени – постоянное напряжение – цифровой код. Недостатками такого решения являются: сложность настройки аналоговой части схемы; накопление погрешностей при последовательном выполнении нескольких преобразований; низкое быстродействие, обусловленное наличием измерителей среднего значения напряжения, обладающих большим временем установления выходного постоянного напряжения. Поэтому можно считать актуальной задачу разработки простых в реализации и настройке, быстродействующих и точных цифровых преобразователей малых интервалов времени в код.

Стенд для исследования преобразователя интервалов времени в код

Как было отмечено выше, повышение быстродействия измерителей интервалов времени может быть достигнуто за счет отказа от промежуточных аналоговых и аналого-цифровых преобразований. Повышению быстродействия цифровых измерителей интервалов времени способствует замена совокупности цифровых схем, последовательно выполняющих ряд преобразований сигналов, на один программно управляемый интегральный модуль. При этом уменьшаются наводки и паразитные связи за счет минимальной длины межкаскадных соединений, каскады имеют одинаковые температурные режимы и т.д. Для построения измерителя малых интервалов времени предложено использовать интегральный преобразователь интервала времени в код TDC7200 фирмы Texas Instruments [4].

С целью исследования данного преобразователя разработан стенд, структурная схема которого представлена на рис. 1. Подлежащие измерению интервалы времени формируются с помощью двух синхронизированных DDS-генераторов AD9851 [5]. Результаты измерения интервалов времени, полученные с помощью преобразователя TDC7200, сравниваются с показаниями электронно-счетного частотомера ЧЗ-64/1 [6].

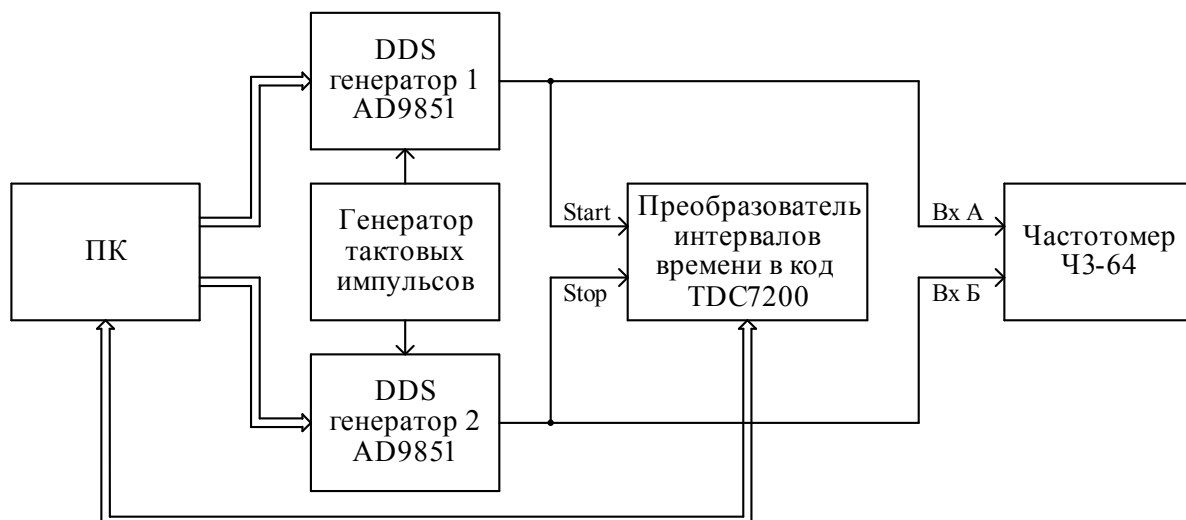


Рис. 1. Структурная схема стенда для исследования преобразователя интервалов времени в код TDC7200

Синхронизация первого и второго DDS-генераторов 1 и 2 осуществляется тактовыми сигналами высокостабильного генератора тактовых импульсов. Для формирования прямо-

угольных импульсов на выходах DDS-генераторов используются встроенные компараторы. Путем программного изменения фазового сдвига между выходными сигналами DDS-генераторов формируются две последовательности прямоугольных импульсов одной частоты с задаваемой временной задержкой между ними, которая выступает в качестве задаваемого тестового интервала времени:

$$t = \frac{\varphi_1 - \varphi_2}{360} T, \quad (1)$$

где φ_1 и φ_2 – фазы (в градусах) выходных сигналов генераторов 1 и 2; T – период этих сигналов.

С целью приближения условий проводимого эксперимента к условиям эксплуатации преобразователя интервала времени в код TDC7200 в составе измерителя скорости нарастания (спада) выходного напряжения ОУ следует выбирать частоту следования прямоугольных импульсов достаточно высокой (как минимум, несколько сотен килогерц). Этим будет обеспечено высокое быстродействие измерителя скорости нарастания (спада) выходного напряжения ОУ, даже при усреднении результатов нескольких десятков или сотен измерений. Максимальная частота следования прямоугольных импульсов, которые могут быть сформированы встроенным компаратором, составляет 1 МГц, а минимальный фазовый сдвиг, который может быть задан у DDS-генераторов AD9851 [5], составляет $11,25^\circ$. Подставляя эти значения в (1), получим, что на частоте 1 МГц минимальный интервал времени, который можно сформировать с помощью двух DDS-генераторов AD9851, составляет:

$$t_{\min} = \frac{11,25}{360} \cdot 10^{-6} = 31,25 \cdot 10^{-9} \text{ с} = 0,03125 \text{ мкс}.$$

При амплитуде выходного напряжения ОУ 5 В размах напряжения между уровнями 0,1 и 0,9 от выходного напряжения составляет 4 В. Тогда минимальный измеряемый интервал времени 0,03125 мкс соответствует максимальной скорости нарастания (спада) выходного напряжения ОУ 128 В/мкс.

Таким образом, потенциальные возможности разработанного стенда вполне соответствуют задачам, решаемым при измерении длительностей фронта и спада прямоугольных импульсов на выходе ОУ при определении максимальных скоростей нарастания и спада их выходного напряжения.

Методика исследования преобразователя интервалов времени в код

В разработанном стенде (рис. 1) одноименные фронты импульсов на выходах генераторов 1 и 2 являются началом и концом формируемого интервала времени соответственно. Генераторы имеют комплементарные выходы, что позволяет формировать временные интервалы как по фронтам, так и по спадам импульсов. Первый генератор формирует стартовую импульсную последовательность, означающую начало интервала времени, второй, соответственно, стоповую, означающую конец интервала.

Методика исследования:

1. Задаются интервалы времени от 0,2 до 1,0 мкс с шагом 0,1 мкс, затем от 1,0 до 10,0 мкс с шагом 1 мкс. Для этого в соответствии с формулой (1) подбираются значения фазового сдвига ($\varphi_1 - \varphi_2$) и частоты (периода T), позволяющие получить значения временной задержки t , близкие к требуемым интервалам времени. Учитывая дискретность задания фазовых сдвигов, можно говорить только о близости значений получаемых интервалов времени к требуемым значениям.

2. Компьютерной программой, управляющей работой стенда, для DDS-генераторов формируются входные коды. На выходах генераторов формируются две последовательности прямоугольных импульсов одной частоты с задаваемой временной задержкой между ними. Интервалы времени, соответствующие этой временной задержке, измеряются преобразователем TDC7200 и частотомером ЧЗ-64/1 при запуске этих устройств по фронту импульсов.

3. С целью выявления преимуществ (если таковые имеются) каждого из способов запуска исследуемого преобразователя проводится вторая серия измерений при запуске устройств по спаду импульсов.

4. Проводится анализ результатов измерений с целью выявления аддитивной составляющей абсолютной погрешности измерений преобразователем TDC7200 по сравнению с частотомером ЧЗ-64/1, принимаемым в данном случае за рабочий эталон. Проводится коррекция погрешности измерений, после чего определяется относительная погрешность измерений интервалов времени преобразователем TDC7200 по сравнению с частотомером ЧЗ-64/1. При обработке результатов эксперимента с запуском устройств по фронту импульсов применена коррекция аддитивной составляющей абсолютной погрешности 0,03 мкс, а в эксперименте с запуском по спаду импульсов – коррекция 0,01 мкс.

Исследование преобразователя интервалов времени в код TDC7200 показало, что после коррекции выявленной аддитивной составляющей погрешности измерений относительная погрешность измерений интервалов времени преобразователем TDC7200 по сравнению с частотомером ЧЗ-64/1 не превышает 1,2 % в диапазоне от 0,2 мкс до 10,0 мкс. Это позволяет сделать вывод о возможности использования преобразователя интервала времени в код TDC7200 для построения измерителей малых интервалов времени и измерителя скорости нарастания (спада) выходного напряжения ОУ.

Применение преобразователя интервала времени в код при построении измерителя скорости нарастания (спада) выходного напряжения ОУ

Предложена структура измерителя скорости нарастания (спада) выходного напряжения ОУ, построенного с использованием цифрового преобразователя интервалов времени в код TDC7200 (рис. 2).

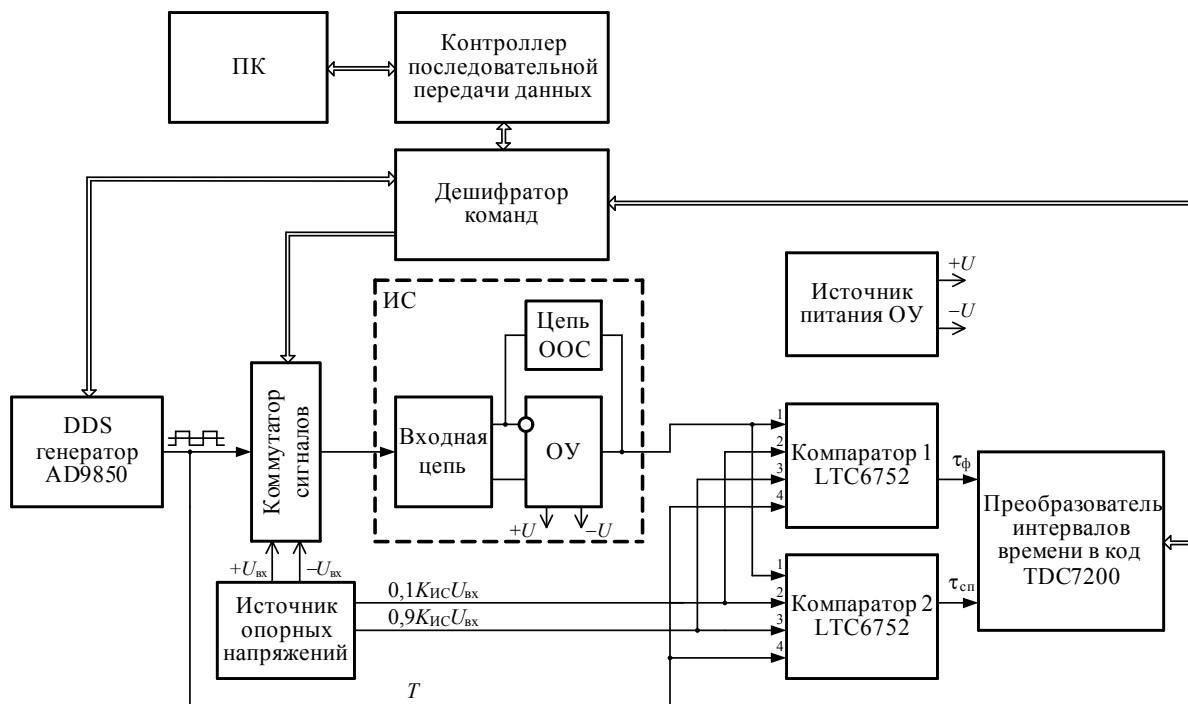


Рис. 2. Структурная схема измерителя скорости нарастания (спада) выходного напряжения ОУ с использованием преобразователя TDC7200

Исследуемый ОУ включается в состав измерительной схемы с коэффициентом усиления $K_{ис}$. На вход измерительной схемы поступает напряжение $U_{вх}(t)$ в виде последовательности однополярных или двухполярных прямоугольных импульсов с амплитудой $U_{вх}$ и периодом следования T . Импульсы формируются путем коммутации постоянных опорных напряжений $U_{вх}$ и $-U_{вх}$ с помощью коммутатора, управляемого выходным импульсным сигналом DDS-генератора AD9850 [7]. Использование DDS-генератора обусловлено тем, что данная структура должна интегрироваться в состав многофункционального аппаратно-программного ком-

плекса, измеряющего все динамические параметры ОУ. Поэтому генератор должен быть универсальным и программно управляемым, формировать не только импульсные, но и синусоидальные сигналы. При построении самостоятельного прибора, измеряющего только скорости нарастания и спада выходного напряжения ОУ, можно использовать простейший генератор импульсов.

Компараторы напряжений 1 и 2 осуществляют сравнение выходного напряжения измерительной схемы $U_{\text{вых}}(t)$ с установленными пороговыми уровнями $U_{\text{пор1}} = 0,1 K_{\text{ИС}} U_{\text{вх}}$ и $U_{\text{пор2}} = 0,9 K_{\text{ИС}} U_{\text{вх}}$, в результате чего на выходах компараторов формируются импульсы с длительностями, равными соответственно времени нарастания $\tau_{\text{ф}}$ и времени спада $\tau_{\text{сп}}$ между уровнями 0,1 и 0,9 выходного напряжения ОУ. Используются быстродействующие компараторы LTC6752 [8]. Преобразователь TDC7200 полученные интервалы времени преобразует в коды, поступающие на обработку с использованием программного обеспечения, установленного на персональном компьютере.

Работой измерителя управляет персональный компьютер с программным обеспечением, разработанным в среде LabVIEW [9]. Формирование команд, управляющих аппаратной частью измерителя, и сбор измерительной информации осуществляется с помощью контроллера последовательной передачи данных и дешифратора команд. Для обеспечения высокого быстродействия измерителя контроллер последовательной передачи данных и дешифратор команд рекомендуется строить на основе программируемой платформы NI myRIO-1900 фирмы National Instruments [10].

Заключение

Подтверждена возможность применения преобразователя интервала времени в код TDC7200 для построения измерителей малых интервалов времени и измерителя скорости нарастания (спада) выходного напряжения ОУ.

Библиографический список

1. Нефедьев, Д. И. Исследование преобразователя скорости нарастания выходного напряжения операционных усилителей в интервал времени / Д. И. Нефедьев, М. Ю. Паршуков, Е. В. Сапунов, А. В. Светлов // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2016. – № 2 (16). – С. 13–20.
2. Сапунов, Е. В. Измерители динамических параметров операционных усилителей / Е. В. Сапунов, А. В. Светлов, М. Ю. Паршуков, В. В. Комаров // Труды Международного симпозиума Надежность и качество. – 2014. – Т. 2. – С. 100–102.
3. Сапунов, Е. В. Преобразование интервала времени в постоянное напряжение при измерении скорости нарастания выходного напряжения операционных усилителей / М. Ю. Паршуков, Е. В. Сапунов, А. В. Светлов // Труды Международного симпозиума Надежность и качество. – 2016. – Т. 1. – С. 248–251.
4. TDC7200 Time-to-Digital Converter for Time-of-Flight Applications in LIDAR, Magnetostrictive and Flow Meters. – Texas Instruments Incorporated, 2015. – URL: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/tdc7200.pdf>.
5. AD9851. CMOS 180 MHz DDS/DAC Synthesizer. – Analog Devices, Inc., 2004. URL: <http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD9851.pdf>.
6. Частотомер электронно-счетный ЧЗ-64/1. Технические данные. – URL: <http://www.prist.ru/produces/pdf/ch3-64.pdf>.
7. AD9850 CMOS 125 MHz Complete DDS Synthesizer. – Analog Devices, Inc., 2004. – URL: <http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ad9850.pdf>.
8. LTC6752. 280MHz, 2.9ns Comparator Family with Rail-to-Rail Inputs and CMOS Outputs. – Linear Technology Corporation, 2014. – URL: <http://cds.linear.com/docs/en/datasheet/6752fb.pdf>.
9. Тревис, Дж. LabVIEW для всех / Дж. Тревис, Дж. Кринг. – М. : ДМК Пресс, 2015. – 904 с.
10. NI myRIO-1900. User Guide and Specifications. – National Instruments, 2013. – URL: <http://www.ni.com/pdf/manuals/376047a.pdf>

Князьков Александр Владимирович

инженер,
кафедра радиотехники и радиоэлектронных систем,
Пензенский государственный университет
(Россия, г. Пенза, ул. Красная, 40)
E-mail: rtech@pnzgu.ru

Сапунов Евгений Владимирович

инженер,
кафедра радиотехники и радиоэлектронных систем,
Пензенский государственный университет
(Россия, г. Пенза, ул. Красная, 40)
E-mail: rtech@pnzgu.ru

Светлов Анатолий Вильевич

доктор технических наук, профессор,
заведующий кафедрой радиотехники
и радиоэлектронных систем,
Пензенский государственный университет
(Россия, г. Пенза, ул. Красная, 40)
E-mail: rtech@pnzgu.ru

Knyaz'kov Aleksandr Vladimirovich

engineer,
sub-department of radio engineering
and radio electronic systems,
Penza State University
(40 Krasnaya street, Penza, Russia)

Sapunov Evgeniy Vladimirovich

engineer,
sub-department of radio engineering
and radio electronic systems,
Penza State University
(40 Krasnaya street, Penza, Russia)

Svetlov Anatoliy Vil'evich

doctor of technical sciences, professor,
head of sub-department of radio engineering
and radio electronic systems,
Penza State University
(40 Krasnaya street, Penza, Russia)

УДК 621.317.3

Князьков, А. В.

Преобразователь интервалов времени в код / А. В. Князьков, Е. В. Сапунов, А. В. Светлов // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2017. – № 1 (19). – С. 14–19.

ИЗМЕРЕНИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ И МАГНИТНЫХ ВЕЛИЧИН

УДК 681.586.773

*К. И. Бастрыгин, А. А. Трофимов, А. С. Баранов,
А. А. Громова, П. Н. Ефимов*

ИМИТАЦИОННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ПЬЕЗОЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ДАТЧИКА ДАВЛЕНИЯ

K. I. Bastrygin, A. A. Trofimov, A. S. Baranov, A. A. Gromova, P. N. Efimov

IMITATING MODELING OF THE PIEZOELECTRIC SENSOR OF PRESSURE

А н н о т а ц и я. Актуальность и цели. Имитационное моделирование является мощным инструментом исследования поведения реальных систем. Методы имитационного моделирования позволяют собрать необходимую информацию о поведении системы путем имитационного эксперимента. Целью имитационного моделирования является определение влияния воздействия внешних факторов на работоспособность пьезоэлектрического датчика давления, предназначенного для преобразования в электрический сигнал быстропеременных давлений в жидких и газообразных средах («оксид» или «нафтил»).

Материалы и методы. В качестве метода исследования использовалось имитационное моделирование, при котором изучаемый объект (датчик) заменяется его моделью, с которой проводятся эксперименты с целью получения информации об этом объекте. В эксперименте применялось специализированное программное обеспечение Ansys и Solidworks, позволяющее избежать дорогостоящих и длительных циклов «проектирование – изготовление – испытания». **Результаты.** В результате моделирования влияния внешних факторов на работоспособность датчика определены: коэффициент запаса прочности по пластической деформации при воздействии статических давлений и давления с перегрузкой для корпуса чувствительного элемента; коэффициент запаса прочности по разрушению при воздействии статических давлений и давления с перегрузкой; время полного выравнивания температурных полей; коэффициент запаса прочности по разрушению при воздействии синусоидальной вибрации; напряжения, возникающие при воздействии механических ударов в каждом направлении. **Выводы.** Заложенные конструктивные решения датчика быстропеременных давлений подтверждают стойкость датчика к таким дестабилизирующим факторам, как резкий перепад температур, перепады давлений, высокие уровни вибрационных и ударных нагрузок.

A b s t r a c t. Background. Imitating modeling is the powerful instrument of research of behavior of real systems. Methods of imitating modeling allow to collect necessary information on behavior of system by imitating experiment. The purpose of imitating modeling is definition of influence of impact of external factors on operability of the piezoelectric sensor of pressure intended for transformation to an electric signal of fast-variable pressure in liquid and gaseous

environments ("oxide" or "naftit"). **Materials and methods.** As a method of research simulation modeling in case of which the studied object (sensor) is replaced with its model with which experiments for the purpose of obtaining information on this object are made was used. In experiment the specialized software of Ansys and Solidworks allowing to avoid the expensive and long cycles «design-manufacture-test» was applied. **Results.** As a result of modeling of influence of external factors on operability of the sensor are determined: coefficient of margin of safety on plastic deformation in case of impact of static pressure and pressure with an overload for the case of a sensitive element; coefficient of margin of safety on destruction in case of impact of static pressure and pressure with an overload; time of complete equalization of temperature fields; coefficient of margin of safety on destruction in case of impact of sinusoidal vibration; tension arising in case of impact of mechanical blows in each direction. **Conclusions.** The put constructive solutions of the sensor of fast-variable pressure confirm resistance of the sensor to such destabilizing factors as sharp difference of temperatures, differences of pressure, high levels of vibration and shock loadings.

К л ю ч е в ы е с л о в а: имитационное моделирование, пьезоэлектрический датчик, давление, внешние воздействующие факторы, стойкость, температура, вибрация, чувствительный элемент.

Key words: imitating modeling, the piezoelectric sensor, pressure, the external influencing factors, firmness, temperature, vibration, sensitive element.

Введение

Как правило, в большинстве случаев при контроле давлений на датчик воздействуют нестационарные тепловые процессы, так как внешняя и измеряемая среды имеют существенно неоднородные характеристики, синусоидальную вибрацию, механические удары, статические давления. Отличительной особенностью нестационарного воздействия температуры (от минус 196 до плюс 700 °С) являются серьезные затруднения как по защите от их воздействия, так и по компенсации возникающих температурных погрешностей измерения.

Для определения правильного выбора заложенных конструкторских расчетов и технологических решений при проектировании датчика, работающего в жестких условиях эксплуатации, было проведено имитационное моделирование [1].

Целью проведения имитационного моделирования является определение влияния воздействия внешних факторов на работоспособность пьезоэлектрического датчика давления, предназначенного для преобразования в электрический сигнал быстропеременных давлений с амплитудой от 0,05 до 5,6 МПа (от 0,5 до 56 кгс/см²) в частотном диапазоне от 20 до 20 000 Гц в жидких и газообразных средах («оксид» или «нафтил») [2], а именно:

- статического давления ($P_{ном}$) 63 МПа и давления перегрузки ($P_{пер}$) 70,5 МПа;
- температуры от минус 196 до плюс 700 °С;
- синусоидальной вибрации с амплитудой ускорения до 1000 g в двух взаимно перпендикулярных направлениях в диапазоне частот от 20 до 20 000 Гц;
- механических ударов однократного действия с амплитудой ускорения 500 g в каждом направлении; продолжительность воздействия удара 3 мс [2].

Граничные условия были приняты исходя из реальных условий работы датчика и крепления его на объекте (рис. 1):

- физико-механические характеристики используемых материалов представлены в табл. 1 [3–5];
- воздействие давления 63 МПа с перегрузкой до 70,5 МПа. Направление нагрузки представлено на рис. 2;
- воздействие температуры от минус 196 до плюс 700 °С. Направление нагрузки представлено на рис. 2;
- воздействие синусоидальной вибрации с амплитудой ускорения 1000 g задавалось в направлении осей X и Y;

- воздействие механических ударов с амплитудой ускорения 500 g задавалось в направлении осей X , Y и Z ;
- коэффициент демпфирования для гармонического анализа был принят равным 0,02 [6].

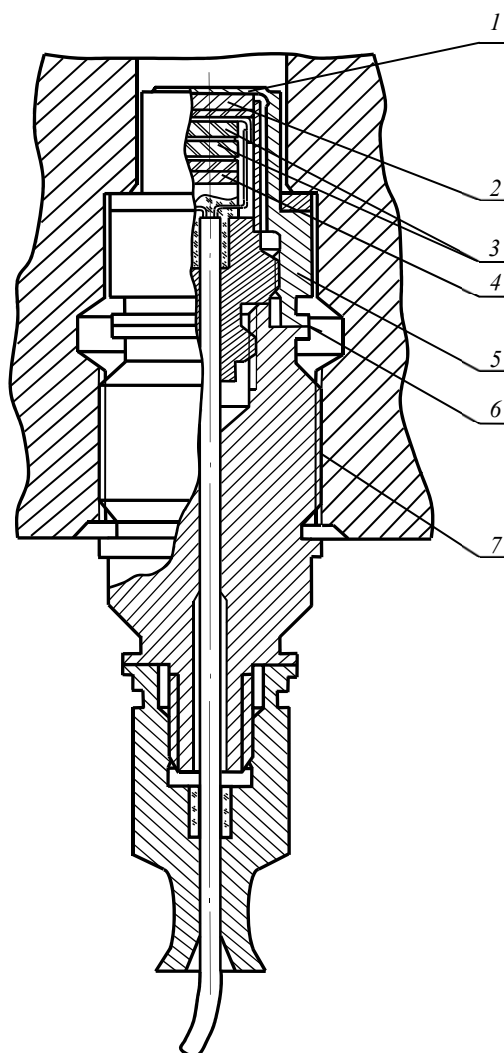


Рис. 1. Схема крепления датчика давления на объекте:

1 – мембрана; 2 – силовосредопередающая прокладка; 3 – пьезоэлементы; 4 – прокладка нижняя (диск); 5 – корпус; 6 – сварной шов; 7 – резьбовое соединение втулки датчика с посадочным гнездом

Таблица 1

Физико-механические характеристики используемых материалов

Параметр	Материал			
	ХН67МВТЮ-ВД	12Х18Н10Т	Керамика ВК-94	ПЭСД-22
Модуль Юнга, Па	$1,9 \cdot 10^{11}$	$2,1 \cdot 10^{11}$	$2,55 \cdot 10^{11}$	$19 \cdot 10^{10}$
Коэффициент Пуассона	0,3	0,3	0,26	0,32
Плотность, кг/м ³	8360	7900	3750	2650
ТКЛР, К ⁻¹	$11,96 \cdot 10^{-6}$	$16,7 \cdot 10^{-6}$	$60 \cdot 10^{-7}$ при 200°C; $77 \cdot 10^{-7}$ при 800°C;	$6,13 \cdot 10^{-6}$ при 25 °C $8,0 \cdot 10^{-6}$ при 700°C;
Предел текучести	550	270	–	–
Предел прочности	930	600	–	–
Теплопроводность, Вт/(м·К)	14	16,4	13,4	1,7 при 25 °C 1,5 при 700°C;

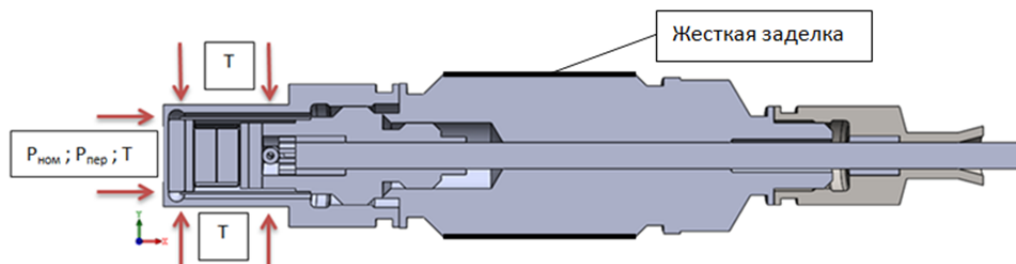


Рис. 2. Схема граничных условий

Основная часть

В результате моделирования воздействия статического давления величиной 63 и 70,5 МПа получены эпюры распределения напряжений, представленные на рис. 3 и 4 соответственно.

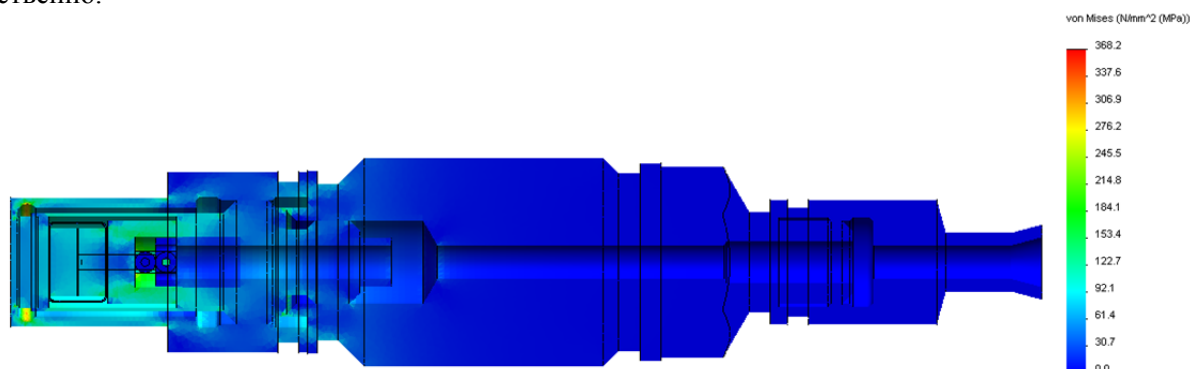


Рис. 3. Эпюра напряжений при воздействии статического давления 63 МПа

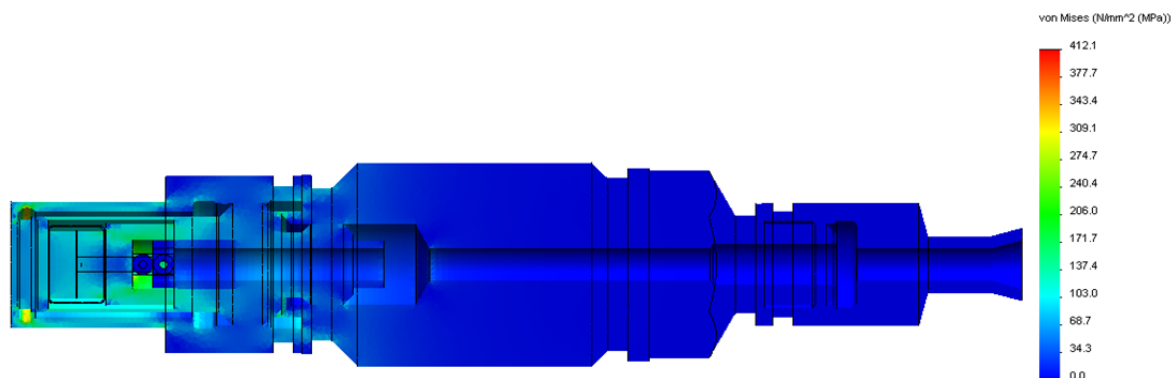


Рис. 4. Эпюра напряжений при воздействии статического давления с перегрузкой 70,5 МПа

Из рис. 3 и 4 видно, что максимальные напряжения, возникающие на корпусе чувствительного элемента при воздействии статических давлений 63 и 70,5 МПа, составляют ~347 и 388 МПа соответственно. Максимальные значения напряжения 369 МПа (рис. 3) и 413 МПа (рис. 4) возникают на токосъемниках. Для оценки работоспособности конструкции полученные напряжения для корпуса сравниваются с пределом текучести материала (табл. 1), а для токосъемников – с пределом прочности материала. Таким образом, коэффициент запаса прочности по пластической деформации при воздействии статических давлений 63 и 70,5 МПа для корпуса чувствительного элемента из материала ХН67МВТЮ-ВД составляет 1,59 и 1,41 соответственно, а коэффициент запаса прочности по разрушению для токосъемников из материала 12Х18Н10Т – 1,63 и 1,45 соответственно [3].

В результате моделирования воздействия температур от минус 196 до плюс 700 °С в течение 1 ч (3600 с) получены эпюры распределения температур в различные моменты времени, представленные на рис. 5 и 6 соответственно [7].

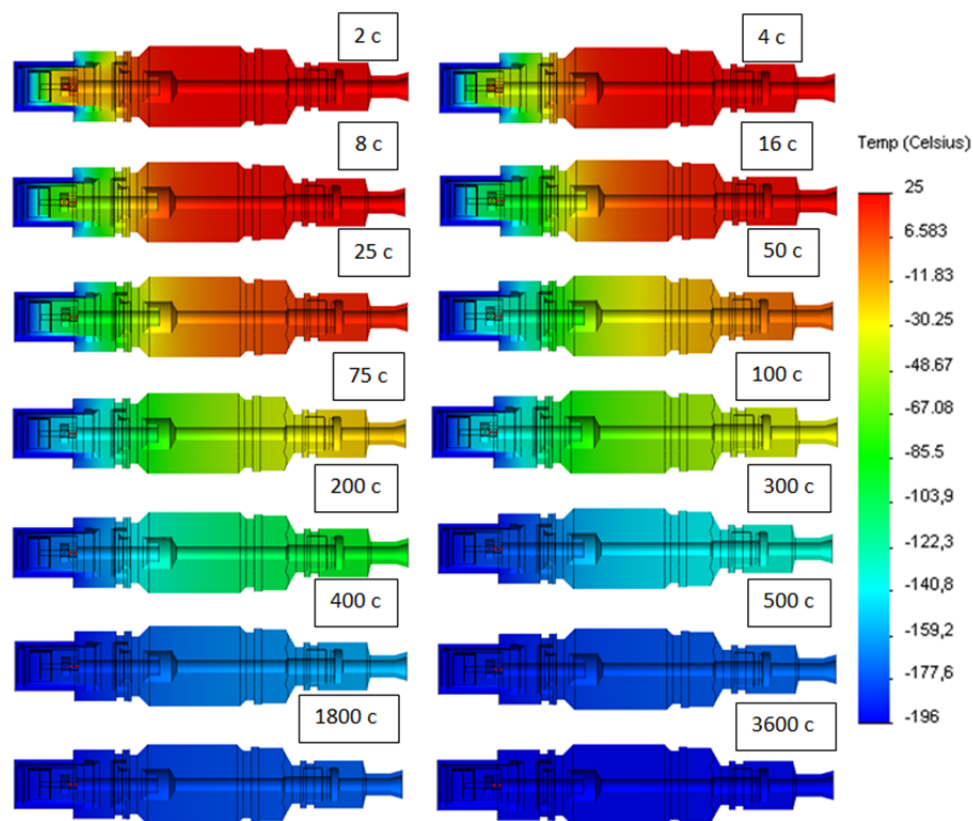


Рис. 5. Эпюры распределения температур в различные моменты времени при воздействии температуры минус 196 °С

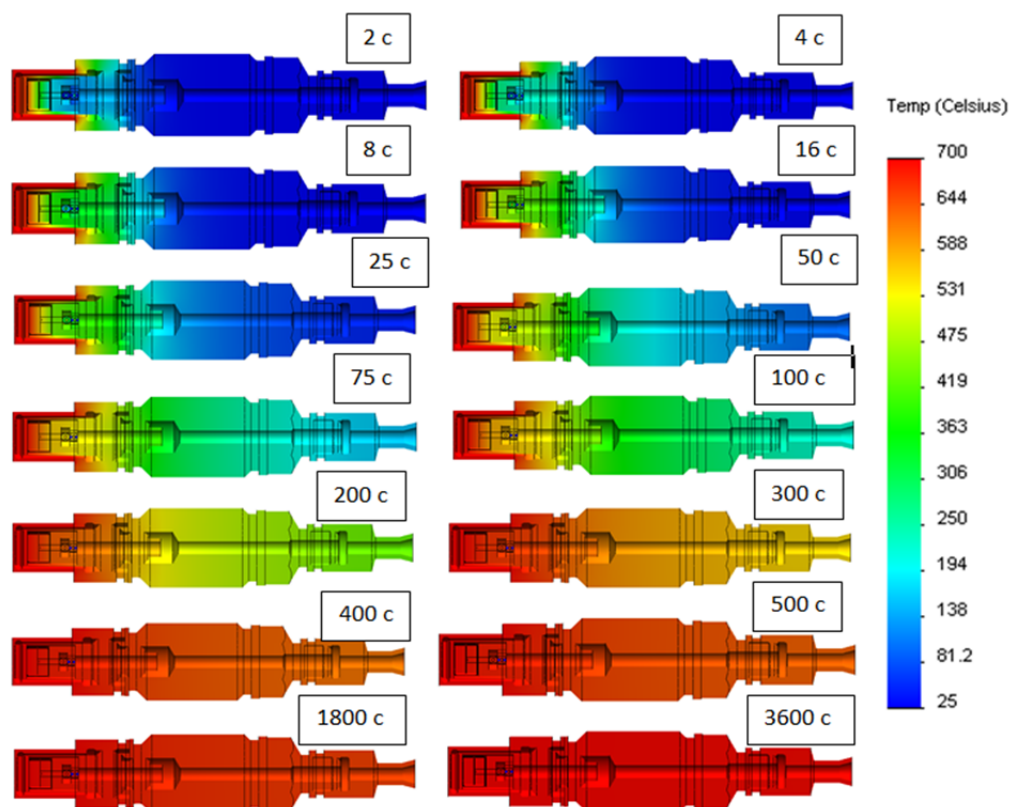


Рис. 6. Эпюры распределения температур в различные моменты времени при воздействии температуры 700 °С

Из эпюр распределения температур (рис. 5, 6) видно, что полное выравнивание температурных полей происходит спустя 1 ч (3600 с) работы.

