

provides a conceptual approach that allows you to perform joint processing of uncertainty contributions arising from both random and systematic influences and evaluate measurement uncertainty in a unique and internationally accepted way of combining all types of uncertainty contributions [2].

But despite the advantages of GUM, this document is not without shortcoming, some of which are significant [3]. These shortcomings have never been hidden, and they are mentioned in GUM itself.

GUM disadvantages. First, the approach to estimating measurement uncertainty presented in GUM is based on the decomposition of the calibration characteristic measuring instrument model into the Taylor series of the first order and allows one to obtain reliable results with respect to estimates of measured quantities and measurement uncertainty only in the case of a linear measurement model. Partially correct nonlinearity the model allows one to take into account members of a higher order when the function of the calibration characteristic of the measuring instrument is expanded into a Taylor series. However, in this case, the following conditions must be met:

- the decomposable function must have a continuous derivative by input values x_i in the vicinity of the best estimates \bar{x}_j ;
- the values included in the terms of the expansion of the calibration characteristic function into the Taylor series of higher orders must be independent;
- the x_j values must have a normal probability distribution law;
- higher-order terms that are not included in the approximation of the measuring instrument calibration characteristic function must be negligible.

Second, if the measurement algorithm is branched and conditional transitions are present (“IF”, “THEN”, “ELSE”), this makes it impossible to estimate the total measurement uncertainty.

In the monograph [4, p. 54–58, 119–123], the author gave critical remarks on the hypothesis of normality in dimensions. The assumption that the measuring instrument error is normal is too rigid, and the distributions found in metrology are quite diverse. As an argument, we can cite the results of research by P.V. Novitsky and his scientific school [4, p. 119–123]. Histograms of the distribution of temperature, humidity, and atmospheric pressure based on the results of five-year meteorological observations for the Moscow region [4, p. 120] illustrate the failure of the initial assumptions of the normality hypothesis in real measurements. Even if temperature, humidity and atmospheric pressure are not measurable physical quantities, as influencing factors they are present in any measurement.

Approximating a real distribution using curves from the Pearson family or its subfamilies is a purely formal operation. It was from such considerations that Academician S. N. Bernshtein criticized parametric statistics and the resulting parametric estimates back in 1927 in his report to the All-Russian Congress of Mathematicians [5], with reference to [4, p. 132].

Third, the procedure proposed by GUM for obtaining an interval containing the value of the measured physical quantity with a given probability was not sufficiently disclosed, and, as a result, is not universal enough. GUM uses standard uncertainty as the main parameter for quantifying measurement uncertainty, but most practical applications require an additional measure – the coverage interval for a given probability p . However, in order to get a reliable coverage interval, you must have information about the law of probability distribution of the measured value. In accordance with the GUM approach, the probability distribution density of the output value is not explicitly determined, since the problem of finding the probability distribution density is quite complex from a mathematical point of view, requiring finding a convolution of distributions. The construction of the coverage interval is carried out using an additional measure of uncertainty called “extended uncertainty”, which is calculated by multiplying

the standard uncertainty $u(y)$ by the coverage coefficient k . Some scientists question the validity of using the Welch-Satterthwaite formula when constructing coverage intervals [4].

The frequency approach adopted as the dominant one for interpreting probability distributions does not correct the shortcoming of GUM. The revival of the Bayesian approach [6], when the state of knowledge is updated with the appearance of new knowledge: combining a priori probability distributions and new data to obtain a posteriori probability distribution, is also based on the need to assign the probability distribution density to all input values. These probability densities are called "*state-of-knowledge PDF*" [7]. In other words, knowledge about the measured physical quantity is represented using a random variable, which, based on the knowledge about it, can be assigned the probability density, and deviations of the value will be exact moments of the corresponding order of this probability density. In this case, the standard uncertainty arising from the type A estimation method is no longer an estimate of the standard deviation, but rather a parameter of the probability density function established on the basis of the available knowledge, as well as the uncertainty estimated by type B, a classification of the methods for estimating the uncertainty on types A and B was no longer needed in the new, now being in the process of discussion by the scientific community, "Guide for the expression of measurement uncertainty" [8, 9].

Critical remarks noted above regarding the GUM approach substantiate the necessity and relevance of its further development, for example, using the interval method for estimating the measurement uncertainty [10].

Библиографический список

1. JCGM 100:2008 Guide to the Expression of Uncertainty in Measurement, GUM 1995 with minor corrections.
2. Ординарцева, Н. П. Погрешность неопределенности или неопределенность погрешности / Н. П. Ординарцева // Законодательная и прикладная метрология. – 2012. – № 6. – с. 41–44.
3. Ефремова, Н. Ю. Недостатки и причины пересмотра «Руководства по выражению неопределенности измерения» / Н. Ю. Ефремова // Неопределенность измерений: научные, законодательные, методические и прикладные аспекты (UM-2016) : сб. докл. XIII Междунар. науч.-техн. семинара. – Минск : БелГИМ, 2016. – С. 57–61.
4. Ординарцева, Н. П. Планирование эксперимента: модели, анализ, неопределенность измерений : монография / Н. П. Ординарцева. – Пенза : Изд-во ПГУ, 2013. – 242 с.
5. Бернштейн, С. Н. Современное состояние теории вероятностей и ее приложений / С. Н. Бернштейн // Труды Всерос. съезда математиков (г. Москва, 27 апреля – 4 мая 1927 г.). – Москва ; Ленинград : ГИЗ, 1928. – С. 50–63.
6. Lira, I. Bayesian analysis of an errors-in-variables regression problem / I. Lira, D. Grientshnin // Advanced Mathematical and Computational Tools in Metrology and Testing XI : International Conference (Technology & Innovation Centre, 29–31 August 2017). – Glasgow, Scotland ; United Kingdom : University of Strathclyde, 2017. – P. 23–24.
7. JCGM 102:2011 Supplement 2 to the "Guide to the Expression of Uncertainty in Measurement" – Extension to any number of output quantities.
8. JCGM 100:201X (CD) Evaluation of measurement data – Guide to the Expression of Uncertainty Measurement.
9. JCGM 110:201X (CD) Evaluation of measurement data – Examples of uncertainty evaluation.
10. Ординарцева, Н. П. Интервальные методы исследования в современных метрологических задачах / Н. П. Ординарцева // Методы, средства и технологии получения и обработки измерительной информации («Шляндинские чтения – 2019») : материалы XI Междунар. науч.-техн. конф. (г. Пенза, 28–30 ноября 2019 г.) – Пенза : Изд-во ПГУ, 2019. – С. 81–83.

СИСТЕМЫ МОНИТОРИНГА И КОНТРОЛЯ ТЕХНИЧЕСКИ СЛОЖНЫХ ОБЪЕКТОВ

В. В. Козлов, А. Ю. Козлов

Пензенский государственный университет, г. Пенза, Россия

МЕТОДИКА ОПРЕДЕЛЕНИЯ ВРЕМЕННЫХ ПАРАМЕТРОВ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ СИСТЕМЫ ОХРАННОГО ВИДЕОНАБЛЮДЕНИЯ НА ОСНОВЕ МОДЕЛИРОВАНИЯ ПРОЦЕССА МНОГОФАЗНОЙ ОБРАБОТКИ ИНФОРМАЦИИ

Системы мониторинга и контроля технически сложных объектов

Современная система охранного видеонаблюдения (СОВ) это аппаратно-программный комплекс, предназначенный для осуществления охраны объектов. Расчет временных параметров обработки информации в СОВ необходим для проектирования таких систем.

Для СОВ характерна последовательная многофазная схема обработки информации о нарушителе, суть которой сводится к следующему.

Первая фаза – представляет собой первичную обработку, которая посредством передачи видеосигнала от стационарных камер, осуществляется аппаратно-программными ресурсами видеосервера (программные модули: детектор движения, модуль оповещения и т.д.).

Вторая фаза – обработка информации (верификация (идентификация) события), которая осуществляется оператором, поступившей от программных средств видеосервера для принятия решения по своевременной реакции на нарушителя.

Исходя из этого, для моделирования обработки информации в СОВ может быть использована теория многофазных систем массового обслуживания (СМО) или, другими словами, теория простейших разомкнутых (открытых) сетей СМО.

В таких многофазных СМО входной поток в каждую из них является выходным потоком предыдущей СМО и, поэтому имеет последствие. Однако если на вход СМО поступает простейший поток заявок, а время обслуживания показательное, то выходной поток заявок – тоже простейший с той же интенсивностью. Поэтому, такие СМО можно рассматривать как последовательность простейших СМО. Многофазная СМО описывается графом марковской цепи общего вида, и решение графа сводится к решению уравнений Колмогорова [1].

Будем считать, что имеется M инфо-каналов (ИК) стационарных видеокамер (СВК) на местности, каждая из которых осуществляет видеоконтроль в отведенном секторе некоторое время t_H с интенсивностью обновления информации в единицу времени λ_{1j} , $j = 1, 2, \dots, M$. Информация об обнаруженных нарушителях поступает от j -го ИК СВК на j -й, автоматический обработчик информационного канала видеосервера (АО ИК), где она подвергается первичной обработке, и после этого передается на автоматизированное рабочее место оператора (АРМО) системы охранного видеонаблюдения (СОВ) для дальнейшей (вторичной) обработки. Кроме того, будем считать, что интенсивности обработки видеоинформации (ВИ) в единицу времени на каждом инфо-канале (ИК) в общем случае различны и определяются величинами μ_{1j} , $j = 1, 2, \dots, M$, а на АРМО – величиной μ_2 .

Граф стохастической сети, отражающей последовательность обработки ВИ в СОВ, представлен на рис. 1.

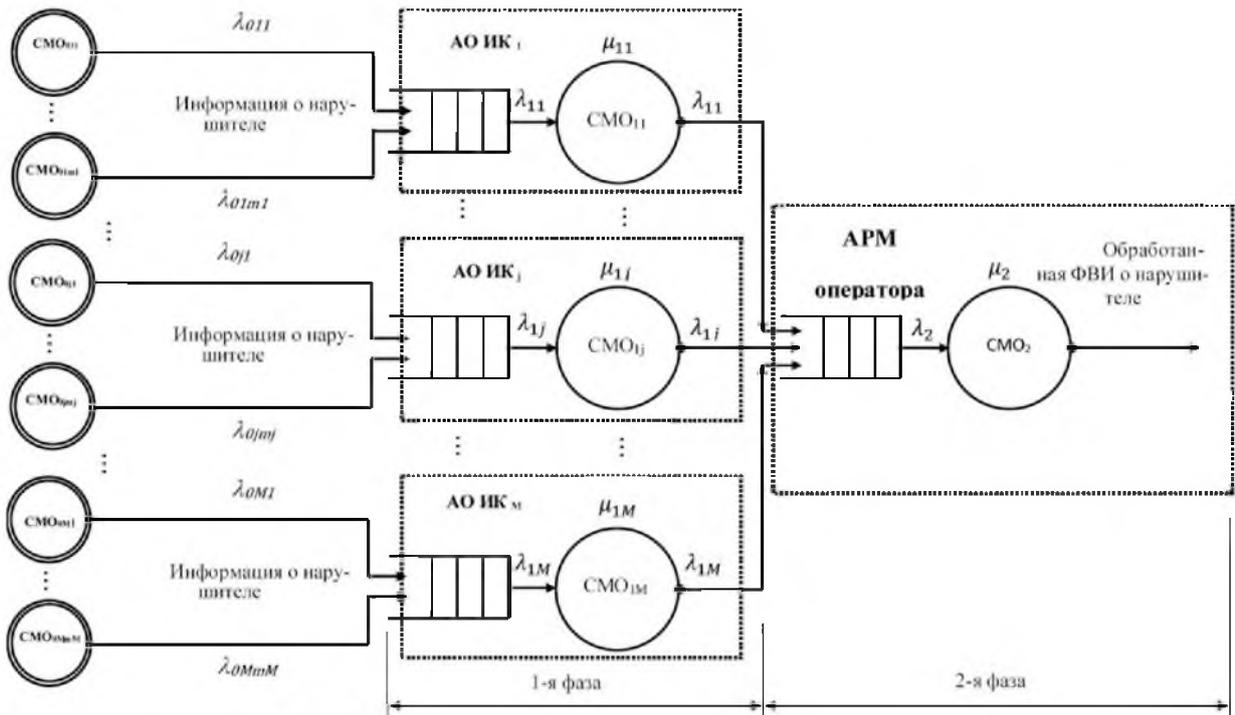


Рис. 1. Структура двухфазной СМО, моделирующей обработку ВИ в СОВ

На приведенном графе $СМО_{0j}$, $j = 1, 2, \dots, M$, моделируют среду (средства обнаружения нарушителя – ИК СВК), $СМО_{1j}$ описывают автоматическую обработку инфочаналов на видеосервере (АО ИК), $СМО_2$ моделирует АРМО как часть всего аппаратно-программного комплекса (АРМО СОВ), а дуги определяют направление потока информации между ними.

Учитывая, что время и интенсивность обнаружения нарушителя ограничены, то ограниченным будет и число обнаруженных j -м ИК СВК нарушителей за время t_H . Учитывая данное обстоятельство, для определения числа обнаруженных нарушителей n_j за время t_H можно записать следующую формулу:

$$n_j = t_H \lambda_{1j}. \quad (1)$$

Суммарное число обнаруженных нарушителей n всеми ИК и поступающих на АРМО определяется суммой:

$$n = \sum_{j=1}^M n_j = t_H \sum_{j=1}^M \lambda_{1j}. \quad (2)$$

Если обозначить через λ_2 суммарную интенсивность входного потока ВИ, поступающей на АРМО, то формулу (2) можно представить в виде:

$$n = t_H \lambda_2, \quad (3)$$

где

$$\lambda_2 = \sum_{j=1}^M \lambda_{1j}. \quad (4)$$

Математическое ожидание (МОЖ) времени нахождения ВИ в сети складывается из МОЖ времени нахождения ВИ в СМО, имитирующих функционирование АО ИК, и в СМО, имитирующей функционирование АРМО [2].

Учитывая, что имеется M АО ИК, информация от которых поступает на АРМО независимо, то МОЖ времени нахождения ВИ в СМО ($t_{ИК}$), имитирующих функционирование АО ИК может быть определено с помощью взвешенного суммирования по формуле:

$$t_{ИК} = \frac{1}{\lambda_2} \sum_{j=1}^M \lambda_{1j} t_{зпj}, \quad (5)$$

где $t_{зпj}$ – среднее время занятости обработчика j -го АО ИК, которое складывается из среднего времени ожидания обслуживания и среднего времени обслуживания.