В результате моделирования воздействия синусоидальной вибрации в диапазоне частот от 20 до 20 000 Гц с амплитудой ускорения 1000 g в двух взаимно перпендикулярных направлениях получены эпюры распределения напряжений, представленные на рис. 7 и 8.

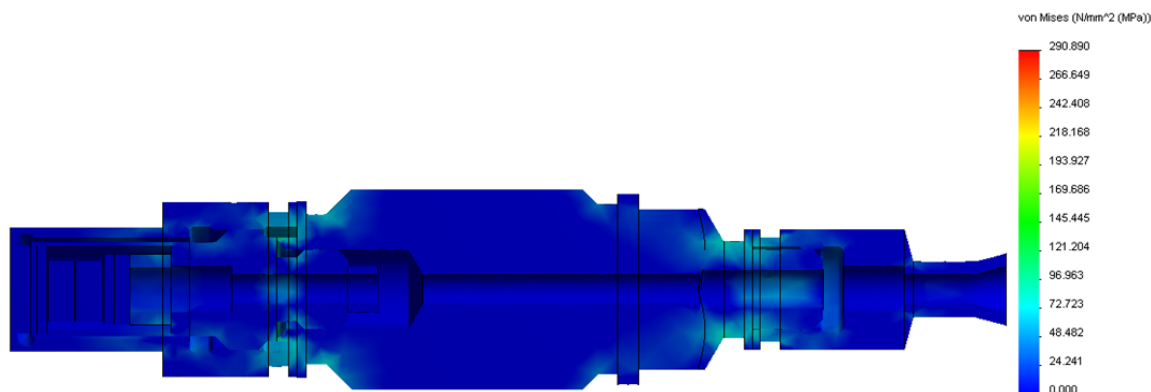


Рис. 7. Эпюра напряжений при воздействии синусоидальной вибрации вдоль оси Z

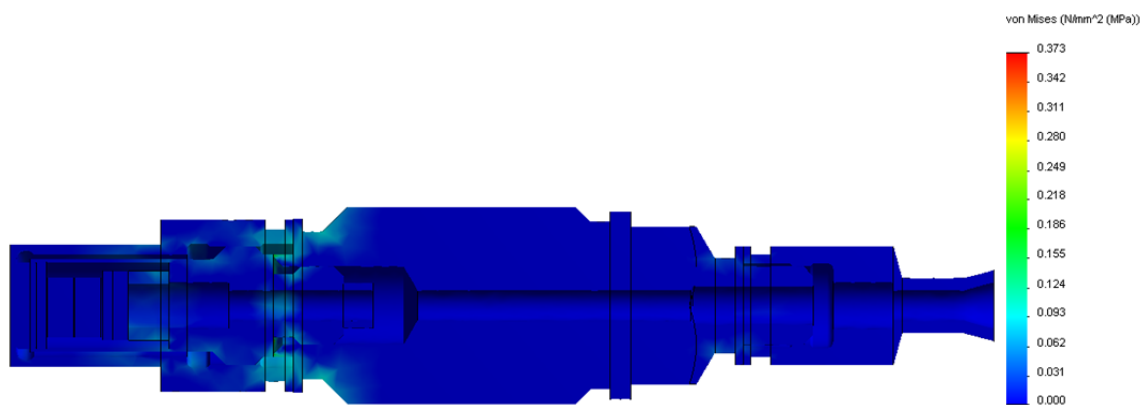


Рис. 8. Эпюра напряжений при воздействии синусоидальной вибрации вдоль оси X

Из рис. 7 и 8 видно, что максимальное напряжение составляет 291 МПа в направлении оси Z и возникает на основании из материала 12X18H10T, предел прочности которого составляет 600 МПа (см. табл. 1). Коэффициент запаса прочности по разрушению – 2,06.

В результате моделирования 20 механических ударов однократного действия с амплитудой ускорения 500 g в каждом направлении и длительностью воздействия удара 3 мс получены эпюры распределения напряжений, представленные на рис. 9–11.

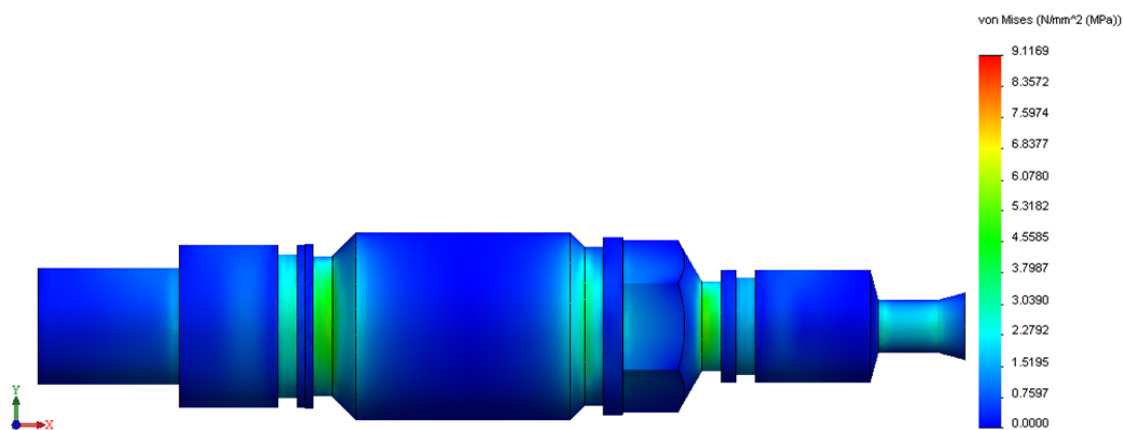
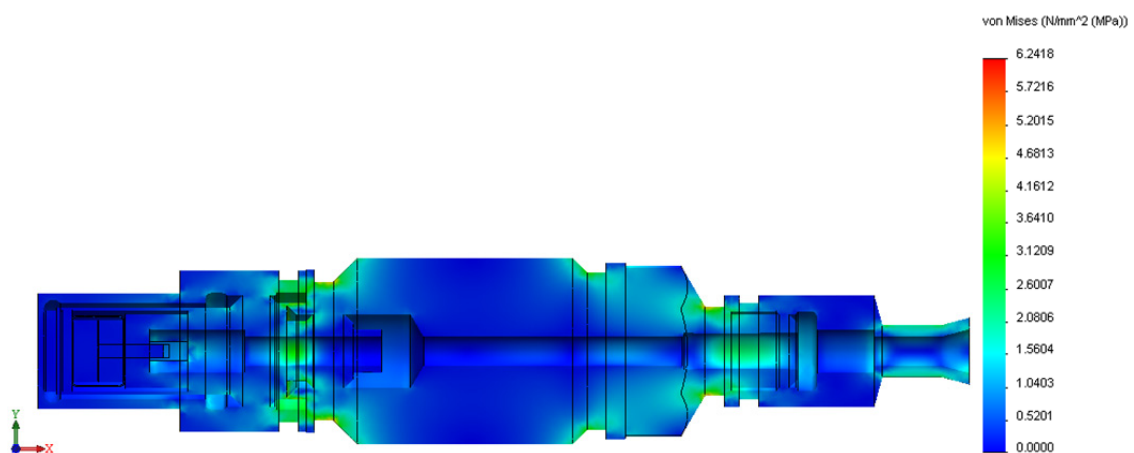
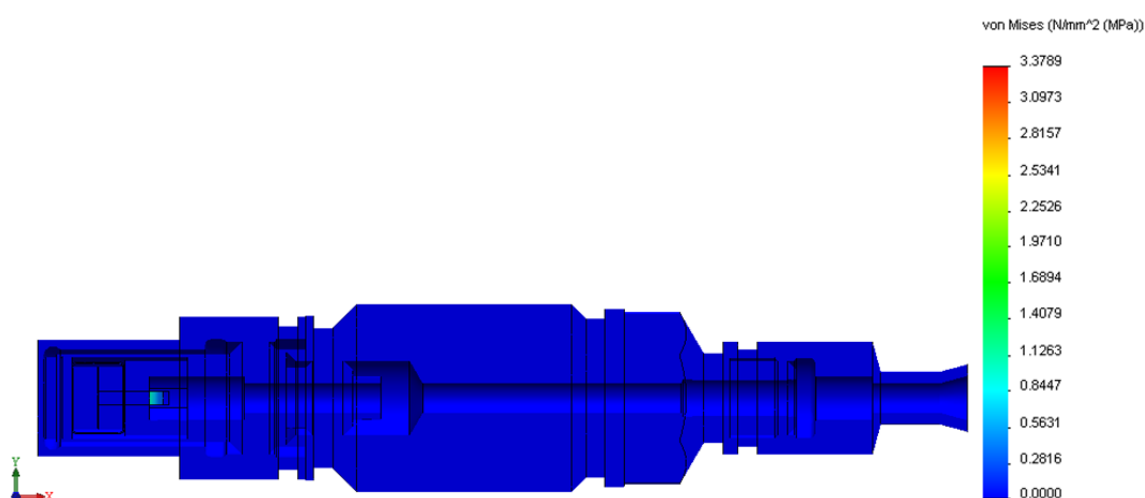


Рис. 9. Эпюра напряжений при воздействии механических ударов вдоль оси Z

Рис. 10. Эпюра напряжений при воздействии механических ударов вдоль оси Y Рис. 11. Эпюра напряжений при воздействии механических ударов вдоль оси X

Из эпюр на рис. 9–11 видно, что возникающие напряжения незначительны, и максимальная величина напряжений составляет 9,2; 6,3 и 3,4 МПа при воздействии механических ударов вдоль осей Z , Y и X соответственно [8].

Заключение

В результате проведения моделирования влияния внешних факторов на работоспособность датчика определены:

- коэффициент запаса прочности по пластической деформации при воздействии статических давлений 63 МПа и давления с перегрузкой 70,5 МПа для корпуса чувствительного элемента из материала ХН67МВТЮ-ВД составляет 1,59 и 1,41 соответственно;
- коэффициент запаса прочности по разрушению при воздействии статических давлений 63 МПа и давления с перегрузкой 70,5 МПа для токосъемников из материала 12Х18Н10Т – 1,63 и 1,45 соответственно;
- время полного выравнивания температурных полей (см. рис. 5, 6) составило ~3600 с;
- при воздействии синусоидальной вибрации в направлении осей Z коэффициент запаса прочности по разрушению 2,06;
- напряжения, возникающие при воздействии механических ударов в каждом направлении, незначительны и не превышает предельно допустимого значения напряжений материала.

Проведенное имитационное моделирование подтверждает правильность заложенных конструктивных решений датчика быстропеременных давлений при воздействии на него дестабилизирующих факторов, таких как резкий перепад температур, перепады давлений, высокие уровни вибрационных и ударных нагрузок.

Библиографический список

1. Алямовский, А. А. Инженерные расчеты в SolidWorks Simulation / А. А. Алямовский. – М. : ДМК Пресс, 2010. – 464 с.
2. Бастрыгин, К. И. Высокотемпературный пьезоэлектрический датчик давления / К. И. Бастрыгин // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2016. – № 1 (15). – С. 76.
3. ГОСТ 1133–71. Сталь кованая круглая и квадратная. – М. : Изд-во стандартов, 1971.
4. Керамические материалы / под ред. Г. Н. Масленниковой. – М. : Стройиздат, 1991.
5. Богуш, М. В. Проектирование пьезоэлектрических датчиков на основе пространственных электротермоупругих моделей / М. В. Богуш. – М. : Техносфера, 2014. – 312 с.
6. Фролов, К. В. Динамика и прочность машин / К. В. Фролов. – М. : Машиностроение, 1995. – Т. 1-3, кн. 2.
7. Бастрыгин, К. И. К вопросу коррекции температурной погрешности в пьезоэлектрических датчиках давления / К. И. Бастрыгин, В. В. Кикот // Измерения. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2014. – № 2. – С. 25–30.
8. Конюхов, А. В. Основы анализа конструкций в Ansys / А. В. Конюхов. – Казань : Казан. гос. ун-т, 2001. – 102 с.

Бастрыгин Кирилл Игоревич

начальник лаборатории,
Научно-исследовательский институт
физических измерений
(Россия, г. Пенза, ул. Володарского, 8/10)
E-mail: nik2@niifi.ru

Bastrygin Kirill Igorevich

head of laboratory,
Research Institute of Physical Measurement
(8/10 Volodarskogo street, Penza, Russia)

Трофимов Алексей Анатольевич

доктор технических наук, профессор,
кафедра информационно-измерительной
техники и метрологии,
Пензенский государственный университет
(Россия, г. Пенза, ул. Красная, 40)
E-mail: iit@pnzgu.ru

Trofimov Aleksei Anatol'evich

doctor of technical sciences, professor,
sub-department of information and measuring
equipment and metrology,
Penza State University
(40 Krasnaya street, Penza, Russia)

Баранов Александр Сергеевич

инженер-конструктор,
Научно-исследовательский институт
физических измерений
(Россия, г. Пенза, ул. Володарского, 8/10)
E-mail: Kamitte11@gmail.com

Baranov Aleksandr Sergeevich

design engineer,
Research Institute of Physical Measurement
(8/10 Volodarskogo street, Penza, Russia)

Громова Анна Андреевна

инженер-регулирующий,
Научно-исследовательский институт
физических измерений
(Россия, г. Пенза, ул. Володарского, 8/10)
E-mail: sensor@niifi.ru

Gromova Anna Andreevna

engineer-adjuster,
Research Institute of Physical Measurement
(8/10 Volodarskogo street, Penza, Russia)

Ефимов Павел Николаевич

начальник лаборатории,
Научно-исследовательский институт
физических измерений
(Россия, г. Пенза, ул. Володарского, 8/10)
E-mail: sensor@niifi.ru

Efimov Pavel Nikolaevich

head of laboratory,
Research Institute of Physical Measurement
(8/10 Volodarskogo street, Penza, Russia)

УДК 681.586.773

Имитационное моделирование пьезоэлектрического датчика давления / К. И. Бастрыгин, А. А. Трофимов, А. С. Баранов, А. А. Громова, П. Н. Ефимов // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2017. – № 1 (19). – С. 20–28.

В. С. Мелентьев, Ю. М. Иванов, А. С. Пескова

ВЛИЯНИЕ ОТКЛОНЕНИЯ ФОРМЫ СИГНАЛОВ ОТ ГАРМОНИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ НА ПОГРЕШНОСТЬ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ИХ ИНТЕГРАЛЬНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК¹

V. S. Melent'ev, Yu. M. Ivanov, A. S. Peskova

THE EFFECT OF DEVIATION OF WAVEFORMS FROM A HARMONIC MODEL ON THE ERROR OF THE DETERMINATION OF THEIR INTEGRAL CHARACTERISTICS

А н н о т а ц и я. *Актуальность и цели.* Предметом исследования является метод измерения интегральных характеристик, основанный на пространственном разделении мгновенных значений гармонических сигналов. Целью работы является исследование нового метода определения интегральных характеристик гармонических сигналов, реализация которого предусматривает формирование двух дополнительных напряжений и их сравнение с сигналом, инверсным входному напряжению. *Материалы и методы.* Предложен новый подход к определению интегральных характеристик на основе формирования и сравнения дополнительных напряжений и сигнала, инверсного входному. При анализе погрешности, обусловленной отклонением реальных сигналов от принятой гармонической модели, используется известная методика, основанная на оценке погрешности результата измерения параметра как функции, аргументы которой заданы приближенно с погрешностью, характеризующей отклонение модели от реального сигнала в соответствующих точках. *Результаты.* Использование нового подхода к определению интегральных характеристик гармонических сигналов позволило разработать метод, в котором, в отличие от большинства известных методов, основанных на использовании дополнительных сигналов, формируется еще и сигнал, инверсный входному напряжению. Это позволяет при определении характеристик гармонических сигналов применять только мгновенные значения входного напряжения и тока, что значительно сокращает аппаратные затраты при его реализации. Приведены результаты оценки влияния степени отклонения реальных сигналов от гармонической модели на результирующую погрешность определения параметров. *Выводы.* Реализация разработанного метода определения интегральных характеристик обеспечивает существенное сокращение аппаратных затрат. Полученные в работе результаты позволяют оценивать погрешность определения параметров при отклонении входных сигналов от гармонической модели, а также выбирать параметры блоков сдвига фазы, осуществляющих формирование дополнительных напряжений, в соответствии со спектральным составом сигналов и требованиями по точности измерения.

A b s t r a c t. *Background.* The subject of research is the method of measuring the integral characteristics based on spatial separation of instantaneous values of harmonic signals. The aim

¹ Работа выполнена при поддержке РФФИ (грант 16-08-00252 А).

of this work is to study a new method of determining the integral characteristics of harmonic signals, the implementation of which involves the formation of two additional voltages and comparison them with the signal which inverted to the input voltage. **Materials and methods.** A new approach to the determination of the integral characteristics on the basis of the formation and comparing the additional voltages and the signal inverse to the input one. In the analysis of error due to deviation of the real signal from the harmonic model, used a known method based on the estimation of uncertainty of measurement parameter, as a function, the arguments of which are assigned approximately with an error describing the deviation of the model from the real signal at appropriate points. **Results.** The use of a new approach to the definition of integral characteristics of harmonic signals has allowed to develop a method in which, in contrast to most known methods based on the use of additional signals is formed the signal inverse to the input voltage. This allows in determining characteristics harmonic signals to apply only the instantaneous values of the input voltage and current, which significantly reduces hardware cost in its implementation. The results of the evaluation of the effect of the degree of deviation of the real signal from the harmonic model on the resulting error of determination of parameters are given. **Conclusions.** Implementation of the developed method for the determination of informative parameters provides a significant reduction in hardware costs. The obtained results allow to estimate the accuracy of determining the parameters when the deviation of the input signals from the harmonic model, and choose the parameters of the blocks of the phase shift involved in formation of additional voltages, in accordance with the spectral composition of the signal and the requirements on measurement accuracy.

К л ю ч е в ы е с л о в а: интегральные характеристики, гармонический сигнал, мгновенные значения, дополнительные сигналы, блок формирования сдвига фазы, погрешность.

Key words: integral characteristics, harmonic signal, instantaneous values, additional signals, block of formation the phase shift, an error.

Введение

Время измерения интегральных характеристик (ИХ) периодических сигналов, имеющих форму, близкую к гармонической, может быть существенно сокращено за счет использования методов определения информативных параметров по отдельным мгновенным значениям (МЗ) гармонических сигналов, не связанных с периодом входного сигнала, с последующей оценкой погрешностей, которые обусловлены отклонением реальных сигналов от принятой модели [1].

В настоящее время развивается направление, основанное на использовании для определения ИХ гармонических сигналов пространственного разделения их мгновенных значений, что в большинстве случаев приводит к дальнейшему сокращению времени измерения [2]. При этом для осуществления пространственного разделения МЗ используются дополнительные сигналы, которые сдвинуты относительно входных на определенный угол [3].

Всем методам, использующим формирование ортогональных составляющих сигналов, присущ существенный недостаток – возможность возникновения погрешности блоков формирования сдвига фазы (БФСФ) дополнительных сигналов при изменении частоты входного сигнала [4]. При колебании частоты угол сдвига фазы БФСФ с большой степенью вероятности будет отличаться от 90° [5].

Методы измерения ИХ гармонических сигналов, в которых пространственное разделение мгновенных значений осуществляется за счет формирования дополнительных сигналов, сдвинутых относительно входного на произвольный угол, обеспечивают исключение данного вида погрешности [6].

Многие методы, использующие такой подход, основаны на измерении МЗ как входных, так и дополнительных сигналов [7], что приводит к увеличению аппаратных затрат и погрешности определения ИХ при их реализации.

Предложенный авторами метод [8] устраняет данный недостаток, поскольку предусматривает измерение МЗ только входного напряжения и тока.

Сущность метода заключается в формировании двух дополнительных напряжений, сдвинутых по фазе на углы $\Delta\alpha$ и $2\Delta\alpha$ относительно входного, и сигнала, который является инверсным входному напряжению. В момент времени, когда дополнительное напряжение, сдвинутое по фазе относительно входного на угол $2\Delta\alpha$, будет равно сигналу, инверсному входному, измеряют МЗ входного напряжения и тока; в момент равенства дополнительного напряжения, которое сдвинуто по фазе относительно входного на угол $\Delta\alpha$, и сигнала, инверсного входному, снова измеряют МЗ входного напряжения и тока. Их гармонических сигналов находят по измеренным мгновенным значениям.

Для пояснения метода могут быть использованы следующие временные диаграммы, приведенные на рис. 1.

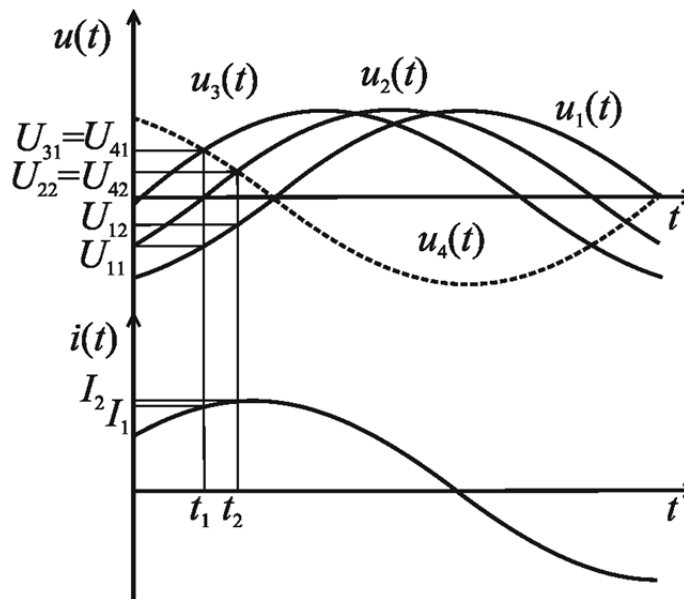


Рис. 1. Временные диаграммы, поясняющие метод

При гармонических моделях входного напряжения и тока $u_1(t) = U_m \sin \omega t$ и $i(t) = I_m \sin(\omega t + \varphi)$ дополнительные напряжения примут следующий вид: $u_2(t) = U_m \sin(\omega t + \Delta\alpha)$, $u_3(t) = U_m \sin(\omega t + 2\Delta\alpha)$, а инверсный сигнал будет равен $u_4(t) = -U_m \sin \omega t$. Здесь U_m и I_m – амплитудные значения напряжения и тока; ω – угловая частота; φ – угол сдвига фаз между входным напряжением и током.

В момент времени t_1 , когда произойдет равенство МЗ второго дополнительного и инверсного напряжений $U_{31} = U_{41}$, мгновенные значения сигналов будут иметь вид

$$U_{11} = U_m \sin \alpha_1; U_{41} = -U_m \sin \alpha_1; U_{31} = U_m \sin(\alpha_1 + 2\Delta\alpha); I_1 = I_m \sin(\alpha_1 + \varphi),$$

где α_1 – начальная фаза входного напряжения в момент равенства сигналов.

Равенство МЗ напряжений $U_{31} = U_{41}$ будет иметь место при $-\alpha_1 = \alpha_1 + 2\Delta\alpha$, т.е. в случае, если $2\Delta\alpha = 2\pi l - 2\alpha_1$ или $\alpha_1 = \pi l - \Delta\alpha$ (где $l = 0; 1$).

Тогда МЗ входных сигналов примут следующий вид:

$$U_{11} = \pm U_m \sin \Delta\alpha \text{ и } I_1 = \pm I_m \sin(\varphi - \Delta\alpha);$$

В момент времени t_2 , когда произойдет равенство МЗ первого дополнительного и инверсного напряжений $U_{22} = U_{42}$, мгновенные значения сигналов примут следующие значения:

$$U_{12} = U_m \sin \alpha_2; U_{42} = -U_m \sin \alpha_2; U_{22} = U_m \sin(\alpha_2 + \Delta\alpha); I_2 = I_m \sin(\alpha_2 + \varphi),$$

где α_2 – начальная фаза входного напряжения в момент равенства сигналов.

Равенство МЗ напряжений $U_{22} = U_{42}$ будет иметь место при $-\alpha_2 = \alpha_2 + \Delta\alpha$, т.е. в случае, если $\Delta\alpha = 2\pi l - 2\alpha_2$ или $\alpha_2 = \pi l - \frac{\Delta\alpha}{2}$.

Отсюда входное напряжение и ток приводятся к виду

$$U_{12} = \pm U_m \sin \frac{\Delta\alpha}{2} \text{ и } I_2 = \pm I_m \sin \left(\varphi - \frac{\Delta\alpha}{2} \right).$$

Используя МЗ сигналов и проведя соответствующие преобразования, можно определить основные ИХ гармонических сигналов:

– среднеквадратические значения (СКЗ) напряжения и тока:

$$U_{\text{СКЗ}} = \frac{\sqrt{2}U_{12}^2}{\sqrt{4U_{12}^2 - U_{11}^2}}; \quad (1)$$

$$I_{\text{СКЗ}} = \sqrt{\frac{U_{12}^2(I_1^2 + I_2^2) - U_{11}U_{12}I_1I_2}{4U_{12}^2 - U_{11}^2}}; \quad (2)$$

– активная и реактивная мощности:

$$P = \frac{|U_{12}|[|U_{11}|(I_2|U_{11}| - I_1|U_{12}|) - 2U_{12}^2I_2]}{4U_{12}^2 - U_{11}^2}; \quad (3)$$

$$Q = \frac{|U_{12}|(I_2|U_{11}| - I_1|U_{12}|)}{\sqrt{4U_{12}^2 - U_{11}^2}}. \quad (4)$$

Как уже было отмечено выше, при наличии в реальных сигналах высших гармоник неизбежно возникает погрешность, для оценки которой может быть использована известная методика, предложенная в [9]. Согласно методике погрешность определения функции с приближенно заданными аргументами можно найти путем дифференцирования этой функции. Для получения предельных оценок погрешности аргументам дают приращения, которые соответствуют наибольшему отклонению реального сигнала от гармонической модели.

Тогда в соответствии с (1)–(4) выражения для предельных значений абсолютных погрешностей определения интегральных характеристик будут равны:

$$\Delta U_{\text{СКЗ}} = \left(\left| \frac{\partial U_{\text{СКЗ}}}{\partial U_{11}} \right| + \left| \frac{\partial U_{\text{СКЗ}}}{\partial U_{12}} \right| \right) U_{\text{max}}; \quad (5)$$

$$\Delta I_{\text{СКЗ}} = \left(\left| \frac{\partial I_{\text{СКЗ}}}{\partial I_1} \right| + \left| \frac{\partial I_{\text{СКЗ}}}{\partial I_2} \right| \right) \Delta I_{\text{max}} + \left(\left| \frac{\partial I_{\text{СКЗ}}}{\partial U_{11}} \right| + \left| \frac{\partial I_{\text{СКЗ}}}{\partial U_{12}} \right| \right) U_{\text{max}}; \quad (6)$$

$$\Delta P = \left(\left| \frac{\partial P}{\partial I_1} \right| + \left| \frac{\partial P}{\partial I_2} \right| \right) \Delta I_{\text{max}} + \left(\left| \frac{\partial P}{\partial U_{11}} \right| + \left| \frac{\partial P}{\partial U_{12}} \right| \right) U_{\text{max}}; \quad (7)$$

$$\Delta Q = \left(\left| \frac{\partial Q}{\partial I_1} \right| + \left| \frac{\partial Q}{\partial I_2} \right| \right) \Delta I_{\text{max}} + \left(\left| \frac{\partial Q}{\partial U_{11}} \right| + \left| \frac{\partial Q}{\partial U_{12}} \right| \right) U_{\text{max}}. \quad (8)$$

Предельные значения аргументов в выражениях (5)–(8) соответствуют максимальным отклонениям мгновенных значений реальных сигналов от гармонической модели:

$$\Delta U_{\max} = U_{1m} \sum_{k=2}^{\infty} h_{uk} \text{ и } \Delta I_{\max} = I_{1m} \sum_{k=2}^{\infty} h_{ik},$$

где $h_{uk} = \frac{U_{km}}{U_{1m}}$ и $h_{ik} = \frac{I_{km}}{I_{1m}}$ – коэффициенты высших гармоник напряжения и тока k -го порядка;

U_{1m} и I_{1m} – амплитуды первых гармоник сигналов; U_{km} и I_{km} – амплитуды высших гармоник напряжения и тока k -го порядка.

Используя (1)–(4) и выражения для полученных значений абсолютных погрешностей (5)–(8), можно найти относительные погрешности определения СЗ напряжения и тока и приведенные погрешности измерения активной и реактивной мощности:

$$\delta_{U_{\text{СЗ}}} = \frac{\sum_{k=2}^{\infty} h_{uk} \left| \cos \frac{\Delta\alpha}{2} \right| + 2 \left| \cos \Delta\alpha \right|}{\sqrt{1 + \sum_{k=2}^{\infty} h_{uk}^2 \left| \sin^3 \frac{\Delta\alpha}{2} \right|}}; \quad (9)$$

$$\delta_{I_{\text{СЗ}}} = \frac{\sum_{k=2}^{\infty} h_{ik} \left[\sin^2 \frac{\Delta\alpha}{2} |\sin \varphi| + \left| \cos \Delta\alpha \sin \left(\varphi - \frac{\Delta\alpha}{2} \right) - \sin \varphi \cos \frac{\Delta\alpha}{2} \right| \right]}{\sin^2 \frac{\Delta\alpha}{2} \sqrt{1 + \sum_{k=2}^{\infty} h_{ik}^2}} +$$

$$+ \frac{\sum_{k=2}^{\infty} h_{uk} \left[\left| \cos \frac{\Delta\alpha}{2} - \sin(\varphi - \Delta\alpha) \sin \left(\varphi - \frac{\Delta\alpha}{2} \right) \right| + 2 \left| \sin^2 \left(\varphi - \frac{\Delta\alpha}{2} \right) - \cos^2(\varphi - \Delta\alpha) \right| \right]}{2 \left| \sin^3 \frac{\Delta\alpha}{2} \right| \sqrt{1 + \sum_{k=2}^{\infty} h_{ik}^2}}; \quad (10)$$

$$\gamma_P = \frac{\sum_{k=2}^{\infty} h_{ik} \left(\left| \cos \frac{\Delta\alpha}{2} \right| + \left| \cos \Delta\alpha \right| \right)}{\sqrt{1 + \sum_{k=2}^{\infty} h_{uk}^2} \sqrt{1 + \sum_{k=2}^{\infty} h_{ik}^2 \left| \sin \frac{\Delta\alpha}{2} \right|}} + \frac{\sum_{k=2}^{\infty} h_{uk}}{\sqrt{1 + \sum_{k=2}^{\infty} h_{uk}^2} \sqrt{1 + \sum_{k=2}^{\infty} h_{ik}^2 \left| \sin^3 \frac{\Delta\alpha}{2} \right|}} \left[\left| \sin(\varphi - \Delta\alpha) + \right. \right.$$

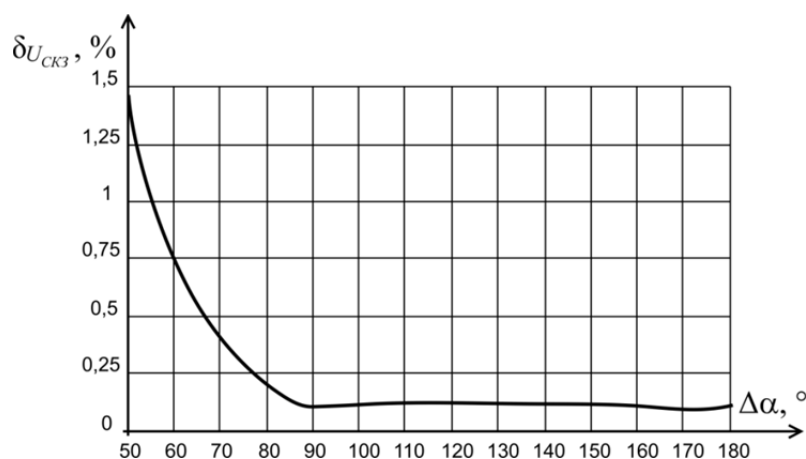
$$\left. + 2 \sin \varphi + 2 \cos \frac{\Delta\alpha}{2} \cos \varphi \right| + \left| \sin \left(\varphi - \frac{3\Delta\alpha}{2} \right) + 4 \sin \left(\varphi - \frac{\Delta\alpha}{2} \right) - 2 \cos \varphi \right|; \quad (11)$$

$$\gamma_Q = \frac{\sum_{k=2}^{\infty} h_{ik} \left(1 + 2 \left| \cos \frac{\Delta\alpha}{2} \right| \right)}{\sqrt{1 + \sum_{k=2}^{\infty} h_{uk}^2} \sqrt{1 + \sum_{k=2}^{\infty} h_{ik}^2}} + \frac{\sum_{k=2}^{\infty} h_{uk}}{\sqrt{1 + \sum_{k=2}^{\infty} h_{uk}^2} \sqrt{1 + \sum_{k=2}^{\infty} h_{ik}^2 \left| \sin^3 \frac{\Delta\alpha}{2} \right|}} \left\{ \sin \varphi \cos \frac{\Delta\alpha}{2} + \right.$$

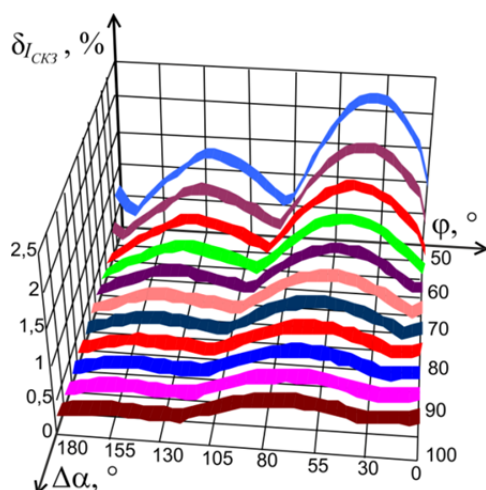
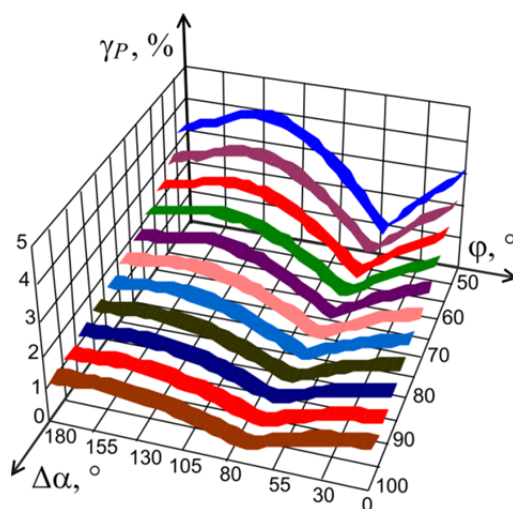
$$\left. + \sin^2 \frac{\Delta\alpha}{2} \times \sin \left(\varphi - \frac{\Delta\alpha}{2} \right) \right| + \left| \sin^2 \frac{\Delta\alpha}{2} \left[2 \cos \frac{\Delta\alpha}{2} \sin \left(\varphi - \frac{\Delta\alpha}{2} \right) - \sin(\varphi - \Delta\alpha) \right] - \sin \varphi \right|. \quad (12)$$

Анализ (9)–(12) показывает, что относительная погрешность $\delta_{U_{\text{СЗ}}}$ определяется только спектром сигнала и углом сдвига фазы БФСФ $\Delta\alpha$. Погрешности определения остальных ИХ характеризуются еще и зависимостью от угла сдвига фазы между входным напряжением и током φ .

На рис. 2 приведен график зависимости относительной погрешности определения СЗ напряжения при наличии в сигнале 1-й и 3-й гармоник с коэффициентом $h_{u3} = 0,1$ % от $\Delta\alpha$, который построен в соответствии с (9).

Рис. 2. График зависимости погрешности $\delta_{U_{СКЗ}}$ от $\Delta\alpha$

Графики зависимости относительной погрешности определения СК тока и приведенных погрешностей измерения активной и реактивной мощностей при наличии в сигналах 1-й и 3-й гармоник с коэффициентом $h_{u3} = h_{i3} = 0,1$ % от $\Delta\alpha$ и φ , которые построены в соответствии с (10)–(12), показаны на рис. 3–5.

Рис. 3. Графики зависимости погрешности $\delta_{I_{СКЗ}}$ от $\Delta\alpha$ и φ Рис. 4. Графики зависимости погрешности γ_P от $\Delta\alpha$ и φ

Анализ рис. 2–4 показывает, что имеется существенная зависимость погрешностей от угла сдвига дополнительных сигналов $\Delta\alpha$. Кроме того, видно, что с увеличением $\Delta\alpha$ погрешности уменьшаются и при $\Delta\alpha = 90\text{--}180^\circ$ практически не изменяют своих значений.

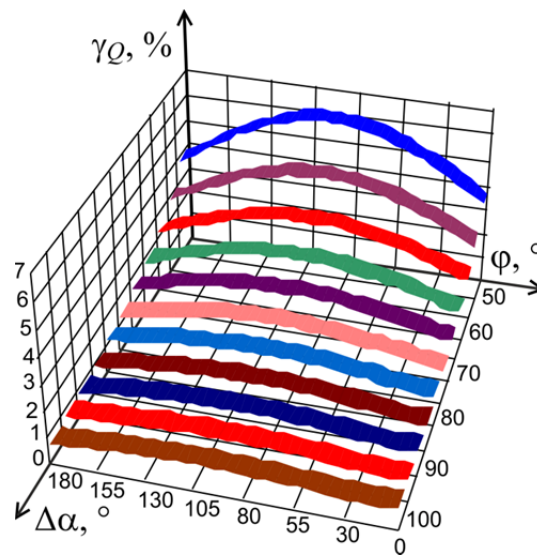


Рис. 5. Графики зависимости погрешности γ_Q от $\Delta\alpha$ и φ

Заключение

Разработанный метод позволяет определять все основные параметры гармонических сигналов. В методе, в отличие от большинства известных методов, основанных на использовании дополнительных сигналов, формируется еще и сигнал, инверсный входному напряжению. Это позволяет для определения ИХ гармонических сигналов применять только мгновенные значения входного напряжения и тока, что значительно сокращает аппаратные затраты при его реализации.

Полученные в работе результаты позволяют оценивать погрешность определения ИХ при отклонении входных сигналов от гармонической модели, а также выбирать параметры блоков формирования сдвига фазы, осуществляющих формирование дополнительных напряжений, в соответствии со спектральным составом сигналов и требованиями по точности измерения.

Библиографический список

1. Мелентьев, В. С. Аппроксимационные методы и системы измерения и контроля параметров периодических сигналов / В. С. Мелентьев, В. И. Батищев. – М. : Физматлит, 2011. – 240 с.
2. Мелентьев, В. С. Сокращение времени определения параметров за счет пространственного разделения мгновенных значений гармонических сигналов / В. С. Мелентьев, Ю. М. Иванов, В. В. Муратова // Измерения, контроль, информатизация : материалы XVI Междунар. науч.-техн. конф. – Барнаул : Изд-во АлтГТУ, 2015. – С. 61–63.
3. Мелентьев, В. С. Использование пространственно-временного разделения мгновенных значений для определения параметров гармонических сигналов / В. С. Мелентьев, Ю. М. Иванов, А. Е. Сеницын, А. С. Пескова // Вестник Самарского государственного технического университета. Сер.: Технические науки. – 2016. – № 1 (49). – С. 69–76.
4. Мелентьев, В. С. Исследование метода измерения параметров на основе формирования и сравнения ортогональных составляющих напряжения / В. С. Мелентьев, В. В. Муратова, А. С. Пескова // Вестник Самарского государственного технического университета. Сер.: Технические науки. – 2016. – № 2 (50). – С. 114–120.
5. Мелентьев, В. С. Оценка погрешности реализации метода измерения интегральных характеристик по мгновенным значениям ортогональных составляющих сигналов / В. С. Мелентьев // Евразийский союз ученых. – 2015. – № 8 (17). – Ч. 2. – С. 99–102.

6. Мелентьев, В. С. Исследование метода измерения интегральных характеристик по мгновенным значениям сигналов, разделенным в пространстве / В. С. Мелентьев, Ю. М. Иванов, В. В. Муратова // Известия Волгоградского государственного технического университета. Сер.: Электроника, измерительная техника, радиотехника и связь. – 2014. – Т. 9, № 10 (137). – С. 52–55.
7. Мелентьев, В. С. Сокращение времени измерения параметров за счет использования мгновенных значений входных и дополнительных гармонических сигналов / В. С. Мелентьев, Е. Е. Ярославкина, Е. В. Поздеева, Д. И. Нефедьев // Измерения. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2016. – № 1 (15). – С. 48–55.
8. Иванов, Ю. М. Сокращение времени измерения характеристик периодических сигналов на основе формирования дополнительных напряжений / Ю. М. Иванов // Вестник Самарского государственного технического университета. Сер.: Технические науки. – 2014. – № 3 (43). – С. 47–52.
9. Мелентьев, В. С. Анализ погрешности измерения параметров периодических сигналов из-за отклонения реального сигнала от гармонической модели / В. С. Мелентьев // Современные материалы, техника и технологии. – 2015. – № 3 (3). – С. 172–178.

Мелентьев Владимир Сергеевич

доктор технических наук, профессор,
заведующий кафедрой информационно-
измерительной техники,
Самарский государственный
технический университет
(Россия, г. Самара, ул. Молодогвардейская, 244)
E-mail: vs_mel@mail.ru

Melent'ev Vladimir Sergeevich

doctor of technical sciences, professor,
head of sub-department of information
and measuring technique,
Samara State Technical University
(244 Molodogvardeyskaya street, Samara, Russia)

Иванов Юрий Михайлович

кандидат технических наук,
старший научный сотрудник,
кафедра информационно-измерительной техники,
Самарский государственный
технический университет
(Россия, г. Самара, ул. Молодогвардейская, 244)
E-mail: fuego27@rambler.ru

Ivanov Yuriy Mikhaylovich

candidate of technical sciences,
senior researcher,
sub-department of information
and measuring technique,
Samara State Technical University
(244 Molodogvardeyskaya street, Samara, Russia)

Пескова Анастасия Сергеевна

аспирант,
Самарский государственный
технический университет
(Россия, г. Самара, ул. Молодогвардейская, 244)
E-mail: kalaschnikova_90@mail.ru

Peskova Anastasiya Sergeevna

postgraduate student,
Samara State Technical University
(244 Molodogvardeyskaya street, Samara, Russia)

УДК 621.317

Мелентьев, В. С.

Влияние отклонения формы сигналов от гармонической модели на погрешность определения их интегральных характеристик / В. С. Мелентьев, Ю. М. Иванов, А. С. Пескова // Измерения. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2017. – № 1 (19). – С. 29–36.

УДК 687.586.5

В. И. Смыслов, В. Д. Бурков, Т. В. Потапов, А. Н. Демин

**ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ
ДОПОЛНИТЕЛЬНОЙ ПОГРЕШНОСТИ
ВОЛОКОННО-ОПТИЧЕСКОГО ДАТЧИКА
ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ТОКА НА ОСНОВЕ
ЭФФЕКТА ФАРАДЕЯ В $\text{Bi}_{12}\text{SiO}_{20}$ И $\text{Bi}_{12}\text{GeO}_{20}$**

V. I. Smyslov, V. D. Burkov, T. V. Potapov, A. N. Domin

**EXPERIMENTAL STUDIES OF THE ADDITIONAL ERROR
OF MEASUREMENT OF FIBER-OPTIC ELECTRIC
CURRENT SENSOR BASED ON FARADAY EFFECT
IN $\text{Bi}_{12}\text{SiO}_{20}$ AND $\text{Bi}_{12}\text{GeO}_{20}$**

А н н о т а ц и я. Актуальность и цели. Рассматривается актуальный вопрос экспериментального определения дополнительной погрешности волоконно-оптических датчиков электрического тока (ВОДТ). ВОДТ по сравнению с другими датчиками тока обладают рядом преимуществ, что вызывает к ним значительный практический интерес и уже обеспечивает их применение. Объектом исследования являются ВОДТ на основе кристаллов с кубической симметрией $\text{Bi}_{12}\text{SiO}_{20}$ и $\text{Bi}_{12}\text{GeO}_{20}$. Предметом исследования является дополнительная температурная погрешность измерения таких ВОДТ. Целью работы является экспериментальный анализ градуировочной характеристики и дополнительной температурной погрешности ВОДТ. **Материалы и методы.** Рассмотрена структурная схема однопроводного ВОДТ на кристаллах с кубической симметрией $\text{Bi}_{12}\text{SiO}_{20}$ и $\text{Bi}_{12}\text{GeO}_{20}$. Предложена методика и установка для калибровки ВОДТ, позволяющая осуществлять построение градуировочной характеристики датчика и производить анализ его дополнительной температурной погрешности. При калибровке ВОДТ помещается в длинный соленоид, в котором при протекании тока создается однородное магнитное поле, пропорциональное току. Величина тока в соленоиде задается и регулируется по заданной программе с помощью компьютера. Также имеется возможность задания и поддержания различных температур соленоида в месте ВОДТ в диапазоне температур от 20 до 120 °С. Для измерения температуры используется дополнительный датчик температуры. Магнитное поле соленоида, пропорциональное току, измеряется ВОДТ. Его сигнал через аналого-цифровой преобразователь вводится в компьютер, где сравнивается с заданным значением тока. Дополнительно в компьютер вводится сигнал с датчика температуры, что позволяет получать и сравнивать выходные сигналы с ВОДТ при различных температурах. Методика измерения коэффициента преобразования ВОДТ основывается на одновременной регистрации и анализе вышеуказанных сигналов: сигнала с фотоприемного устройства ВОДТ; сигнала, пропорционального величине магнитного поля в соленоиде; сигнала датчика температуры. Требования по точности измерений по каждому из параметров – не хуже 0,1 %. **Выводы.** Предложена методика и установка для эксперименталь-

ных исследований дополнительной температурной погрешности волоконно-оптического датчика электрического тока на основе эффекта Фарадея в $\text{Bi}_{12}\text{GeO}_{20}$, которые позволяют проводить построение градуировочной характеристики и измерение дрейфов коэффициента преобразования чувствительного элемента ВОДТ с точностью 0,1 % в диапазоне температур от 20 до 120 °С. Проведенные измерения и исследования температурных зависимостей коэффициента преобразования чувствительного элемента ВОДТ на основе кристаллов $\text{Bi}_{12}\text{SiO}_{20}$ показали, что теоретически и практически достижимой является дополнительная температурная погрешность 0,4 % на 100 °С.

A b s t r a c t. Background. The current issue of experimental determination of the additional error of fiber-optic electric current sensors (VODT) is considered in the article. VODT compared with other current sensors have a number of advantages, which causes them considerable practical interest and already provide their application. The object of the study is the VODT based on crystals with cubic symmetry $\text{Bi}_{12}\text{SiO}_{20}$ and $\text{Bi}_{12}\text{GeO}_{20}$. The subject of the study is the additional temperature error of measurement of such VODT. The aim of the work is the experimental analysis of the calibration characteristic and the additional temperature error of the VODT. **Materials and methods.** The structural scheme of single-pass VODT on crystals with cubic symmetry $\text{Bi}_{12}\text{SiO}_{20}$ and $\text{Bi}_{12}\text{GeO}_{20}$ is considered. A technique and installation for calibration of VODT is proposed, which allows to build the calibration characteristic of the sensor and to analyze its additional temperature error. When calibrated, VODT is placed in a long solenoid, in which a uniform magnetic field proportional to the current is created when the current flows. The magnitude of the current in the solenoid is set and controlled by the specified program using a computer. It is also possible to set and maintain different temperatures of the solenoid together with the VODT in the temperature range from 20 to 120 °C. For temperature measurement, an additional temperature sensor is used. The magnetic field of the solenoid, proportional to the current, is measured by the VODT. Its signal through the analog-to-digital converter is input to the computer, where it is compared with the set current value. In addition, a signal from the temperature sensor is input into the computer, which allows receiving and comparing the output signals from the VODT at various temperatures. The methodology for measuring the conversion coefficient of VODT is based on the simultaneous recording and analysis of the above signals: signal from the photodetector device VODT; Signal proportional to the magnitude of the magnetic field in the solenoid; The temperature sensor signal. The requirements for the accuracy of measurements for each of the parameters are not worse than 0.1 %. **Conclusions.** A technique and apparatus for experimental studies of the additional temperature error of a fiber-optic electric current sensor based on the Faraday effect in $\text{Bi}_{12}\text{GeO}_{20}$ is proposed. These methods allow the construction of a calibration characteristic and measurement of the drifts of the conversion coefficient of the VODT sensor with an accuracy of 0.1 % in the temperature range from 20 to 120 °C. The performed measurements and studies of the temperature dependences of the CHO VODT conversion coefficient on the basis of $\text{Bi}_{12}\text{SiO}_{20}$ crystals showed that the theoretically and practically achievable is an additional temperature error of 0.4 % for 100 °C.

К л ю ч е в ы е с л о в а: электрический ток, волоконно-оптический датчик, схема калибровки, дополнительная погрешность измерения.

Key words: electric current, fiber-optic sensor, calibration scheme, additional error of measurement.

Введение

В настоящее время для измерения электрических токов все более широкое применение получают волоконно-оптические датчики электрического тока (ВОДТ) [1]. Из существующих оптических схем таких датчиков на активных кристаллах с кубической симметрией $\text{Bi}_{12}\text{SiO}_{20}$ и $\text{Bi}_{12}\text{GeO}_{20}$ предпочтительной с точки зрения минимизации габаритно-весовых характеристик

является схема однопроходного типа. Данная схема при относительной простоте реализации позволяет наиболее просто оптимизировать требования по минимально-весовым характеристикам в сочетании с достаточно высокими метрологическими характеристиками [1–5].

Однако, как показала практика, однопроходные датчики без дополнительных усовершенствований обладают достаточно высокой дополнительной температурной погрешностью измерения, достигающей до 10–25 % в диапазоне температур 0–100 °С [6–8].

Для того чтобы производить экспериментальную оценку температурных дрейфов таких датчиков, необходимо использование специальной методики и аппаратуры.

Методика измерения температурных дрейфов

Согласно [8–10] величина температурного дрейфа, коэффициент преобразования ВОДТ (или коэффициент модуляции), которые необходимо будет измерять для определения температурных характеристик, составляют величину порядка 0,2 % от величины изменения полезного сигнала в диапазоне температур 0–100 °С. Поэтому для обеспечения требуемой точности измерений необходимо иметь стабильность всех измеряемых величин (температуры, магнитного поля, соответствующего протекающему электрическому току, выходного сигнала фотоприемника), по крайней мере не хуже чем 10^{-4} , в течение всего времени проведения измерения, которое продолжается 1,4–1,5 ч. Очевидно, что даже в лабораторных условиях обеспечить такие условия достаточно трудно и, кроме этого, дорого. В связи с этим предлагается методика измерений и установка, позволяющие получить необходимые точности измерений путем одновременной регистрации всех сигналов и соответствующей обработки.

Методика проведения измерений заключается в следующем.

Для измерения коэффициентов преобразования чувствительных элементов ВОДТ и их температурных зависимостей необходимо одновременно с необходимой точностью регистрировать три величины:

- полезный сигнал с фотоприемника, пропорциональный интенсивности падающего на него излучения измерения;
- величину электрического тока в соленоиде, создающем магнитное поле;
- напряжение на датчике температуры.

Интенсивность света, проходящего через чувствительный элемент и падающего на фотоприемное устройство, представляется в виде [6, 10]:

$$I = \frac{1}{2} I_0 [1 - SH] = \frac{1}{2} I_0 (1 - m),$$

где I_0 – амплитудное значение протекающего электрического тока; I – измеряемое значение протекающего электрического тока; $m = SH$ – глубина модуляции света магнитным полем

$$H = H_0 \cos \omega t; S - \text{коэффициент преобразования чувствительного элемента} \left(S = \frac{dI}{dH} \Big|_{H=0} \right).$$

Фактически для измерения S необходимо измерять глубину модуляции m и величину амплитуды магнитного поля H_0 при определенных температурах.

При изменении переменных магнитных полей напряжение сигнала на выходе фотоприемника $U_c \sim I = 0,5 I_0 (1 + SH_0 \cos \omega t)$. После выделения переменной составляющей:

$$U_{\sim} \sim 0,5 I_0 S H_0 \cos \omega t. \text{ Следовательно, } S(t) \sim \frac{2U_{\sim}(t)}{I_0 H_0(t)}.$$

Очевидно, что, производя запись серии данных $U_{\sim}(t)$, $H_0(t)$ и температуры t , можно точно определить относительные изменения ΔS от температуры. Если мощность излучения в тракте достаточно велика (отношение сигнал/шум на фотоприемнике $> 10^3$), то основным источником погрешности при измерениях являются флуктуации мощности излучения источника. Флуктуации источника должны быть минимальными. Таким требованиям в настоящее время наиболее полно удовлетворяют полупроводниковые суперлюминисцентные светодиоды, обеспечивающие ввод в многомодовое волокно световой мощности до 10^{-3} Вт при относительной стабильности, не хуже чем 10^{-4} Вт.

Таким образом, методика измерения коэффициента преобразования ВОДТ в зависимости от температуры основывается на одновременном измерении трех сигналов: сигнала с фотоприемного устройства; сигнала, пропорционального величине магнитного поля; сигнала температурного датчика.

Эти сигналы должны записываться в память и заноситься в ЭВМ с помощью специального интерфейса в течение всего периода измерений. После окончания измерений на ЭВМ проводится обработка их результатов. Точность (погрешность) измерений должна составлять 0,1 %.

**Описание автоматизированной установки
для проверки дополнительной температурной погрешности ВОДТ**

Для проведения экспериментов по описанной выше методике была разработана установка, блок-схема которой приведена на рис. 1.

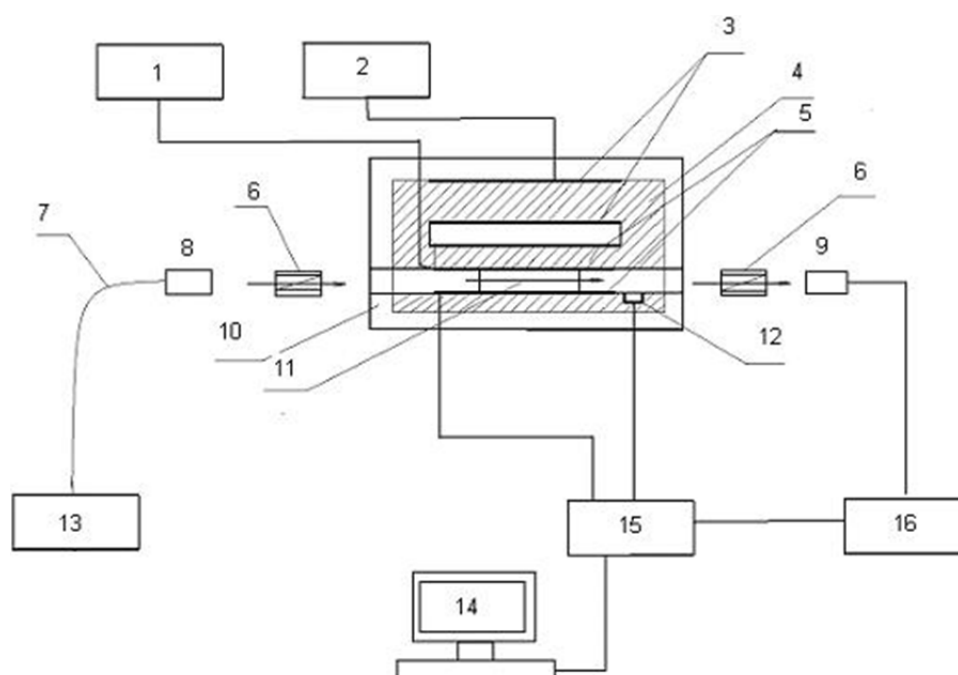


Рис. 1. Автоматизированная установка для проверки дополнительной температурной погрешности ВОДТ

При проведении измерений (рис. 1) чувствительный элемент (ЧЭ) 11 ВОДТ размещается в оправе 4 из немагнитного материала, являющейся также теплопроводом.

На плечо оправы 4, заключающее в себе ЧЭ 11, намотан соленоид 5. Магнитное поле в соленоиде 5 создается при помощи генератора переменного тока 1. На другом плече оправы/теплопровода смонтирован нагревательный элемент 3, представлявший собой вольфрамовую спираль. Нагревательный элемент позволяет менять температуру системы от комнатной до +110 °С. Для питания нагревателя используется источник постоянного тока 2. Для измерения температуры используется миниатюрный датчик 12 температуры. С целью обеспечения равномерности прогрева вся система заключена в теплоизолирующий кожух 10. Оптическая часть установки состоит из отрезка многомодового световода 7 с диаметром ведущей жилы 65 мкм, входного коллиматора 8, представлявшего собой короткофокусную линзу, закрепленную на трехкоординатной юстировке, двухпризменных поляризаторов 6, закрепленных на угловых юстировках, исследуемого кристалла 11, фотоприемника 9 и источника излучения 13. Входной торец световода снабжен оптическим разъемом стандарта ST, что позволяет подключать различные источники излучения.

При проведении измерений были использованы три источника излучения: полупроводниковый лазер из комплекта ОМКЗ-76, He-Ne лазер и полупроводниковый светодиод с внут-

ренной стабилизацией мощности излучения по обратной связи. Видимое излучение He-Ne лазера также использовалось для юстировки оптической схемы. Излучение на выходе системы регистрировалось при помощи измерителя оптической мощности 9 или дополнительного фотоприемника. Сигнал с измерителя оптической мощности подавался на усилитель 16 и далее был выведен на компьютер 14 через интерфейс связи с компьютером 15. С помощью интерфейса 15 на компьютер 14 также подаются сигнал датчика температуры 12 и сигнал величины тока в соленоиде 5.

Погрешности измерения коэффициента магнитооптической модуляции в данной схеме определяются стабильностью мощности излучения источника, флуктуациями потерь в оптическом тракте и флуктуациями чувствительности фотоприемного устройства. При этом очевидно, что основным источником являются флуктуации и дрейфы мощности источника излучения, так как в нормальных условиях они существенно превышают флуктуации потерь в тракте и флуктуации чувствительности фотоприемника. Кроме этого, на результаты измерений могут влиять флуктуации и дрейфы в канале измерения температуры, а также дрейфы величины электрического тока модулирующего соленоида, определяющего величину магнитного поля.

С целью исключения дрейфов и флуктуации в этих каналах был разработан и включен в установку блок 15 интерфейса сопряжения с персональным компьютером. Блок интерфейса сопряжения автоматически (с интервалом в 20 с) производил измерения сигналов по трем каналам (сигнал с фотоприемника, сигнал, пропорциональный величине тока в соленоиде, и сигнал с датчика температуры), длительность цикла измерения всех трех сигналов составляла –150 мс. Полученные данные затем преобразовывались в цифровой вид и сохранялись в памяти прибора. По окончании измерений данные вводились в компьютер через стандартный интерфейс RS-232. Дальнейшая обработка файла данных производилась с помощью пакета математических программ MathCad.

Создание интерфейса сопряжения позволило автоматизировать процесс измерений и повысить их точность и достоверность.

Результаты измерений температурной погрешности ЧЭ ВОДТ

На рис. 2 представлены зависимости напряжения на выходе фотоприемного устройства от напряженности магнитного поля для кристаллов длиной $L = 3$ мм, $L = 8$ мм, $L = 13$ мм. Напряженность магнитного поля получена по формуле $H = ni$, где $n = N/l$ – количество витков на единицу длины; i – ток в соленоиде. Данная формула применима для случая, когда длина соленоида больше его диаметра.

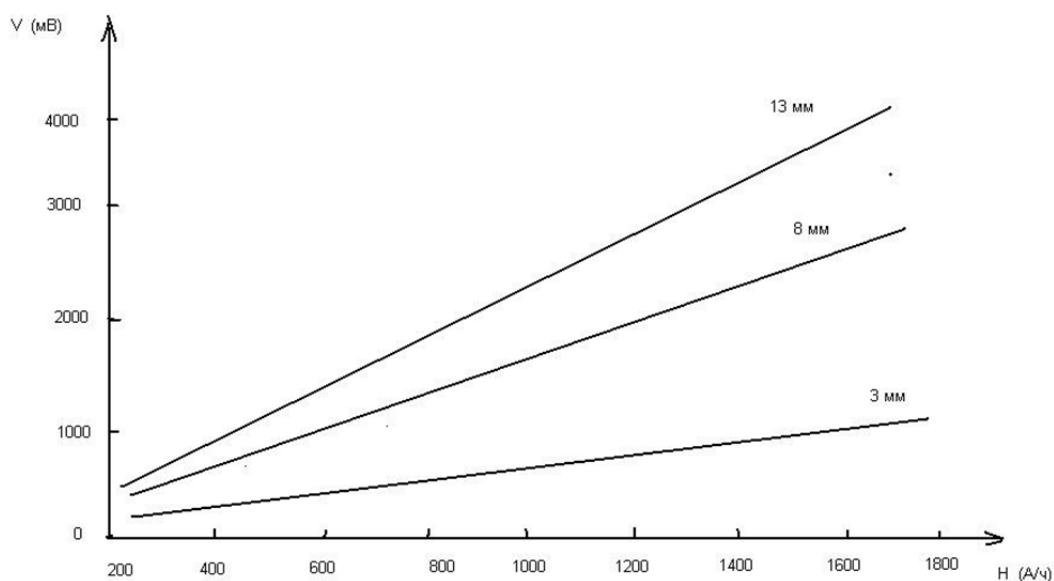


Рис. 2. Зависимость напряжения на выходе фотоприемного устройства от напряженности магнитного поля в соленоиде для кристаллов длиной $L = 3$ мм, $L = 8$ мм, $L = 13$ мм

Как видно из графиков, для всех трех длин кристаллов зависимости представляют собой прямые.

На рис. 3 приведена температурная характеристика ЧЭ, поляризаторы которого сориентированы так, что $\Theta L + \alpha = 45^\circ$, что соответствует максимальному значению коэффициента преобразования для выбранной длины кристалла чувствительного элемента. В этом случае температурный дрейф коэффициента преобразования определяется только температурной зависимостью константы Верде материала и составляет 1,5 % на 100 °C.

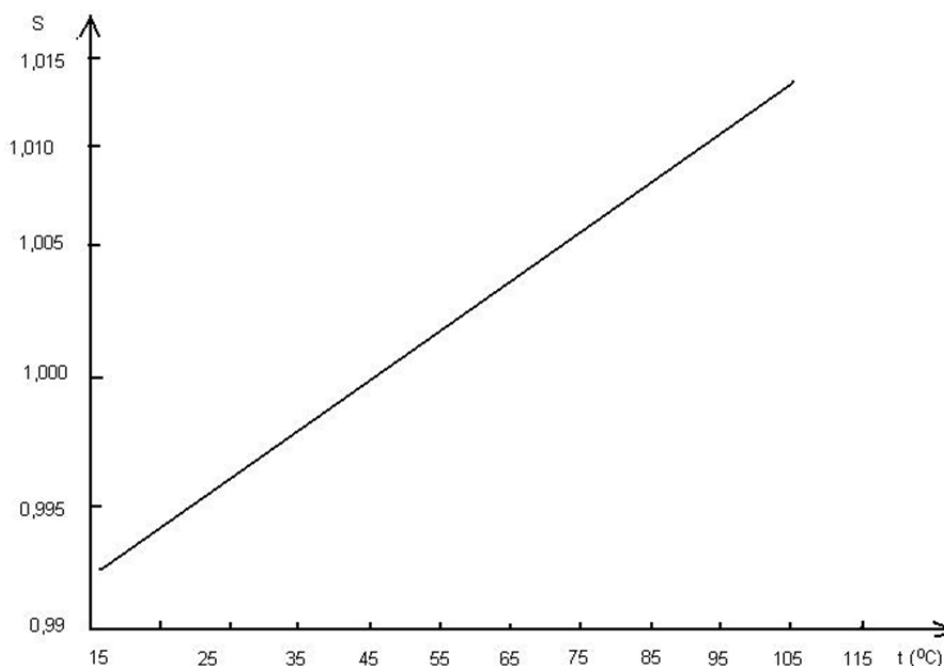


Рис. 3. Зависимость коэффициента преобразования от температуры для значения угла $\Theta L + \alpha = 45^\circ$ и $L = 3$ мм

Зависимость на рис. 4 получена при угле $\Theta L + \alpha = 45^\circ - 5^\circ$. В этом случае температурные дрейфы константы Верде и коэффициент оптической активности почти компенсируют друг друга. Температурный дрейф коэффициента преобразования составляет порядка 0,4 % на 100 °C.

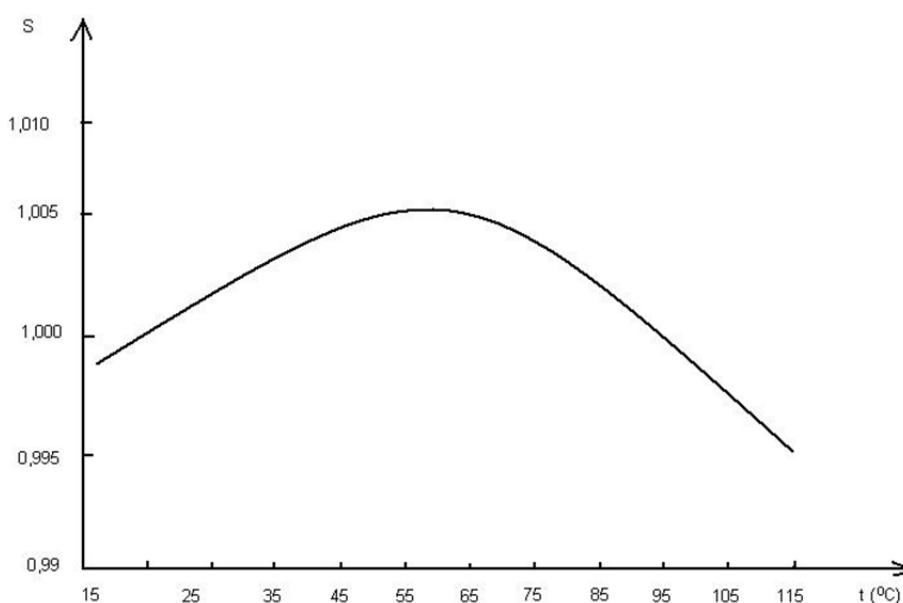


Рис. 4. Зависимость коэффициента преобразования от температуры для значения угла $\Theta L + \alpha = 45^\circ - 5^\circ$ и $L = 8$ мм

Заключение

В настоящее время для измерения электрических токов в связи с наличием уникальных свойств все более широкое применение получают волоконно-оптические датчики электрического тока на активных кристаллах с кубической симметрией $\text{Bi}_{12}\text{SiO}_{20}$ и $\text{Bi}_{12}\text{GeO}_{20}$.