Учитывая зависимость (5), МОЖ времени нахождения ВИ в сети ($t_{СЕТИ}$) можно определить по формуле:

$$t_{СЕТИ} = t_{ИК} + t_{зп}, \quad (6)$$

где $t_{зп}$ – среднее время занятости обработчика АРМО, которое складывается из среднего времени ожидания обслуживания и среднего времени обслуживания.

Рассуждая аналогичным образом, для определения МОЖ времени ожидания обработки ВИ в сети ($\tau_{СЕТИ}$) можно получить следующую формулу:

$$\tau_{СЕТИ} = \tau_{ИК} + \tau_{ожж}, \quad (7)$$

где $\tau_{ИК}$ – среднее нахождения ВИ в СМО, имитирующих функционирование АО ИК,

$$\tau_{ИК} = \frac{1}{\lambda_2} \sum_{j=1}^M \lambda_{1j} t_{ожжj}, \quad (8)$$

где $t_{ожжj}$ – среднее время ожидания обслуживания на АО j -го ИК; $\tau_{ожж}$ – среднее время ожидания обслуживания на АРМО, складывающееся из среднего времени ожидания обслуживания и среднего времени обслуживания.

Таким образом, методика представляет следующую последовательность:

1. Задаются исходные данные: количество камер, время наблюдения, интенсивности обновления информации каждой камерой, среднее время ожидания обслуживания и среднее время обслуживания всех ИК и АРМО, среднее время ожидания обслуживания и среднее время обслуживания.
2. Определяется суммарная интенсивность входного потока ВИ по формуле (3).
3. Производится расчет МОЖ времени нахождения ВИ в СМО по формуле (5).
4. Производится расчет МОЖ времени нахождения ВИ в сети по формуле (6).
5. Производится расчет МОЖ времени ожидания обработки ВИ в сети по формуле (7).

Заключение

На основе теории двухфазных СМО описан процесс обработки ВИ в СОВ. На основе представленного описания разработана методика, которая позволяет определять основные временные характеристики. На основе методики можно вырабатывать рекомендации по улучшению функционирования АО ИК, оценить эффективность функционирования АРМО.

Библиографический список

1. Гнеденко, Б. В. Введение в теорию массового обслуживания / Б. В. Гнеденко, И. Н. Коваленко. – 3-е изд., испр. и доп. – Москва : Комкнига, 2005. – 400 с.
2. Ивченко, Г. И. Теория массового обслуживания / Г. И. Ивченко, В. А. Каштанов, И. Н. Коваленко. – 2-е изд, испр. и доп. – Москва : ЛИБРОКОМ, 2012. – 304 с.

А. Е. Кирсанов, П. В. Венчаков

Национальный исследовательский Мордовский государственный университет
им. Н. П. Огарёва, г. Саранск, Россия

РАЗРАБОТКА ПРОГРАММНОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ ПЕРСОНАЛЬНОГО И ВСТРАИВАЕМОГО КОМПЬЮТЕРА ДЛЯ РАБОТЫ С 3D-ПРИНТЕРАМИ

Компания ООО «Робокинетика» (г. Саранск, Республика Мордовия) является производителем 3D-принтеров. На данный момент разработано несколько моделей 3D-принтеров, в том числе для печати вязкими материалами, такими как глина. В связи с отсутствием некоторого функционала и наличием недостатков существующих аналогов программного обеспечения возникла потребность в разработке собственного программного обеспечения. Ранее для работы с принтерами производства компании ООО «Робокинетика» использовалось стороннее программное обеспечение, такое как «Ultimaker Cura» и «Slic3r».

С каждым годом возрастает число различных видов материалов, используемых для печати в сфере аддитивных технологий. Так, например, относительно недавно появились 3D-принтеры, использующие в качестве «чернил» материалы, обладающие вязкими свойствами, такими как керамика, гипс и другие. Компания ООО «Робокинетика», ранее специализирующаяся только на разработке 3D-принтеров, печатающих из пластика и резины по методу послойного наплавления (англ. fused deposition modeling, далее FDM), разработала собственный 3D-принтер «Erzay Craft 3D» для печати вязкими материалами. Данная технология трёхмерной печати получила название «моделирование методом послойного осаждения жидкости», английский аналог – Liquid Deposition Modeling (далее LDM) [1].

3D-печать невозможно представить без использования специализированного программного обеспечения. Важным этапом 3D-печати является подготовка цифровой трёхмерной модели к 3D-печати. Процесс подготовки заключается в создании файла управляющих команд для 3D-принтера на основе исходной трёхмерной цифровой модели в программах, называемыми «слайсерами» (от англ. slicer – устройство для нарезки), а сам процесс называется «слайсингом» (от англ. slicing – нарезка). От используемого программного обеспечения и заданных параметров «нарезки» зависит то, как будет проходить печать, а также качество печатаемого изделия [2].

Метод печати LDM во многом похож на метод печати FDM, однако есть некоторые важные особенности, которые стоит учитывать при создании файла управляющих команд. Ввиду меньшего распространения технологии LDM, для подготовки трёхмерных моделей к печати на сегодняшний день используется программное обеспечение, которое предназначено для печати по технологии FDM, что не позволяет использовать весь потенциал принтера «Erzay Craft 3D».

Другой разработкой ООО «Робокинетика» является 3D-принтер «Erzay3D Space Bot» с сенсорным экраном и встроенным бортовым компьютером, работающим на операционной системе на базе ядра Linux. Встроенный бортовой компьютер позволяет выполнять большую часть операций, в том числе «слайсинг» прямо на 3D-принтере, что избавляет пользователя от необходимости иметь рядом персональный компьютер с установленным специализированным программным обеспечением. Однако, существующее программное обеспечение, имеющее достаточный функционал не предназначено для работы на встраиваемых компьютерах. По этой причине необходимо обеспечить переносимость разрабатываемого программного обеспечения на встраиваемый бортовой компьютер с адаптированным пользовательским интерфейсом для работы с сенсорным экраном.

Таким образом, при разработке программного обеспечения были выделены следующие основные задачи: реализация алгоритмов загрузки файлов трёхмерных моделей для визуализации, трансформации (изменения положения, масштабирования и вращения

моделей) и создания управляющих команд печати модели; реализация алгоритма загрузки файлов управляющих команд для визуализации, получения предварительной статистики печати и отправки на выполнение через последовательный порт; разработка собственного алгоритма создания управляющих команд печати по технологии LDM; создание графического пользовательского интерфейса; обеспечение переносимости программного кода для совместимости с операционными системами на базе ядра Linux; создание графического интерфейса для версии программы предназначенной для встроеного бортового компьютера 3D-принтера «Erzaу3D Space Bot».

Исходя из поставленных задач для реализации проекта был выбран кроссплатформенный фреймворк Qt. Qt имеет богатую библиотеку встроенных классов для решения широкого спектра задач, имеет привязку к нескольким языкам программирования и обладает поддержкой самых распространённых операционных систем для персональных компьютеров на сегодняшний день – Windows, Linux, macOS, а также поддерживаются мобильные платформы Android и iOS. Для переноса программного обеспечения на другие платформы достаточно лишь перекомпилировать исходный код программы с помощью соответствующих компиляторов. В Qt так же входят различные вспомогательные инструменты. Так, например, для создания графического интерфейса будем использован Qt Designer, а для создания переводов на другие языки воспользуемся Qt Linguist. Большинство компонентов Qt предоставляются по свободной лицензии, которые позволяют использовать Qt даже в закрытых коммерческих проектах [2].

В качестве языка программирования будем использовать C++ как наиболее производительный и распространённый язык программирования в числе поддерживаемых Qt. Кроме того, Qt дополняет стандартный C++ мощным механизмом межобъектной коммуникации, называемый сигнально-слотовым соединением.

Для реализации передачи управляющих команд на принтер используем класс QSerialPort, предоставляющий удобный интерфейс для работы с последовательными портами. Для лучшей производительности работу с последовательным портом (расчёт контрольных сумм, отправка управляющих команд, разбор сообщений принтера) организуем в отдельном от основного потоке. К тому же это позволит избежать случаев, когда перерисовка трёхмерной сцены или какой-либо другой длительный процесс может затормозить или даже приостановить на некоторое время передачу данных, что может повлечь за собой появление дефектов на напечатанном изделии.

Для реализации многопоточности используем класс QThreadPool, который предоставляет интерфейс для переноса объектов в отдельный поток. Загрузку файлов трёхмерных моделей и файлов управляющих команд так же перенесём в отдельный поток, для того, чтобы избежать блокировки окна программы при загрузке больших файлов.

Для визуализации трёхмерных объектов используем класс QOpenGLWidget, в котором реализован интерфейс для работы с трёхмерной графикой посредством OpenGL. Для лучшей производительности используем возможности современных графических ускорителей – хранить вершины трёхмерных объектов в видеопамати. В этом случае существенно снижается время отрисовки трёхмерной сцены, а также снижается нагрузка на центральный процессор. Чтобы получить массив вершин, достаточно прочитать их из файла трёхмерной модели. Способ хранения вершин в файле трёхмерной модели описан в спецификации к конкретному формату файла. В свою очередь для получения массива вершин из файла управляющих команд необходимо провести синтаксический анализ (парсинг) каждой команды. В результате анализа мы получим координаты точек движения экструдера, по которым можем построить трёхмерное изображение будущего напечатанного изделия. Синтаксический анализ управляющих команды так же применим для получения предварительной статистики печати – расход материала, масса изделия, приблизительное время печати и другие показатели.

Создание алгоритма получения управляющих команд для печати заданной трёхмерной модели является наиболее труднореализуемой задачей, поэтому для создания управляющих команд печати по технологии FDM будем использовать стороннюю ути-

литу CuraEngine, имеющую открытый исходный код и распространяемую по свободной лицензии. CuraEngine является консольным приложением, которое можно запустить в фоновом режиме и контролировать работу с помощью класса для работы с процессами QProcess. При запуске утилиты необходимо указать пути к файлам трёхмерных моделей, которые будут преобразованы в файл управляющих команд.

В некоторых случаях, CuraEngine можно также использовать для печати по технологии LDM. Для этого можно использовать специальный «спиральный» режим печати, при котором печатающая головка непрерывно движется вверх, описывая внешний контур исходной фигуры. Таким образом удаётся избежать появления швов и разрывов в местах перехода печатающей головки к следующему слою. Однако, в CuraEngine имеется существенный недостаток, который не позволяет создавать стенки с толщиной более чем в один диаметр сопла. Изделие с такой тонкой стенкой оказывается хрупким, увеличивается вероятность обвала стенок во время печати, особенно если фигура высокая. Аналоги CuraEngine, такие, как Slic3r и Simplify3D так же не позволяют напечатать стенки более чем в один диаметр сопла. Для решения данной проблемы на основе алгоритма «спиральной» печати разработан собственный алгоритм печати, который заключается в движении печатающей головки непрерывно вверх, описывая внешний контур исходной фигуры, при этом совершая короткие периодические движения к центру печатаемой модели и обратно. Таким образом, стенки изделия получаются волнообразными. Подбором амплитуды и частоты периодического перемещения к центру модели и обратно можно добиться того, чтобы экструдированные нити переплетались между собой, при этом увеличивается толщина и прочность стенки. На рис. 1 изображён результат печати с помощью разработанного алгоритма.



Рис. 1. Результат печати с помощью разработанного алгоритма

Технология LDM накладывает некоторые ограничения на форму печатаемого изделия из-за существенно большего времени отверждения материала в сравнении с временем отверждения пластика. В связи с этим печатать высокие формы, а также формы с нависающими частями весьма проблематично даже при использовании поддерживающих структур. Кроме того, подобные материалы зачастую имеют высокий коэффициент усадки. Например, для глины в зависимости от состава, коэффициент усадки может достигать 23 % [3]. Проблему усадки можно решить, увеличив масштаб печатаемого изделия на значение, равное коэффициенту усадки. Также стоит отметить, что минимальный диаметр сопла для печати по технологии LDM обычно существенно больше минимального диаметра сопла для печати по технологии FDM ввиду того, что используемые материалы, такие как глина в своём составе часто могут иметь твёрдые примеси или неразмякшие гранулы основного вещества, что является причиной забивки сопла. По этой

причине печать по технологии LDM имеет более низкую детализацию, чем печать по технологии FDM. Например, для печати глиной не используют сопла с диаметром отверстия менее 1 мм, тогда как для печати пластиком могут использоваться сопла с диаметром отверстия 0,3 мм. Несмотря на вышеперечисленные недостатки, данная технология уже нашла своё применение при создании различных объектов искусства, декоративных светильников, ваз, флаконов, различной посуды, а также в отработке алгоритмов создания 3D-печатных зданий в уменьшенном масштабе. Теоретически, данная технология печати может применяться и в других сферах, в том числе в пищевой промышленности.

На рис. 2 изображено главное окно разработанной программы «Erzay 3DLab» в режиме печати вазы, созданной с помощью разработанного собственного алгоритма. На рис. 3 изображено готовое напечатанное изделие.

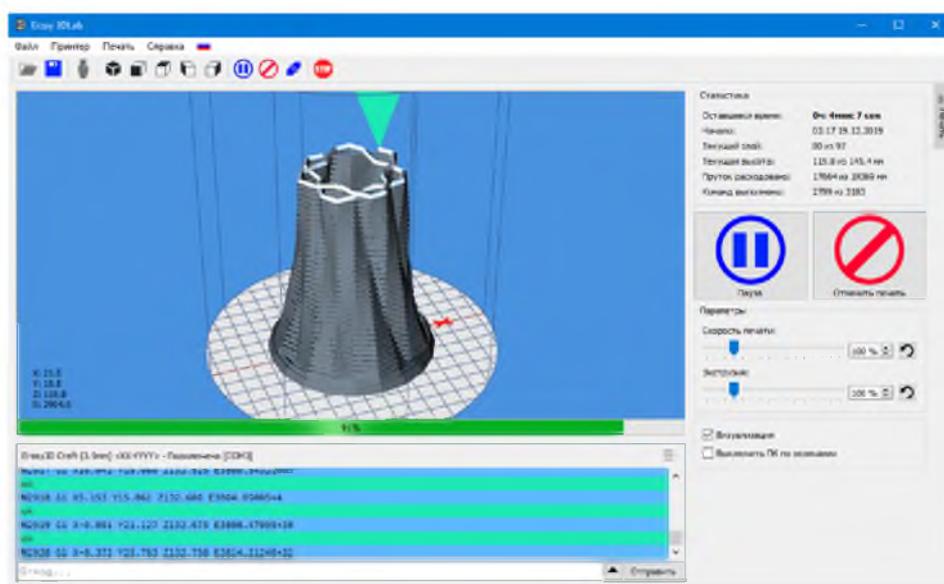


Рис. 2. Окно программы «Erzay 3DLab» в режиме печати



Рис. 3. Пример напечатанной вазы, созданной в программном обеспечении «Erzay 3DLab»

На рис. 4 изображено программное обеспечение на встроенном компьютере 3D-принтера «Erzay3D Space Bot» в режиме визуализации трёхмерной модели.