Одной из наиболее перспективных оптических схем датчиков является однопроходная схема. Однако она обладает достаточно высокой температурной нестабильностью. Для ее исследования и корректировки необходимо применение специальных аппаратно-программных средств с последующим использованием дополнительных технических приемов в конструкции датчика.

Для исследования температурной погрешности таких датчиков предложена методика и установка, которые позволяют проводить измерение дрейфов коэффициента преобразования чувствительного элемента датчиков с точностью 0,1 % в диапазоне температур от 20 до 120 °С.

Проведенные измерения и исследования температурных зависимостей коэффициента преобразования ЧЭ ВОДТ на основе кристаллов $\text{Bi}_{12}\text{SiO}_{20}$ показали, что теоретически и практически достижимой является дополнительная температурная погрешность 0,4 % на 100 °С.

Библиографический список

1. Бурков, В. Д. Научные основы создания устройств и систем волоконно-оптической техники / В. Д. Бурков, Г. А. Иванов. – М. : Изд-во МГУЛ, 2008. – 232 с.
2. Фрайден, Дж. Современные датчики / Дж. Фрайден. – М. : Техносфера, 2006. – 592 с.
3. Бурков, В. Д. Анализ и выбор оптимальной системы волоконно-оптического датчика электрического тока / В. Д. Бурков, Н. А. Харитонов, А. Н. Демин // Лесной вестник. – 2014. – № 2. – С. 127–133.
4. Бурков, В. Д. Миниатюрный волоконно-оптический датчик электрического тока / В. Д. Бурков, А. Н. Демин. – М. : МГУЛ, 2013. – С. 31–39.
5. Бурков, В. Д. Экоинформатика: Алгоритмы, методы и технологии : моногр. / В. Д. Бурков, В. Ф. Крапивин – М. : МГУЛ, 2009. – 428 с.
6. Бурков, В. Д. Теория, расчет и проектирование приборов и систем : лабораторный практикум / В. Д. Бурков, В. Т. Потапов, Т. В. Потапов, М. Е. Удалов – М. : МГУЛ, 2010. – 88 с.
7. Бабаев, О. Г. Методика исследования магнитооптического эффекта в кристаллах BSO для датчика магнитного поля / О. Г. Бабаев, С. А. Матюнин, Г. И. Леонович // Фотон-экспресс – 2013. – № 6. – С. 66–67.
8. Потапов, Т. В. Экспериментальное исследование температурной стабильности датчиков магнитного поля на основе кристаллов $\text{Bi}_{12}\text{SiO}_{20}$ / Т. В. Потапов // Письма в Журнал технической физики. – 1998. – Т. 24, № 11. – С. 26–31.
9. Бурков, В. Д. Лабораторный комплекс «Математическое моделирование чувствительного элемента волоконно-оптического датчика магнитного поля и электрического тока» / В. Д. Бурков, В. Т. Потапов, С. И. Чумаченко, М. Е. Удалов и др. // Свидетельство ОФАП об отраслевой регистрации разработки МГУЛ № 2562 от 17.06.2003.
10. Бурков, В. Д. Теория, расчет и проектирование волоконно-оптических приборов и систем : практикум / В. Д. Бурков, В. Т. Потапов. – М. : Изд-во МГУЛ, 2011. – 55 с.

Смыслов Владимир Иванович

кандидат технических наук,
начальник отделения,
Научно-производственное объединение
измерительной техники
(Россия, Московская обл., г. Королев,
ул. Пионерская, 2)
E-mail: vladismyslov@yandex.ru

Smyslov Vladimir Ivanovich

candidate of technical sciences,
head of department,
Scientific-production Association
Measuring Technique
(2 Pionerskaya street, Korolev, Moscow region, Russia)

Бурков Валерий Дмитриевич

доктор технических наук, профессор,
кафедра проектирования и технологии
производства приборов,
Московский государственный университет леса
(Россия, Московская обл., г. Мытищи,
ул. 1-я Институтская, 1)
E-mail: vladismyslov@yandex.ru

Потапов Тимофей Владимирович

кандидат физико-математических наук,
старший научный сотрудник,
Фрязинский филиал Института радиотехники
и электроники им. В. А. Котельникова РАН,
(Россия, г. Фрязино, пл. Введенского, 1)
E-mail: vladismyslov@yandex.ru

Демин Андрей Николаевич

инженер,
кафедра проектирования и технологии
производства приборов,
Московский государственный университет леса
(Россия, Московская обл., г. Мытищи,
ул. 1-я Институтская, 1)
E-mail: vladismyslov@yandex.ru

Burkov Valeryi Dmitrievich

doctor of technical sciences, professor,
sub-department of design and production technology
of the devices,
Moscow State Forest University
(1 First Institutskaya street, Mytishi,
Moscow region, Russia)

Potapov Timofey Vladimirovich

candidate of physico-mathematical sciences,
senior researcher,
Kotel'nikov Institute of Radio engineering
and Electronics of RAS (Fryazino branch)
(1 Vvedenskogo square, Fryazino,
Moscow region, Russia)

Demin Andrey Nikolaevich

engineer,
sub-department of design and production technology
of the devices,
Moscow State Forest University
(1 First Institutskaya street, Mytishi,
Moscow region, Russia)

УДК 687.586.5

Смыслов, В. И.

Экспериментальные исследования дополнительной погрешности волоконно-оптического датчика электрического тока на основе эффекта Фарадея в $\text{Bi}_{12}\text{SiO}_{20}$ и $\text{Bi}_{12}\text{GeO}_{20}$ / В. И. Смыслов, В. Д. Бурков, Т. В. Потапов, А. Н. Демин // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2017. – № 1 (19). – С. 37–44.

А. К. Гришко

МЕТОДИКА ОЦЕНКИ ИНТЕНСИВНОСТИ ИНТЕРФЕРЕНЦИИ В РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СИСТЕМАХ НА ОСНОВЕ ГЕОИНФОРМАЦИОННОГО ПОДХОДА

A. K. Grishko

METHOD OF EVALUATION OF INTERFERENCE IN RADIO SYSTEMS BASED ON GIS APPROACH

А н н о т а ц и я. Актуальность и цели. Проведено исследование процессов функционирования радиоэлектронной системы, подвергающейся в процессе работы интерференционным помехам. Предметом исследования является геопространственная модель радиоканала. Цель работы состоит в том, чтобы оценить интенсивность интерференции в радиоэлектронных системах с учетом влияния рельефа местности. **Материалы и методы.** Предлагается интерференционная модель функционирования радиоканала, построенная на основе применения геоинформационных систем и методов геометрической оптики. **Результаты.** Получены модели для расчета и анализа эффективности функционирования радиоэлектронных систем, учитывающие отражения отстилающей поверхности. **Выводы.** На основе предложенных моделей можно осуществлять оптимальное планирование частотного ресурса с целью уменьшения уровня помех для радиоэлектронных средств, а также оптимизировать размещение приемопередающих станций с учетом рельефа окружающей местности.

A b s t r a c t. Background. The article presents a study about the functioning of electronic systems at work in the process of interference. The subject of this study is to geospatial radio model. Objective is to assess the interference performance in electronic systems, taking into account the influence of terrain. **Materials and methods.** It is proposed to model the functioning of radio interference, built on the basis of geoinformation systems and methods of geometrical optics. **Results.** As a result of this approach, a model for calculation and analysis of the efficiency of electronic systems, taking into account the reflection from the surface they spread. **Conclusions.** Based on the proposed models can be made optimal use of frequency resources in order to reduce the level of interference to radio-electronic means, as well as to optimize the placement of transceiver stations, taking into account the surrounding terrain.

К л ю ч е в ы е с л о в а: интерференционная модель, радиоканал, геоинформационные системы.

К e y w o r d s: interference model, radio channel, GIS.

Введение

Явления интерференции возникают в большинстве радиотехнических систем [1, 2]. Наибольшую часть деструктивной интерференции представляет влияние рельефа местности на процесс распространения радиоволн. Поэтому вполне логично проводить оценку эффективности распространения радиосигналов на основе геоинформационных технологий и систем [3, 4].

В работе проводится моделирование и предлагается методика оценки интерференции радиосигналов, опирающаяся на электронные модели рельефа местности.

Постановка задачи

Решение поставленной задачи предлагается в виде геопространственной интерференционной модели радиосигнала [4, 5]. Электронная модель рельефа местности представляет собой совокупность элементарных площадок [6–8]. Элементарная площадка, в свою очередь, представляет элемент регулярной сетки, который покрывает рассматриваемую территорию. У каждой элементарной площадки имеются следующие характеристики: наклон к горизонтальной плоскости, определенная ориентация в пространстве, координаты, диэлектрическая проницаемость и удельная проводимость. Соответственно любому участку земной поверхности можно дать оценку как возможному источнику формирования отраженной радиоволны. В результате предлагаемого подхода направление отраженного излучения можно определить на основе положения элементарной площадки в пространстве [9, 10].

Определение значений интенсивности интерференции

Значение интенсивности отраженного излучения пропорционально коэффициенту отражения элементарной площадки, зависящему от вида подстилающей поверхности, а также угла падения радиоволны на элементарную площадку:

$$R_{Bi} = \frac{\epsilon'_i \sin \Delta_i - \sqrt{\epsilon'_i - \cos^2 \Delta_i}}{\epsilon'_i \sin \Delta_i + \sqrt{\epsilon'_i - \cos^2 \Delta_i}}, R_{Gi} = \frac{\sin \Delta_i - \sqrt{\epsilon'_i - \cos^2 \Delta_i}}{\sin \Delta_i + \sqrt{\epsilon'_i - \cos^2 \Delta_i}}, \quad (1)$$

где R_{Bi} и R_{Gi} – значения коэффициентов отражения i -й элементарной площадки с учетом поляризации; ϵ'_i – значение комплексной диэлектрической проницаемости подстилающей поверхности i -й элементарной площадки; Δ_i – угол скольжения отраженной радиоволны от i -й элементарной площадки, который вычисляется по следующей формуле:

$$\Delta_i = 90^\circ - \arccos \frac{(x_1 - x_i)x_{ni} + (y_1 - y_i)y_{ni} + (z_1 - z_i)z_{ni}}{\sqrt{(x_2 - x_i)^2 + (y_2 - y_i)^2 + (z_2 - z_i)^2} \sqrt{x_{ni}^2 + y_{ni}^2 + z_{ni}^2}}, \quad (2)$$

где x_1, y_1, z_1 – значения координат передающей антенны; x_2, y_2, z_2 – значения координат принимающей антенны; x_i, y_i, z_i – значения координат i -й точки отражения; x_{ni}, y_{ni}, z_{ni} – значения координат вектора нормали к поверхности в i -й точке отражения.

Положение площадки можно определить с помощью координат центральной точки и вектора нормали, который можно выразить через значения наклона к горизонтальной плоскости и ориентацией в пространстве [10, 11]:

$$x_n = \left(\frac{s}{100} \right)^2 \sin \alpha, y_n = \left(\frac{s}{100} \right)^2 \cos \alpha, z_n = \frac{s}{100}, \quad (3)$$

где α – угол между проекцией, отражающей площадки на плоскость XOY , и осью OY ; s – величина, которая показывает наклон отражающей элементарной площадки, рассчитывается в процентах.

Пространственный анализ отраженного излучения

Определение элементарных площадок, которые участвуют в формировании отраженного излучения, выполняется с помощью пространственного анализа. В трехмерном пространстве производится построение треугольника для каждой потенциальной точки отражения с вершинами в точках A_1 (излучатель), A_2 (приемник), R (точка отражения) с соответствующими значениями координат (x_1, y_1, z_1) , (x_2, y_2, z_2) и (x_R, y_R, z_R) [10–12].

Условие отражения будет выполняться, если нормаль к поверхности будет совпадать с биссектрисой угла A_1RA_2 , который образован падающим и отраженным лучами. Угол $\beta = 0$,

и в этом случае элементарная площадка будет являться отражающей, если выполняется следующее условие:

$$\cos \beta = 1. \quad (4)$$

Угол β между вектором биссектрисы b и нормалью к отражающей поверхности n будет определяться по формуле

$$\beta = \arccos \frac{b \times n}{|b| \times |n|} = \arccos \left(\frac{x_b x_n + y_b y_n + z_b z_n}{d_b d_n} \right), \quad (5)$$

где x_b, y_b, z_b – значения координат вектора биссектрисы; d_b и d_n – значения длин векторов биссектрисы и нормали:

$$d_b = \sqrt{x_b^2 + y_b^2 + z_b^2}, d_n = \sqrt{x_n^2 + y_n^2 + z_n^2}. \quad (6)$$

Формирование интерференционного множителя

Принимаемое отраженное электромагнитное радиоизлучение будет складываться из энергии радиоволн, которые отражаются от элементарных площадок в направлении приемной антенны. Таким образом, интерференционный множитель, который учитывает все отражения от неровностей рельефа, будет определяться по следующей формуле [7, 11]:

$$F = \left| 1 + R_1 e^{-ik\Delta r_1} + R_2 e^{-ik\Delta r_2} + \dots + R_n e^{-ik\Delta r_n} \right|, \quad (7)$$

где k – волновое число, $k = 2\pi / \lambda$; R – коэффициент отражения (1); Δr_1 – разность хода прямого и отраженного луча,

$$\Delta r_1 = r_1 - r, \quad (8)$$

здесь r – расстояние между приемной и передающей антенной; r_1 – расстояние, которое проходит отраженный луч:

$$r_i = \sqrt{(x_1 - x_i)^2 + (y_1 - y_i)^2 + (z_1 - z_i)^2} + \sqrt{(x_2 - x_i)^2 + (y_2 - y_i)^2 + (z_2 - z_i)^2}. \quad (9)$$

Заключение

Реализовать предлагаемую методику можно на основе применения геоинформационных технологий, что с помощью электронной топографической информации будет давать возможность выявлять зоны интерференции деструктивного характера [9, 12–14].

Предлагаемая методика геоинформационного моделирования радиоканала передачи информации позволяет выявлять причины снижения эффективности его функционирования, которое обусловлено наличием областей, где у радиосигнала имеются наихудшие условия для распространения вследствие геометрической невидимости из-за элементов рельефа местности и многократных отражений от объектов местности.

Библиографический список

1. Generalized structural models of complex distributed objects / M. Yu. Mikheev, T. V. Zhashkova, A. B. Shcherban, A. K. Grishko, I. M. Rybakov // IEEE East-West Design & Test Symposium (EWDTS), October 14–17 2016. – Yerevan, Armenia, 2016. – P. 1–4. DOI: 10.1109/EWDTS.2016.7807742.
2. Гришко, А. К. Определение показателей надежности структурных элементов сложной системы с учетом отказов и изменения параметров / А. К. Гришко // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2016. – № 2 (16). – С. 51–57.
3. Гришко, А. К. Оптимальное управление параметрами системы радиоэлектронных средств на основе анализа динамики состояний в условиях конфликта / А. К. Гришко //

- Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Технические науки. – 2016. – № 2 (38). – С. 102–111. DOI: 10.21685/2072-3059-2016-2-9.
4. Imitation modelling for the subsystem of identification and structuring data of signal sensors / M. Yu. Mikheev, T. V. Zhashkova, E. N. Meshcheryakova, K. V. Gudkov, A. K. Grishko // IEEE East-West Design & Test Symposium (EWDTS), October 14–17 2016. – Yerevan, Armenia, 2016. – P. 1–5. DOI: 10.1109/EWDTS.2016.7807748.
 5. Гришко, А. К. Оптимальное управление частотным ресурсом радиотехнических систем на основе вероятностного анализа динамики информационного конфликта / А. К. Гришко // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. – 2016. – № 57. – С. 21–28. DOI: 10.21667/1995-4565-2016-57-3-21-28.
 6. Гришко, А. К. Анализ математических моделей расчета электроакустических полей и дальности действия радиолокационных систем методом последовательного анализа / А. К. Гришко, Н. В. Горячев, Н. К. Юрков // Инженерный вестник Дона. – 2015. – Т. 35, № 2-1. – С. 16.
 7. Гришко, А. К. Анализ надежности структурных элементов сложной системы с учетом интенсивности отказов и параметрической девиации / А. К. Гришко // Модели, системы, сети в экономике, технике, природе и обществе. – 2016. – № 3 (19). – С. 130–137.
 8. Гришко, А. К. Оптимизация размещения элементов РЭС на основе многоуровневой геоинформационной модели / А. К. Гришко // Вестник Самарского государственного технического университета. Сер.: Технические науки. – 2015. – № 3 (47). – С. 85–90.
 9. Гришко, А. К. Управление электромагнитной устойчивостью радиоэлектронных систем на основе вероятностного анализа динамики информационного конфликта / А. К. Гришко, А. С. Жумабаева, Н. К. Юрков // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2016. – № 4 (18). – С. 49–58.
 10. Grishko, A. K. Parameter control of radio-electronic systems based of analysis of information conflict / A. K. Grishko // 13th International Scientific Conference on Actual Problems of Electronic Instrument Engineering (APEIE – 2016), 3–6 октября 2016 г. – Novosibirsk, Russia, 2016 – P. 107–111. DOI: 10.1109/APEIE.2016.7806423.
 11. Grishko, A. Management of Structural Components Complex Electronic Systems on the Basis of Adaptive Model / A. Grishko, N. Goryachev, I. Kochegarov, S. Brostilov, N. Yurkov // 13th International Conference on Modern Problems of Radio Engineering, Telecommunications, and Computer Science (TCSET). – Lviv-Slavsko, Ukraine, 2016. – P. 214–218. DOI: 10.1109/TCSET.2016.7452017.
 12. Grishko, A. Dynamic Analysis and Optimization of Parameter Control in Radio Systems in Conditions of Interference/ A. Grishko, N. Goryachev, I. Kochegarov, N. Yurkov // International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON), May 12–14 2016. – Moscow, Russia, 2016. – P. 1–4. DOI: 10.1109/SIBCON.2016.7491674.
 13. Grigor'ev, A. Contactless Three-Component Measurement of Mirror Antenna Vibrations / A. Grigor'ev, A. Grishko, N. Goryachev, N. Yurkov, A. Mischev // International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON), May 12–14 2016 – Moscow, Russia. – 2016. – P. 1–5. DOI: 10.1109/SIBCON.2016.7491673.
 14. Grishko, A. Adaptive Control of Functional Elements of Complex Radio Electronic Systems / A. Grishko, N. Goryachev, N. Yurkov // International Journal of Applied Engineering Research. – 2015. – Vol. 10, № 23. – P. 43842–43845.

Гришко Алексей Константинович

кандидат технических наук, доцент,
кафедра конструирования
и производства радиоаппаратуры,
Пензенский государственный университет
(Россия, г. Пенза, ул. Красная, 40)
E-mail: alexey-grishko@rambler.ru

Grishko Aleksey Konstantinovich

candidate of technical sciences, associate professor,
sub-department of radio equipment design
and production,
Penza State University
(40 Krasnaya street, Penza, Russia)

УДК 621.396: 621.37

Гришко, А. К.

Методика оценки интенсивности интерференции в радиоэлектронных системах на основе геоинформационного подхода / А. К. Гришко // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2017. – № 1 (19). – С. 45–48.

ИЗМЕРЕНИЯ МЕХАНИЧЕСКИХ ВЕЛИЧИН

УДК 681.2.084

*М. Д. Шекриладзе, Н. А. Кравченко, Ф. М. Галимов***ПЕРВИЧНЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ
ИЗМЕРИТЕЛЯ ВЫХОДНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК
ПЛОСКИХ СПИРАЛЬНЫХ ПРУЖИН***M. D. Shekriladze, N. A. Kravchenko, F. M. Galimov***PRIMARY DETECTOR OF THE MEASURING INSTRUMENT
OF OUTPUT CHARACTERISTICS OF FLAT SPIRAL SPRINGS**

А н н о т а ц и я. Актуальность и цели. Объектом исследования является измерение выходных характеристик плоских спиральных пружин, которые являются ответственным элементом измерительных приборов и устройств. Предметом исследования являются первичные преобразователи момента от угла закручивания плоских спиральных пружин. Цель исследования – разработка первичного преобразователя выходных характеристик плоских спиральных пружин, основанного на методе уравнивающего преобразования. **Материалы и методы.** При разработке первичного преобразователя предложены методы магнитоэлектрического и электромагнитного уравнивания. Проведен анализ линейной модели первичного преобразователя с учетом внешних факторов, влияющих на точность измерения. **Результаты.** Предложен вариант конструкции первичного преобразователя выходных характеристик плоских спиральных пружин с принципиально новой схемой уравнивания. **Выводы.** Предложенный вариант позволяет уменьшить влияние трения опор и подвижных элементов конструкции на процесс измерения.

A b s t r a c t. Background. The object of the research is to measure the output characteristics of the flat spiral springs, which are responsible element measuring instruments and devices. The subject of research are the primary detectors moment from the angle of twist flat spiral springs. The purpose of the work: the development of the primary detector output characteristics of the flat spiral spring is based on the method of the counterbalancing transformation. **Materials and methods.** In the development of the primary detector used methods magnetoelectric and electromagnetic counterbalancing. The analysis of the linear model of the primary detector based on external factors affecting measurement accuracy. **Results.** A variant of the design of the primary detector output characteristics of the flat spiral spring with a fundamentally new scheme of counterbalancing. **Conclusions.** The proposed option to reduce the effect of friction bearings and moving construction elements on the measurement process.

К л ю ч е в ы е с л о в а: первичный преобразователь, плоская спиральная пружина, момент, электромагнитное уравнивание, магнитоэлектрическое уравнивание.

К e y w o r d s: primary detector, flat spiral spring, moment, electromagnetic counterbalance, magnetoelectric counterbalance.

Введение

Одной из тенденций развития измерительной техники в приборостроении является улучшение выходных параметров измерительных преобразователей физических и электрических величин путем совершенствования качества измерения и подбора по заданным характеристикам составных элементов. Одним из важных элементов является плоская спиральная пружина, которая входит в состав многих измерительных приборов и устройств. От ее выходных параметров зависит метрологическая точность измерения физических и электрических величин. Все это обосновывает важность технологического контроля плоских спиральных пружин.

Рассеяние выходных характеристик плоских спиральных пружин определяется ее распределенными упругими свойствами, которые во многом зависят от механических свойств материала заготовки, точности выполнения технологических операций ее наливки, термообработки и старения перед использованием циклическими нагружениями, а также и однородности физико-механических свойств материала по длине заготовки перед наливкой. Учитывая, что эти процессы многофакторные и точно не выполнимы, вводят выходной контроль ее характеристик для каждой исследуемой номерованной пружины, если она предназначена для работы с малыми моментами закручивания и участвует в измерении прецизионных параметров физических и электрических величин.

Важно отметить недостаточное освещение вопросов, связанных с разработкой методов и средств технологического контроля плоских спиральных пружин в отечественных и зарубежных публикациях и исследованиях [1–3].

В авиационном приборостроении для приборов, имеющих в конструкции спиральные пружины, принято измерять моменты закручивания в диапазонах, представленных в табл. 1 [4].

Таблица 1

Диапазоны измерения плоских спиральных пружин

Основные технические параметры	Ед. изм.	Показатель
1. Первый диапазон измерения	Н · м	От 0 до $5 \cdot 10^{-7}$
2. Второй диапазон измерения	Н · м	От $5 \cdot 10^{-7}$ до $10 \cdot 10^{-7}$
3. Третий диапазон измерения	Н · м	От $10 \cdot 10^{-7}$ до $50 \cdot 10^{-7}$
4. Четвертый диапазон измерения	Н · м	От $50 \cdot 10^{-7}$ до $100 \cdot 10^{-7}$
5. Пятый диапазон измерения	Н · м	От $100 \cdot 10^{-7}$ до $200 \cdot 10^{-7}$
6. Диапазон изменения угла скручивания пружины	град	От 5 до 270

Прямое преобразование информативного сигнала при контроле характеристик пружин связано с большими погрешностями результатов измерения, которые вызваны воздействием окружающих внешних факторов. К этим факторам можно отнести температуру, механические воздействия на процесс измерения, погрешности от трения в сочлененных частях конструкций измерителей и др. Типовая реализация этого принципа заложена в специально созданной для завода «ОАО Электроприбор» установке У-1119. В установке измеряемый момент при закручивании внешнего конца пружины индицируется световым лучом на градуированной шкале от источника светового пятна, который отражается от зеркальца, установленного на торсионе. Недостатками этого метода является невозможность измерения плоских спиральных пружин в широком диапазоне моментов закручивания, погрешность измерения из-за изменения физико-механических свойств торсиона, сложность калибровки преобразователя.

Более высокой точностью контроля обладают методы измерения уравнивающего преобразования [5–7]. Уравнивающий преобразователь в этих устройствах представляет собой магнитоэлектрический преобразователь в виде рамки в поле постоянного магнита, взаимодействие магнитных полей вызывает момент уравнивания контролируемой пружины. Недостатками таких преобразователей являются трение в опорах, наличие механически связанных токоподводов к рамке, довольно большой порог реагирования из-за наличия упругого элемента в схеме измерения, что снижает точность контроля и вызывает сложность обеспече-

ния погрешности измерения $0,1 \cdot 10^{-7} \text{ Н} \cdot \text{м}$. В работах [8–10] авторами предложено устройство с уравнивающим первичным преобразователем для измерения выходных характеристик плоских спиральных пружин, обеспечивающее диапазон измерения от 0 до $200 \cdot 10^{-7} \text{ Н} \cdot \text{м}$ и приведенную относительную погрешность измерения 1,5 %.

Принцип работы первичного преобразователя

В работе проанализированы два метода уравнивания момента, создаваемого пружиной:

- 1) метод магнитоэлектрического уравнивания;
- 2) метод электромагнитного уравнивания.

Конструкция первичного преобразователя на основе вышеперечисленных методов представлена на рис. 1, где уравнивание происходит без токоподводов к подвижной рамке и упругих противодействующих элементов непосредственным воздействием на плечи коромысла 1 моментом закручивания испытуемой пружины 21 и уравнивающим магнитным полем уравнивающего преобразователя 10 управляемым током. При этом уравнивающие преобразователи 10 закреплены жестко на основании прибора, а индикация достижения уравнивания коромысла 1 осуществляется оптической системой (точечный источник света 7, зеркало оптической системы 8 и фотоприемник 9). Углу закручивания пружины 21 соответствует момент M , который уравнивается через коромысло током I через обмотку уравнивающего преобразователя, т.е. статическая характеристика преобразования первичного преобразователя в общем виде

$$I = f(M), \quad (1)$$

где I – ток компенсации; M – момент.

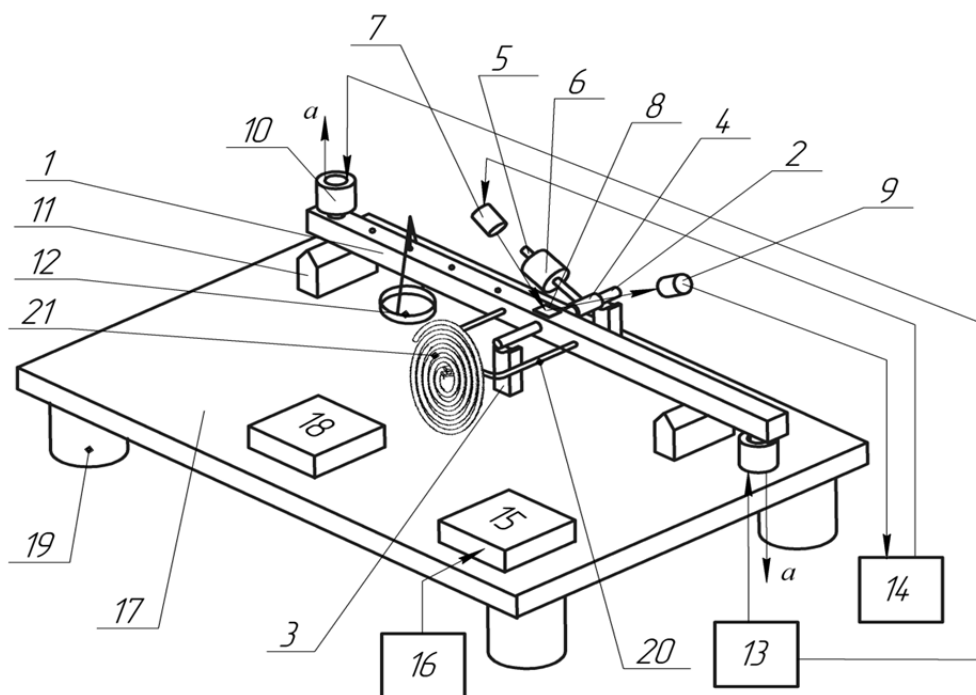


Рис. 1. Первичный преобразователь выходных характеристик плоских спиральных пружин:

- 1 – коромысло; 2 – выходной вал; 3 – опора выходного вала; 4 – фиксируемая втулка;
 5 – ось балансирующего груза; 6 – подвижный балансирующий груз; 7 – точечный источник света;
 8 – зеркало оптической системы; 9 – фотоприемник; 10 – уравнивающий преобразователь;
 11 – упор плеча коромысла; 12 – подвесная чаша; 13 – источник тока уравнивания;
 14 – схема указателя баланса; 15 – источник механических вибраций; 16 – блок управления параметрами вибраций; 17 – платформа; 18 – уровень; 19 – регулируемая опора гашения вибрации;
 20 – зажимы внутреннего конца пружины; 21 – испытуемая пружина

При методе магнитоэлектрического уравнивания уравнивающие преобразователи 10 выполнены в виде электромагнитов, каждый из которых состоит из катушки и подвижного постоянного магнита, закрепленных на каждом из концов коромысла. *Взаимодействия магнитных полей катушек и постоянных магнитов* создают моменты, направленные на уравнивание момента коромысла 1, создаваемого испытуемой пружиной 21. При данном методе измерения статическая характеристика преобразования измерительного преобразователя линейна.

При методе электромагнитного уравнивания уравнивающие преобразователи 10 выполнены в виде электромагнитов, каждый из которых состоит из обмотки с ферромагнитным сердечником и ярма, закрепленного на концах плеч коромысла 1. Силовое *взаимодействие магнитных полей электромагнитов* создают моменты, направленные на уравнивание момента коромысла 1, создаваемого испытуемой пружиной 21. При питании электромагнитов постоянным током происходит релейное срабатывание магнитного взаимодействия катушки с сердечником и ярмом из магнитомягкого материала, что объясняется магнитными свойствами цепи с переменным зазором, в которой возникает остаточная намагниченность при питании постоянным током. Для устранения залипания от остаточной намагниченности питание такого уравнивающего преобразователя необходимо производить переменным током. В этом случае в сердечнике возникают потери энергии на перемагничивания. При данном методе измерения статическая характеристика преобразования измерительного преобразователя нелинейна.

Калибровка измерительного преобразователя производится созданием контрольного момента путем нагружения чаши 12 разновесками в заданном диапазоне измерения после уравнивания коромысла [11]. Калибровочный момент M_k будет определяться как

$$M_k = FL, \quad (2)$$

где F – сила тяжести разновески; L – длина плеча коромысла, на котором подвешена чаша.

Перед включением процесса измерения производится регулировка горизонтального положения платформы 17 и соответственно коромысла 1 изменением высоты опор 19 гашения вибраций по индикатору уровня 18.

Для устранения несимметричного закручивания и разгрузки опор 3, т.е. уменьшения момента трения, предложена дифференциальная схема уравнивания с двумя симметричными уравнивающими преобразователями 10 момента относительно оси выходного вала 2.

В работе предложен метод уменьшения трения в опорах 3 выходного вала введением вибраций в зону опор. Для этого устанавливается оптимальный режим источника 15 механических вибраций, не влияющий на процесс измерения, путем регулировки частоты и ускорения вибраций в блоке 16 управления параметрами вибрации. Механические вибрации передаются по платформе 17 к опорам 3 выходного вала 2 и создают его микроподбрасывание, значительно уменьшающее трение между ними.

Особое внимание следует обратить на балансировку коромысла 1 перед измерением, точность которой определяет порог реагирования при измерении момента и вносит систематическую погрешность. Схема балансировки коромысла при различных положениях чаши представлена на рис. 2.

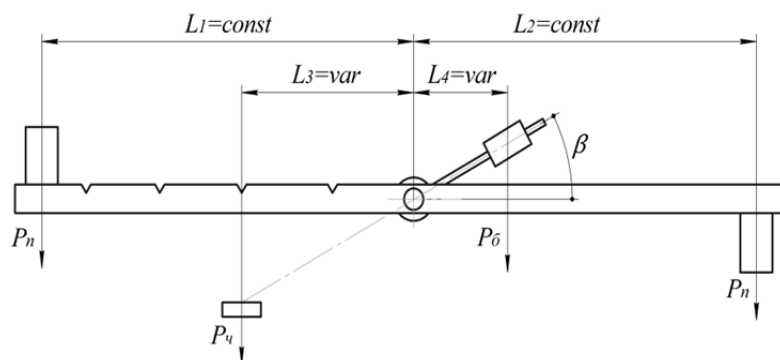


Рис. 2. Схема балансировки коромысла

При выполнении балансировки коромысла необходимо учесть, что:

1) происходит практически автоматическое вычитание правого и левого моментов $M_{\text{п}} = L_1 \cdot P_{\text{п}}$ и $M_{\text{л}} = L_2 \cdot P_{\text{л}}$ при идентичности плеч коромысла;

2) необходимо уравновесить моменты, создаваемые чашей $M_{\text{ч}} = L_3 \cdot P_{\text{ч}}$, и неидентичность плеч коромысла поочередным изменением моментов $M_6 = L_4 \cdot P_6$ путем перемещения груза и угла β вдоль оси балансирующего груза, добиваясь того, чтобы выполнялся баланс

$$L_3 P_{\text{ч}} = L_4 P_6. \quad (3)$$

Весомую составляющую в погрешности измерения момента играют трения в опорах выходного вала. В качестве опор [12] для первичного преобразователя выбраны цилиндрические опоры с трением скольжения, так как они просты в изготовлении, могут воспринимать большие нагрузки (как радиальные, так и осевые), обладают высокой прочностью и износостойкостью, хорошо работают в широком диапазоне нагрузок, могут функционировать в режиме жидкостного трения и без смазки. Опорами скольжения называют такие опоры, работа которых происходит в условиях скольжения поверхности охватываемого элемента (цапфы, пяты) по поверхности охватывающего элемента (втулки, подшипника, подпятника). Цилиндрические опоры скольжения применяют в часовых механизмах, в механизмах радиоустройств, в оптико-механических, контрольно-измерительных, авиационных приборах и во многих других приборных устройствах. В механизмах приборных устройств повышенной точности применяют подшипники из естественных или искусственных минералов, таких как агат, сапфир, рубин, корунд.