В качестве бортового компьютера 3D-принтера «Erzay3D Space Bot» выбран одноплатный компьютер Raspberry Pi под управлением операционной системы на базе ядра Linux с подключённым 7-дюймовый сенсорным дисплеем. Raspberry Pi поддерживает Wi-Fi и Ethernet сети, что обеспечивает проводную и беспроводную связь с принтере-

ром по локальной сети и по сети интернет, а также имеется поддержка USB-носителей. Для удобства передачи файлов добавлена поддержка работы с облачным сервисом Яндекс.Диск. На данный момент версия программы для бортового компьютера доступна только для владельцев принтера «Erzay3D Space Bot».



Рис. 4. Визуализация трёхмерной модели в программном обеспечении встроенного компьютера 3D-принтера «Erzay3D Space Bot»

Программное обеспечение «Erzay 3D Lab» для персонального компьютера также совместимо с большим количеством 3D-принтеров стороннего производства и на данный момент доступно для свободного скачивания для операционных систем Windows и Linux с официального сайта ООО «Робокинетика» [4].

Библиографический список

1. Liquid Deposition Modeling (LDM) – 3D Printing Media Network. – URL: <https://www.3dprintingmedia.network/additive-manufacturing/am-technologies/what-is-liquid-deposition-modeling/> (дата обращения: 19.12.2019).
2. Программы для 3D-печати и 3D-принтера. – URL: <https://make-3d.ru/articles/programmy-dlya-3d-pechati-i-3d-printera/> (дата обращения: 02.10.2019).
3. Qt Product. – URL: <https://www.qt.io/product> (дата обращения: 18.12.2019).
4. Усадка глины при сушке. – URL: <http://fccland.ru/mineralogiya/4044-usadka-gliny-pri-sushke.html> (дата обращения: 18.12.2019).
5. Программа для 3D печати Erzay 3D Lab. – URL: <https://robokinetics.ru/3dlab> (дата обращения: 18.12.2019).

П. В. Венчаков, А. В. Венчаков

Национальный исследовательский Мордовский государственный университет
им. Н. П. Огарёва, г. Саранск, Россия

ПРОЕКТИРОВАНИЕ СВЕТОДИОДНЫХ УСТАНОВОК НА ОСНОВЕ ПОНИЖАЮЩЕГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

В настоящее время существуют различные типы промышленных устройств, ориентированных на постоянные выходные параметры – драйвера светодиодных светильников, давно известные во многих зарубежных технологиях.

Одной из их основных функций светодиодных драйверов является их зависимость от источников постоянного напряжения. Существуют драйвера, рассчитанные только на повышение или понижение выходного напряжения так и универсальные преобразователи. Последний тип, в частности, применяется в комплектации автомобилей различных марок.

В настоящей статье рассматривается одна из базовых схем и расчеты элементов понижающего преобразователя в режиме работы источника тока.

Первые промышленно изготовленные диоды были созданы на основе карбида кремния и ориентированы на желто-зеленый цветовой диапазон. Впоследствии появились диоды красного свечения на основе фосфида галлия. В конце XX века появились светодиоды нового поколения, созданные на основе нитридных соединений.

В процессе рассмотрения светодиодов на основе понижающего преобразователя следует учитывать тот факт, что напряжение нагрузки возможно в пределах не более 85 % от напряжения питания. Предел около 85 % происходит вследствие задержек переключения в системе управления. В схеме понижающего преобразователя обычно используется мощный МОПТТ для переключения источника питания через индуктивность и светодиодов, соединенных последовательно [4, с. 39]. Индуктивные процессы используются в целях накопления энергии, когда МОПТТ включен. Впоследствии эта энергия необходима для обеспечения током светодиодов в режиме выключенного МОПТТ. Диод, включенный в схему параллельно цепочке светодиодов и индуктивности, создает обратную связь для тока в данном режиме. Функциональная схема приведена на рис. 1.

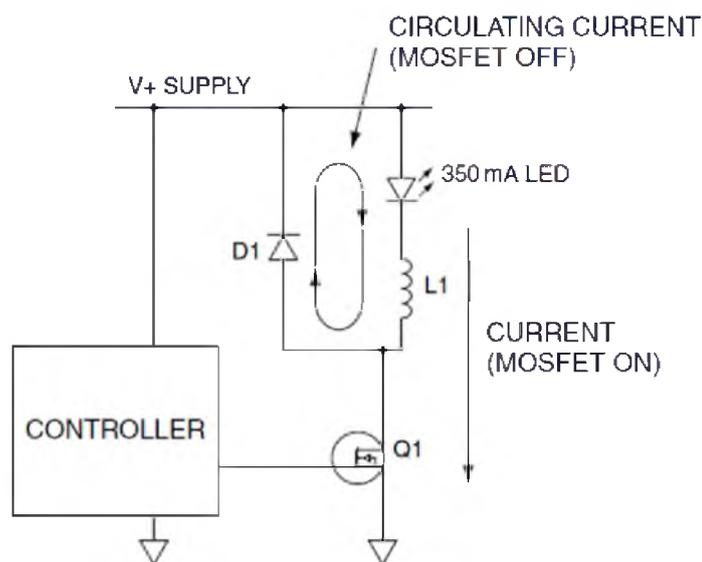


Рис. 1. Функциональная схема понижающего преобразователя

Данный тип светодиодов находит применение в автономных и низковольтных условиях, так как они вырабатывают постоянный ток СД при очень высокой эффективности. Понижающий преобразователь, управляемый в режиме пикового значения тока, может обеспечивать приемлемое изменение тока светодиода в достаточно широком диапазоне параметров напряжения. Следует отметить, что в этих условиях данный тип светодиодов не нуждается в специально созданной управляющей обратной связи. Сфера применения драйверов такого типа достаточно широка.

Универсальный светодиодный драйвер для понижающего преобразователя HV9910.

Интегральная микросхема HV9910B фирмы Supertex была спроектирована специально для управления светодиодами в схеме понижения напряжения. Целесообразность понижающего преобразователя состоит в том, что данный тип обладает низкой себестоимостью, небольшим количеством компонентов, реализующих непрерывный режим тока.

Существуют три дополнительных компонента, необходимых для изменений выходных параметров преобразователя: токовый датчик, частотоподающий резистор и полевой транзистор. Линейное или нелинейное регулирование посредством широтно-импульсной модуляции (далее ШИМ) яркости может быть также реализовано с использованием драйвера. Функциональная схема HV9910B представлена на рис. 2.

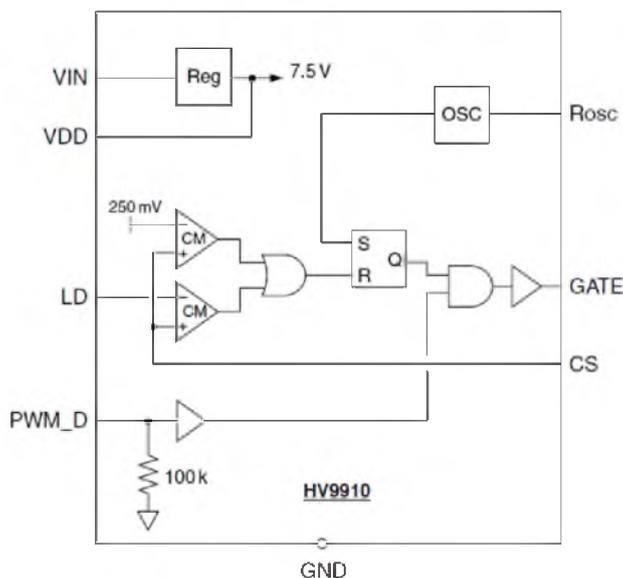


Рис. 2. Функциональная схема драйвера светодиодов HV9910

HV9910B имеет два пороговых напряжения токового датчика – внутреннее, установленное на 250 мВ, и внешнее – на вывод LD. Используемое в процессе переключений реальное пороговое напряжение в этом случае **меньше**. Этот факт обеспечивает не только низкую величину напряжения датчика, но и позволяет использовать резистор низкой величины для токового датчика в целях высокой эффективности.

Схема понижающего преобразователя

На рис. 3 представлена типовая схема включения драйвера HV9910 в режиме понижающего преобразователя.

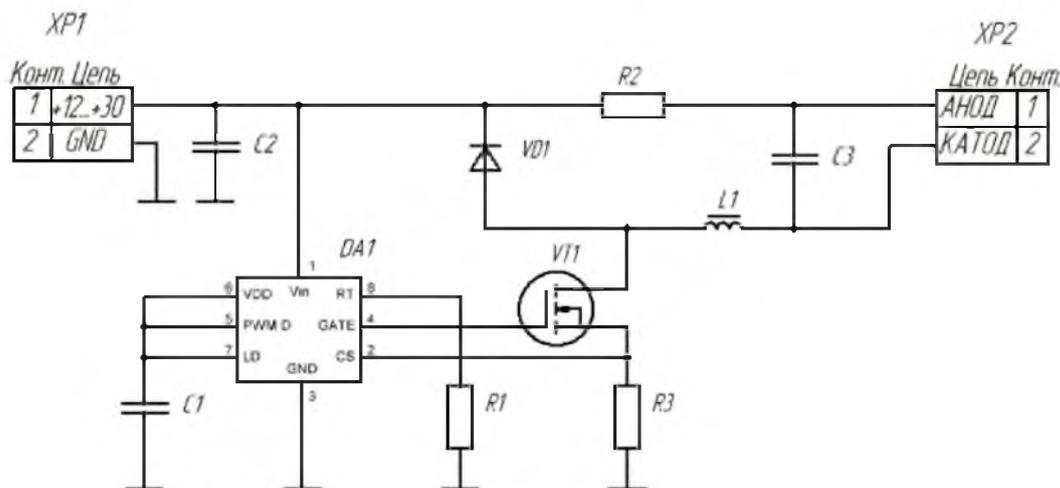


Рис. 3. Схема электрическая принципиальная понижающего преобразователя с постоянной частотой переключения

Основные технические параметры

Входное напряжение = 10–30 В.

Напряжение на цепочке СД = 4–8 В.

Ток СД = 350 мА.

Ожидаемая эффективность = 90 %.

Расчет номиналов компонентов схемы. Выбор частоты переключений и резистора $R1$

Частота переключений определяет размеры индуктивности $L1$. Большая частота переключений обеспечит в результате меньшую индуктивность, но в этом случае неизбежны потери напряжения на переключение МОПТТ. Типичная частота переключений при использовании низкого входного напряжения равна $f_{sw} = 150$ кГц. Исходя из Datasheet на микросхему HV9910В, времязадающий резистор, подключаемый между выводом RT и заземлением (шина GND), равен 100 кОм.

В случае соответствия расчетным параметрам, минимальное входное напряжение возможно только 80 % от максимального выходного. В понижающем преобразователе коэффициент заполнения периода для ключевого МОПТТ (пропорционален доле периода, когда ключ замкнут) рассчитывается:

$$D = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}. \quad (2)$$

Данная оценка должна соответствовать 80 %. Для предотвращения дестабилизации напряжения необходимо обеспечить работу в режиме постоянного времени выключенного состояния (в этом случае времязадающий резистор подключается между выводом RT драйвера и затвором МОПТТ). Таким образом, время выключенного состояния постоянно, поэтому частота переключений изменяется, если происходит смена напряжения.

При выборе времязадающего резистора, обеспечивающего постоянное время выключенного состояния 5 мкс с коэффициентом заполнения 80%, время включенного состояния должно быть 20 мкс. Частота переключений соответствует 40 кГц. В случае напряжения питания, равного 30 В, и напряжения нагрузки 4 В, коэффициент заполнения будет соответствовать 13,33 % (время включенного состояния – 767 нс, частота переключений – 173,4 кГц). Средняя частота переключений будет в пределах 100 кГц, в этом случае выбор других компонентов должен быть в соответствии с этим параметром. Времязадающий резистор, обеспечивающий 5 мкс времени выключенного состояния, будет равен 130 кОм.

Расчет и обоснование выбора входного конденсатора фильтра ($C2$)

Контроль параметров напряжения осуществляется посредством работы электролитического конденсатора. Общее последовательное сопротивление (далее ESR) конденсаторов невозможно для высокочастотных пульсаций тока, генерированных понижающим преобразователем. Таким образом, металлизированный полипропиленовый или керамический конденсатор может быть включен для работы в режиме высокочастотных пульсаций тока. Данный высокочастотный конденсатор может быть рассчитан посредством формулы:

$$C2 = \frac{I_O T_{OFF}}{0,05 V_{MIN}}. \quad (3)$$

На этом этапе проектирования печатной платы необходимо высокочастотный компонент, равный ~ 4,7 мкФ; 50 В. Этот показатель получен посредством разработок, ведущихся в данном направлении [4, с. 43]. Параметры конденсатора должны быть приближены к индуктивности $L1$ и ключевому МОПТТ $V1$ для поддержания контура вы-

сокочастотного тока малой площади на печатной плате (PCB – printed circuit board – печатная плата). По причине имеющихся особенностей данной типичной схемы преобразователя, на односторонней печатной плате невозможно представить плату без присутствия длинных контуров тока. Таким образом, на практике возможны два варианта:

1 Включение в схему двух конденсаторов с малой индуктивностью между ними для создания фильтра PI, состоящего из конденсатора шунта на стороне входного сигнала [3].

2 Разработать двустороннюю печатную плату с целью уменьшения длины проводников внутри рассматриваемого контура.

Таким образом можно обеспечить ограничение излучений электромагнитных помех (EMI – electromagnetic interference – электромагнитное излучение).

Расчет значения индуктивности ($L1$)

Величина индуктивности исходит из максимально допустимой величины пульсаций тока в светодиодах. Например, пульсации 15–20% являются возможными.