Материал подшипника в сочетании с материалом цапфы должен обладать малым коэффициентом трения, высокой износостойкостью и хорошей прирабатываемостью. Слой трения должен обладать необходимой несущей способностью, противостоять коррозионному воздействию среды, коэффициент теплопроводности должен быть достаточным для отвода теплоты из зоны трения. Кроме того, необходимо учесть экономическую целесообразность применения данного материала по стоимости, технологичности обработки и работоспособности в течение заданного срока службы. Для данной опоры выбран материал подшипника – рубин с коэффициентом трения $f = 0,14$.

Линейная модель процесса преобразования

Кроме вышеописанной систематической погрешности, неточности балансировки коромысла и погрешности от трения в опорах, на первичный преобразователь в процессе его работы действует совокупность внешних факторов. Выделены наиболее существенные факторы, которые могут повлиять на процесс преобразования информативного сигнала.

Считая процесс установившимся, проведем анализ линейной детерминированной модели процесса преобразования угла закручивания пружины (рис. 3).

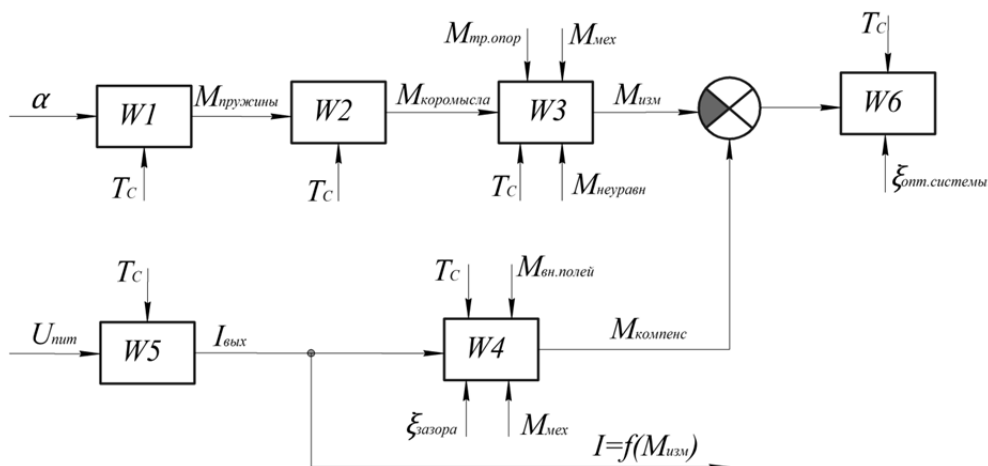


Рис. 3. Линейная модель процесса преобразования информативного сигнала

При этом статические характеристики всех элементарных измерительных преобразователей $W_1 - W_5$ определяются линейной зависимостью между приращением входного ϑ и выходного $I_{\text{вых}}$ сигналов, а коэффициенты $Q_{\vartheta}^{I_{\text{вых}}}$, связывающие эти зависимости, характеризуют чувствительности (крутизну преобразования) к изменению выходного сигнала на входное воздействие и находятся как частные производные функции преобразования по входному сигналу в точке линеаризации $Q_{\vartheta}^{I_{\text{вых}}} = \frac{\partial I_{\text{вых}}}{\partial \vartheta}$.

На основании такой постановки задачи статическая характеристика процесса преобразования запишется в виде

$$I_{\text{вых}} = f(\alpha, T_c, M_{\text{пружины}}, M_{\text{коромысла}}, M_{\text{тр.опор}}, M_{\text{мех}}, M_{\text{неуравн}}, M_{\text{изм}}, \xi_{\text{опт.системы}}, M_{\text{компенс}}, M_{\text{вн.полей}}, \xi_{\text{зазора}}, U_{\text{пит}}). \quad (4)$$

где $I_{\text{вых}}$ – выходной ток преобразователя, пропорциональный измеряемому моменту $M_{\text{пружины}}$; α – угол закручивания пружины (информативный сигнал по углу); T_c – температура окружающей среды; $M_{\text{пружины}}$ – момент измеряемой пружины (информативный сигнал по моменту); $M_{\text{коромысла}}$ – момент коромысла; $M_{\text{тр.опор}}$ – момент трения опор; $M_{\text{мех}}$ – момент наводок от внешних механических воздействий; $M_{\text{неуравн}}$ – момент неуравновешенности; $M_{\text{изм}}$ – измеряемый момент; $\xi_{\text{опт.системы}}$ – неточность срабатывания оптической системы; $M_{\text{компенс}}$ – момент компенсации преобразователя; $M_{\text{вн.полей}}$ – помехи от внешних электрических, магнитных и других полей; $\xi_{\text{зазора}}$ – погрешность установки зазора в уравнивающем преобразователе; $U_{\text{пит}}$ – напряжение питания электрических цепей.

Тогда линейная модель определится выражением

$$\begin{aligned} \Delta Q_{\xi_{\text{опт.системы}}}^{I_{\text{вых}}} \Delta I_{\text{вых}} = & \Delta Q_{\alpha}^{I_{\text{вых}}} \Delta \alpha + \Delta Q_{T_c}^{I_{\text{вых}}} \Delta T_c + \Delta Q_{M_{\text{пружины}}}^{I_{\text{вых}}} \Delta M_{\text{пружины}} + \Delta Q_{M_{\text{тр.опор}}}^{I_{\text{вых}}} \Delta M_{\text{тр.опор}} + \\ & + \Delta Q_{M_{\text{мех}}}^{I_{\text{вых}}} \Delta M_{\text{мех}} + \Delta Q_{M_{\text{неуравн}}}^{I_{\text{вых}}} \Delta M_{\text{неуравн}} + \Delta Q_{M_{\text{изм}}}^{I_{\text{вых}}} \Delta M_{\text{изм}} + \Delta Q_{\xi_{\text{опт.системы}}}^{I_{\text{вых}}} \Delta \xi_{\text{опт.системы}} + \\ & + \Delta Q_{M_{\text{компенс}}}^{I_{\text{вых}}} \Delta M_{\text{компенс}} + \Delta Q_{M_{\text{вн.полей}}}^{I_{\text{вых}}} \Delta M_{\text{вн.полей}} + \Delta Q_{\xi_{\text{зазора}}}^{I_{\text{вых}}} \Delta \xi_{\text{зазора}} + \Delta Q_{U_{\text{пит}}}^{I_{\text{вых}}} \Delta U_{\text{пит}}. \end{aligned} \quad (5)$$

Из выражения (5) можно выделить мультипликативную погрешность, т.е. крутизну преобразования:

$$\begin{aligned} \Delta I_M = & \Delta Q_{M_{\text{неуравн}}}^{I_{\text{вых}}} \Delta M_{\text{неуравн}} + \Delta Q_{M_{\text{мех}}}^{I_{\text{вых}}} \Delta M_{\text{мех}} + \Delta Q_{U_{\text{пит}}}^{I_{\text{вых}}} \Delta U_{\text{пит}} + \Delta Q_{T_c}^{I_{\text{вых}}} \Delta T_c + \\ & + \Delta Q_{\xi_{\text{опт.системы}}}^{I_{\text{вых}}} \Delta \xi_{\text{опт.системы}} + \Delta Q_{\xi_{\text{зазора}}}^{I_{\text{вых}}} \Delta \xi_{\text{зазора}}, \end{aligned} \quad (6)$$

и аддитивную погрешность, т.е. смещение нулевого от начального значения:

$$\Delta I_a = \Delta Q_{M_{\text{тр.опор}}}^{I_{\text{вых}}} \Delta M_{\text{тр.опор}} + \Delta Q_{M_{\text{вн.полей}}}^{I_{\text{вых}}} \Delta M_{\text{вн.полей}} + \Delta Q_{M_{\text{компенс}}}^{I_{\text{вых}}} \Delta M_{\text{компенс}}. \quad (7)$$

Мультипликативная погрешность преобразователя угла закручивания пружины в электрический сигнал появляется в результате действия составляющих: $\Delta U_{\text{пит}}$ – погрешности напряжения питания электрических цепей, вызванные изменением коэффициентов усиления информативного сигнала; ΔT_c – погрешность от изменения температуры окружающей среды, приводит к деформации конструктивных элементов измерителя, элементов электроники и параметров пружины, что в итоге приводит к погрешностям компенсации и передачи задаваемого момента закручивания; $\Delta M_{\text{мех}}$ – погрешность, вызванная наводками от внешних механических воздействий, приводит к искажению электромагнитного поля в уравнивающем преобразователе, изменению процесса компенсации и наложению механических помех на

процесс механический статической балансировки; $\Delta M_{\text{вн.полей}}$ – погрешность, вызванная помехами от внешних электрических, магнитных и других полей, также искажает балансировку; $\Delta \xi_{\text{опт.системы}}$ – погрешность от неточности срабатывания оптической системы; $\Delta \xi_{\text{зазора}}$ – погрешность изменения зазора между электромагнитом и ярмом или магнитом и обмоткой, приводит к существенному изменению необходимого тока компенсации.

На аддитивную составляющую погрешности влияют значения: ΔT_c – погрешность, вызванная изменением температуры окружающей среды, влияет на магнитные свойства материала сердечника электромагнита; $\Delta M_{\text{вн.полей}}$ – погрешность, вызванная помехами от электрических, магнитных и других полей, – может изменить начальную настройку баланса коромысла; $M_{\text{компенс}}$ – погрешность момента компенсации электромагнита; $\Delta \xi_{\text{опт.системы}}$ – погрешность от неточности срабатывания оптической системы; $\Delta \xi_{\text{зазора}}$ – погрешность установки зазора в уравнивающем преобразователе.

Заключение

Предложен вариант конструкции первичного преобразователя измерителя выходных характеристик плоских спиральных пружин. Применение метода магнитоэлектрического уравнивания при проектировании первичного преобразователя является предпочтительным в сравнении с электромагнитным, так как имеет линейную функцию преобразования и не имеет потерь тепла при перемагничивании. Предложенный вариант конструкции первичного преобразователя позволяет уменьшить влияние трения опор и подвижных элементов конструкции на процесс измерения, обеспечить возможность измерения маломоментных плоских спиральных пружин (в диапазоне от 0 до $200 \cdot 10^{-7}$ Н·М) приборостроения. Проведенный анализ линейной модели процесса преобразования информативного сигнала характеризует возможные погрешности первичного преобразователя и определяет направление их уменьшения.

Библиографический список

1. Fraden, J. Handbook of Modern Sensor / J. Fraden. – N.Y. : Springer, 2010. – 355 p.
2. Jackson, R. G. Novel Sensors and Sensing / R. G. Jackson. – L. : Institute of Physics Publishing, 2004. – 61 p.
3. Датчики : справочное пособие / под общ. ред. В. М. Шарапова, Е. С. Полищука. – М. : Техносфера, 2012 – 276 с.
4. ОСТ 1 00819 х76. Пружины спиральные плоские. Технические условия. – М., 1976.
5. А.с. № 77504 СССР: М. Кл. G 01L 3/10. Устройство для измерения момента спиральных пружин / Пурга В. Е., Гуревич Д. Л., Маторин В. Г., Петров Н. А. – заявл. 11.01.1979 ; опубл. 07.11.1980, Бюл. № 41.
6. Пат. на изобретение № 2075895 РФ, G 01L 3/10. Автоматизированный стенд контроля выходных характеристик спиральных пружин / Кравченко Н. А., Шайхутдинов Р. М., Давлетшин Э. З., Шайхутдинов А. Р. – заявл. 01.08.93 ; опубл. 20.03.1997, Бюл. № 8.
7. А.с. № 12288 СССР: Кл. 42К, 1. Устройства для измерения плоских спиральных пружин на углах закручивания / Урахчинский Н. П., Абросимов А. В., Нотариус М. Д. – заявл. 05.01.1959 ; опубл. 1960, Бюл. № 4.
8. Пат. на изобретение № 2586411 РФ: G 01L 3/10. Автоматизированный измеритель выходных характеристик спиральных пружин / Кравченко Н. А., Шекриладзе М. Д. – заявл. 10.12.2014 ; опубл. 10.06.2016, Бюл. № 16.
9. Кравченко, Н. А. Разработка и исследование принципов построения моментомера спиральных пружин / Н. А. Кравченко, М. Д. Шекриладзе // Наука. Техника. Информации – 2014 : сб. ст. Междунар. науч.-техн. конф. (25–27 марта 2014 г., г. Брянск) / под общ. ред. А. Л. Сафонова. – Брянск : НДМ, 2014. – С. 342–347.
10. Шекриладзе, М. Д. Разработка и исследование принципов построения стенда контроля выходных характеристик спиральных пружин / М. Д. Шекриладзе // Радиоэлектроника и молодежь в XXI веке : сб. материалов 17-го Междунар. молодежного форума. – Харьков : ХНУРЭ, 2013. – Т. 1. – 323 с.

11. Шекриладзе, М. Д. Автоматизированный моментомер / М. Д. Шекриладзе // Проблемы и перспективы развития наукоемкого машиностроения. XXI Туполевские чтения : материалы конф. Междунар. молодежная науч. конф. (19–21 ноября 2013 г.). – Казань : Изд-во Казан. гос. техн. ун-та, 2013. – Т. I. – 434–436 с.
12. Ковалев, М. П. Опоры приборов / М. П. Ковалев, И. М. Сивоконенко, К. Н. Явленский. – М. : Машиностроение, 1967. – 189 с.

Шекриладзе Майя Давидовна

аспирант,
Казанский национальный исследовательский
технический университет
им. А. Н. Туполева – КАИ
(Россия, г. Казань, ул. К. Маркса, 10)
E-mail: Maiechka1991@yandex.ru

Shekriladze Maya Davidovna

postgraduate student,
Kazan National Research Technical University
named after A. N. Tupolev
(10 Karl Marks street, Kazan, Russia)

Кравченко Николай Александрович

кандидат технических наук, доцент,
кафедра стандартизации, сертификации
и технологического менеджмента,
Казанский национальный исследовательский
технический университет
им. А. Н. Туполева – КАИ
(Россия, г. Казань, ул. К. Маркса, 10)
E-mail: krav-1946@mail.ru

Kravchenko Nikolay Aleksandrovich

candidate of technical sciences, associate professor,
sub-department of standardization
and certification of technology management,
Kazan National Research Technical University
named after A. N. Tupolev
(10 Karl Marks street, Kazan, Russia)

Галимов Фарид Мисбахович

доктор технических наук, профессор,
заведующий кафедрой стандартизации,
сертификации и технологического менеджмента,
Казанский национальный исследовательский
технический университет
им. А. Н. Туполева – КАИ
(Россия, г. Казань, ул. К. Маркса, 10)
E-mail: far-galim@yandex.ru

Galimov Farid Misbahovich

doctor of technical sciences, professor,
head of sub-department of standardization
and certification of technology management,
Kazan National Research Technical University
named after A. N. Tupolev
(10 Karl Marks street, Kazan, Russia)

УДК 681.2.084

Шекриладзе, М. Д.

Первичный преобразователь измерителя выходных характеристик плоских спиральных пружин / М. Д. Шекриладзе, Н. А. Кравченко, Ф. М. Галимов // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2017. – № 1 (19). – С. 49–56.

ИНФОРМАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ И УПРАВЛЯЮЩИЕ СИСТЕМЫ

УДК 519.24; 53; 57.017

В. И. Волчихин, А. И. Иванов, А. В. Сериков, Ю. И. Серикова

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ЭФФЕКТОВ КВАНТОВОЙ СУПЕРПОЗИЦИИ ПРИ РЕГУЛЯРИЗАЦИИ ВЫЧИСЛЕНИЙ СТАНДАРТНОГО ОТКЛОНЕНИЯ НА МАЛЫХ ВЫБОРКАХ БИОМЕТРИЧЕСКИХ ДАННЫХ

V. I. Volchikhin, A. I. Ivanov, A. V. Serikov, Y. I. Serikov

USING THE EFFECTS OF QUANTUM SUPERPOSITION OF THE REGULARIZATION OF THE STANDARD DEVIATION CALCULATION ON SMALL SAMPLES OF BIOMETRIC DATA

А н н о т а ц и я. Актуальность и цели. Целью работы является снижение погрешности вычисления стандартного отклонения на малых выборках биометрических данных в рамках гипотезы нормального распределения значений. **Материалы и методы.** Рассматривается метод регуляризации оценки стандартного отклонения. Показано, что для этой цели нужно использовать еще один (второй) метод вычисления стандартного отклонения. Если ошибка второго метода слабо коррелирована с ошибкой классического метода вычисления корреляции, то появляется возможность их взаимного уточнения. При реализации второго метода использован один из эффектов квантовой суперпозиции, возникающий при квантовании континуума с переходом к симметричным гистограммам с регулируемой шириной интервалов. **Результаты.** Предложено усреднять результат вычисления стандартного отклонения, полученный двумя разными методами для повышения точности оценок на малых выборках. **Выводы.** Результирующая ошибка при вычислении стандартного отклонения двумя методами снижается примерно на 30 %, что эквивалентно повышению размеров тестовой выборки с 16 до 30 опытов. Это эквивалентно повышению числа обусловленности программ для вычисления стандартного отклонения примерно в 2 раза при примерном удвоении числа строк программной реализации для языков высокого уровня.

A b s t r a c t. Background. The aim is to decrease the error calculating the standard deviation on small samples of biometric data as part of the normal distribution of values hypothesis. **Materials and methods.** The method of estimation of the standard deviation regularization. It is shown that for this purpose need to use another (second) method of calculating the standard deviation. If the error of the second method is weakly correlated with the error of the classical

method of calculating the correlation, there is a possibility of their mutual clarification. When implementing the second method used by one of the effects of quantum superposition occurring in the quantization of the continuum with the transition to the balanced histogram with adjustable width intervals. **Results.** Proposed average result of the calculation of the standard deviation obtained by two different methods to improve the accuracy of estimates on small samples. **Conclusions.** The resulting error in the calculation of the standard deviation of the two methods is reduced by about 30 %, equivalent to increasing the size of the test sample with 16 to 30 experiments. This is equivalent to improve the condition number of programs to calculate the standard deviation of about 2 times at roughly double the number of lines of software implementation for high-level languages.

К л ю ч е в ы е с л о в а: малые тестовые выборки биометрических данных, регуляризация вычислений, гипотеза нормального закона распределения значений, стандартное отклонение.

Key words: small test sample of biometric data, regularization calculations, the hypothesis of normal distribution of values of the law, the standard deviation.

Проблема вычисления стандартного отклонения на малых тестовых выборках биометрических данных

При обработке биометрических данных, например при обучении больших искусственных нейронных сетей, используется от 8 до 16 примеров образа «Свой». Стандартный алгоритм обучения [1] опирается на вычисление нескольких сотен математических ожиданий биометрических параметров $E(v_i)$ и столько же стандартных отклонений $\sigma(v_i)$. При этом ошибка вычисления математических ожиданий на малых выборках, как правило, оказывается меньше, чем ошибка вычисления стандартных отклонений. Так, из рис. 1 видно, что для выборки, состоящей из 16 примеров, относительная ошибка вычисления стандартного отклонения может достигать 50 %. По этой причине одной из основных проблем применения стандарта [1] на малых выборках является повышение точности вычисления стандартных отклонений. Ранее было показано, что систематическая составляющая погрешности вычисления стандартного отклонения [2] устранима. В данной статье мы попытаемся показать, что случайная составляющая погрешности также может быть значительно уменьшена.

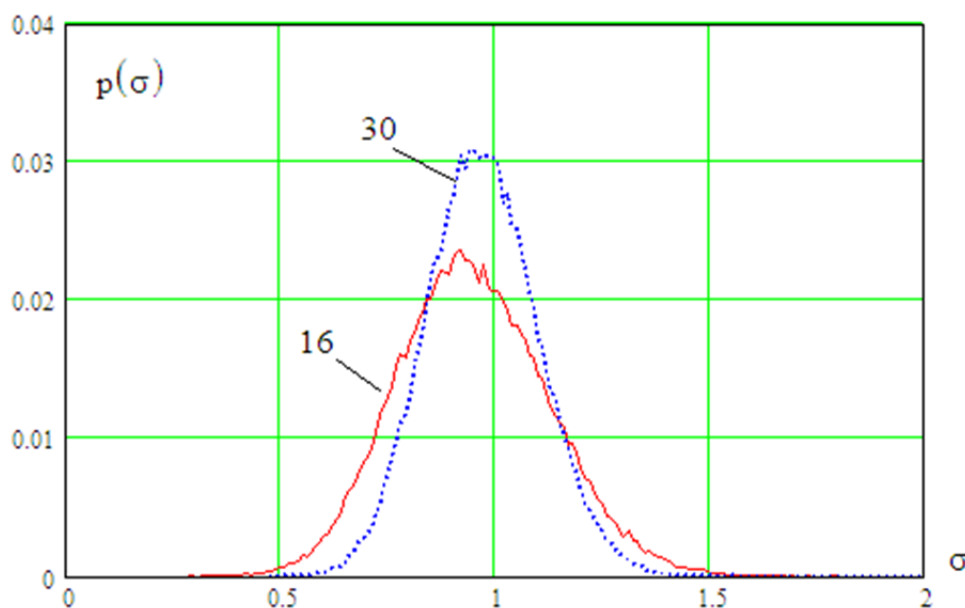


Рис. 1. Плотности распределения значений среднеквадратического отклонения при выборке из 16 и 30 опытов для нормированных данных

Та же самая проблема малых выборок возникает и при тестировании [3] нейросетевых преобразователей биометрия-код. При оценке вероятности ошибок второго рода (ошибочный пропуск «Чужого») можно заранее сформировать достаточно большую тестовую базу образов «Чужой» по ГОСТ Р 52633.1 [4]. В этом случае проблема решается за счет предварительного выполнения комплекса предварительных организационно-технических мероприятий. Если же требуется определить вероятность ошибок первого рода (отказ в доступе примерам образа «Свой»), нет иного способа, как предъявлять средству биометрической аутентификации выборку из тестовых примеров, не участвовавших при обучении.

Очевидно, что с ростом числа опытов в обучающей выборке [1] или тестовой выборке [2] $n \rightarrow \infty$ происходит монотонное снижение методической ошибки $E(\sigma) \rightarrow 1$. Также происходит монотонное снижение стандартного отклонения континуума стандартных отклонений $\sigma(\sigma) \rightarrow 0$. Эта ситуация отображена на рис. 1, из которого видно, что при выборке из 30 опытов стандартное отклонение сжимается примерно на 30 % по отношению к распределению, построенному на выборке из 16 опытов.

Математическая молекула асимметрии континуума данных с нормальным распределением значений

Классические квантовые вычисления [5] и квантовые вычисления нейросетевой эмуляции квантовых состояний [6] имеют много общего. В связи с этим (по аналогии с планетарной моделью некоторой физической молекулы) рассмотрим математическую молекулу, построенную для наблюдения асимметрии нормального распределения континуума внутренних состояний 16 электронов, размещенных на трех орбиталях. Обе эти конструкции иллюстрируются рис. 2.

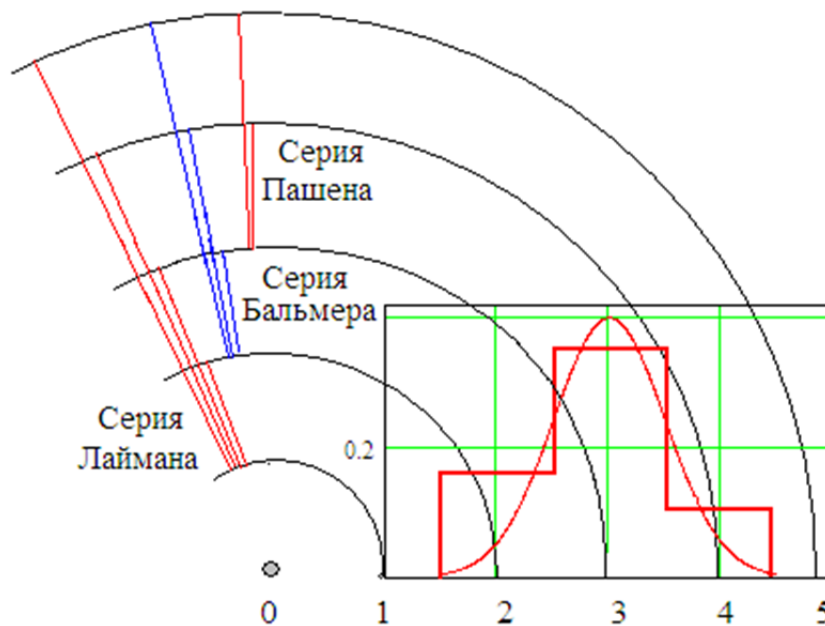


Рис. 2. Планетарная модель молекулы водорода, построенная исходя из гипотезы нормального закона распределения значений континуума состояний электронов, с квантованием данных по трем орбитам (по трем столбцам гистограммы)

Для планетарной модели некоторой физической молекулы Нильсом Бором постулировано отсутствие излучения при нахождении электрона на стационарной орбите, спектр излучения (поглощения) возникает только при переходе электрона с одной орбиты на другую.

Математическая модель синтезирована иначе. Ее внутренний континуум воспроизводится программным генератором псевдослучайных чисел, который имеет нормальное распределение данных и создает выборки по 16 опытов. Данные таких выборок накрывают 3 интервала гистограммы (рис. 2), каждый интервал гистограммы соответствует нахождению некоторого числа электронов на одной из трех, разрешенных для них орбиталей.

Принципиальным отличием физической молекулы от математической является то, что мы наблюдаем спектр возможных состояний числа электронов (опытов) на каждой из трех орбиталей. Воспроизвести на обычном компьютере молекулу водорода, точно воспроизводящую спектр излучения серий линий Лаймана, Бальмера, Пашена, очень трудно (таких программных моделей нет). Напротив, создать программную модель математической молекулы с тремя орбиталями и 16 электронами несложно. В этом корень проблемы. Создать квантовый вычислитель с поддержкой даже на 10 кубит квантовой суперпозиции, находясь в рамках парадигмы Манина – Шредингера, очень сложно из-за проблемы синхронизации состояния «котов Шредингера». При отказе от аппаратно-программного воспроизведения уравнений Шредингера положение кардинально изменяется. Поясним это на примере математической молекулы с тремя уровнями квантования состояний нормального континуума при 16 опытах.

Математическая молекула, созданная для наблюдения асимметрии хвостов нормального распределения на малых выборках

Ранее были созданы математические хи-квадрат молекулы Пирсона [6–10], использующие процедуры квантования данных, характерные для гистограмм, содержащих 4 и 6 интервалов. Для каждой математической молекулы получается свой спектр выходных состояний, зависящий от закона распределения внутреннего континуума, разметов выборки (числа электронов), параметров квантователя (числа столбцов гистограммы и способа их синхронизации с математическим ожиданием и стандартным отклонением).

В нашем случае будем использовать гистограмму с тремя столбцами. При этом центр второго столбца будем всегда совмещать с математическим ожиданием каждой выборки по 16 примеров. В этом случае компараторы первого и второго уровней квантователя должны быть синхронизированы между собой следующим образом:

$$\begin{cases} k_1 = E(x) - 0,673\sigma(x); \\ k_2 = E(x) + 0,673\sigma(x). \end{cases} \quad (1)$$

В этом случае в первый столбец гистограммы примеры тестовой выборки должны попадать с вероятностью $P_1 = 0,25$. Во второй и третий столбцы гистограммы опыты тестовой выборки будут попадать с вероятностями $P_2 = 0,5$ и $P_3 = 0,25$. Однако эта вероятность возникает только в пределе при очень большом повторении серии опытов. В реальной жизни каждая выборка по 16 примеров будет давать гистограммы с разным заполнением столбцов.

По первым двум столбцам гистограммы осуществим нумерацию возможных состояний гистограмм по формуле $n = 10n_1 + n_2$. На рис. 3 даны линии спектра состояний математической молекулы, высота которых пропорциональна вероятности их появления.

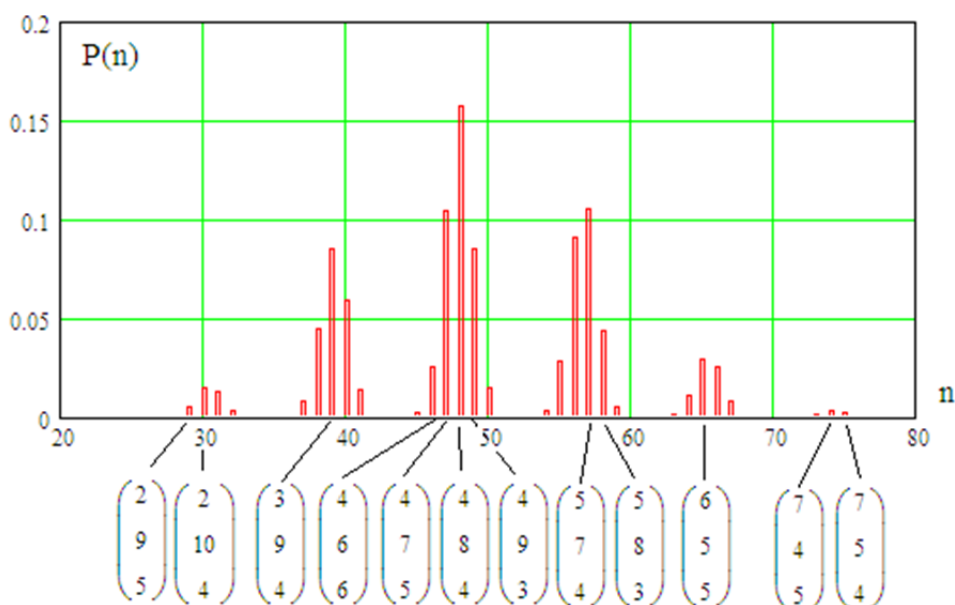


Рис. 3 Спектр состояний гистограмм трехуровневой молекулы с нормальным внутренним континуумом

Описанная выше математическая конструкция хорошо описывает асимметрию правого и левого хвостов распределения значений в малой выборке. В левой части рисунка оказываются линии спектра, соответствующие слишком коротким левым хвостам распределений. В правой части рис. 3 спектральные линии соответствуют ситуации, когда укороченными оказываются правые хвосты распределений. В этом смысле эту математическую конструкцию следует рассматривать как молекулу, удобную для контроля асимметрии распределений малых выборок.

***Использование математической молекулы для контроля
среднеквадратического отклонения в малой выборке***

Заметим, что появление линии в левой части рис. 3 и/или в правой части всегда свидетельствует о высокой вероятности ошибок вычисления стандартного отклонения. Если же линия спектра окажется в центре рисунка, то стандартное отклонение с высокой вероятностью будет вычислено правильно.

Пользуясь этим, осуществим оценку верного значения стандартного отклонения путем регулирования ширины центрального столбца гистограммы. Для этой цели введем коэффициент масштаба M в формулу вычисления положения порогов квантования данных:

$$\begin{cases} k_1 = E(x) - M \cdot 0,673\sigma(x); \\ k_2 = E(x) + M \cdot 0,673\sigma(x). \end{cases} \quad (2)$$

Если теперь плавно менять масштаб в интервале от 0,3 до 1,3, то соотношения между столбцами гистограммы будут меняться. В качестве критерия процесса оптимизации будем использовать равенство вероятности попадания примеров в двух крайних столбцах и в центральный столбец:

$$\begin{cases} P_1 + P_3 - P_2 = 0, \\ n_1 + n_3 - n_2 = 0. \end{cases} \quad (3)$$

На рис. 4 дается функция изменения масштаба для двух разных выборок, приводящая изначально асимметричную гистограмму к условию частичной симметрии (3).

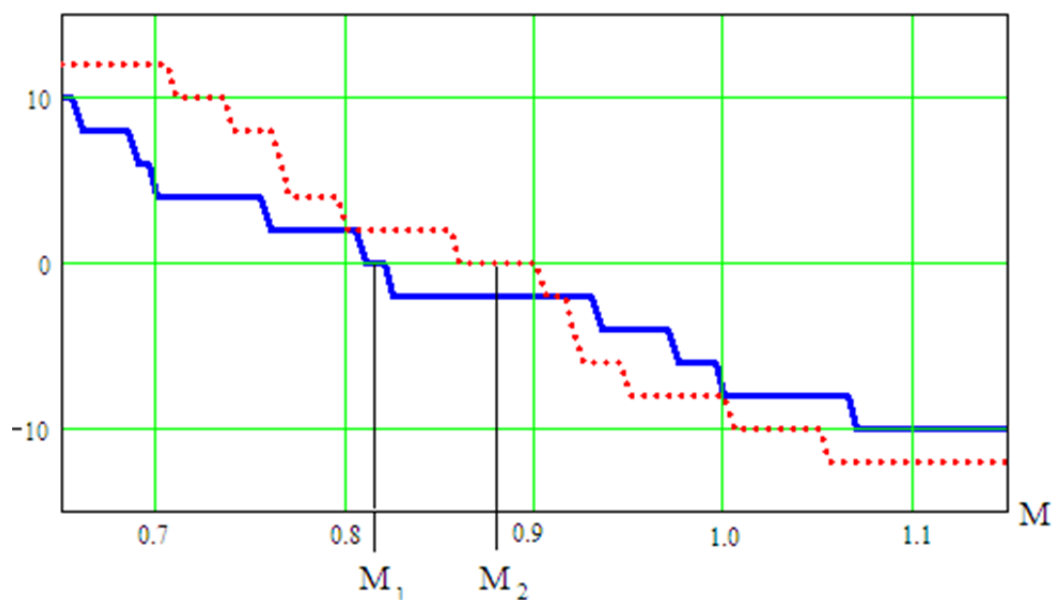


Рис. 4. Примеры поиска оптимального масштаба стандартного отклонения, приводящего к частично симметризованной гистограмме

Из рис. 4 видно, что первая выборка (ее след отображен сплошной линией) свертывается до частично симметричной гистограммы при масштабе $M_1 = 0,82$. Вторая выборка свертывает-

ся до частично симметричной гистограммы при масштабе $M_2 = 0,87$. Естественно предположить, что разные масштабы M_1 и M_2 вполне могли оказаться следствием ошибки вычисления стандартного отклонения, обусловленной конечной выборкой из 16 примеров.

Проверка статистических свойств второго метода определения стандартного отклонения показала, что его ошибка не коррелирована с ошибкой классического метода вычисления. Стандартные отклонения случайных ошибок первого и второго методов сопоставимы. Это позволяет корректировать случайную составляющую ошибки путем простого усреднения данных, полученных двумя разными методами:

$$\sigma(x) = \sigma(x) \frac{1+M}{2}. \quad (4)$$

Такая коррекция позволяет снизить стандартное отклонение примерно на 30 %, что эквивалентно повышению выборки с 16 опытов до 30. При этом методическая составляющая ошибки увеличивается, однако она поддается компенсации известным методом [2].