Параметры катушки индуктивности (дросселя) рассчитываются посредством следующих формул:

$$E = L \frac{di}{dt} \quad (4)$$

В режиме выключенного состояния МОПТТ:

$$E = V_{LED} = V_{o,max} = L \frac{di}{dt}, \quad (5)$$

где $di = 0,3I_{o,max}$, dt – интервал времени выключенного состояния.

Следовательно, индуктивность $L1$ может быть рассчитана при выпрямленной величине номинального входного напряжения по формуле:

$$L_1 = \frac{V_{o,max} T_{OFF}}{0,3I_{o,max}} \quad (6)$$

В этом примере $L1 = 380$ мкГн и ближайшая стандартная величина – 470 мкГн. Поскольку эта величина немного выше, чем рассчитанная величина, пульсации тока будут меньше 30%. Величина пикового тока индуктивности будет равна 350 мА в расчете на пульсации тока в размере 15%.

$$i_p = I_0 \cdot 1,15 \quad (7)$$

Расчетные данные получены на основе исследований предлагаемых специалистами, работающими в данной сфере [4, с. 43].

Выбор МОПТТ ($V1$) и диода ($V2$)

Пиковое напряжение, появляющееся на МОПТТ, равнозначно максимальному входному напряжению. При максимальном показателе напряжения, равном 50%:

$$V_{FET} = 1,5V_{in,max} \quad (8)$$

Из данной формулы исходит, что величина максимального коэффициента заполнения – 30%. Поэтому величина тока МОПТТ будет рассчитана следующим образом:

$$I_{FET} \approx I_{o,max} \cdot 0,8 \quad (9)$$

Ведущие специалисты в области схмотехники приводят пример прибора VN3205N8 фирмы Supertex с номинальными параметрами 50 В; 1,5 А.

Пиковая величина напряжения на диоде такая же, как и на МОПТТ. Следовательно:

$$V_{diode} = V_{FET} \quad (10)$$

В случае минимального коэффициента заполнения средний ток, протекающий через диод, может быть рассчитан:

$$I_{diode} = 0,87I_{o,max} \quad (11)$$

Выбор резистора токового датчика ($R3$)

Величина резистора токового датчика рассчитывается:

$$R3 = \frac{0,25}{1,15I_{o,max}} \quad (12)$$

Расчеты могут быть получены при условии соблюдения внутреннего порогового напряжения. Значение 0,25 В может быть иным в случае изменения напряжения на выводе LD (при условии соблюдения параметров пульсаций тока 15% – 25%).

Согласно приведенной схеме, конденсатор CI функционирует в качестве элемента, поддерживающего внутренний стабилизатор HV9910В при переключениях МОПТТ, когда высокочастотные импульсы тока требуются для перезаряда. Таким образом, на практике рекомендуется выбор конденсатора с величиной параметра емкости $CI = 2,2$ мкФ, рассчитанного на напряжение 16 В.

Распространенные ошибки в проектировании низковольтного понижающего преобразователя

1 Используется катушка, которая имеет слишком большую индуктивность. Также возможны дефекты при обмотке дросселя; неправильно рассчитанное сечение провода (это ведет к увеличению параметров дросселя); нарушение изоляции провода.

2 Использование неправильного тока обратного диода.

В применениях с низким коэффициентом заполнения ток светодиодов течет в обратный диод большую часть времени. Прямое напряжение 0,45 В при токе 350 мА имеет в результате потери проводимости величиной 157,5 мВт. Для применений, связанных с большим током, применяются большие корпуса SMB и SMC.

В настоящее время созданы новейшие технологии, позволяющие значительно повысить качество светодиодных установок и их регулировочные характеристики. Данная проблематика не перестает быть актуальной как за рубежом, так и в России. Как известно, в процессе эволюции светодиодных моделей, занявшей несколько десятков лет, их комплексные конструкции, а также функциональность и применение претерпели существенные изменения. Сейчас эта тематика затрагивает широкий спектр, включающий базовые схемы, вопросы проектирования и широкую область применений.

Библиографический список

1. Чоудари, В. Обратнойходовой изолированный понижающий Fly-Buck-преобразователь: проектирование и расчет / В. Чоудари. – URL: <https://www.compel.ru/lib/ne/2016/5/5-obratnohodovoy-izolirovanniy-ponizhayushhiy-fly-buck-preobrazovatel-proektirovanie-i-raschet> (дата обращения: 20.09.2018).

2. Шелл, Д. Разработка понижающего преобразователя без секретов / Д. Шелл, Ж Касторена // Компоненты и технологии. – 2007. – № 4. – URL: <http://www.electrosad.ru/files/BuckConverter.pdf> (дата обращения: 18.06.2018).

3. PI-фильтр. – URL: <https://electronicscoach.com/pi-filter.html> (дата обращения: 05.06.2018).

4. Winder, S. Power supplies for LED drivers / S. Winder. – URL: <https://www.twirpx.com/file/1981473/> (дата обращения: 13.06.2018).

Нэй Мью Чжо¹, А. А. Лупачев¹, Е. А. Еличева¹,
К. С. Куликова¹, А. Р. Пецинярж²

¹Национальный исследовательский университет «МЭИ», г. Москва, Россия

²Московский государственный технический университет им. Н. Э. Баумана,
г. Москва, Россия

РЕЗУЛЬТАТЫ ИССЛЕДОВАНИЙ ИНТЕРВАЛЬНОГО КРИТЕРИЯ УСТАНОВИВШЕГОСЯ ЗНАЧЕНИЯ ПРИ ИСПЫТАНИЯХ СЛОЖНЫХ ОБЪЕКТОВ

1. Введение

В действующих национальных и международных стандартах по динамическому испытанию сложных объектов рекомендованы критерии окончания переходного процесса (ПП) в момент наступления установившегося режима T_Y . Такие испытания имеют различную технологическую основу [1]. Измерительная задача всегда является частью более общей задачи принятия решений на основе результатов измерений [2].

Данная работа является развитием положений, изложенных в докладах [3–5,12], доложенных на XXV – IXXX International Scientific Symposium “Metrology and Metrology Assurance”, организованных Софийским университетом в г. Созополь (Болгария).

В критериях в качестве модели измерительной цепи (ИЦ) совместно с динамической моделью сложного объекта априорно предполагается использование простейшего динамического апериодического звена первого порядка (АЗПП). Параметром модели ИЦ является её постоянная времени τ . При этом параметр модели является неопределенным в некоторой, довольно значительной, области возможных его значений от минимального τ_{MIN} до максимального τ_{MAX} [6].

В качестве критериев окончания переходного процесса в режиме on-line используются так называемые [1] критерии интервального вида (КИВ): « $V\%/\Delta T_H$ », где $V\%$ – допустимое относительное приращение сигнала ПП, %; ΔT_H – длительность интервала наблюдения за сигналом ПП.

Суть таких критериев состоит в том, что текущее абсолютное или относительное приращение $\delta(t_K)$ сигнала ПП на заданном интервале ΔT_H наблюдения (ИН) сравнивается с допустимым абсолютным Δ_C или относительным значением $V\% = 100\delta_C$, заданном в КИВ, как показано на рис. 1. При этом t_K соответствует моменту окончания интервала наблюдения за сигналом ПП.

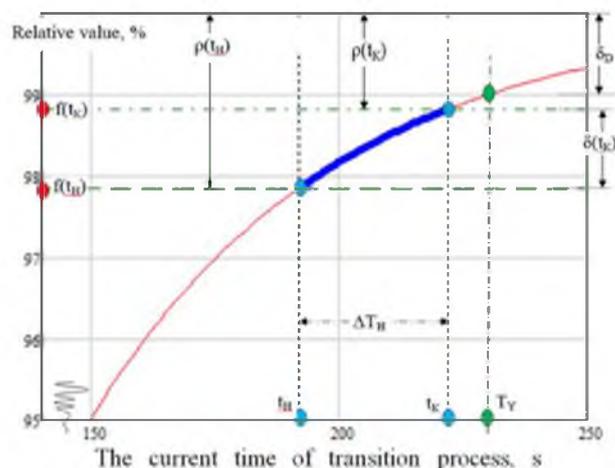


Рис. 1. Интервал наблюдения интервального критерия

2. Ограничение на использование критерия

В работе [1] указано, что КИВ имеют ограничение на использование. Это ограничение касается параметра АЗПП и получило название критическая постоянная критерия (КПК) $\tau_{кр}$. При принятии КИВ решения об окончании ПП в ИЦ с текущим параметром модели $\tau > \tau_{кр}$, апостериорно наблюдается значительная динамическая погрешность первого рода. Эта текущая погрешность существенно превосходит заранее назначенный параметр КИВ, т.е. δ_c . Например, это отмечается в работах [7, 8]. Последствия от неправильного решения также различны, и как отмечается в работе [9]: *«вне измерительной модели результат измерения не имеет смысла»*.

В работе [5] приведено формальное определение для КПК для модели ИЦ АЗПП. Было найдено, что критическая постоянная критерия не связана с параметрами ИЦ. Выражение для его асимптотического значения:

$$\tau_{кр1} = \Delta T_H / \ln 2. \quad (1)$$

3. Неопределённость измерительной цепи

Известно, что ИЦ характеризуется тремя видами неопределённости: сигнальной, параметрической и структурной [6].

Сигнальная неопределённость выражается в неизвестной заранее амплитуде измеряемой асимптоты ПП. Параметрическая неопределённость иллюстрируется линейными дифференциальными уравнениями для описания динамических свойств аналоговых измерительных каналов. Например, в работе [5] приведён пример с отношением τ_{MAX}/τ_{MIN} постоянных времени для динамической модели силовых трансформаторов. Структурная неопределённость *«означает, что структура математической модели является неточно известной»* [6].

В практике измерений важную роль имеет квазидетерминированная модель измерительного процесса в виде переходной характеристики представленной суммой экспонент. Так в работе [9] выделяются *«два важных случая: когда постоянные времени экспонент достаточно близки и когда они отличаются в 5–10 раз и более»*.

Анализ ПП для ИЦ второго порядка на основе КИВ проведён в работах [4, 5]. Найдено, что КПК $\tau_{кр2}$ существенно зависит затухания ζ ИЦ изменяясь более порядка для $\zeta > 0,83$. Критическая постоянная критерия $\tau_{кр2}$ стремится к $\tau_{кр1}$ при $\zeta > 1,05$.

Известны современные датчики с динамическими моделями третьего порядка [10]. Анализ ПП для ИЦ третьего порядка на основе КИВ проведён в работе [11]. Целесообразно проанализировать работоспособность КИВ для моделей ИЦ первого, второго и третьего порядков. Это позволяет дополнить и обобщить проделанные ранее исследования.

4. Пути преодоления ограничений на использование критерия

При апериодическом характере сигнала ПП, независимо от порядка модели ИЦ, КИВ всегда вырабатывает решение о выполнении требований заложенных в критерии. Таким образом, КИВ информирует потребителя измерительной информации о «безусловном» достижении установившегося значения на всём возможном интервале параметра модели $0 \leq \tau \leq \tau_{MAX}$ и её динамической структуре.

Однако моделирование процессов обработки результатов измерений и принятия решения показало, что интервальный критерий неправильно определяет момент наступления установившегося значения для $\tau_{CR} < \tau \leq \tau_{MAX}$. Ненадлежащее использование КИВ даёт *ложноположительный* результат, не удовлетворяющий требованию по допускаемой динамической погрешности δ_D . Таким образом, КИВ автоматически формирует решение, которое вводит в заблуждение потребителя измерительной информации.

Классический КИВ разработан для случая, когда экспериментальные измерительные данные удовлетворяют априорной модели ИЦ и являются оптимальными для этой модели. В практических задачах испытаний сложных объектов априорная модель неред-

ко нарушается и поэтому желательно использовать модифицированные КИВ (МКИВ). Такие критерии должны слабо зависеть от нарушения существующих ограничений, однако давать достаточно высокую точность оценки момента наступления установившегося режима T_{γ} . Такие критерии, обычно называются робастными или надёжными [11]. МКИВ могут найти широкое применение в практике испытаний объектов на ступенчатое воздействие, например, температурное.

Дальнейшие исследования будут посвящены разработке именно таких модифицированных критериев интервального типа. Они должны реализовываться в форме алгоритма, определяющего последовательность измерительных и математических операций, необходимых для решения задачи, по оценке момента наступления установившегося режима.

Для их построения следует использовать КИВ с набором переключаемых ИН. Длительность соседних интервалов наблюдения необходимо изменять целенаправленно на основе текущей информации.

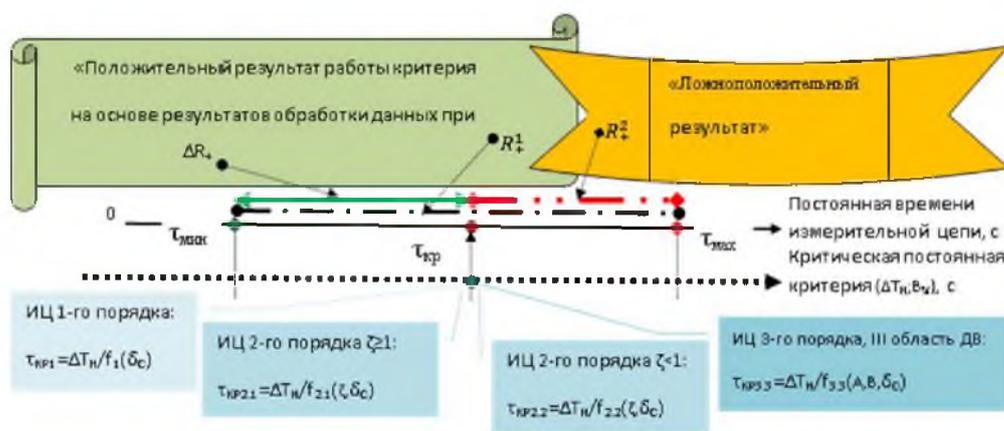


Рис. 2. Задача принятия решения на основе результатов измерений

5. Заключение

Обобщение исследований интервального критерия установившегося значения в измерительной цепи со структурной и параметрической неопределенностью позволило найти асимптотические закономерности в поведении критического значения критерия.

Найденные закономерности должны служить информационной основой для разработки робастного алгоритма. Модифицированный критерий интервального вида должен отвечать требованиям эффективности и преодолевать параметрическую и структурную неопределенности реальной измерительной цепи.

Библиографический список

1. Bekhtin, Yu. S. Analysis of interval criteria end of the transient process in the measuring circuit / Yu. S. Bekhtin, A. A. Lupachev, A. N. Serov, A. V. Kovalenko // Proceedings of 7th Mediterranean on Embedded Computing "MECO'2018" (Jun 10–14, 2018). – Budva, Montenegro. – P. 4.
2. Chunovkina, A. Models of measurement uncertainty optimization in decision-making on the basis of measurement results / A. Chunovkina // Proceedings of 28th National Scientific Symposium with international participation "METROLOGY and METROLOGY ASSURANCE 2018" (September 10–14, 2018). – Sozopol, Bulgaria, 2018. – P. 31–34.
3. Lupachev, A. Interval criterion of the end of the transient in the measuring circuit/ A. Lupachev, I. Sapelkin, A. Smagin, Yu. Bekhtin // Proceedings of 26th National Scientific Symposium with international participation "METROLOGY and METROLOGY ASSURANCE 2016" (September 7–11, 2016). – Sozopol, Bulgaria, 2016. – P. 97–103.

4. Sapelkin, I. The influence of the measurement circuit model on the application of the steady-state interval criterion / I. Sapelkin, V. Khodyreva, A. Lupachev, P. Makarychev // 26th National Scientific Symposium with international participation "METROLOGY and METROLOGY ASSURANCE 2016" (September 7–11, 2016). – Sozopol, Bulgaria, 2016. – P. 122–126.
5. Using oscillatory dynamics of the measuring circuit in the interval criterion of the steady-state value estimator / Y. Bekhtin, A. Lupachev, N. Serov, P. Makarychev, V. Khodyreva, A. Petsinyarzh // 28th International Scientific Symposium "METROLOGY and METROLOGY ASSURANCE 2018" (September 10–14, 2018). – Sozopol, Bulgaria, 2018. – P. 125–128.
6. Методы адаптивного и робастного управления нелинейными объектами в приборостроении / А. А. Бобцов, В. О. Никифоров, А. А. Пыркин, О. В. Слита, А. В. Ушаков. – Санкт-Петербург : НИУ ИТМО, 2013. – 277 с.
7. Zdenko Godec. Steady-State Temperature Rise Determination / Zdenko Godec // *Automatika*. – 1992. – № 33 (3-6). – P. 129–134.
8. Myths and legends. Electronic thermometer. Tests. Section "Alarm" // *SPROS. Medical equipment*. – 2009. – № 11. – URL: <http://www.ripi-test.ru/novosti/935-itogi-peregovorov-s-omron>
9. Бобылев, Д. А. Определение параметров многоэлементных двухполюсников по мгновенным значениям отклика на импульсное тестовое воздействие / Д. А. Бобылев // *Датчики и системы*. – 2014. – № 1. – С. 18–23.
10. Shchepetov, A. G. Basics of design of devices and systems / A. G. Shchepetov. – Москва : Yurayt publishing House, 2016. – 458 p.
11. Generalization of Studies of the Interval Criterion of Steady-state Value in the Measuring Chain with Structural Uncertainty / N. Serov, A. Lupachev, Ней Мью Чжо, E. Eliceva, Y. Bekhtin, A. Petsinyarzh // 29th International Scientific Symposium "METROLOGY and METROLOGY ASSURANCE 2019" (September, 2019). – Sozopol, Bulgaria, 2019. – URL: proceedings.metrologybg.org

В. С. Волков, Н. В. Волкова, Е. А. Рыблова

Пензенский государственный университет, г. Пенза, Россия

ЧУВСТВИТЕЛЬНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ТЕНЗОДАТЧИКОВ НА ОСНОВЕ ПОЛИКРЕМНИЯ

Начиная с середины 70-х годов внимание разработчиков привлек материал применяемый для механических сенсоров – поликристаллический кремний. Хотя исследования поликристаллического кремния проводились и ранее, но сколько-нибудь заметное применение поликремний нашел только после создания специальной технологии его изготовления, получившей название метода химического парового осаждения при низком давлении [1].

Применение поликристаллического кремния (поликремния) для изготовления полупроводниковых тензорезисторов интегральных тензодатчиков имеет ряд преимуществ:

- поликремний осаждается на слой двуокиси кремния, что позволяет расширить температурный диапазон работы датчиков до 300 °С;
- при легировании поликремния в зависимости от концентрации легирующей примеси (бора) имеется возможность изменять знак температурного коэффициента сопротивления (ТКС) тензорезисторов, что в свою очередь позволяет снижать температурную погрешность начального выходного сигнала [1, 2].

Для получения поликремния применяется метод химического парового осаждения при низком давлении [1].

Суть метода состоит в пропускании газа силана SiH_4 при давлении 0,5...1 мм рт.ст. над кремниевыми пластинами, находящимися в кварцевой трубе при температурах 600...800 °С. Силан при этом разлагается в соответствии с реакцией



Изменяя длительность процесса осаждения, можно управлять толщиной полученных пленок в диапазоне 0,2...0,7 мкм. Данный метод позволяет получать пленки поликристаллического кремния с высокой воспроизводимостью электрофизических характеристик.

Поликристаллический кремний имеет две особенности строения кристаллографической структуры, которые определяют отличие его электрофизических свойств по сравнению с монокристаллическим кремнием [1].

Во-первых, поликристаллический кремний состоит из множества отдельных кристаллов (кристаллитов), имеющих различную кристаллографическую ориентацию. Внутри кристаллита атомы расположены строго периодически, как в монокристалле кремния.

Во-вторых, на поверхности кристаллита находятся локализованные состояния, получившие название ловушек. Их возникновение может быть связано с оборванными валентными связями атомов поверхности кристаллитов. Концентрация ловушек и их энергетическое положение являются до сих пор предметом исследований. Имеющиеся экспериментальные данные указывают на то, что уровни ловушек расположены вблизи середины запрещенной зоны, а их концентрация составляет $3...4 \cdot 10^{12} \text{ см}^{-2}$. Первоначально ловушки нейтральны, затем захватывают свободные носители заряда из объема кристаллита, образуя неподвижный заряд, локализованный на поверхности кристалла [1].

Захват подвижных носителей заряда из кристаллитов приводит к образованию вблизи поверхности области обеднения. Из-за наличия областей обеднения пленок поликристаллического кремния при равной степени легирования оказывается всегда больше, чем у монокристаллических пленок.

Сопротивление поликремниевых пленок определяется следующей формулой

$$R = R_k + R_b, \quad (2)$$

где R_k – сопротивление кристаллитов; R_b – суммарное сопротивление областей обеднения (барьеров).

По мере увеличения легирования пленок сопротивление кристаллитов уменьшается, в то время как сопротивление областей обеднения уменьшается еще больше. При концентрации легирующей примеси (бора) больше $5 \cdot 10^{19} \text{ см}^{-3}$ удельное сопротивление поликремниевой пленки приближается к сопротивлению монокристаллического кремния, однако, сопротивление поликремниевой пленки всегда больше [1].

Распределение в пленке поликристаллического кремния легирующей примеси зависит от ее вида. Такая примесь, как бор, равномерно распределяется по объему кристаллов и межкристаллическому пространству. Для фосфора наблюдается эффект сегрегации: фосфор имеет тенденцию накапливаться в межкристаллическом пространстве. Сегодня для изготовления используются только поликристаллические пленки, легированные бором, причем с высокой степенью легирования (около $4 \cdot 10^{19} \text{ см}^{-3}$ и более).

Меняя степень легирования пленки, можно изменить соотношение между сопротивлением кристаллитов R_k и барьеров R_b и управлять, таким образом, величиной ТКС. Можно получить пленки с ТКС любого знака, в том числе и с $\alpha = 0$, что очень важно в практическом отношении. Такого разнообразия в поведении ТКС в рассматриваемом диапазоне концентраций примеси у монокристаллического кремния нет.

Деформация поликремниевой пленки приводит к изменению сопротивления, как кристаллитов, так и областей обеднения вблизи кристаллитов. Поэтому общая тензочувствительность имеет две составляющие:

$$S = \frac{R_k}{R_k + R_b} S_k + \frac{R_b}{R_k + R_b} S'_b \quad (3)$$

Здесь $S_k = \frac{1}{R_k} \frac{dR_k}{d\varepsilon}$ – тензочувствительность кристаллита, $S'_b = \frac{1}{R_b} \frac{dR_b}{d\varepsilon}$ – тензочувствительность барьера, $S = \frac{1}{R} \frac{dR}{d\varepsilon}$ – тензочувствительность пленки [1].

Физические причины изменения сопротивления кристаллита под действием деформации те же, что и для монокристаллического кремния. Важной особенностью в поликристаллических пленках является различная кристаллографическая ориентация кристаллов. Это приводит при вычислениях общей тензочувствительности к необходимости усреднения по угловой ориентации отдельных кристаллов

$$S_k = \int S_k(\alpha, \beta, \gamma) f(\alpha, \beta, \gamma) d\alpha d\beta d\gamma \quad (4)$$

где α, β, γ – углы, описывающие кристаллографическую ориентацию кристаллитов; $f(\alpha, \beta, \gamma)$ – усредняющая функция, зависящая от текстуры пленки.

В простейшем случае хаотической ориентации кристаллитов $f = (4\pi^2)^{-1}$, однако структура пленки зависит от условий изготовления, и вид этой функции требует отдельного исследования.

Физические причины тензочувствительности области барьеров исследованы к настоящему времени недостаточно. Весьма распространена точка зрения, согласно которой границы зерен не дают вклада в тензочувствительность. При этом ключевым моментом является то, что при $N > 5 \cdot 10^{15} \text{ см}^{-3}$ высота потенциального барьера равна нулю. В этом случае вся тензочувствительность обязана своим происхождением только кристаллитам:

$$S = S_k \frac{R_k}{R_k + R_b} \quad (5)$$

Действие границ зерен учитывается последним множителем.

Другие экспериментальные данные указывают на существенный вклад области границ кристаллитов. В табл. 1 приведены результаты исследований поликремниевых тензорезисторов р-типа, легированных с концентрацией $4 \cdot 10^{19} \text{ см}^{-3}$.

Таблица 1

Тензочувствительность кристаллов и барьеров поликристаллической пленки

Элемент структуры	Тензочувствительность		α
	Продольная	поперечная	
Кристаллит	51,5	-12,5	$15 \cdot 10^{-4}$
Барьер	24,3	-2,3	$-5,37 \cdot 10^{-4}$

Различный вклад кристаллитов и барьеров в общую тензочувствительность делает очень важным рациональный выбор степени легирования поликремниевых пленок. Теоретические и экспериментальные исследования показывают, что максимальная величина абсолютной тензочувствительности достигается при концентрациях $2 \dots 4 \cdot 10^{19} \text{ см}^{-3}$ при легировании бором [1].

При проектировании чувствительных элементов датчиков с тензорезисторами из поликристаллического кремния важную роль играет выбор значений ТКС и температурного коэффициента тензочувствительности (ТКЧ), определяющих температурную погрешность выходного сигнала мостовой схемы, в которую объединены тензорезисторы [1, 3–5].

Из теории мостовых схем постоянного тока известно, что для компенсации температурной погрешности при питании моста постоянным током необходимо равенство ТКС и ТКЧ тензорезисторов. На рис. 1 показаны экспериментальные и аппроксимированные зависимости ТКС и ТКЧ поликремниевых пленок от концентрации легирующей примеси.

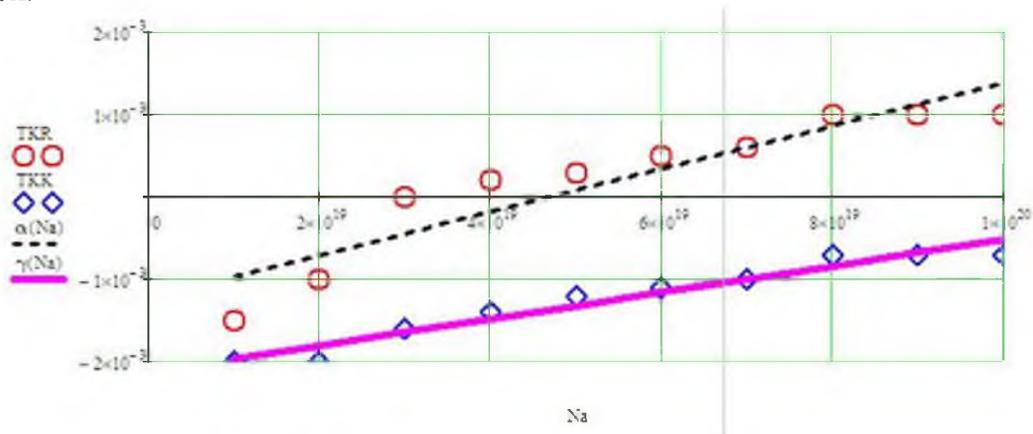


Рис. 1. Линейная аппроксимация экспериментальных значений ТКС (TKR) – пунктирная линия и ТКЧ (TKK) поликремниевых пленок – сплошная линия

Совместное решение уравнений регрессии для зависимостей ТКС и ТКЧ, представленных на рис. 1, позволяет определить значение концентрации бора, при котором ТКС и ТКЧ равны между собой; это значение составляет $7,945 \cdot 10^{19} \text{ см}^{-3}$.

Для данного значения были определены продольный и поперечный коэффициенты тензочувствительности, равные соответственно 38 и 19, и значение ТКС и ТКЧ, равное $8,458 \cdot 10^{-4} \text{ }^\circ\text{C}^{-1}$.

Было проведено моделирование выходного сигнала мостовой схемы из поликремниевых тензорезисторов со следующими параметрами: деформация тензорезисторов $\varepsilon = 5 \cdot 10^{-4}$, ток питания 1 мА, напряжение питания 5 В, диапазон рабочих температур от 20 до 270 $^\circ\text{C}$. При моделировании учтен разброс номиналов тензорезисторов $\pm 5 \%$.