Заключение

Если оставаться в рамках классического статистического анализа, то задача повышения точности оценки стандартного отклонения на малых выборках кажется невыполнимой. Положение меняется, когда мы выполняем параллельные вычисления при континуальном и квантовом представлении данных. Результаты вычислений в непрерывном и дискретном пространствах оказываются независимыми, что и дает возможность для их взаимного дополнения. Примерно так же, как непрерывная физика Ньютона дополняется квантовой физикой микромира, классический статистический анализ непрерывных данных может быть дополнен квантовой статистикой тех же самых данных.

Принципиальная значимость данной статьи состоит в том, что она хорошо иллюстрирует факт дополнения друг друга непрерывной (континуальной) и квантовой статистик. Оставаясь только в непрерывной статистике или только в квантовой статистике, мы ограничиваем свои технические возможности. Из рассмотренного в статье примера видно, что действительно эффективные вычислительные алгоритмы должны рассматривать статистические объекты двусторонне, необходимо создавать континуально-квантовые алгоритмические симбиозы.

Библиографический список

1. ГОСТ Р 52633.5–2011 «Защита информации. Техника защиты информации. Автоматическое обучение нейросетевых преобразователей биометрия-код доступа». – М. : Изд-во стандартов, 2011.
2. Волчихин, В. И. Компенсация методических погрешностей вычисления стандартных отклонений и коэффициентов корреляции, возникающих из-за малого объема выборок / В. И. Волчихин, А. И. Иванов, Ю. И. Серикова // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Технические науки. – 2016. – № 1 (37). – С. 103–110.
3. ГОСТ Р 52633.3–2011. Защита информации. Техника защиты информации. Тестирование стойкости средств высоконадежной биометрической защиты к атакам подбора. – М. : Изд-во стандартов, 2011.
4. ГОСТ Р 52633.1–2009. Защита информации. Техника защиты информации. Требования к формированию баз естественных биометрических образов, предназначенных для тестирования средств высоконадежной биометрической аутентификации. – М. : Изд-во стандартов, 2009.
5. Нильсон, М. Квантовые вычисления и квантовая информация / М. Нильсон, И. Чанг. – М. : Мир, 2006. – 821 с.
6. Иванов, А.И. Многомерная нейросетевая обработка биометрических данных с программным воспроизведением эффектов квантовой суперпозиции / А. И. Иванов. – Пенза : Изд-во ПНИЭИ, 2016. – 133 с. – URL: <http://пниэи.рф/activity/science/BOOK16.pdf>
7. The Family of Chi-Square Molecules Pearson: Software-Continuum Quantum Accelerators of High-Dimensional Calculations / B. Akhmetov, A. Ivanov, A. Gilmutdinov, A. Bezyaev, Y. Funtikova // 15th International Conference on Control, Automation and Systems (ICCAS 2015) to be held on October 13–16, 2015 in BEXCO(ТРОЗ-78). – Busan, Korea, 2015.
8. Кулагин, В. П. Циклические континуально-квантовые вычисления: усиление мощности хи-квадрат критерия на малых выборках / В. П. Кулагин, А. И. Иванов, А. И. Газин, Б. Б. Ахметов // Аналитика. – № 5. – 2016. – С. 22–29.

9. Перспективы создания циклической континуально-квантовой хи-квадрат машины для проверки статистических гипотез на малых выборках биометрических данных и данных иной природы / В. И. Волчихин, А. И. Иванов, Д. В. Пащенко, Б. Б. Ахметов, С. Е. Вятчанин // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Технические науки. – 2017. – № 1 (41). – С. 3–7.
10. Статистические свойства молекулы хи-квадрат Пирсона для малых тестовых выборок биометрических данных / В. И. Волчихин, А. И. Иванов, Б. Б. Ахметов, Д. В. Пащенко, С. Е. Вятчанин // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Физико-математические науки. – 2017. – № 1 (41).

Волчихин Владимир Иванович

доктор технических наук, профессор,
президент Пензенского государственного
университета
(Россия, г. Пенза, ул. Красная, 40)
E-mail: vvi@pnzgu.ru

Volchikhin Vladimir Ivanovich

doctor of technical sciences, professor,
President of Penza State University
(40 Krasnaya street, Penza, Russia)

Иванов Александр Иванович

доктор технических наук, доцент,
начальник лаборатории биометрических
и нейросетевых технологий,
Пензенский научно-исследовательский
электротехнический институт
(Россия, г. Пенза, ул. Советская, 9)
E-mail: ivan@pniei.penza.ru

Ivanov Aleksandr Ivanovich

doctor of technical sciences, associate professor,
head of biometric and neuronal nets
technology laboratory,
Penza Scientific Research Electrotechnical Institute
(9 Sovetskaya street, Penza, Russia)

Сериков Андрей Васильевич

начальник отделения,
Научно-производственное
предприятие «Рубин»
(Россия, г. Пенза, ул. Байдукова 2)
E-mail: julia-ska@yandex.ru

Serikov Andrey Vasil'evich

department director,
Scientific production company «Rubin»
(2 Baydukova street, Penza, Russia)

Серикова Юлия Игоревна

магистрант,
Пензенский государственный университет
(Россия, г. Пенза, ул. Красная, 40)
E-mail: julia-ska@yandex.ru

Serikova Julia Igorevna

master degree student,
Penza State University
(40 Krasnaya street, Penza, Russia)

УДК 519.24; 53; 57.017

Волчихин, В. И.

Использование эффектов квантовой суперпозиции при регуляризации вычислений стандартного отклонения на малых выборках биометрических данных / В. И. Волчихин, А. И. Иванов, А. В. Сериков, Ю. И. Серикова // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2017. – № 1 (19). – С. 57–63.

УДК 368.3

С. А. Бростилов, Д. А. Голушко, Н. В. Горячев, В. А. Трусов, Н. К. Юрков

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ ИНФОРМАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНАЯ СИСТЕМА ДЛЯ ПРОВЕДЕНИЯ ИСПЫТАНИЙ НА ВОЗДЕЙСТВИЕ ВИБРАЦИИ¹

S. A. Brostilov, D. A. Golushko, N. V. Goryachev, V. A. Trusov, N. K. Yurkov

EXPERIMENTAL INFORMATION-MEASURING SYSTEM FOR TESTING THE EFFECTS OF VIBRATION

А н н о т а ц и я. Актуальность и цели. Разработана экспериментальная информационно-измерительная система, позволяющая определять динамические характеристики, наиболее полно соответствующие свойствам объекта исследования. **Результаты.** Разработанная экспериментальная информационно-измерительная система является важным аспектом при выборе методов, средств и режимов проведения испытаний на воздействие вибрации. Информационно-измерительная система состоит из системы управления информационно-измерительной системы, многоканальной вибрационной установки индукционных виброизмерительных преобразователей прямого действия, цифрового генератора, дифференциального усилителя. Полученные экспериментальные данные сравнивались с результатами, полученными на вибростенде ВС132 при классическом закреплении объекта исследования на вибростоле. Анализ показал, что отдельные резонансы на вибростенде ВС132 возбуждаются со значительно меньшими амплитудами. На частоте 200 Гц амплитуда, полученная на вибростенде ВС132, на 75 % ниже амплитуды, полученной на разработанной информационно-измерительной системе. Кроме того, точность определения резонансных частот информационно-измерительной системы в низкочастотной области повышена на 5 %, что объясняется улучшенным усреднением при измерении и отсутствием пульсаций из-за увеличенного времени прохождения низкочастотной области частотного диапазона. **Выводы.** Разработанная информационно-измерительная система позволяет определять динамические характеристики, наиболее полно соответствующие свойствам объекта исследования. Такая возможность является важным аспектом при выборе методов, средств и режимов проведения испытаний на воздействие вибрации. Использование независимого возбуждения точек крепления объекта исследования позволяет возбуждать резонансы на всех собственных формах в исследуемом частотном диапазоне.

A b s t r a c t. Background. The development of a pilot information-measuring system allowing to determine the dynamic characteristics relate to properties of the object of study. **Results.** Developed experimental and measurement system allowing to determine the dynamic characteristics relate to properties of the object of study, which is an important aspect in the choice of methods, tools and modes of testing on the effects of vibration. Information-

¹ Статья подготовлена в рамках реализации проекта «Разработка методов и средств создания высоконадежных компонентов и систем бортовой радиоэлектронной аппаратуры ракетно-космической и транспортной техники нового поколения» (Соглашение № 15-19-10037 от 20 мая 2015 г.) при финансовой поддержке Российского научного фонда.

measuring system consists of control system information-measuring systems, multi-channel vibration installation induction vibration measuring converters (VIP), digital generator, differential amplifier. The obtained experimental data were compared with the results obtained on a shaker BC132 the classical consolidation of the research object on a vibrating table. The analysis showed the individual resonances on the shaker BC132 are excited with much smaller amplitude. At a frequency of 200 Hz, the amplitude obtained on a shaker BC132 75 % below the amplitude obtained on the developed IMS. In addition, the accuracy of determining the resonant frequencies of the IMS in the low frequency region increased by 5 % due to improved averaging of the measurement and the absence of pulsation due to the increased time of passage bass region of the frequency range. **Conclusions.** Developed information-measuring system allows to determine the dynamic characteristics relate to properties of the object of study. This is an important aspect when choosing methods, tools and modes of testing on the effects of vibration. The use of independent excitation of the points of attachment of the object of research allows to excite resonances in all its forms in the studied frequency range.

К л ю ч е в ы е с л о в а: электронные средства, информационно-измерительная система, механические воздействия, динамические характеристики.

Key words: electronic media, information-measuring system, mechanical impact, dynamic performance.

Введение

В настоящее время задача повышения надежности электронных средств (ЭС), устанавливаемых на подвижных носителях, является актуальной. Это обусловлено повышением нагрузок на бортовые ЭС (повышение маневренности, дальности действия наземного транспорта, авиации, ракетно-космических систем и т.д.) и увеличением требований к их функциональным возможностям (увеличение степени интеграции элементов, уменьшение массогабаритных показателей и т.д.) [1–3].

Во всем мире и в России в том числе многие ученые уделяют решению этой задачи немало внимания. В процессе разработки и производства радиоэлектронных средств (РЭС) подвергаются различным видам испытаний на воздействие внешних факторов. Эти испытания являются одной из наиболее трудоемких и дорогостоящих процедур программы обеспечения качества и надежности. Так, например, в комплексе государственных военных стандартов «Мороз-6» (введен в действие с 1999 г.) включены 5 категорий контрольных испытаний (предварительные и государственные опытных образцов, периодические, приемо-сдаточные и типовые серийной продукции) и 55 видов испытаний, в том числе 22 на воздействие климатических и 19 механических факторов, а также испытания на надежность, безотказность, долговечность и сохраняемость [1, 4, 5].

Для количественной оценки безотказности изделий анализ распределения количества повторяющихся неисправностей по наработке на отказ позволяет выявить закономерности физических процессов развития эксплуатационных повреждений и установить их причины. По оценкам Российских ученых, количество отказов РЭС, оказавшихся в реальных условиях эксплуатации, доходит до 30 %, при этом до 40 % всех отказов происходит из-за негативного влияния внешних вибрационных воздействий [6–8]. Поэтому совершенствование методов и средств повышения эффективности испытаний для определения динамических характеристик конструкции печатных узлов ЭС путем создания новых информационно-измерительных систем (ИИС) является актуальной научно-практической задачей.

Описание конструкции и принцип действия информационно-измерительной и управляющей системы

ИИС состоит из системы управления, многоканальной вибрационной установки индукционных виброизмерительных преобразователей (ВИП) прямого действия, цифрового генератора, дифференциального усилителя. Внешний вид ИИС представлен на рис. 1.

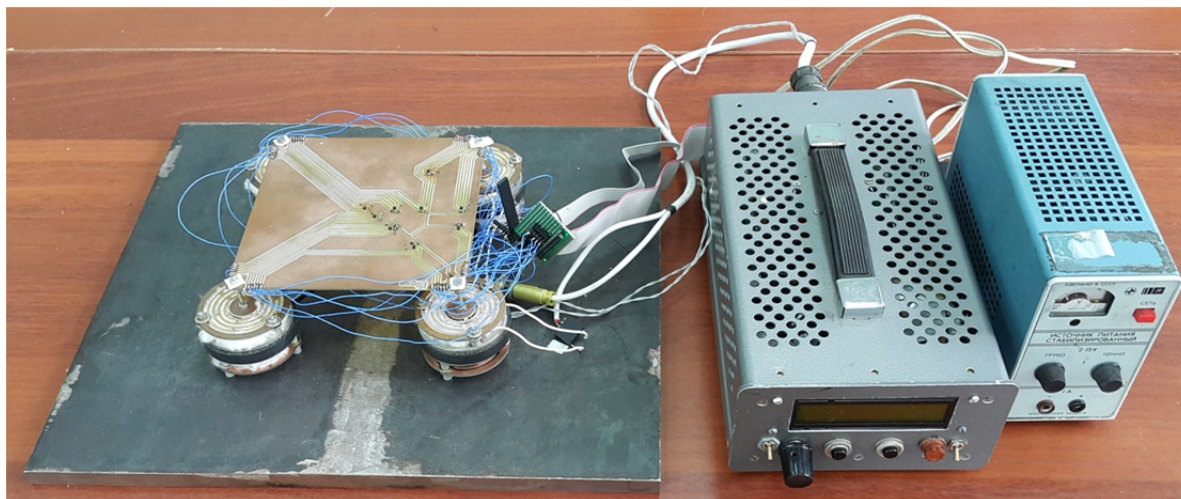


Рис. 1. Внешний вид информационно-измерительной и управляющей системы

Многоканальная вибрационная установка состоит из четырех вибраторов с датчиками тока.

Вибровозбудитель состоит из магнитной и подвижной систем, соединенных с помощью крепежных элементов. Магнитная система состоит из двух постоянных магнитов и магнитопровода с воздушными зазорами. Подвижная система состоит из двух катушек медного провода и намотанных на бумажных каркасах, подвесов подвижной системы, стержневого толкателя для передачи вибрационного воздействия. Пьезоэлектрический измерительный элемент находится на одной радиальной центрирующей пружине, которая является частью единой подвижной системы датчика. Внешний вид и конструкция используемого вибровозбудителя представлены на рис. 2 и 3.

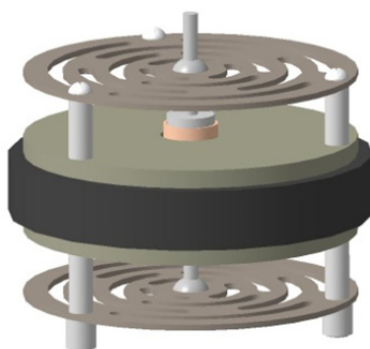


Рис. 2. Внешний вид вибровозбудителя

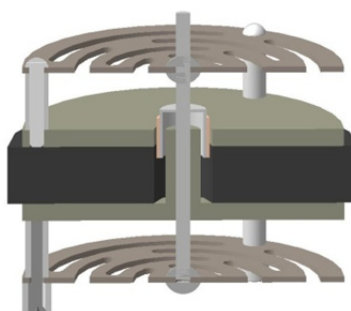


Рис. 3. Конструкция вибровозбудителя

Вибровозбудители закреплены на основании системы позиционирования так, что оси толкателей вибровозбудителей совпадают с крепежными отверстиями объекта исследования

(ОИ). Применяемый вибровозбудитель предназначен для подачи скорости вибросилового воздействия линейных перемещений. Пьезодатчик электромеханической обратной связи (ЭМОС) выполняется заодно с пластинчатой пружиной, оснащенной двумя пьезорезистивными тензодатчиками, смонтированными по схеме моста Уитсона. Изгиб пластины вызывает деформацию тензодатчиков. Пьезорезистивные акселерометры, используя резистивные датчики с малым импедансом, малочувствительны к паразитным внешним воздействиям и возмущениям окружающей среды.

Цифровой генератор прямого синтеза предназначен для формирования многоканального испытательного сигнала с необходимой скоростью изменения частоты и фазовым сдвигом между каналами, формирования сигнала управления постоянной времени сглаживающего фильтра, формирования сигнала управления чувствительностью дифференциального усилителя. Генератор формирует четырехканальный испытательный сигнал плавающей частоты с необходимым фазовым сдвигом и сигнал управления постоянной времени, который синхронизирован с изменяющейся частотой.

Генераторы прямого цифрового синтеза уникальны тем, что генерируемый ими сигнал синтезируется со свойственной цифровым системам точностью. Частотное разрешение таких генераторов составляет сотые и даже тысячные доли герца. Такое разрешение недостижимо для других методов синтеза. Иной характерной особенностью технологии прямого синтеза является быстрая перестройка по частоте и фазе. Кроме того, DDS-генераторы практически не подвержены температурному дрейфу и старению.

После восьмиразрядного цифроаналогового преобразователя сигнал поступает на усилитель мощности. Компенсация искажений, возникающих в цепях «усилитель мощности – вибростенд» осуществляется с помощью ЭМОС. Дифференциальный усилитель предназначен для усиления сигналов с активного сопротивления и обмотки возбуждения одного из вибровозбудителей для последующего выпрямления. Регулятор постоянной времени меняет значение τ в соответствии с сигналом управления от генератора. Далее постоянное напряжение измеряется аналого-цифровым преобразователем (АЦП) и передается для вычисления модуля полного электрического сопротивления в ЭВМ. Полученная зависимость модуля полного электрического сопротивления от частоты позволяет достаточно точно выявить собственные частоты в установленном диапазоне частот.

Для измерения фазо-частотных характеристик в информационно-измерительных и управляемых системах применен фазовый детектор, структурная схема которого изображена на рис. 4.

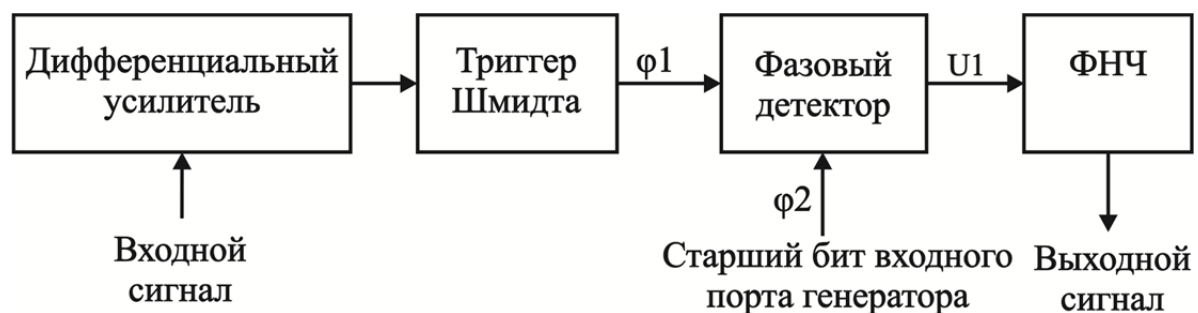


Рис. 4. Структурная схема фазового детектора

Триггер Шмидта представляет собой RS-триггер, управляемый одним входным аналоговым сигналом, с двумя разными напряжениями переключения в «1» и в «0», причем напряжение переключения в «1» выше напряжения переключения в «0» [9, 10]. Таким образом, синусоидальный сигнал, усиленный дифференциальным усилителем, преобразуется в прямоугольные импульсы с сохранением фазы исходного сигнала.

Цифровой фазовый детектор обладает высокой линейностью, работает с аналоговыми или цифровыми сигналами прямоугольной формы и представляет собой вентиль Искключающее ИЛИ [11, 12]. Зависимость выходного напряжения от разности фаз для входных прямоугольных сигналов с коэффициентом заполнения, равным 50 %, показана на рис. 5.

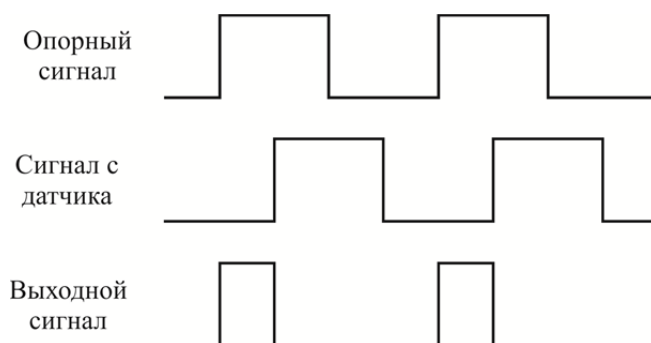


Рис. 5. Зависимость выходного напряжения фазового детектора от разности фаз

Напряжение на выходе фазового детектора определяется разностью фаз между сигналом с датчика φ_1 и опорным сигналом φ_2 , снимаемым со старшего бита выходного порта первого канала генератора:

$$U_1 = K_{\text{дет}} \cdot \Delta\varphi,$$

где $K_{\text{дет}} = 1,59$ В/рад при напряжении питания 10 В.

На старшем бите порта генератора формируется опорный цифровой сигнал, фаза которого совпадает с синусоидальным испытательным сигналом после АЦП.

Экспериментальное исследование эффективности ИИС

Результаты экспериментальных исследований эффективности ИИС приведены в виде сравнительного анализа, представленного на рис. 6. Кривая 1 получена на разработанной ИИС при использовании методики проведения испытаний для определения динамических характеристик конструктивных элементов ЭС и алгоритма формирования испытательного сигнала. Кривая 2 получена на вибростенде ВС132 при классическом закреплении ОИ на вибростоле.

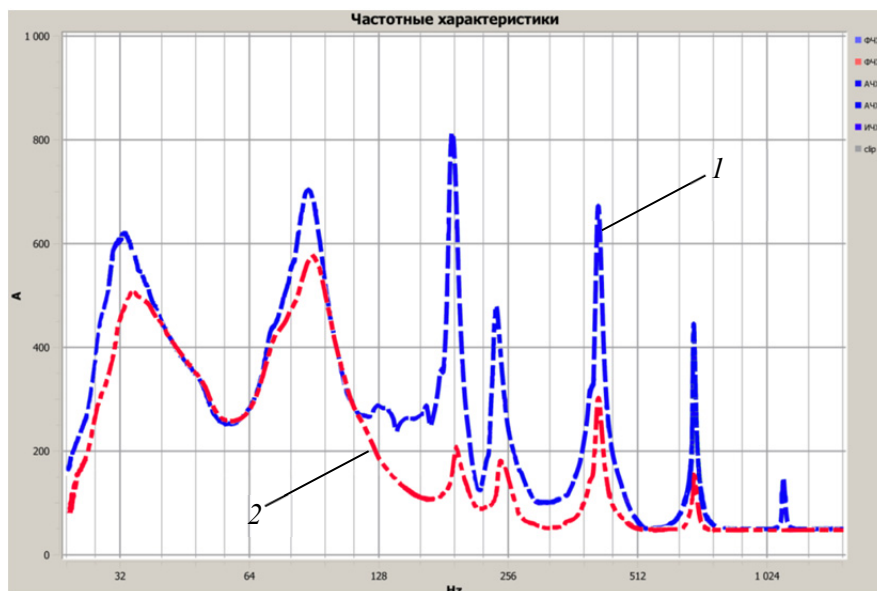


Рис. 6. Сравнительный анализ частотных характеристик вибростенда ВС132 и разработанной ИИС

На графике видно, что отдельные резонансы на вибростенде ВС132 возбуждаются со значительно меньшими амплитудами. На частоте 200 Гц амплитуда, полученная на вибростенде ВС132, на 75 % ниже амплитуды, полученной на разработанной ИИС. Кроме того, точность определения резонансных частот ИИС в низкочастотной области повышена на 5 %, что объясняется улучшенным усреднением при измерении и отсутствием пульсаций из-за увеличенного времени прохождения низкочастотной области частотного диапазона.

Заключение

Таким образом, разработанная информационно-измерительная система позволяет определять динамические характеристики, наиболее полно соответствующие свойствам объекта исследования. Такая возможность является важным аспектом при выборе методов, средств и режимов проведения испытаний на воздействие вибрации. Использование независимого возбуждения точек крепления объекта исследования позволяет возбуждать резонансы на всех собственных формах в исследуемом частотном диапазоне. Доказано, что бесконтактная индикация резонансов по импедансно-частотной характеристике одного из вибраторов точна и показательна. Искажения в низкой частотной области рабочего диапазона, вносимые пульсациями фильтра низких частот преобразователя в эффективное значение, снижены благодаря введению переменной скорости изменения частоты испытательного сигнала и регулированию постоянной времени. Индукционный виброизмерительный преобразователь прямого действия как нельзя лучше подходит для исследования частотных свойств малогабаритных объектов исследования, так как вносимая масса, жесткость и площадь контактного взаимодействия сведены к минимуму. Дальнейшее продолжение исследования идет по пути автоматизации положения виброизмерительных преобразователей на поверхности объекта исследования. Такая автоматизация позволяет исследовать широкую номенклатуру объектов вне зависимости от их геометрических размеров и формы.

Библиографический список

1. Талицкий, Е. Н. Защита электронных средств от механических воздействий. Теоретические основы : учеб. пособие / Е. Н. Талицкий. – Владимир : Владим. гос. ун-т., 2001. – 256 с.
2. Юрков, Н. К. Особенности конструирования бортовой космической аппаратуры : учеб. пособие / Н. К. Юрков, В. В. Жаднов. – Пенза : Изд-во ПГУ, 2012. – 112 с.
3. Лысенко, А. В. Анализ особенностей применения современных активных систем виброзащиты для нестационарных РЭС / А. В. Лысенко, Г. В. Таньков, Д. А. Рындин // Труды Международного симпозиума Надежность и качество. – 2013. – Т. 2. – С. 155–158.
4. Лысенко, А. В. Способ снижения величины вибрационных нагрузок в несущих конструкциях ЭС и методика, его реализующая / А. В. Лысенко // Надежность и качество сложных систем. – 2013. – № 4. – С. 41–44.
5. Голушко, Д. А. Исследование частотного спектра механических колебаний сложных технических систем эксплуатируемых подвижных объектов / Д. А. Голушко // Надежность и качество сложных систем. – 2014. – № 4. – С. 83–88.
6. Голушко, Д. А. Методика исследования динамических характеристик технических систем на основе рассогласования фаз внешнего вибрационного воздействия / Д. А. Голушко, А. В. Затылкин, О. Н. Герасимов // Надежность и качество сложных систем. – 2014. – № 4 (8). – С. 88–92.
7. Голушко, Д. А. О скорости изменения частоты при проведении испытаний для определения динамических характеристик конструкции / Д. А. Голушко, А. В. Затылкин, А. В. Лысенко // XXI век: итоги прошлого и проблемы настоящего плюс. – 2015. – № 4 (26). – С. 147–154.
8. Yurkov, N. Research of the Frequency Spectrum of Mechanical Vibrations of Nonstationary Radio-electronic Systems / N. Yurkov, A. Zatylykin, N. Goryachev // International Journal of Applied Engineering Research. – 2015. – Vol. 10, № 23. – P. 43822–43824.
9. Голушко, Д. А. Способ управления амплитудой резонансных колебаний конструктивных элементов БРЭА / Д. А. Голушко, Г. В. Таньков, Н. К. Юрков // Инновации на основе информационных и коммуникационных технологий. – 2015. – Т. 1. – С. 306–309.
10. Герасимов, О. Н. О применении испытаний РЭС на воздействие внешних дестабилизирующих факторов на заключительных этапах производственного контроля / О. Н. Герасимов, А. В. Пивкин, Н. К. Юрков // Надежность и качество сложных систем. – 2015. – № 4 (12). – С. 116–121.
11. Затылкин, А. В. Метод оценки эффективности виброзащиты РЭС с применением интегрального критерия неэффективности виброизолятора / А. В. Затылкин, В. С. Калашников, А. М. Телегин // Надежность и качество сложных систем. – 2015. – № 4 (12). – С. 65–72.

12. Bushmelev, P. Study Algorithm Speed Signal Generating Feedback for Information-measuring System Control Active Vibration Protection Red / P. Bushmelev, A. Pivkin, B. Kuatov, A. Lysenko, S. Zatylnik // International Journal of Applied Engineering Research. – 2015. – Vol. 10, № 23. – P. 43831–43834.

Бростилов Сергей Александрович

кандидат технических наук, доцент,
кафедра конструирования
и производства радиоаппаратуры,
Пензенский государственный университет
(Россия, г. Пенза, ул. Красная, 40)
E-mail: ser-brostitlov@yandex.ru

Голушко Дмитрий Александрович

кандидат технических наук,
начальник сектора,
Научно-производственное
предприятие «Рубин»
(Россия, г. Пенза, ул. Байдукова, 2)
E-mail: dmitgolushko@yandex.ru

Горячев Николай Владимирович

кандидат технических наук, доцент,
кафедра конструирования
и производства радиоаппаратуры,
Пензенский государственный университет
(Россия, г. Пенза, ул. Красная, 40)
E-mail: ra4foc@yandex.ru

Трусов Василий Анатольевич

кандидат технических наук, доцент,
кафедра конструирования
и производства радиоаппаратуры,
Пензенский государственный университет
(Россия, г. Пенза, ул. Красная, 40)
E-mail: trusov_v@mail.ru

Юрков Николай Кондратьевич

доктор технических наук, профессор,
заведующий кафедрой конструирования
и производства радиоаппаратуры,
Пензенский государственный университет
(Россия, г. Пенза, ул. Красная, 40)
E-mail: yurkov_NK@mail.ru

Brostitlov Sergey Aleksandrovich

candidate of technical sciences, associate professor,
sub-department of radio equipment design
and production,
Penza State University
(40 Krasnaya street, Penza, Russia)

Golushko Dmitriy Aleksandrovich

candidate of technical sciences,
chief of the sector,
Scientific production company «Rubin»
(2 Baydukov street, Penza, Russia)

Goryachev Nikolay Vladimirovich

candidate of technical sciences, associate professor,
sub-department of radio equipment design
and production,
Penza State University
(40 Krasnaya street, Penza, Russia)

Trusov Vasily Anatol'evich

candidate of technical sciences, associate professor,
sub-department of radio equipment design
and production,
Penza State University
(40 Krasnaya street, Penza, Russia)

Yurkov Nikolay Kondrat'evich

doctor of technical sciences, professor,
head of sub-department of radio equipment design
and production,
Penza State University
(40 Krasnaya street, Penza, Russia)

УДК 368.3

Экспериментальная информационно-измерительная система для проведения испытаний на воздействие вибрации / С. А. Бростилов, Д. А. Голушко, Н. В. Горячев, В. А. Трусов, Н. К. Юрков // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2017. – № 1 (19). – С. 64–70.

А. С. Жумабаева, А. В. Полтавский, Н. К. Юрков

К ПРОБЛЕМЕ МОДЕЛЬНОГО СИНТЕЗА КОМПЛЕКСОВ БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ

A. S. Zhumabaeva, A. V. Poltavskiy, N. K. Yurkov

TO THE PROBLEM OF MODEL SYNTHESIS OF COMPLEXES OF UNMANNED AERIAL VEHICLES

А н н о т а ц и я. *Актуальность и цели.* Цель работы – рассмотреть один из подходов в задачах формирования обличковых характеристик сложных организационно-технических систем на ранней стадии их разработки. *Материалы и методы.* Методы автоматизированного случайного поиска в задачах идентификации и оптимизации математических моделей новых объектов в современных комплексах с беспилотными летательными аппаратами находят широкое применение, особенно на ранней стадии исследований и предварительного проектирования. Исследования данных моделей, как правило, проводятся путем имитационного моделирования и лабораторных испытаний. *Результаты.* В качестве организационно-технических систем рассматривается математическая модель комплекса с беспилотными летательными аппаратами, необходимая для проведения структурно-параметрической оптимизации и оценки характеристик объектов комплекса с беспилотными летательными аппаратами алгоритмическими процедурами неградиентного случайного поиска. Предлагается структура информационно-измерительной системы управления комплексом беспилотных летательных аппаратов. *Выводы.* Создана новая информационная технология как система измерений параметров комплекса с беспилотными летательными аппаратами двойного назначения, аналитико-имитационного моделирования в проблемно ориентированной компьютеризированной системе и программного обеспечения системы поддержки принятия управленческих решений для структурного формирования и применения вновь проектируемого комплекса с беспилотными летательными аппаратами двойного назначения, предназначенного для решения поставленных задач. Доказана возможность оценивания основных показателей функциональной эффективности на этапе исследовательских испытаний.

A b s t r a c t. *Background.* To consider one of the approaches in the problems of formation of oblicikovykh characteristics of complex organizational and technical systems (OTC) at an early stage of their development. *Materials and methods.* Methods of automated random search in problems of identification and optimization of mathematical models of new objects in modern complexes with unmanned aerial vehicles of KBLA are widely used, especially at the early stage of research and preliminary design. Studies of these models, as a rule, are carried out by simulation and laboratory tests. *Results.* The mathematical model of a complex with unmanned aerial vehicles (CBLA) is considered as the OTN for performing structural and parametric optimization and estimation of CBLA objects characteristics by algorithmic procedures of non-gradient random search (NSP). The structure of the information-measuring control system of a complex of unmanned aerial vehicles is proposed. *Conclusions.* Thus, a new information technology was developed by IICS as a system for measuring the parameters of CBLA

DN, analytical and simulation modeling in a problem-oriented computerized system and software for the management decision support system for the structural formation and application of the newly designed complex of UAVs designed to solve the tasks. The possibility of estimating the main indicators of functional efficiency at the stage of research trials is proved.

К л ю ч е в ы е с л о в а: комплекс с БЛА, состав, вооружение, структура, система.

Key words: UAV complex, composition, weaponry.

Введение

Проведенный анализ научно-технических источников показал, что 80–90 % операций, проводимых с применением комплекса с беспилотными летательными аппаратами (КБЛА), приходится на пересекающуюся область военного и гражданского назначения. В связи с этим, актуальна проблема создания многофункциональных комплексов с беспилотными летательными аппаратами двойного назначения (ДН), способных решать определенный перечень народнохозяйственных и специальных задач. Многофункциональный КБЛА – это КБЛА ДН, выполняющий функции (задачи) разведки, доставки различных грузов, удара, ретранслятора, мониторинга пространства, патрулирования, который может успешно использоваться в радиационной, химической, бактериологической обстановке и разведках и др. [1, 2].

КБЛА ДН представляет собой совокупность взаимоувязанных в единую организационно-техническую систему (ОТС) беспилотных летательных аппаратов (БЛА) и наземных технических средств, обеспечивающих применение БЛА в воздухе, а также техническую эксплуатацию на земле. Структурный состав КБЛА может меняться в зависимости от решаемых задач, их масштабов, видов действий и условий применения БЛА [1]. Под обликом ОТС будем понимать комплекс разрабатываемых моделей в виде систем аналого-имитационных моделей (САИМ) и соответствующие тактико-технические характеристики (ТТХ) объектов КБЛА ДН [1, 3–5].