На рис. 2 приведена зависимость выходного сигнала мостовой схемы при питании током и при питании напряжением

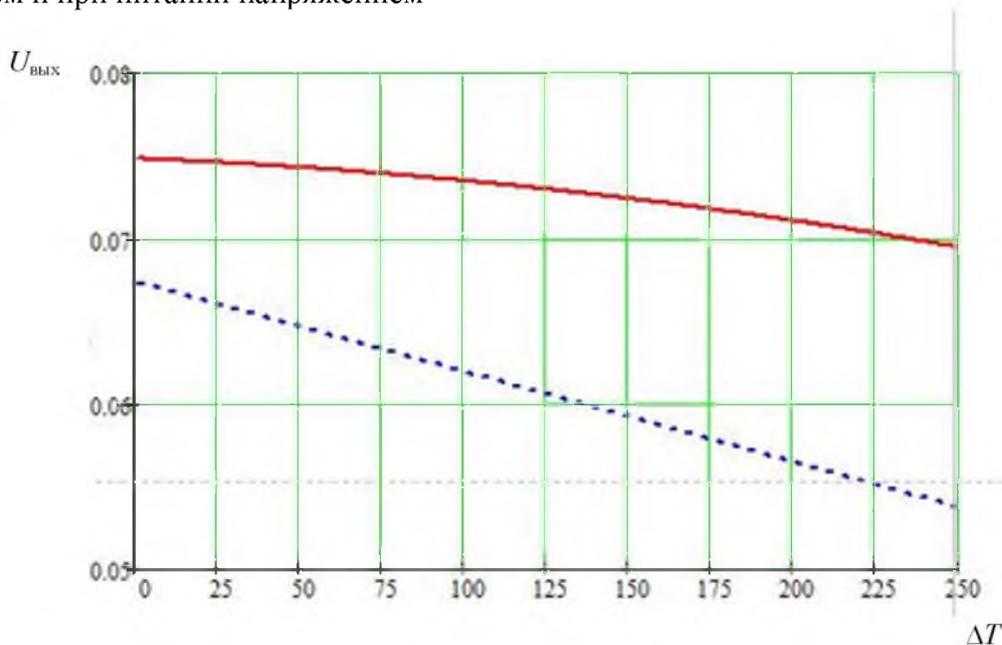


Рис. 2. Зависимость выходного напряжения мостовой схемы при питании током (сплошная линия) и напряжением (пунктирная линия)

Также были проведены расчеты температурного коэффициента ухода чувствительности и температурного коэффициента ухода начального выходного сигнала по следующим формулам

Для начала был определен температурный коэффициент ухода чувствительности по следующей формуле:

$$\alpha = \frac{U_{max(T_{max})} - U_{max(T_{min})}}{U_{max(T_0)} \cdot T} 100 \%, \quad (7)$$

$$\alpha = \frac{0,068 - 0,076}{0,076 \cdot 250} 100\% = -4,211 \cdot 10^{-4}$$

Далее был рассчитан температурный коэффициент ухода начального выходного сигнала:

$$\beta = \frac{U_{0(T_{max})} - U_{0(T_{min})}}{U_{max(T_0)} \cdot T} 100 \%, \quad (8)$$

$$\beta = \frac{0,065 - 0,068}{0,068 \cdot 250} 100\% = -1,765 \cdot 10^{-4}$$

Результаты моделирования показали, что питание мостовой схемы постоянным током позволяет снизить температурную погрешность выходного сигнала. Температурный коэффициент ухода начального выходного сигнала равен минус $1,765 \cdot 10^{-4} \%$ /°C, т.е. при изменении температуры на 250 °C выходной сигнал снизится на 0,04 %.

Библиографический список

1. Гридчин, В. А. Физика микросистем : учеб. пособие : в 2 ч. / В. А. Гридчин, В. П. Драгунов. – Новосибирск : Изд-во НГТУ, 2004. – Ч. 1. – 416 с.
2. Баринов, И. Н. Оптимизация чувствительного элемента датчика давления с поликремниевыми тензорезисторами / И. Н. Баринов, В. С. Волков // Приборы. – 2013. – № 2. – С. 1–5.
3. Волков, В. С. Исследование влияния концентрации легирующей примеси на температурную зависимость тензочувствительности полупроводниковых тензорезисторов / В. С. Волков, Е. А. Рыблова // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2017. – № 2 (20). – С. 40–47.
4. Волков, В. С. Снижение температурной зависимости начального выходного сигнала высокотемпературного полупроводникового датчика давления на структуре «поликремний – диэлектрик» / В. С. Волков // Труды международного симпозиума Надежность и качество. – 2013. – Т. 2. – С. 75–77.
5. Волков, В. С. Температурная компенсация чувствительности высокотемпературного полупроводникового датчика давления / В. С. Волков, И. Н. Баринов, В. Ю. Дарвин // Труды международного симпозиума Надежность и качество. – 2012. – Т. 2. – С. 13–14.

А. В. Волков, С. А. Шиков, Р. Р. Биктякова

Национальный исследовательский Мордовский государственный университет
им. Н. П. Огарёва, г. Саранск, Россия

РАЗРАБОТКА ОТЛАДОЧНОЙ ПЛАТЫ ДЛЯ ОБУЧЕНИЯ СТУДЕНТОВ ПРОГРАММИРОВАНИЮ МИКРОКОНТРОЛЛЕРОВ

В статье рассматривается лабораторный стенд для обучения студентов программированию микроконтроллеров. Устройство полностью совместимо с платформой разработки Arduino IDE, а также имеется возможность подключения модулей расширения.

Arduino – торговая марка аппаратно-программных средств для построения простых систем автоматики и робототехники, ориентированная на непрофессиональных пользователей. Программная часть состоит из бесплатной программной оболочки (IDE) для написания программ, их компиляции и программирования аппаратуры. Аппаратная часть представляет собой набор смонтированных печатных плат, продающихся как официальным производителем, так и сторонними производителями. Полностью открытая архитектура системы позволяет свободно копировать или дополнять линейку продукции Arduino. Данная платформа может использоваться как для создания автономных объектов автоматики, так и подключаться к программному обеспечению на компьютере через стандартные проводные и беспроводные интерфейсы.

Использование средств диагностики или средств устранения неполадок: используя открытую архитектуру, была разработана отладочная плата, которая представлена на рис. 1 и 2. На рис. 1 представлен внешний вид печатной платы лабораторного стенда, а на рис. 2 обратная сторона печатной платы устройства. Особенностью данной платы является возможность подключения устройств, выпущенных для использования совместно с Arduino, а также возможность подключения вновь разработанных устройств. Кроме этого, данная плата содержит шесть лабораторных работ, которые активируются замыканием на плате соответствующих переключателей SW (рис. 1). Такой подход позволяет избежать студента от ошибок в монтаже при первом знакомстве с микроконтроллерами. Шесть работ, которые смонтированы на плате, позволяют студенту познакомиться с нижеперечисленными темами:

- Исследование аналогового сигнала (сигнал с микрофона и с делителя напряжения);
- Изучение работы ШИМ (на примере изменения яркости RGB светодиода, а также получения звуков с применением пьезоэлектрического излучателя (зуммера));
- Работа таймера и счётчика;
- Применение сдвигового регистра 74НС595;
- Примеры простейших датчиков (термистор для измерения температуры и фототранзистор для определения отсутствия или наличия света).

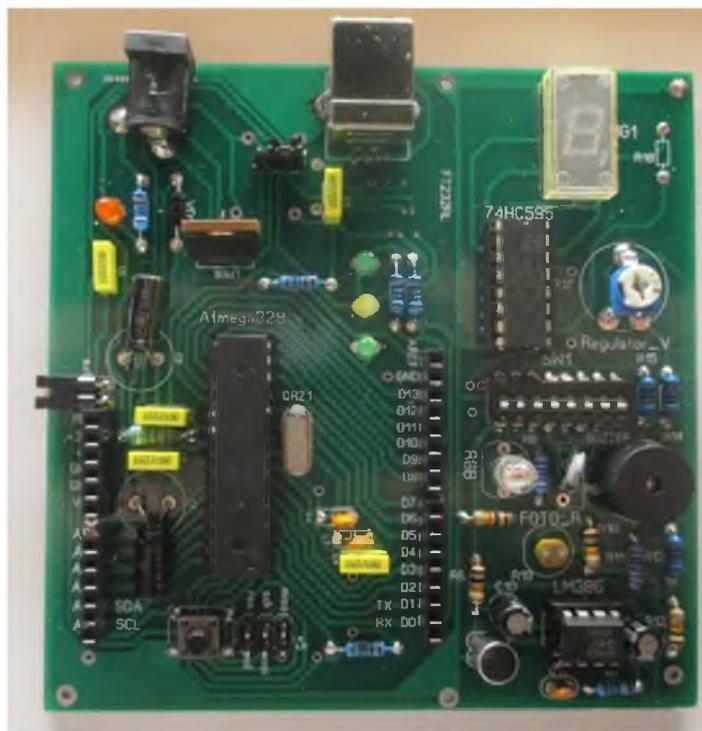


Рис. 1. Внешний вид платы стенда (вид сверху)

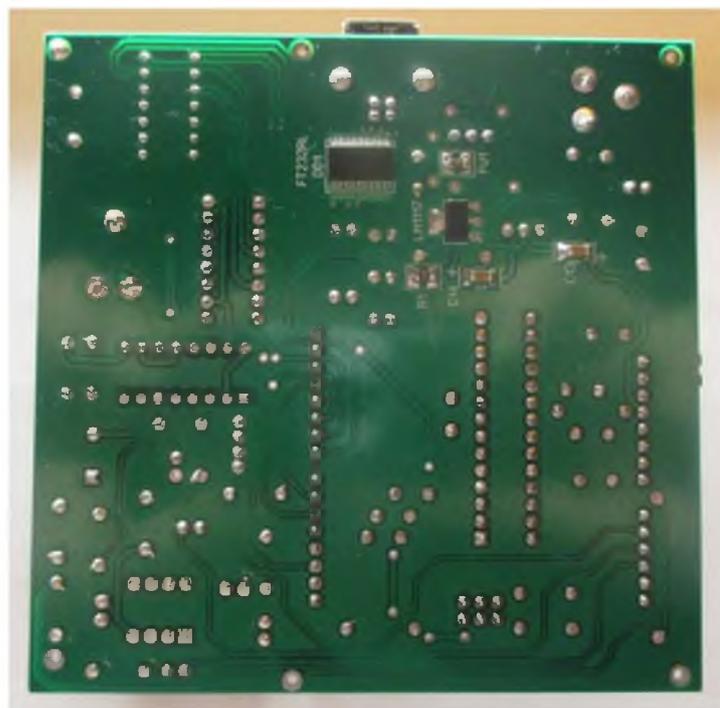


Рис. 2. Внешний вид платы стенда (вид снизу)

В качестве примера рассмотрим пример реализации программы проигрывания музыкального фрагмента по заранее заданным нотам. Данная программа будет воспроизводить музыкальную мелодию по нотам, основываясь на частоте каждой ноты. Среда Arduino IDE имеет встроенную команду с именем `tone()`, которая заставляет зуммер издавать звуки различной частоты. Зная частоты нот, можно создавать различные музыкальные мелодии. В данном примере лабораторной работы мы будем использовать ноты первой и некоторые ноты малой октавы (табл. 1).

Таблица 1

Значение частоты для нот первой и малой октавы

Нота	Частота
g	196 Hz
a	220 Hz
h	247 Hz
C	262 Hz
D	294 Hz
E	330 Hz
F	349 Hz
G	392 Hz
A	440 Hz
H	494 Hz

Помимо этого, во время проигрывания каждой ноты будет загораться соответствующий ей цвет помощью трёх светодиодов красного, зелёного и синего цветов. Соответствия цветов проигрываемым нотам указано в табл. 2.

На рис. 3 приведен пример работы программы. В `voidloop()` находится основной цикл алгоритма работы программы. Поочередно проверяем каждую ноту из массива и с помощью функций `tone()` и `chooseColor()` воспроизводим ноту и цвет.

Соответствия цветов проигрываемым нотам

Нота	Цвет
C	Красный
D	Оранжевый
E	Жёлтый
F	Зелёный
G	Голубой
A	Тёмно-синий
H	Фиолетовый

```

void loop()
{
  int i, duration;

  for (i = 0; i < songLength; i++) // пошаговое воспроизведение
    // нот из массива
    {
      duration = beats[i] * tempo; // длительность нот/пауз
      // в миллисекундах
      if (notes[i] == ' ') // проверяем отсутствует ли нота
      {
        delay(duration); // если нет, то пауза
      }
      else // иначе проигрываем ноту
      {
        tone(buzzerPin, frequency(notes[i]), duration);
        chooseColor(notes[i]); // включаем светодиод
        delay(duration); // ждём проигрывания
      }
      delay(tempo/10); // задержка между нотами
    }
  delay(3000) // пауза между проигрываниями
  // мелодии
}

```

Рис. 3. Пример работы цикла voidloop() программы

Применение простых и наглядных примеров программирования микроконтроллеров непосредственно на данной плате избавляет студента от необходимости подключения дискретных элементов, что в значительной степени позволит на первое время обучения избавить студента от ошибок монтажа.

Библиографический список

1. Бейктал, Д. Конструируем роботов на Arduino. Первые шаги : руководство / Д. Бейктал ; пер. с англ. О. А. Трефиловой. – Москва : Лаборатория знаний, 2016. – 323 с. – URL: <https://e.lanbook.com/book/94205>
2. Белов, А. В. ARDUINO: от азов программирования до создания практических устройств / А. В. Белов. – Санкт-Петербург : Наука и Техника, 2018. – 480 с. – URL: <https://e.lanbook.com/book/109415>
3. Белов, А. В. Программирование ARDUINO. Создаем практические устройства / А. В. Белов. – Санкт-Петербург : Наука и Техника, 2018. – 272 с. – URL: <https://e.lanbook.com/book/109413>
4. Боровский, А. С. Программирование микроконтроллера Arduino в информационно-управляющих системах : учеб. пособие / А. С. Боровский, М. Ю. Шрейдер. – Оренбург : ОГУ, 2017. – 113 с. – URL: <https://e.lanbook.com/book/110615>
5. Гололобов, В. Н. ARDUINO для любознательных, или паровозик из Ромашково / В. Н. Гололобов. – Санкт-Петербург : Наука и Техника, 2018. – 368 с. – URL: <https://e.lanbook.com/book/109412>

А. Д. Семенов¹, А. В. Волков², Н. И. Щипакина²

¹Пензенский государственный университет, г. Пенза, Россия

²Национальный исследовательский Мордовский государственный университет
им. Н. П. Огарёва, г. Саранск, Россия

СОВРЕМЕННОЕ СОСТОЯНИЕ ПРОБЛЕМЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ ТЕХНОЛОГИЧЕСКИМ ПРОИЗВОДСТВОМ

Современные сложные системы управления производственными процессами реализуются в основном с использованием инновационных информационных технологий, что приводит к быстрому росту и развитию компьютерных средств обработки данных и необходимости интеллектуального анализа получаемых экспериментальных результатов.

Задача интеллектуального анализа данных – извлечь из них значения параметров и найти закономерности на их основе [1–3].

Для более эффективного анализа процесса необходимо определить, какие параметры следует включить в план анализа, чтобы выявить факторы, оказывающие существенное влияние на процесс. В этом случае число измеряемых параметров может превышать количество измерений, что приводит к уменьшению длины малой выборки.

Одной из характеристик интеллектуального анализа данных является формулировка объективных критериев. Учитывая субъективность диагностических оценок различных специалистов, в том числе принадлежащих к одной научной школе, считаем это особенно важным.

Проблематичным становится и наличие в данных «шума», поскольку его включение приведет к ошибкам в нахождении законов развития технологического процесса.

Еще одна проблема связана с получением большого объема данных путем проведения трудоемких и длительных экспериментов. Значительная продолжительность эксперимента приводит к появлению ряда субъективных и объективных причин появления ошибок или пропуска в экспериментальных данных.

Следующий аспект анализа данных – это те же внешние проявления, обусловленные несколькими внутренними механизмами, которые на основе заданных внешних критериев приводят к существенной неоднородности классов данных.

Последняя проблема связана со структурной асимметрией классов данных, которая приводит к эффекту полиморфности в пространстве признаков.

Таким образом, при интеллектуальном анализе эмпирических данных необходимо найти в них структуру и выявить интересующие специалиста закономерности, позволяющие скорректировать производственный процесс.

Под структурой данных понимается группа схожих по параметрам объектов. Каждой из этих групп эксперт может назначить определенный технологический способ для соответствия или исправления текущего, который позволит контролировать качество результата.

Приведенные выше данные свидетельствуют о наличии определенного класса проблем, связанных с моделированием и анализом в экспериментальных данных. Обычно такого рода задачи имеют ряд общих характеристик.

Во-первых, исходными данными для анализа являются результаты экспериментов, которые отражают случайный процесс.

Во-вторых, данные имеют многомерную структуру: один из n зависимых параметров, а другой из m измеряемых параметров.

В-третьих, получаемые данные могут быть разнородными и содержать пропуски. В некоторых случаях необходимо не только решение прямой задачи, например нахождение зависимости свойств готового продукта от параметров производства, но и обратной, которая имитирует зависимость параметров процесса производства от свойств изделия [4].

Современные технологические процессы, протекающие в промышленных установках, характеризуются большим количеством технологических параметров (от десяти до нескольких тысяч), которые нужно контролировать и регулировать, чтобы обеспечить заданное качество выпускаемой продукции. Очевидно, что без автоматического контроля и регулирования этих параметров невозможно обеспечить нормальное протекание управляемого технологического процесса.

Автоматический контроль и регулирование технологических параметров в пределах установленного регламента осуществляют автоматизированные системы управления технологическими процессами (АСУ ТП).

Компонентами системы управления технологическим процессом могут быть отдельные системы автоматического управления и регулирования (АСУ и АТС), а также автоматизированные устройства, соединенные в единый комплекс. Примерами таких систем являются системы контроля и управления сбором данных (SCADA), распределенные системы управления (DCS) и другие более мелкие системы управления (например системы на основе программируемых логических контроллеров (PLC)).

Как правило, автоматизированная система управления процессом имеет единую систему управления оператором технологического процесса в виде одной или нескольких панелей управления, средства обработки и архивирования информации о ходе технологического процесса, типичных элементов автоматизации: датчики, устройства управления, исполнительные механизмы. Для информативной связи всех подсистем используются промышленные сети.

Категории основных требований к системе управления технологическим процессом определяются так называемой моделью FURPS + [4]:

- functionality – функциональность;
- usability – применимость;
- reliability – надежность;
- performance – производительность;
- supportability – возможность поддержки.

Математическое обеспечение должно удовлетворять требованиям функциональности и, в первую очередь, требованиям создания надлежащего автоматического программного регулирования и управления. Автоматическое регулирование технологических параметров осуществляется автоматической системой регулирования, которая в зависимости от особенностей технологического процесса может быть системой стабилизации (чаще всего), системой программного регулирования или следящей системой.

Таким образом, математическое обеспечение проектирования систем управления основано на теории автоматического управления и направлено на создание таких автоматических систем, которые бы удовлетворяли заданным показателям качества. Последние условно делятся на четыре группы: критерии точности, запаса устойчивости, быстродействия и комбинированные критерии.

Чем выше требования к качеству регулирования, тем более сложной и дорогой будет система. Поэтому при создании систем автоматического регулирования (САР) стремятся найти разумный компромисс между качеством регулирования и затратами на автоматизацию технологического процесса [5].

Библиографический список

1. Intelligent system for active dielectrics parameters research / E. A. Pecherskaya, P. E. Golubkov, A. V. Fimin, T. O. Zinchenko, A. V. Pechersky, J. V. Shepeleva // Procedia Computer Science. Ser.: International Conference on Computational Intelligence and Data Science, ICCIDS 2018. – India, 2018. – P. 1163–1170.
2. Intelligent automated system of controlled synthesis of mao-coatings / P. Golubkov, E. Pecherskaya, O. Karpanin, M. Safronov, Ju. Shepeleva, A. Bibarsova // Conference of Open Innovations Association, FRUCT. – 2019. – № 24. – С. 96–103.
3. Интеллектуальная система управляемого синтеза оксидных покрытий / Е. А. Печерская, П. Е. Голубков, О. В. Карпанин, Г. В. Козлов, А. В. Печерский // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2019. – № 2. – С. 99–108.
4. Волков, В. В. Управление непрерывными процессами в технических системах : учеб. пособие / В. В. Волков, И. И. Коновалова, А. Д. Семенов. – Пенза : ПензГТУ, 2011. – 270 с. – URL: <https://e.lanbook.com/book/62610> (дата обращения: 07.03.2019).
5. Нестеров, А. Л. Проектирование АСУ ТП : метод. пособие / А. Л. Нестеров. – Санкт-Петербург : Изд-во ДЕАН, 2006. – Кн. 1. – 552 с.

А. Д. Семенов¹, А. В. Волков², В. И. Пелагейкин²

¹Пензенский государственный университет, г. Пенза, Россия

²Национальный исследовательский Мордовский государственный университет
им. Н. П. Огарёва, г. Саранск, Россия

АЛГОРИТМ ПОСТРОЕНИЯ МОДЕЛИ СЛУЧАЙНОЙ СОСТАВЛЯЮЩЕЙ ВРЕМЕННОГО РЯДА

Модель случайной составляющей временного ряда представим как АРСС – модель случайной составляющей, параметры которой вычислим рекуррентным методом наименьших квадратов [1-4]. Рекуррентный метод наименьших квадратов может быть использован и для оценивания параметров моделей случайных сигналов. Будем полагать, что случайный сигнал представлен стационарным авторегрессионным процессом со скользящим средним:

$$y(k) + c_1 y(k-1) + \dots + c_p y(k-p) = v(k) + d_1 v(k-1) + \dots + d_p v(k-p). \quad (1)$$

В этом уравнении неизмеримая помеха заменена измеримым сигналом $y(k)$. Преобразуя (1), получим:

$$y(k) = \psi^m(k) \theta(k-1) + v(k), \quad (2)$$

где

$$\psi^T(k) = [-y(k-1) \dots -y(k-p) v(k-1) \dots v(k-p)], \quad (3)$$

$$\theta^T = [c_1 \dots c_p d_1 \dots d_p]. \quad (4)$$

Применение рекуррентного метода наименьших квадратов к уравнению (1) было бы возможно при известных значениях $v(k-1), \dots, v(k-p)$. В этом случае величину $v(k)$ в (2) можно было бы рассматривать как ошибку уравнения, которая, согласно определению, должна быть случайной, статистически независимой переменной. К тому моменту, когда производится очередной замер $y(k)$, величины $y(k-1), \dots, y(k-p)$ уже известны. Счи-

тая, что к этому моменту получены также оценки $v(k-1), \dots, v(k-p)$ и $\theta(k-1)$, оценку текущего входного сигнала $v(k)$ можно определить из уравнения (2):

$$v(k) = y(k) - \Psi^T(k)\theta(k-1). \quad (5)$$

После этого вычисляется новая оценка:

$$\Psi^T(k+1) = [-y(k) \dots -y(k-p+1)v(k) \dots v(k-p+1)]. \quad (6)$$

Таким образом, с помощью рекуррентного алгоритма можно получить оценку вектора параметров формирующего фильтра $\theta(k+1)$, если использовать в алгоритме вместо точного вектора данных $\psi(k+1)$ его оценку $\psi(k+1)$. Затем определяются оценки $v(k+1)$ и $\theta(k+2)$ и т. д. В качестве исходных значений берутся

$$v(0) = y(0), \theta(0) = 0, P(0) = \alpha I \quad (7)$$

Если $v(k)$ – дискретный белый шум, корреляция между $v(k)$ и $\psi^T(k)$ отсутствует. При этом условия оценки параметров оказываются несмещенными и состоятельными в среднем квадратичном. Модель (1) должна быть устойчива, ввиду чего корни знаменателя $C(z)$ и числителя $D(z)$ ее передаточной функции должны располагаться внутри единичной окружности. При обработке статистических данных практический интерес представляют использование дискретных моделей случайных процессов и расчет статистических характеристик этих процессов по параметрам дискретных моделей. В этом случае оценивание корреляционной функции и спектральной плотности сводится к оцениванию коэффициентов дискретной передаточной функции и дисперсии ненаблюдаемого белого шума, то есть к идентификации параметров АРСС – модели, порождающей стационарный эргодический случайный процесс, или АРСС-процесс. Последний позволяет получать оценки спектральной плотности непосредственно по наблюдениям, минуя вычисления их статистических характеристик. Благодаря этому применение АРСС-моделей несколько потеснило методы, основанные на быстром преобразовании Фурье. Помимо них для моделирования случайных процессов можно использовать и более простые АР- и СС-модели.

Как известно, спектральная плотность процесса, полученного в результате прохождения белого шума через линейную систему, равна произведению интенсивности входного шума и квадрата модуля комплексной частотной характеристики системы. В свою очередь последняя представляет собой модуль дискретной передаточной функции системы, полученный в результате подстановки в дискретную передаточную функцию $z = e^{j\omega}$, где $j = \sqrt{-1}$.

Определим спектральную плотность АРСС-процесса, если ему соответствует дискретная передаточная функция

$$W(z) = \frac{D(z)}{C(z)} = \frac{1 + \sum_{k=1}^q d_k z^{-k}}{1 - \sum_{i=1}^p c_i z^{-i}}. \quad (8)$$

Делая подстановку $z = e^{j\omega}$ в передаточную функцию (7), получим:

$$W(e^{j\omega}) = \frac{1 + \sum_{k=1}^q d_k e^{-j\omega k}}{1 - \sum_{i=1}^p c_i e^{-j\omega i}}. \quad (9)$$

Тогда квадрат модуля комплексной частотной характеристики

$$\left| W(e^{j\omega}) \right|^2 = \frac{\left(1 + \sum_{k=1}^q d_k \cos k\omega \right)^2 + \left(\sum_{k=1}^q d_k \sin k\omega \right)^2}{\left(1 - \sum_{i=1}^p c_i \cos i\omega \right)^2 + \left(\sum_{i=1}^p c_i \sin i\omega \right)^2}, \quad (10)$$

следовательно, спектральная плотность АРСС-модели, описываемой передаточной функцией, равна:

$$S(\omega) = \left| W(e^{j\omega}) \right|^2 \sigma_0^2 = \sigma_0^2 \frac{\left(1 + \sum_{k=1}^q d_k \cos k\omega \right)^2 + \left(\sum_{k=1}^q d_k \sin k\omega \right)^2}{\left(1 - \sum_{i=1}^p c_i \cos i\omega \right)^2 + \left(\sum_{i=1}^p c_i \sin i\omega \right)^2}, \quad (11)$$

где d_k – дисперсия процесса.

Отметим, что оценивание спектральной плотности (9) сводится к оцениванию коэффициентов передаточной функции (8) и дисперсии ненаблюдаемого белого шума, то есть к идентификации АРСС-процесса. Для формирования заданной спектральной плотности $S(\omega)$ можно использовать и СС-модели. Формирующий фильтр, построенный на базе АРСС-модели, называется рекурсивным, или БИХ-фильтром (фильтр с бесконечной импульсной характеристикой). Формирующий фильтр, построенный по СС-модели, называется нерекурсивным, или КИХ-фильтром (фильтр с конечной импульсной характеристикой). Более подробно о проектировании цифровых фильтров с заданными характеристиками можно ознакомиться в [5, 6]. Еще проще вычисляются корреляционные функции АРСС-процесса. Для вычисления взаимной корреляционной функции случайного процесса, заданного АРСС-моделью, достаточно вычислить функцию веса этой модели и умножить ее на дисперсию процесса. Несколько сложнее вычисляется корреляционная функция самого случайного процесса. Для этого необходимо найти свертку от функции веса АРСС-модели, которая в дискретном варианте задается выражением

$$R_{\omega\omega}(k) = \sum_{j=\max(1, k-n+1)}^{\min(k, n)} \omega(j)\omega(k-j-1), \quad (12)$$

а затем полученные числовые значения свертки также умножить на дисперсию процесса.

С учетом вышеизложенного алгоритм построения модели случайной составляющей состоит из следующих этапов.

1. Выделение случайной составляющей из исходного временного ряда контролируемого параметра.
2. Центрирование временного ряда.
3. Задание размерности АРСС-модели.
4. Вычисление параметров АРСС-модели рекуррентным методом наименьших квадратов.
5. Анализ ошибки моделирования по ее статистическим характеристикам.

Библиографический список

1. Бронштейн, И. Н. Справочник по математике для инженеров и учащихся втузов / И. Н. Бронштейн, К. А. Семендяев. – 7-е изд., стереотип. – Москва : Гостехиздат, 1957. – 848 с.

2. Бронштейн, И. Н. Справочник по математике для инженеров и учащихся втузов / И. Н. Бронштейн, К. А. Семендяев. – 13-е изд., испр. – Москва : Наука, 1986. – 720 с.
3. Controlling the temporal instability of the dielectric parameters of ferroelectrics / E. A. Pecherskaya, V. A. Solov'ev, A. M. Metal'nikov, Y. A. Varenik, I. M. Gladkov, D. V. Ryabov // Semiconductors. – 2013. – Vol. 47, № 13. – P. 1720–1722.
4. Печерская, Е. А. Математические модели предметной области при исследовании параметров материалов нано- и микроэлектроники / Е. А. Печерская // Университетское образование : сб. ст. XV Междунар. науч.-метод. конф., посвящ. 50-летию полета первого космонавта Ю. А. Гагарина / под ред. В. И. Волчихина, Р. М. Печерской. – Пенза, 2011. – С. 436–438.
5. Ryabov, D. V. Automated method of measuring the temperature dependences of the dielectric parameters of ferroelectrics with second kind phase transition / D. V. Ryabov, E. A. Pecherskaya, J. V. Shepeleva, R. M. Pecherskaya // Journal of Physics: Conference Series. – 2014. – Vol. 541, № 1. – P. 012012.
6. Изерман, Р. Цифровые системы управления / Р. Изерман. – Москва : Мир, 1984. – 541 с.