Для повышения качества функционирования КБЛА ДН требуется всестороннее исследование проблем и оценки качества их разработки, отвечающих уровню современных требований с учетом мировых тенденций развития таких ОТС [5, 6]. Разработка новых методов и алгоритмов структурно-параметрической оптимизации параметров КБЛА ДН, синтеза новых технических обоснованных решений в ОТС, обеспечивающих заданные ТТХ КБЛА ДН на ранних стадиях предварительного проектирования, являет собой трудно формализуемую проблему. Для решения этой проблемы необходимы компьютеризированная система аналитико-имитационного моделирования (САИМ) и комплексная компьютеризированная система поддержки принятия управленческих решений (КСППУР). Следует напомнить, что основная задача моделирования – это обоснование выбора оптимального решения. Средствами моделирования являются многомерные и многосвязные системы уравнений, описывающие и объясняющие связь между интересующими показателями (параметрами) явления (процесса или объекта) ОТС; программные средства, моделирования и отображения информации; средства испытания и интерпретации результатов принимаемых решений в КСППУР.

Основные положения модельного синтеза КБЛА ДН

Эффективность многоцелевого КБЛА ДН характеризуется степенью соответствия цели и результатов проводимой им операции, что обусловливается качеством системы, измеряется показателями качества, оценивается по критериям пригодности и оптимальности (функциональной эффективности). Критерии функциональной эффективности ОТС связаны иерархией с вероятностью выполнения поставленной задачи, стоящей перед динамической системой $\hat{P}_{вз} = P(\theta)$, в которой $\hat{P}_{вз}$ – оценка вероятности выполнения поставленной задачи; $P(\theta)$ – вероятность выполнения поставленной задачи в математическом моделировании; θ – событие, которое связано условием выполнения поставленной задачи перед множеством БЛА ДН, т.е. с конечной целью и задачами функционирования КБЛА ДН. Случайность данного события является следствием воздействия на комплекс с БЛА внешних и внутренних возмущений.

Для многофункционального КБЛА ДН приняты следующие условия логического вывода (условия о соответствии объекта целевым требованиям):

- 1) $\alpha_1 : \hat{P}_{вз} = \hat{P}_{вз}^{опт}$ – критерий пригодности КБЛА ДН по оптимальности (в оптимизационных задачах модельного синтеза и предварительных испытаниях ОТС);
- 2) $\alpha_2 : \hat{P}_{вз} \in \{\hat{Y}_{<n>}^{\partial}\}$ – критерий пригодности КБЛА ДН по принадлежности, где $\{\hat{Y}_{<n>}^{\partial}\}$ – область допустимых значений оцениваемых показателей качества ОТС;
- 3) $\alpha_3 : \hat{P}_{вз} \geq \hat{P}_{вз}^{тр}$ – критерий пригодности КБЛА ДН по превосходству.

Стратегия модельного синтеза объектов КБЛА ДН в среде КСППУР заключается в определении назначения системы и включении в нее моделей новых структур с соответствующими целями, задачами и показателями их функциональной эффективности.

Основные задачи и показатели функциональной эффективности перспективных многофункциональных КБЛА двойного назначения следующие [5, 6]:

1. Обнаружение и распознавание объектов-целей – $P_{вз1} = P_{по}$, где $P_{по}$ – вероятность правильного обнаружения объекта-цели, $P_{по} = F(P_{обн}, P_r)$; $P_{обн}$ – вероятность обнаружения объекта-цели в заданных диапазонах условий применения (УП); P_r – вероятность распознавания объекта-цели в заданных диапазонах УП.

2. Доставка грузов (целевого оборудования (ЦО) – авиационных неуправляемых грузов (АНГ) и управляемых авиационных грузов (УАГ)) к объекту-цели – $P_{вз2} = P_{ц}$, здесь $P_{ц}$ – вероятность доставки груза к объекту-цели, связанная с основным событием θ .

3. Контроль (мониторинг) окружающей среды, объекта, доставки УАГ – $P_{ко}$.

Дополнительными задачами для многофункционального КБЛА ДН являются: ретрансляция данных (РТР), постановка помех (ПП) $P_{рэб}$, радиационная $P_{рр}$, бактериологическая $P_{рб}$ и химическая разведка $P_{рхр}$, патрулирование границ, поиск людей и множество других функциональных задач с соответствующими показателями (в пересекающихся задачах народного хозяйства и силовых ведомств).

Иерархия этих характеристик условно разбивается на три уровня и отображена на рис. 1, в котором, кроме перечисленных выше показателей, включены: $P_{вж}$ – вероятность выживаемости БЛА; μ – характеристика интенсивности вылетов БЛА; P_g – вероятность готовности БЛА к вылету на задание; $P_{пу}$ – вероятность преодоления БЛА потенциальных угроз (ПУ); P_c – вероятность сброса груза в первом заходе; P_n – вероятность наведения БЛА в заданный район; $P_{пр}$ – вероятность прицеливания; $P_{зрп}$ – вероятность попадания груза в заданную область; $P_{обн}$ – вероятность обнаружения БЛА средствами ПУ; $P_{бж}$ – вероятность, определяющая уровень живучести БЛА; $P_{отк}$, $P_{рм}$ – показатели уровня надежности и ремонтпригодности системы; $P_{рм}$, $P_{эг}$ – интегральные показатели технической эксплуатации и эргономики. На множестве этих характеристик с помощью математических моделей и алгоритмов определяется условный уровень КБЛА ДН [1, 5].

Множество показателей ТТХ (облик КБЛА ДН) в системе аналого-имитационного моделирования функционально связано с выполнением основной задачи $\alpha = \alpha f(\hat{P}_{вз} = P(\theta) / N)$, т.е. выполнением основной и конечной целей в типовой операции – обнаружение, распознавание объекта-цели $P_{по} = F(P_{обн}, P_r)$ и доставка груза к объекту-цели, оцениваемой вероятностью доставки груза $P_{ц}$, которая является *ведущей компонентой* (метод ведущих компонент в теории выбора решений) суждения о качестве новой системы. Развиваемый в работе метод оптимизации сложной ОТС основывается на сравнении реального выходного сигнала $Y(t)$ с выходным сигналом, который может быть задан в виде меры желаемого (или требуемого лицом, принимающим решение) к процессу сигнала Y_t , т.е. по существу это означает, что в основу оптимизационных задач положены признаки, связанные с функционированием и задачами динамической системы. Связь характеристик входного $X(t)$ и выходного сигналов $Y(t)$ (как принято в математике) полностью определяется оператором системы $A(Y, X; t)$. Изменяя оператор $A(Y, X; t)$ с помощью некоторых управляющих звеньев (набора структур модельного ряда) в системе САИМ, которые будем характеризовать управляющей матрицей Sc , можно осуществить сближение (управление) векторов $Y(t)$ и Y_t . Отсюда следует, что $Y(t) = A(Y, X, Sc; t)X(t)$. Связав управляющий сигнал (Y и Y_t) сложным событием θ , получим критерий оптимизации в виде $P(\theta | Sc, A) \max_v$, в которой параметры управляющей матрицы будут оптимизированными при

равенстве $S_o = S_c$ для модели A_v (из модельного ряда базы данных (БД, модельный ряд – это набор однородных типовых структур моделей объектов в КБЛА, характеризующихся именем, признаками, входными, выходными параметрами и средой функционирования).

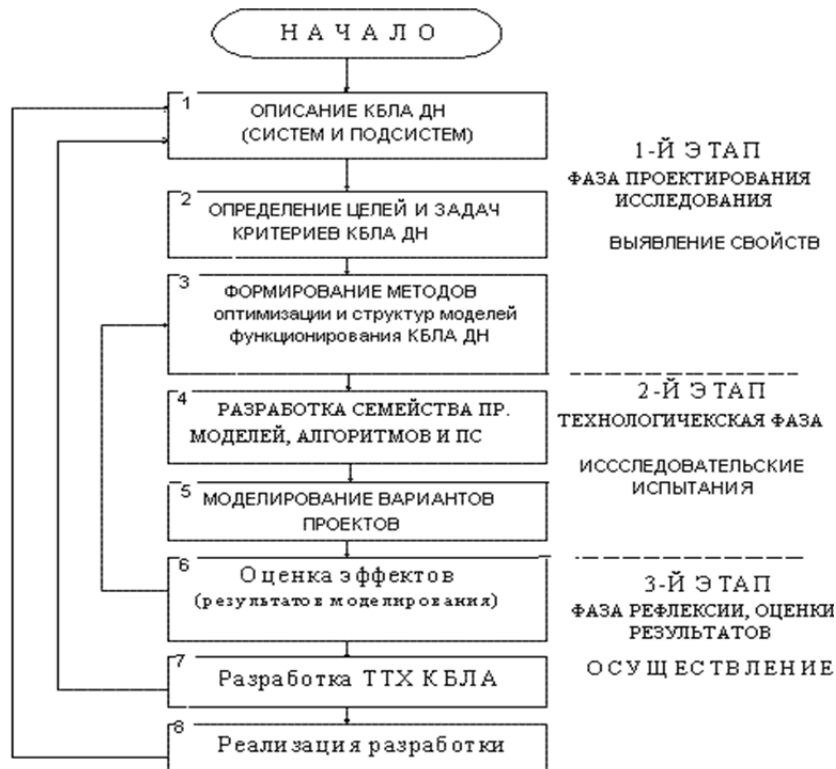


Рис. 1. Алгоритм системной стратегии (организации деятельности) разработки многофункциональных объектов КБЛА ДН на стадии модельного синтеза предпроектных решений

Таким образом, оптимизированные ТТХ (облик) многофункционального КБЛА ДН находим по условию максимума критерия $P(\theta) = \max P(\theta|S_o)$, изменяющегося под воздействием управляющей матрицы S_c , связанной звеньями модельного ряда $A_1, A_2, \dots, A_v, \dots, A_N$, с учетом основных принимаемых в моделировании ограничений (внутренних и внешних) [3–5]:

$$P(\theta|S_o) = \max_{A_v, S_{C1}} F(S_{C1}, A_v), \quad F(S_{C1}, A_v) = \frac{P(A_v|\theta)f_\theta(S_{C1}|\theta, A_v)}{P(A_v)f_v(S_{C1}|A_v)} \quad (v = \overline{1, N}),$$

где S_{C1} – матрица искомых параметров; A_v – событие, состоящее в появлении v -го сочетания элементов матрицы S_c ; $f_\theta(\cdot)$ – плотность вероятности события θ и события A_v ; $f_v(\cdot)$ – плотность вероятности события A_v ; $P(A_v)$ – вероятность появления события A_v и $P(A_v|\theta)$ – условная вероятность появления события (модели) A_v .

Достоинством изложенного подхода является получение согласованной системы показателей, характеризующей качество математических моделей новой структуры с точки зрения их функциональной эффективности многоцелевого КБЛА ДН.

С помощью такой системы показателей производится оценка качества новой структуры на протяжении всего жизненного цикла. При различных испытаниях используется та или иная группа показателей качества. При этом в зависимости от решаемой задачи на множестве частных показателей формируется критерий определенного типа. Приведенный выше перечень пересекающихся целей и задач определяет концепцию (рис. 1), основную структуру и направление математического моделирования, составляющих предмет модельного синтеза в системах КБЛА ДН.

Общую математическую модель функционирования КБЛА ДН представим как модель динамической стохастической системы переменной структуры [3–5]:

$$\dot{Y}^{(l)} = E^{(l)}(t)F^{(l)}Y^{(l)} + G^{(l)}(t)X^{(l)}(t), \quad Y^{(l)}(t_0) = Y_0^{(l)}, \quad (l = \overline{1, L}), \quad (1)$$

где E, F, G – известные матрицы коэффициентов размерности $(n \times n), (n \times 1), (m \times n)$; $X(t)$ – входной вектор-сигнал, является случайным; $Y(t)$ – выходной вектор-сигнал, полагается случайным, так как он является реакцией на случайный входной сигнал в рассматриваемой структуре; L – число переключений системы с одной структуры (структурный состав объектов КБЛА может меняться в зависимости от решаемых задач, их масштабов, видов действий и условий применения (УП)) на другую, в каждой структуре система работает в течение времени $T_l = t_k^l - t_o^l$, отрезки времени T_l и моменты переключения структур могут быть случайными и неслучайными. Векторные сигналы в каждой структуре $X(t)$ и $Y(t)$ связаны с вероятностями $P(X), P(Y)$. Выходной сигнал $Y(t)$ характеризует динамическую систему (1) и ее качество, несет полную информацию о ее функциональном совершенстве, надежности, ремонтпригодности, затратах на разработку и обслуживание. Поэтому к выходному сигналу $Y(t)$ и предъявляются особые требования в виде требуемого (желаемого) сигнала УТ. Минимизация разности сигналов Y и УТ – это и есть управление качеством на протяжении всего жизненного цикла комплекса. Например, при оптимизации структуры моделей применения КБЛА ДН на основе (1) показатель УТ связан с $X(t)$ по условию задающего сигнала S_C . Поиск наилучшей модели применения комплекса с БЛА ДН производится с помощью генерации управляющей матрицы S_C , которая состоит из матриц S_{C1} и S_{C2} (S_{C1} – управление параметрами и S_{C2} – управление решениями). Требуется определить такую матрицу $S_C = S_o$, чтобы вероятность $P(\theta|S_o)$ события θ была бы максимально возможной. Предлагаемая компьютеризированная технология взаимодействия системы «человек–машина» КСППУР реализует *метод структурно-параметрической идентификации* (модельного ряда БД), в основу которого положены алгоритмы функционирования системы аналитико-имитационных моделей объектов КБЛА ДН в контуре управления процедурами случайного поиска метода неградиентного случайного поиска (НСП) и технологической компьютерной среды КСППУР [5].

Сущность структурно-параметрической оптимизации объектов КБЛА ДН

Сущность метода структурно-параметрической (совместной) оптимизации в САИМ модельного ряда БД динамических объектов КБЛА ДН заключается в следующем.

Критерием оптимизации широкого класса динамических систем (подсистем) процедурами НСП в имитационном моделировании функционирования объектов ОТС и КБЛА ДН принимается минимальное среднее значение функции потерь [3, 4]

$$\rho(S_o) = \max_{\forall S_C \in \Omega_C} P(\theta | S_C),$$

где S_o – оптимальная управляющая матрица; Ω_C – допустимые границы поиска в области параметров Ω_1 и в области принимаемых решений Ω_2 . Критерий является достаточно универсальным при оптимизации детерминированных и стохастических (линейных и нелинейных, стационарных и нестационарных) динамических систем и удовлетворяет всем требованиям, предъявляемым к системе. В результате решения задачи оптимизации динамической системы процедурами НСП определяется оптимальное значение вектора S_o , удовлетворяющее критерию максимума вероятности события θ . Запишем два основных условия, обеспечивающих максимальную эффективность поиска процедурами НСП в совместной оптимизации параметров и решений (связанные блоками модельного ряда – звеньев в управляемой компьютеризированной системе САИМ):

$$\forall S_{C1} \in \Omega_1, \forall A_v \in \Omega_2 : f(S_{C1} | A_v) = f_\theta(S_{C1} | \theta, A_v); \forall A_v \in \Omega_2 : P(A_v) = P(A_v | \theta).$$

При этом свидетельством возможности повышения эффективности поиска может быть невыполнение хотя бы одного из равенств. Процесс адаптации ненаправленного случайного поиска в процедурах НСП основан на сближении структур $f(S_{C1} | A_v)$ с $f_\theta(S_{C1} | \theta, A_v; n)$ и вероятностей $P(A_v)$ с вероятностями $P(A_v | \theta)$, ($v = \overline{1, N_p}$); основой для такого сближения будет выражение в виде равенств

$$f(S_{C1} | A_v; n+1) = f_\theta(S_{C1} | \theta, A_v; n); P(A_v; n+1) = P(A_v | \theta; n).$$

Практически в оптимизации динамической модели используются условия

$$\begin{aligned} m_c &= (A_v; n+1) = m_\theta(A_v; n), \\ K_c &= (A_v; n+1) = K_\theta(A_v; n), \end{aligned}$$

в которых $m_c = (A_v; n+1)$ – условное апостериорное математическое ожидание (МО):

$$m_c = (A_v; n+1) = \int_{\Omega_2} S_{C1} f(S_{C1} | A_v; n+1) dS_{C1};$$

$m_\theta = (A_v; n)$ – условное априорное МО:

$$m_\theta = (A_v; n) = \int_{\Omega_1} S_{C1} f_\theta(S_{C1} | \theta, A_v; n) dS_{C1};$$

$K_c = (A_v; n+1)$ – условная апостериорная корреляционная матрица:

$$K_c = (A_v; n+1) = \int_{\Omega_1} [S_{C1} - m_c(A_v; n+1)][S_{C1} - m_c(A_v; n+1)]^T f(S_{C1} | A_v; n+1) dS_{C1};$$

$K_\theta = (A_v; n)$ – условная априорная корреляционная матрица:

$$K_\theta = (A_v; n) = \int_{\Omega_1} [S_{C1} - m_\theta(A_v; n)][S_{C1} - m_\theta(A_v; n)]^T f_\theta(S_{C1} | \theta, A_v; n) dS_{C1};$$

здесь Ω_1, Ω_2 – области всех возможных значений параметров и решений исследуемой динамической системы.

Матрица апостериорных значений параметров системы формируется как

$$S_{C1}(A_v; n+1) = m_s(A_v; n+1) + \Gamma(A_v; n+1)S_{\Gamma 1} \quad (v = \overline{1, N_p}),$$

где $S_{\Gamma 1}$ – матрица случайных величин с равными нулю МО и единичными дисперсиями,

$$\begin{aligned} m_c &= (A_v; n+1) = m_\theta(A_v; n), \\ \Gamma(A_v; n+1)\Gamma^T(A_v; n+1) &= K_\theta(A_v; n); \end{aligned}$$

Γ – треугольная матрица коэффициентов, получаемых из решения уравнений [6, 7]:

$$\sum_{p=1} \gamma_{ip}(A_v; n+1)\gamma_{jp}(A_v; n+1) = K_{ij}(A_v; n);$$

$$\gamma_{ip}(A_v; n+1) = 0 \rightarrow j > i \quad (v = \overline{1, N_p}).$$

Окончанием случайного поиска процедурами НСП в автоматизированной среде КСППОР принято следующее условие, накладываемое на меру приращения матрицы математических ожиданий параметров динамической системы [8, 9]:

$$\frac{1}{n_p} \sum_{i=0}^{n_p} \frac{|H_{ny-i} - H_{ny-i-1}|}{H_{ny-i}} \leq C^*,$$

где H_{ny-i} – норма матрицы МО на n_{y-i} -м сеансе случайного поиска; n_p – интервал усреднения; C^* – заданное число, определяющее допустимую меру приращения норм матрицы МО, характеризующее необходимую степень стационарности случайного процесса поиска процедурами НСП.

Таким образом, схематично структура ИИУС КБЛА ДН имеет вид, представленный на рис. 2.

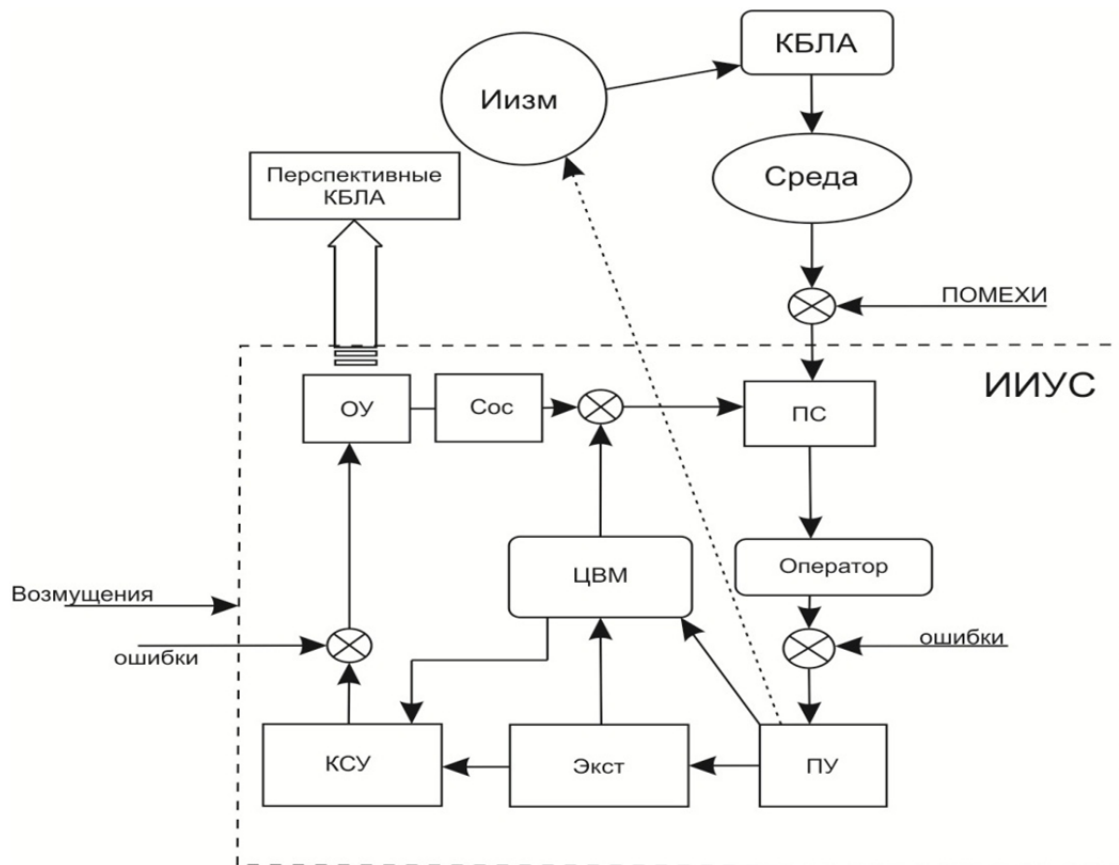


Рис. 2 Структурная схема ИИУС в составе КБЛА ДН:

Иизм – источник облучения БЛА; ПС – приемная система; ПУ – пульт управления;
 Экстр – экстраполятор; КСУ – контур стабилизированного управления; ОУ – объект управления;
 Сос – многоканальная система обратной связи; ЦВМ – цифровая вычислительная машина

Таким образом, создана новая информационная технология ИИУС как система измерений параметров КБЛА ДН, аналитико-имитационного моделирования в проблемно-ориентированной компьютеризированной системе и ПО системы поддержки принятия управленческих решений для структурного формирования и применения вновь проектируемого комплекса БЛА ДН, предназначенного для решения поставленных задач. Доказана возможность оценивания основных показателей функциональной эффективности на этапе исследовательских испытаний [10].

Заключение

Методы автоматизированного случайного (направленного и ненаправленного) поиска в задачах идентификации и оптимизации математических моделей новых объектов в современных комплексах с беспилотными летательными аппаратами КБЛА находят широкое применение, особенно на ранней стадии исследований и предварительного проектирования. Исследования данных моделей, как правило, проводятся путем имитационного моделирования и лабораторных испытаний. В практике научных исследований и оптимизации подобных динамических систем часто применяют функцию потерь $\ell(Y, Y_T)$ [3–5], которая в таких задачах является недифференцируемой, и поэтому в этих случаях находит широкое применение метод неградиентного случайного поиска, разработанный академиком Д. И. Гладковым. Наряду с развитыми адаптивными методами управления, автоматизированные процедуры случайного поиска алгоритмами НСП также находят достаточно широкое научно-практическое применение к решению задач оптимизации широкого спектра динамических систем, которые условно можно разделить на два основных класса. Первый класс – это задачи, связанные с оптимизацией параметров динамической системы, второй – это задачи, связанные с оптимизацией решений (выбором объектов модельных звеньев из баз данных КСППУР).

Библиографический список

1. Полтавский, А. В. Комплексная методика оценки эффективности многоцелевых КБЛА / А. В. Полтавский, С. С. Семенов, А. А. Бурба // Боеприпасы. – 2010. – № 2. – С. 34–38.
2. Полтавский, А. В. Когерентный контроль координат основных модулей нежесткой фазированной антенной решетки беспилотного летательного аппарата / А. В. Полтавский, В. М. Бородуля, В. В. Маклаков, Н. К. Юрков // Труды Международного симпозиума Надежность и качество. – 2013. – Т. 2. – С. 100–103.
3. Казаков, И. Е. Методы оптимизации стохастических систем / И. Е. Казаков, Д. И. Гладков. – М. : Наука, 1987. – 134 с.
4. Казаков, И. Е. Анализ стохастических систем в пространстве состояний / И. Е. Казаков, С. В. Мальчиков. – М. : Наука, 1983. – 247 с.
5. Полтавский, А. В. Модель измерительной системы в управлении БЛА / А. В. Полтавский // Информационно-измерительные и управляющие системы. – 2009. – № 10. – С. 73–77.
6. Полтавский, А. В. Управление безопасностью движения беспилотного ЛА / А. В. Полтавский // Датчики и системы. – 2008. – № 9. – С. 4–8.
7. Мубаракшин, Р. В. Бортовые информационно-управляющие средства оснащения ЛА / Р. В. Мубаракшин, Н. В. Ким, М. Н. Красильщиков // МАИ. – 2003. – 134 с.
8. Полтавский, А. В. Модификация модели системы управления подвижным объектом / А. В. Полтавский, Н. К. Юрков // Надежность и качество сложных систем. – 2014. – № 1 (5). – С. 65–70.
9. Полтавский, А. В. Интеграции сигналов когерентной системы ГЛОНАСС/GPS. / А. В. Полтавский // Надежность и качество сложных систем. – 2014. – № 2 (6). – С. 46–50.
10. Полтавский, А. В. Методы когерентного контроля подвижных объектов / А. В. Полтавский // Надежность и качество сложных систем. – 2014. – № 3 (7). – С. 22–31.
11. Теоретические основы проектирования информационно-управляющих систем космических аппаратов / В. В. Кульба, Е. Н. Микрин, Б. В. Павлов, В. Н. Платонов ; Институт проблем управления им. В. А. Трапезникова РАН. – М. : Наука, 2006. – 579 с.

Жумабаева Асель Сагнаевна

старший преподаватель,
кафедра космической техники и технологий,
Евразийский Национальный университет
им. Л. Н. Гумилева
(Казахстан, г. Астана, ул. Сатпаева, 2)
E-mail: almatyaseri@mail.ru

Zhumabaeva Asel' Sagnaevna

senior instructor,
sub-department of space engineering and technology,
Eurasian National the University
named after. L. N. Gumilev
(2 Satpaeva street, Astana, Kazakhstan)

Полтавский Александр Васильевич

доктор технических наук,
ведущий научный сотрудник,
Институт проблем управления
им. В. А. Трапезникова РАН
(Россия, г. Москва, ул. Профсоюзная, 65)
E-mail: avp57avp@yandex.ru

Poltavskiy Aleksandr Vasil'evich

doctor of technical sciences, leading researcher,
ICS RAS named after V. A. Trapeznikov
(65 Profsoyuznaya street, Moscow, Russia)

Юрков Николай Кондратьевич

доктор технических наук, профессор,
заведующий кафедрой конструирования
и производства радиоаппаратуры,
Пензенский государственный университет
(Россия, г. Пенза, ул. Красная, 40)
E-mail: yurkov_NK@mail.ru

Yurkov Nikolay Kondrat'evich

doctor of technical sciences, professor,
head of sub-department of radio equipment design
and production,
Penza State University
(40 Krasnaya street, Penza, Russia)

УДК 681.036

Жумабаева, А. С.

К проблеме модельного синтеза комплексов беспилотных летательных аппаратов / А. С. Жумабаева, А. В. Полтавский, Н. К. Юрков // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2017. – № 1 (19). – С. 71–79.

МЕДИЦИНСКИЕ И БИОЛОГИЧЕСКИЕ
ИЗМЕРЕНИЯ

УДК 615.471.03;616-073.65

*В. Н. Ашанин, А. А. Мельников, Б. В. Чувькин*КОНТАКТНЫЙ ЦИФРОВОЙ МЕДИЦИНСКИЙ ТЕРМОМЕТР
ПОВЫШЕННОГО БЫСТРОДЕЙСТВИЯ*V. N. Ashanin, A. A. Mel'nikov, B. V. Chuvykin*

HIGH-SPEED CONTACT DIGITAL MEDICAL THERMOMETER

А н н о т а ц и я. *Актуальность и цели.* При диагностическом обследовании физического состояния теплокровных биологических организмов (в частности, исследование колебаний температуры с малыми амплитудой и частотой, вызванных изменением тонуса кровеносных сосудов и скорости кровотока человека, массовое измерение температуры людей и животных во время эпидемии) важной является задача точного измерения температуры за минимальное время. *Материалы и методы.* Проведены анализ и описание алгоритмов работы быстродействующих контактных термометров, позволяющих обеспечить измерение температуры теплокровных биологических организмов с точностью измерения не ниже $0,1^\circ$ за время не более 1 с. При цифровой обработке результатов частных тактов преобразования для уменьшения времени измерения предложено использовать алгоритм скользящего преобразования. *Результаты.* Сформулированы требования к разрабатываемому термометру: к типу первичного преобразователя, к элементной базе и источнику питания, к исполнению корпуса прибора. *Выводы.* Проведенные экспериментальные исследования разработанного макетного образца микропроцессорного термометра показали возможность измерения температуры биологических теплокровных организмов с погрешностью $0,1^\circ\text{C}$ за время менее 0,9 с.

A b s t r a c t. *Background.* When a diagnostic survey of the physical condition of warm-blooded biological organisms, in particular, studies of temperature changes with small amplitude and frequency, caused by a change in the tone of the blood vessels and blood flow velocity measurement of temperature, mass of human beings and animals during an epidemic, important is the accurate temperature measurement in minimal time. *Materials and methods.* The analysis and description of algorithms of high-speed contact thermometers to ensure measurement of temperature of warm-blooded biological organisms with accuracy not lower than 0.1° during not more than 1 at digital processing results private conversion cycles to reduce measurement time suggested that moving algorithm of transformation. *Results.* Formulated requirements for the designed thermometer: the primary type converter, the element base and the power source, to the performance of the appliance. *Conclusions.* Conducted pilot studies developed for sample microprocessor thermometer showed the possibility of measuring the temperature of warm-blooded organisms within biological $0,1^\circ\text{C}$ during less than 0.9 s.

К л ю ч е в ы е с л о в а: температура теплокровных организмов, быстродействующий контактный термометр, терморезистор, алгоритм скользящего преобразования, микропроцессор.

К e y w o r d s: temperature of warm-blooded organisms, quick contact thermometer, thermistor, algorithm moving of transformation, the microprocessor.

При диагностическом обследовании физического состояния теплокровных биологических организмов (например: анализ колебаний температуры с малыми амплитудой и частотой, вызванных изменением тонуса кровеносных сосудов человека и скорости кровотока с частотой от 0,0095 до 2 Гц [1, 2], массовое измерение температуры детей в дошкольных и школьных учреждениях и пассажиров в аэропортах и вокзалах во время эпидемии, проведение обследования сельскохозяйственных животных) важной является задача уменьшения времени измерения при сохранении точности. В этой связи перспективным является развитие алгоритмов реализации быстродействующих термометров, предложенных профессором Э. К. Шаховым [3, 4] и его учениками [5, 6].

Проведенный авторами анализ алгоритмов работы быстродействующих контактных медицинских термометров показал [7], что наиболее эффективным методом обеспечения высокого быстродействия является предварительный нагрев термочувствительного элемента перед контактом с объектом измерения до температуры, достаточной для создания эффекта теплового раздражения кожного покрова [8, 9]. В этом случае нагревать термочувствительный элемент, в качестве которого целесообразно применять терморезистор, можно со скоростью, во много раз превышающей его естественный нагрев из-за разности температур объекта и терморезистора [4, 6].

Обеспечить высокую точность измерения возможно при использовании компенсационного (уравновешивающего) метода измерения, основанного на активном нагреве терморезистора до уровня, несколько превышающего верхний предел диапазона измерения температуры [8, 9]. После контакта терморезистивного датчика с объектом измерения через равные интервалы времени Δt определяются три значения T_1 , T_2 и T_3 температуры терморезистора на начальном участке экспоненты, соответствующей режиму охлаждения датчика до температуры объекта измерения. Измеряемая температура вычисляется по формуле [4, 9]:

$$T_{x1} = T_2 + \frac{(T_2 - T_1)(T_3 - T_2)}{T_2 - T_1 - T_3 + T_2}. \quad (1)$$

Повышение точности измерения возможно при использовании итерационного способа, для чего операцию определения трех значений T_1 , T_2 , T_3 температуры терморезистора и вычисления температуры объекта повторяют несколько раз со сдвигом по времени на шаг, меньший интервала между измерениями, а температуру объекта вычисляют как среднее значение вычисленных отсчетов температуры объекта [9]. В этом случае время измерения температуры объекта составит $t \geq n(2\Delta t + \Delta t_1)$, где n – количество вычисленных по формуле (1) отсчетов; Δt – интервал времени между измерениями температуры T_1 , T_2 , T_3 ; Δt_1 – интервал времени между вычислениями отсчетов температуры, имеющий значение от 0 до Δt . Это несколько уменьшает быстродействие термометра при обеспечении высокой точности измерения.

Повысить быстродействие термометра при сохранении необходимой точности измерения возможно при реализации предлагаемого алгоритма скользящего преобразования (рис. 1) [10], суть которого состоит в следующем. На первом такте работы термометра после теплового контакта с объектом измерения через равные интервалы времени Δt определяются значения T_1 , T_2 , T_3 температуры терморезистора и вычисляется первый отсчет измеряемой температуры по формуле (1).

Далее через такой же интервал времени определяется значение температуры T_4 и вычисляется второй отсчет измеряемой температуры по формуле

$$T_{x2} = T_3 + \frac{(T_3 - T_2)(T_4 - T_3)}{T_3 - T_2 - T_4 + T_3}. \quad (2)$$

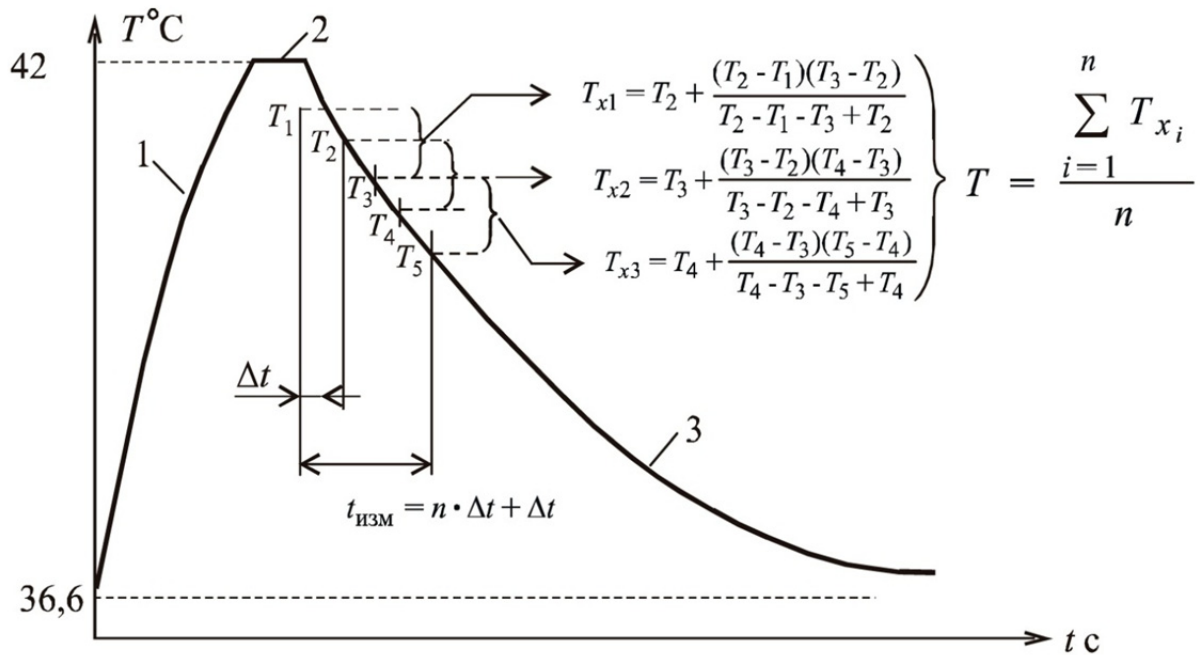


Рис. 1. График процедуры измерения температуры методом скользящего преобразования

На третьем такте реализации алгоритма через такой же интервал времени Δt определяются значение T_5 и вычисляется третий отсчет измеряемой температуры по формуле

$$T_{x3} = T_4 + \frac{(T_4 - T_3)(T_5 - T_4)}{T_4 - T_3 - T_5 + T_4}. \quad (3)$$

Для обеспечения необходимой точности измерения процедура определения текущей температуры производится n раз. Температура объекта рассчитывается как среднее значение T_{xi} вычисленных отсчетов температуры, при этом время измерения составит $t = n\Delta t + \Delta t$, что требует меньше времени, чем при реализации алгоритма [9].

Функциональная электрическая схема термометра, реализующая предлагаемый итерационный алгоритм измерения температуры, представлена на рис. 2.

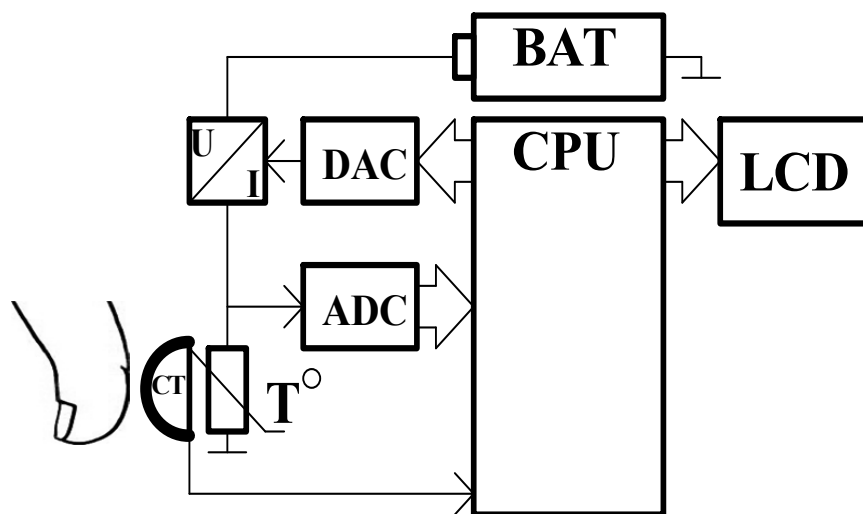


Рис. 2. Функциональная электрическая схема термометра

В основу ее реализации положен принцип максимального использования достижений цифровой обработки информации, обеспечивающий высокие быстродействие, помехоустой-

чивость и точность обработки сигнала при малых значениях потребляемой мощности и стоимости. Она реализована на микропроцессоре (CPU), жидкокристаллическом индикаторе (LCD), цифроаналоговом преобразователе (DAC), аналого-цифровом преобразователе (ADC), терморезисторе (T°), емкостном датчике прикосновения (СТ), источнике тока, управляемого напряжением (U/I), батарее питания (BAT).

Полагаем, что процедура измерения реализуется программно. В этом случае микроконтроллер (CPU) служит как устройством управления, так и устройством оценки значения напряжения на входе аналого-цифрового преобразователя (ADC), которое равно падению напряжения на терморезисторе и соответственно пропорционально сопротивлению и температуре терморезистора. По команде микроконтроллера (CPU) через цифроаналоговый преобразователь (DAC) источник тока, управляемый напряжением (U/I), задает ток через терморезистор (T°), сила которого будет достаточна для разогрева терморезистора (T°) до температуры 42°C (участок 1 на графике процедуры измерения на рис. 1). Поддержание данной температуры осуществляется путем регулирования уровня тока, протекающего через терморезистор (участок 2 на рис. 1). Контроль температуры терморезистора осуществляется путем преобразования падения напряжения на терморезисторе, которое пропорционально температуре терморезистора, в код аналого-цифровым преобразователем (ADC). В момент соприкосновения объекта измерения с термометром, определяемым емкостным датчиком прикосновения (СТ), происходит тепловой контакт терморезистора с объектом измерения. С момента контакта с объектом измерения начинает происходить охлаждение терморезистора (T°), температура которого стремится достичь значения температуры объекта измерения. С этого же момента через равные интервалы времени Δt определяются значения T_1, T_2, T_3 температуры терморезистора и вычисляется первый отсчет измеряемой температуры по формуле (1). Далее через такой же интервал времени Δt определяются значения T_4 и T_5 и вычисляются второй и третий отсчеты измеряемой температуры по формулам (2) и (3) соответственно.

С целью обеспечения необходимой точности для определенного времени измерения производится n циклов подобных измерений, после чего вычисляется температура объекта как среднее значение вычисленных частных отсчетов температуры объекта. Время измерения температуры объекта составит $t = n\Delta t + \Delta t$.

На рис. 3 представлена фотография, показывающая реальные геометрические размеры разработанного опытного образца термометра в сопоставлении с ртутным медицинским термометром. Естественно, что ограничением при изготовлении корпуса опытного экземпляра термометра послужили технологические и инструментальные возможности университета. При применении современных технологий и материалов геометрические размеры термометра могут быть уменьшены в несколько раз, поскольку они в основном определяются размерами датчика и цифрового индикатора.



Рис. 3. Сопоставление размеров разработанного и ртутного термометров

В результате экспериментальных исследований опытного экземпляра термометра получены следующие технические характеристики:

- погрешность измерения, °С, – не более 0,1;
- время контактного измерения, с, – 0,9;
- количество измерений при использовании батареи емкостью 200 мА·ч – не менее 700.

Библиографический список

1. Подтаев, С. Ю. Исследование микроциркуляции крови с помощью вейвлет-анализа колебаний температуры кожи / С. Ю. Подтаев, А. В. Попов, М. К. Морозов, П. Г. Фрик // Регионарное кровообращение и микроциркуляция. – 2009. – Т. 8, № 3 (31). – С. 14–20.
2. Исследование низкоамплитудных колебаний кожной температуры у больных сахарным диабетом 2 типа, осложненным язвенно-некротическими изменениями стопы / А. Ф. Паршаков, П. Я. Сандаков, А. В. Попов, С. Ю. Подтаев, Е. А. Лоран, И. А. Мизева // Здоровье семьи – 21 век. – 2012. – № 1. – С. 14.
3. Пат. № 2257553 Российская Федерация. Компенсационный способ измерения температуры / Шахов Э. К. – опубл. 27.07.2005, БИ № 21.
4. Шахов, Э. К. Проблемы измерения температуры тела человека / Э. К. Шахов, А. А. Мельников, И. А. Долгова // Медицинская техника. – 2008. – № 1. – С. 3–6.
5. Писарев, А. П. Моделирование взаимодействия объекта и средства измерения для совершенствования тонометров и термометров : дис. ... канд. техн. наук / Писарев А. П. – Пенза, 2004. – 277 с.
6. Долгова, И. А. Быстродействующие термометры для систем мониторинга параметров человеческого организма : дис. ... канд. техн. наук / Долгова И. А. – Пенза, 2008. – 219 с.
7. Ашанин, В. Н. Анализ алгоритмов работы быстродействующих контактных медицинских термометров / В. Н. Ашанин, А. А. Мельников // Исследования и инновационные разработки в сфере медицины и фармакологии : материалы регион. конф. (г. Пенза, 7 июля 2011 г.). – Пенза : Изд-во ПГУ, 2011. – С. 236–241.
8. Пат. № 2319122 Российская Федерация. Компенсационный способ ускоренного измерения температуры / Шахов Э. К., Долгова И. А., Мельников А. А. – опубл. 10.03.2008, БИ № 7.
9. Заявка № 2007103037/28 Российская Федерация. Способ терморезистивного измерения температуры теплокровных организмов / Шахов Э. К. – заявл. 25.01.2007 ; опубл. 27.07.2008.
10. Ашанин, В. Н. Быстродействующий терморезистивный медицинский термометр / В. Н. Ашанин, А. А. Мельников, Б. В. Чувькин // Современные проблемы отечественной медико-биологической и фармацевтической промышленности. Развитие инновационного и кадрового потенциала Пензенской области : тр. 3 Междунар. науч.-практ. конф. – Пенза : Изд-во ПГУ, 2013. – С. 4–8.

Ашанин Василий Николаевич

кандидат технических наук,
заведующий кафедрой электроэнергетики
и электротехники,
Пензенский государственный университет
(Россия, г. Пенза, ул. Красная, 40)
E-mail: eltech@pnzgu.ru

Ashanin Vasiliy Nikolaevich

candidate of technical sciences,
head of sub-department of electricity
and electrical engineering,
Penza State University
(40 Krasnaya street, Penza, Russia)

Мельников Анатолий Аркадьевич

ведущий инженер,
кафедра электроэнергетики и электротехники,
Пензенский государственный университет
(Россия, г. Пенза, ул. Красная, 40)
E-mail: eltech@pnzgu.ru

Mel'nikov Anatoliy Arkad'evich

chief engineer,
sub-department of electricity
and electrical engineering,
Penza State University
(40 Krasnaya street, Penza, Russia)

Чувькин Борис Викторович

доктор технических наук, профессор,
кафедра информационно-вычислительных систем,
Пензенский государственный университет
(Россия, г. Пенза, ул. Красная, 40)
E-mail: chuvykin_bv@mail.ru

Chuvykin Boris Viktorovich

doctor of technical sciences, professor,
sub-department of information computer systems,
Penza State University
(40 Krasnaya street, Penza, Russia)

УДК 615.471.03; 616-073.65

Ашанин, В. Н.

Контактный цифровой медицинский термометр повышенного быстродействия / В. Н. Ашанин, А. А. Мельников, Б. В. Чувькин // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2017. – № 1 (19). – С. 80–85.

УДК 004.934

А. К. Алимуратов

АЛГОРИТМ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОЙ ОБРАБОТКИ РЕЧЕВЫХ КОМАНД ДЛЯ СИСТЕМ ГОЛОСОВОГО УПРАВЛЕНИЯ¹

А. К. Alimuradov

NOISE-ROBUST PROCESSING ALGORITHM OF VOICE COMMANDS FOR VOICE CONTROL SYSTEMS

А н н о т а ц и я. Актуальность и цели. Повседневный ритм окружающей среды требует от систем голосового управления (СГУ) возможности функционировать в условиях интенсивных помех. Из-за шумов разница между зарегистрированными речевыми командами и шаблонами (полученными в процессе обучения системы) возрастает, а эффективность СГУ стремительно ухудшается. По этой причине актуальным является повышение помехоустойчивости СГУ. **Материалы и методы.** Для реализации помехоустойчивой обработки предложена модификация классической декомпозиции на эмпирические моды (ДЭМ) – комплементарная множественная ДЭМ. Для проведения исследований использовался пакет прикладных программ решения технических задач – MATLAB. **Результаты.** Представлен краткий обзор существующих алгоритмов помехоустойчивой обработки. На основе метода комплементарной множественной ДЭМ разработан алгоритм помехоустойчивой обработки речевых команд для СГУ. Проведены исследования предложенного алгоритма, результаты которых подтверждают повышение помехоустойчивости в широком диапазоне помех (от 20 до –5 дБ) в среднем на 3,1 %. **Выводы.** В соответствии с результатами исследований предложенный алгоритм помехоустойчивой обработки речевых команд рекомендуется для практического применения в СГУ, функционирующих в условиях интенсивных помех.

A b s t r a c t. Background. A daily rhythm of the environment requires a voice control system (VCS) to function in conditions of intense interference. Because of noise, a difference between the registered voice commands and templates (obtained during the system training) increases, and the efficiency of the VCS is rapidly deteriorating. For this reason, to improve the VCS noise immunity is urgent. **Materials and methods.** To implement a noise-robust processing, a modification of classical Empirical Mode Decomposition (EMD) – the Complementary Ensemble EMD (CEEMD), is proposed. To conduct the research, a software package MATLAB for solving technical problems was used. **Results.** A brief overview of the current noise-robust processing algorithms is presented. A noise-robust processing algorithm of voice commands for voice control systems is developed on the basis of the CEEMD method. The investigations of the proposed algorithm are carried out, the results of which have confirmed noise immunity improvement on average by 3,1 % in a wide range of noise (from 20 to –5 dB). **Conclusions.** In accordance with the research results, the proposed noise-robust processing algorithm of voice commands is recommended for practical application in VCS functioning in conditions of intense interference.

¹ Статья выполнена при финансовой поддержке РФФИ в рамках научного проекта № 16-31-00194 мол_а «Определение биомаркеров речевых и ЭЭГ сигналов и исследование их взаимосвязи для экспресс-диагностики психогенных состояний».

К л ю ч е в ы е с л о в а: обработка речевых сигналов, система голосового управления, комплементарная множественная декомпозиция на эмпирические моды, отношение сигнал/шум, интенсивные помехи

Key words: speech signal processing, voice control system, the Complementary Ensemble Empirical Mode Decomposition, signal-to-noise ratio, intense noise

Введение

Современные системы голосового управления (СГУ) могут обеспечить высокую точность распознавания при невысоком уровне фонового шума. В ситуации, когда разница между зарегистрированными речевыми командами и шаблонами (полученными в процессе обучения СГУ) из-за посторонних шумов становится значительной, эффективность СГУ стремительно ухудшается. Повседневный ритм окружающей среды требует от СГУ возможности функционировать в условиях интенсивных помех. По этой причине актуальным является повышение помехоустойчивости СГУ.

На сегодня известны различные алгоритмы помехоустойчивой обработки:

- алгоритмы повышения четкости (корректировки) речи, хорошо известные как методы вычитания спектра [1];
- алгоритмы на основе фильтров Винера [2], используемые в предварительной обработке для удаления шумовой составляющей речевого сигнала;
- алгоритмы постобработки, основанные на кепстральном среднем вычитании (*Cepstral Mean Subtraction, CMS*) [3], нормализации кепстральных отклонений (*Cepstral Variance Normalization, CVN*) [4] и выравнивании гистограммы (*Histogram Equalization, HEQ*) [5], направленных на преобразование необработанных информативных параметров речи в форму, которая в меньшей степени подвержена искажениям в неблагоприятной окружающей среде.

В данной работе проводится исследование алгоритма помехоустойчивой обработки, основанного на комплементарной множественной декомпозиции на эмпирические моды (КМДЭМ) [6]. Статья является продолжением ранее опубликованных работ авторов [7–9].

Комплементарная множественная декомпозиция на эмпирические моды

Математический аппарат КМДЭМ основан на методе декомпозиции на эмпирические моды (ДЭМ) [10], особенность которого заключается в том, что базисные функции, используемые для разложения, извлекаются непосредственно из исходного сигнала. При разложении модель сигнала не задается заранее, эмпирические моды (ЭМ) вычисляются в ходе процедуры отсеивания с учетом локальных особенностей (таких как экстремумы и нули сигнала) и внутренней структуры каждого конкретного сигнала. Таким образом, ЭМ не имеют строгого аналитического описания, но должны удовлетворять двум условиям, гарантирующим определенную симметрию и узкополосность базисных функций [10]:

- общее число экстремумов равняется общему числу нулей с точностью до единицы;
- среднее значение двух огибающих – верхней, интерполирующей локальные максимумы, и нижней, интерполирующей локальные минимумы, должно быть приближенно равно нулю.

В результате ДЭМ из исходного сигнала $x(n)$ извлекается конечное число ЭМ и результирующий остаток:

$$x(n) = \sum_{i=1}^{I-1} IMF_i(n) + r_1(n), \quad (1)$$

где $IMF_i(n)$ – полученные после разложения ЭМ; $r_1(n)$ – остаток разложения; $i = 1, 2, \dots, I$ – номер ЭМ; n – дискретный отсчет времени.

При всех указанных преимуществах адаптивности метода ДЭМ недостатком, важным для его практического применения, является смешивание ЭМ, состоящих из различных участков сигнала несоизмеримых по частотному и амплитудному масштабам.

Для решения данной проблемы был предложен новый метод декомпозиции, основанный на многократном добавлении к сигналу белого шума с прямыми и инверсными значениями амплитуды и вычислении среднего значения ЭМ и остатка как конечного истинного результата:

$$\begin{bmatrix} y_j(n) \\ y_j(n)^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x(n) \\ w_j(n) \end{bmatrix}, \quad (2)$$

где $w_j(n)$ – добавленный белый шум; $y_j(n)$ – сумма зашумленного речевого сигнала $x(n)$ с белым шумом; $y_j(n)^*$ – сумма зашумленного речевого сигнала $x(n)$ с инверсным значением амплитуды белого шума:

$$IMF_i(n) = \frac{\sum_{j=1}^J IMF_{ji}(n)}{J}, \quad (3)$$

$$r_l(n) = \frac{\sum_{j=1}^J r_{jl}(n)}{J}, \quad (4)$$

где $IMF_{ji}(n)$, $r_{jl}(n)$ – ЭМ и остаток, полученные при различных декомпозициях сигналов $y_i(n)$ и $y_j(n)^*$; $j = 1, 2, \dots, J$ – количество циклов декомпозиций (добавлений к сигналу белого шума).

Белый шум позволяет получить ЭМ, сопоставимые с участками сигнала несоизмеримых масштабов. Вычисление среднего значения полученных ЭМ как конечного истинного результата обеспечит полное удаление остаточного белого шума за счет пары прямых и инверсных значений, независимо от того, сколько сигналов шума использовалось.

Следует отметить общие правила для корректной работы метода КМДЭМ:

1. При добавлении белого шума может возникнуть эффект маскировки высокочастотной составляющей, если количество циклов декомпозиции не будет достаточно большим.
2. Уровень среднеквадратического отклонения амплитуды добавляемого белого шума должен быть на уровне присутствующего в сигнале шума (если уровень известен), в противном случае шум не должен быть больше, чем 20 % от исходного сигнала.
3. Важными исходными параметрами для КМДЭМ являются амплитудный (или энергетический) уровень добавляемого белого шума и количество циклов декомпозиции.

Алгоритм помехоустойчивой обработки

На основании вышеупомянутого и собственных исследований [7–9] разработан алгоритм помехоустойчивой обработки речевых команд для СГУ (рис. 1). Штриховой линией отмечен режим обучения алгоритма, сплошной линией – режим распознавания. Серым цветом отмечен блок 1 помехоустойчивой обработки на основе КМДЭМ. Суть обработки заключается в уменьшении разницы между поступающими в систему речевыми командами и шаблонами, полученными в процессе обучения СГУ. С помощью КМДЭМ исходная зарегистрированная речевая команда (как функции времени) разлагается на ЭМ. Основной идеей предлагаемого алгоритма является то, что ЭМ низкого порядка содержат высокочастотные шумовые составляющие, которые могут быть удалены для уменьшения разницы:

$$x'(n) = x(n) - \sum_{i=1}^{I-1} IMF_i(n), \quad (5)$$

где $x'(n)$ – отфильтрованный речевой сигнал.

На рис. 2 представлены графики, иллюстрирующие уменьшение разницы между поступающими в систему речевыми командами и шаблонами, полученными в процессе обучения. Используя верифицированную базу данных [11], из чистого речевого сигнала посредством добавления шума получили зашумленные сигналы с различным отношением сигнал/шум (*Signal Noise-to-Ratio*, *SNR*) от –5 до 20 дБ. Уровень зашумленности речевых сигналов хорошо иллюстрируют зависимости логарифма энергии сигнала от времени. Из рис. 2,а видно, что степень осцилляции логарифма энергии зашумленных сигналов возрастает с увеличением шума. То есть источником паразитных амплитудных всплесков является шумовая составляющая сигнала.

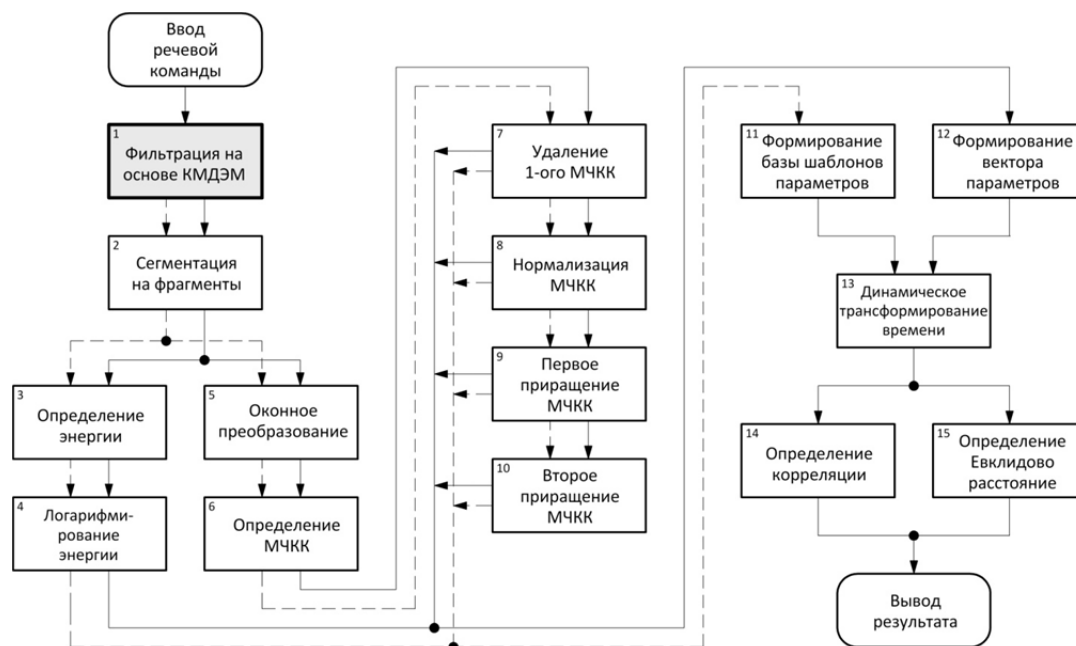


Рис. 1. Алгоритм помехоустойчивой обработки речевых команд для СГУ (МЧКК – мел-частотные кепстральные коэффициенты)

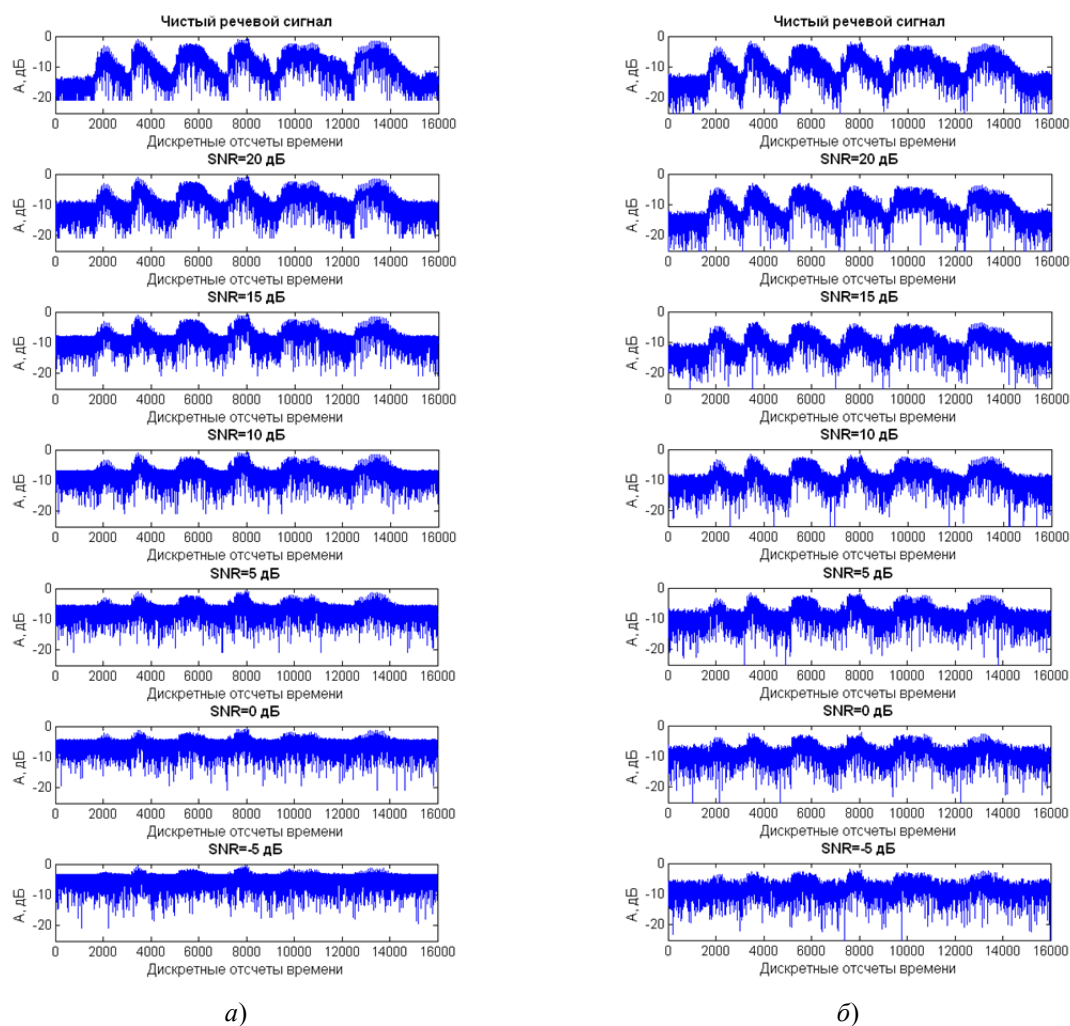


Рис. 2. Зависимости логарифма энергии речевого сигнала от времени:
а – исходный речевой сигнал; б – отфильтрованный речевой сигнал

Сравнивая кривые зависимости логарифма энергии (рис. 2,б), видим, что разница между чистым речевым сигналом и зашумленными стала меньше.

Исследование алгоритма помехоустойчивой обработки

Исследование алгоритма помехоустойчивой обработки проводилось в пакете прикладных программ *MATLAB* с использованием верифицированной базы данных речевых сигналов [12]. В качестве критерия оценки эффективности использовалось значение точности распознавания – безразмерная величина, равная отношению правильно распознанных речевых команд к их общему количеству:

$$A = \frac{C_{true}}{C_{total}} 100 \%, \quad (6)$$

где A – точность распознавания; C_{true} – правильно распознанные команды; C_{total} – общее количество команд.

СГУ была обучена различными выборками, состоящими из чистых и нескольких видов зашумленных речевых сигналов. Выборка А – 90 % тестовых речевых сигналов пересекаются с обучающей выборкой. Выборка Б – 10 % тестовых речевых сигналов пересекаются с обучающей выборкой. Выборка В – ни один тестовый речевой сигнал не пересекается с обучающей выборкой.

В качестве информативных параметров для распознавания использовались статические первые 12 мел-частотных кепстральных коэффициента (МЧКК) и значения логарифмов энергии сегментированных фрагментов речевых команд. Дополнительно использовались динамические характеристики МЧКК – первое и второе приращения.

Результаты исследования оценивались в сравнении с алгоритмом помехоустойчивой обработки, получившим широкую практическую популярность, на основе нормализованного среднего отклонения (*Mean-Variance Normalized, MVN*).

В табл. 1 представлены результаты точности распознавания предлагаемого алгоритма помехоустойчивой обработки на основе КМДЭМ и алгоритма на основе *MVN* для трех выборок тестовых сигналов.

Таблица 1

Результаты точности распознавания

Тестовый сигнал	Точность распознавания, %							
	Выборка А		Выборка Б		Выборка В		Среднее значение	
	<i>MVN</i>	КМДЭМ	<i>MVN</i>	КМДЭМ	<i>MVN</i>	КМДЭМ	<i>MVN</i>	КМДЭМ
Чистый речевой сигнал	98,8	98,2	94,6	94,2	88,3	89,1	93,9	93,8
20 дБ	96,5	96,2	91,9	92,8	87,1	88,6	91,8	92,5
15 дБ	91,8	92,4	86,8	89,7	83,2	87,2	87,3	89,8
10 дБ	82,3	84,9	75,5	80,3	71,9	75,6	76,6	80,3
5 дБ	61,7	66,3	56,8	62,5	49,9	55,2	56,1	61,3
0 дБ	32,5	37,2	28,7	33,1	20,2	25,7	27,1	32,0
–5 дБ	13,4	16,9	11,1	15,6	9,2	13,7	11,2	15,4

Как видно из таблицы, предлагаемый алгоритм обеспечивает наилучшую точность распознавания для выборки тестовых сигналов В. Для выборок А и Б превосходство предлагаемого алгоритма отмечается только для зашумленных сигналов. А наименьшая разница между поступающими в систему речевыми командами и шаблонами, полученными в процессе обучения, для чистых речевых сигналов достигается алгоритмом на основе *MVN*.

По результатам исследования отметим факты превосходства предлагаемого алгоритма, имеющие большое практическое значение:

- высокая точность распознавания зашумленных речевых сигналов;
- высокая точность распознавания сигналов тестовой выборки, не пересекающейся с обучающей выборкой (дикторнезависимость СГУ).

Таким образом, предлагаемый алгоритм обработки повышает помехоустойчивость в широком диапазоне помех (от 20 до –5 дБ) в среднем на 3,1 % за счет уменьшения разницы между зарегистрированными речевыми командами и шаблонами, полученными в процессе обучения системы.

Заключение

Предложен алгоритм помехоустойчивой обработки речевых команд для СГУ, основанный на КМДЭМ. Проведены исследования алгоритма, подтверждающие повышение помехоустойчивости в широком диапазоне помех (от 20 до –5 дБ) в среднем на 3,1 %. В соответствии с результатами исследований сделан вывод, что предложенный алгоритм рекомендуется для практического применения в СГУ, функционирующих в условиях интенсивных помех.

Библиографический список

1. Boll, S. Suppression of acoustic noise in speech using spectral subtraction / S. Boll // IEEE Trans. Acoust. Speech Signal Process. – 1979. – Vol. 27 (2). – P. 113–120. DOI: 10.1109/TASSP.1979.1163209.
2. Berstein, A. A hypothesized Wiener filtering approach to noisy speech recognition, in ICASSP / A. Berstein, I. Shallom. – Canada, Toronto, 1991. – P. 913–916.
3. Furui, S. Cepstral analysis technique for automatic speaker verification / S. Furui // IEEE Trans. Acoust. Speech Signal Process. – 1981. – Vol. 29 (2). – P. 254–272. DOI:10.1109/TASSP.1981.1163530.
4. Viikki, O. A recursive feature vector normalization approach for robust speech recognition in noise / O. Viikki, D. Bye, K. Laurila // Proceedings of the ICASSP. – USA, Washington, 1998. – P. 733–736.
5. A de La Torre, A. Rubio, Histogram equalization of speech representation for robust speech recognition / A de La Torre, A. Peinado, J. Segura, J. Perez-Cordoba, M. Benitez // IEEE Trans. Speech Audio Process. – 2005. – Vol. 13 (3). – P. 355–366.
6. Zhaohua, Wu. Ensemble empirical mode decomposition: A noise – assisted data analysis method / Wu Zhaohua, N. E. Huang // Advances in Adaptive Data Analysis. – 2009. – Vol. 1 (1). – P. 1–41.
7. Алимуратов, А. К. Оптимальный алгоритм обработки речевых команд для системы голосового управления / А. К. Алимуратов // Модели, системы, сети в экономике, технике, природе и обществе. – 2015. – № 2 (14). – С. 139–149.
8. Алимуратов, А. К. Исследование оптимального алгоритма обработки речевых сигналов для системы голосового управления / А. К. Алимуратов // Модели, системы, сети в экономике, технике, природе и обществе. – 2015. – № 4 (16). – С. 120–125.
9. Алимуратов, А. К. Применение методов декомпозиции на эмпирические моды в задаче фильтрации речевых сигналов в условиях интенсивных помех / А. К. Алимуратов, П. П. Чураков // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2016. – № 1 (15). – С. 4–14.
10. Huang, N. E. The empirical mode decomposition and the Hilbert spectrum for nonlinear and non-stationary time series analysis / N. E. Huang, Shen Zheng, R. L. Steven // Proceedings of the Royal Society of London A. – 1998. – Vol. 454. – P. 903–995.
11. Свидетельство о государственной регистрации базы данных № 2016620597. Верифицированная база речевых команд для систем голосового управления / Алимуратов А. К. // Программы для ЭВМ, базы данных, топологии интегральных микросхем. – заявл. 16.03.2016 ; опубл. 12.05.2016.

Алимуратов Алан Казанферович

кандидат технических наук,
директор студенческого
научно-производственного бизнес-инкубатора,
инженер-исследователь
научно-исследовательского отдела,
Пензенский государственный университет
(Россия, г. Пенза, ул. Красная, 40)
E-mail: alansapfir@yandex.ru

Alimuradov Alan Kazanferovich

candidate of technical sciences,
director of student research
and production business incubator,
researcher of research department,
Penza State University
(40 Krasnaya street, Penza, Russia)

УДК 004.934

Алимурадов, А. К.

Алгоритм помехоустойчивой обработки речевых команд для систем голосового управления / А. К. Алимурадов // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2017. – № 1 (19). – С. 86–92.