А. Д. Семенов¹, А. В. Волков², А. М. Мустафина²

¹Пензенский государственный университет, г. Пенза, Россия

²Национальный исследовательский Мордовский государственный университет им. Н. П. Огарёва, г. Саранск, Россия

АЛГОРИТМЫ СГЛАЖИВАНИЯ ВРЕМЕННЫХ РЯДОВ

Сглаживание временных рядов следует осуществлять с использованием цифровых методов. Будем полагать, что временной ряд содержит дискретный сигнал $s(k)$, искаженный помехой $n(k)$:

$$y(k) = s(k) + n(k). \quad (1)$$

Если спектры $s(k)$ и $n(k)$ лежат в разных частотных диапазонах, для выделения $s(k)$ можно применить линейные дискретные фильтры, описываемые разностными уравнениями вида

$$z(k) + a_1 z(k-1) + \dots + a_m z(k-m) = b_0 y(k) + b_1 y(k-1) + \dots + b_m y(k-m). \quad (2)$$

1) Алгоритм усреднения с бесконечной памятью

$$\hat{s}(k) = \hat{s}(k-1) + \frac{1}{k} [y(k) - \hat{s}(k-1)]. \quad (3)$$

Данный алгоритм применим только в том случае, когда s - постоянная величина. С увеличением k погрешности $e(k)$, а следовательно новые измерения входят в уравнение (3) со все меньшими весами. Если же $s(k)$ представляет собой медленно меняющийся сигнал и необходимо оценивать его текущее среднее значение, то следует использовать другие алгоритмы.

2) Алгоритмы усреднения с постоянным коэффициентом коррекции

Если коэффициент коррекции k в (3) «заморозить», положив $k = k_0$, веса всех вновь поступающих измерений будут одинаковы:

$$\hat{s}(k) = \hat{s}(k-1) + \frac{1}{k_0} [y(k) - \hat{s}(k-1)]. \quad (4)$$

Алгоритм (3) есть ничто иное, как низкочастотный дискретный фильтр первого порядка.

3) Алгоритм усреднения с конечной памятью (скользящее среднее)

$$\hat{s}(k) = \hat{s}(k-1) + \frac{1}{N}[y(k) - y(k-N)]. \quad (5)$$

4) Алгоритм усреднения с ослабевающей памятью (экспоненциальное взвешивание)

$$\hat{s}(k) = \hat{s}(k-1) + (1-\lambda)y(k). \quad (6)$$

Поскольку представленные алгоритмы отслеживают низкочастотные компоненты и одновременно подавляют высокочастотную составляющую измеряемого сигнала, их можно рассматривать как специальные формы дискретного низкочастотного фильтра. Амплитудные частотные характеристики этих алгоритмов показаны на рис. 1.

Алгоритм усреднения с постоянным коэффициентом коррекции имеет ту же амплитудную частотную характеристику (кривая б), что и дискретный низкочастотный фильтр с отношением постоянных времени $\frac{T_0}{T} \ln\left(-\frac{1}{a_1}\right)$. Этот фильтр не подавляет составляющих шума с частотами $\omega T_0 > \pi$, ввиду чего дисперсия оценки текущего среднего значения достаточно велика.

Амплитудная характеристика рекуррентного алгоритма с ограниченной памятью (кривая в) обращается в нуль при $\omega T_0 = k\pi$, $k = 2, 4, 6, \dots$. Данный алгоритм, подобно интегрирующему аналого-цифровому преобразователю, полностью устраняет шумы с соответствующими частотами.

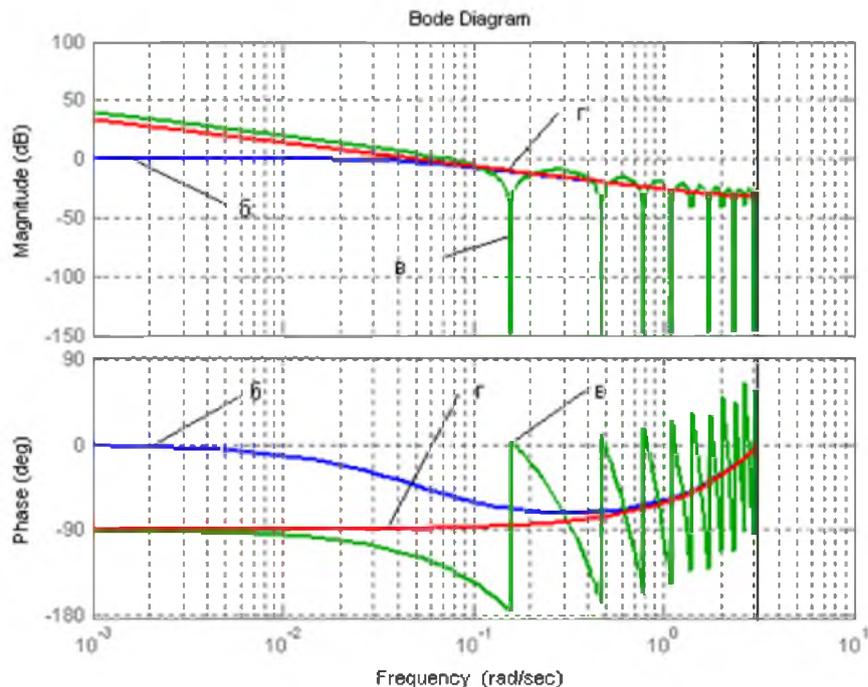


Рис. 1. ЛАЧХ и ФЧХ специальных фильтров

Амплитудная характеристика алгоритма с ослабевающей памятью на низких частотах в первом приближении аналогична непрерывному интегратору с коэффициентом усиления $T = \frac{T_0}{1-\lambda}$. Вблизи шенноновской частоты $\omega T_0 = \pi$ амплитудная характери-

ка алгоритма соответствует низкочастотному дискретному фильтру. Это обстоятельство позволяет рекомендовать алгоритм усреднения с ослабевающей памятью только в случаях, когда шумы с частотами $\omega T_0 > \pi$ либо отсутствуют, либо предварительно ослабляются с помощью аналоговых фильтров.

Для удаления импульсных помех эффективным средством является медианная фильтрация. На рис. 2 приведен график, полученный с помощью медианной фильтрации входного сигнала (рис. 2,а) и без фильтрации (рис. 2,б).

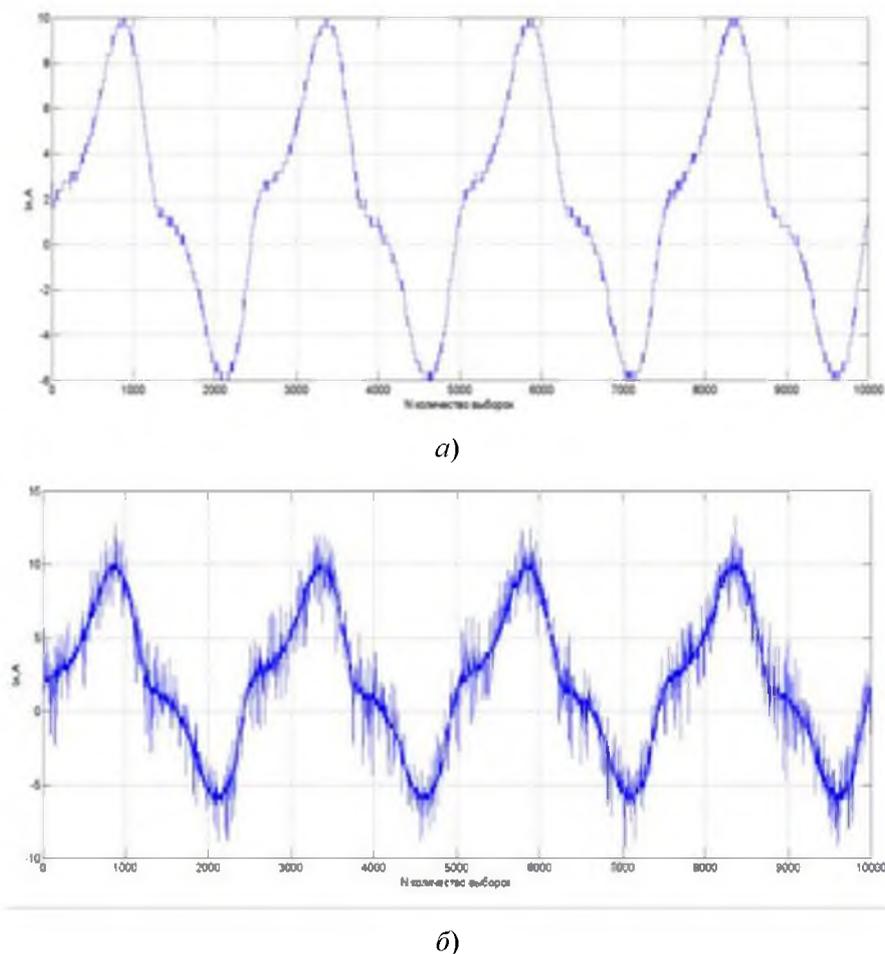


Рис. 2. График с применением медианной фильтрации – а,
без фильтрации – б

Библиографический список

1. Волков, А. В. Автоматизация системы отбраковки ламп высокого давления / А. В. Волков, А. В. Троянский // Системы проектирования, моделирования, подготовки производства и управление проектами CAD/CAM/CAE/PDM : сб. ст. XI Междунар. науч.-практ. конф. – Пенза : Приволж. дом знаний, 2017. – С. 44–47.
2. Александров, А. Г. Оптимальные и адаптивные системы / А. Г. Александров. – Москва : Высш. шк., 1989. – 263 с.
3. Мальцев, Е. Г. Исследование импульсного питания разрядных ламп низкого давления / Е. Г. Мальцев, А. В. Волков // Научно-технический вестник Поволжья. – 2014. – № 2. – С. 165–168.
4. Шишов, О. В. Технические средства автоматизации и управления : учеб. пособие / О. В. Шишов. – Москва : ИНФРА-М, 2011. – 397 с.

АНАЛИЗ РАБОТЫ СУЩЕСТВУЮЩИХ СИСТЕМ ВЫХОДНОГО КОНТРОЛЯ ПАРАМЕТРОВ ЛАМП

На сегодняшний момент имеется огромное количество разнообразных систем выходного контроля параметров ламп. Каждая со своими достоинствами и особенностями. Не имеет смысла подробно рассматривать все системы, однако можно выделить существенные недостатки, присущие многим из них в настоящее время [1, 2, 4].

Во-первых, они не всегда автоматизированы. В таких системах имеется большое количество ручных операций, в том числе и операции по измерению и оценке соответствия качественных показателей ламп. Это в свою очередь приводит к утомляемости оператора, что непосредственно сказывается на количестве ламп, прошедших контроль, и качестве его осуществления.

Во-вторых, немаловажным является тот факт, что любое производство должно предполагать пути для дальнейшего улучшения технологического процесса. Поэтому совершенно очевидно, что необходим анализ текущих технологических параметров, и нужно уметь на его основе делать выводы для последующей коррекции технологического процесса.

Однако такой анализ невозможен на основе единичных измерений. Возникает необходимость формирования массива с данными о состоянии параметров технологического процесса. Для этих целей требуется внедрение системы сбора данных и архивирования. Имеются различные способы построения таких систем на различных уровнях производства.

Просто большой набор «сырых» данных сам по себе бесполезен. Необходимо синтезировать математическую модель лампы и технологического процесса. И, уже исходя из этой модели, следует вести некоторую обработку полученного массива данных. Причем эта обработка должна производиться так, чтобы по ее результатам имелась возможность влиять на качество технологического процесса в сторону его улучшения.

До настоящего времени на предприятии «Рефлекс-С» контроль напряжения на лампе осуществлялся оператором визуально – это приводило к быстрому его утомлению и появлению ошибок в работе. Накопления статистической информации о состоянии ламп не производилось, что затрудняло оценку причин появления брака и оперативность принятия решений по корректировке хода технологического процесса изготовления ламп с целью исключения брака или улучшения их параметров.

В связи с этим были поставлены задачи по автоматизации проведения испытаний ламп и оценки их годности. Автоматизированная система должна обеспечивать визуализацию хода испытаний, исходя из заранее заданных рецептов, перестраиваться с одного типа испытуемых ламп на другие, вести архивы результатов испытаний с указанием номера смены работников и конкретного оператора, передавать данные на персональный компьютер мастера участка для вывода статистической информации в графическом виде. Кроме того, в персональном компьютере с помощью специального программного обеспечения должна предусматриваться возможность сравнения модели «идеальной» лампы с моделью, построенной на основе массива измерений [3, 4, 7].

Как было сказано ранее, все чаще одной из обязательных задач современных систем управления объявляется архивирование параметров технологических процессов.

Это обуславливается теми существенными дополнительными возможностями, которые появляются у пользователей такой системы [5, 6].

1. Архив значений технологических параметров позволяет эффективно оценивать качество контроля, осуществляемого системой управления. Это достигается за счет проведения ретроспективного анализа ключевых технологических параметров, в результате которого можно делать суждение о том, в какой мере достигнута поставленная цель управления.

2. Архивирование позволяет специалистам оценивать динамику изменения технологических параметров за длительный период времени, что чрезвычайно полезно для понимания поведения процесса в различных ситуациях, с тем чтобы оптимально адаптировать его к конкретным или текущим внешним условиям.

3. Архив может содержать информацию, помогающую установить причины возникновения различных аварийных и нештатных ситуаций, а также журнал действий оператора (что поможет определить, какая именно операция диспетчера привела к отклонению от регламента и в конечном счете – к аварии) или последовательность параметров процесса (анализ изменения которых позволит выявить объективные факторы, приведшие к развитию аварии и исключить их в будущем).

4. Архив позволяет проводить учет выпущенной продукции и расход ресурсов за тот или иной промежуток времени. Это может позволить оптимизировать управленческие решения по организации производства.

На основе архивных данных возможна разработка программного обеспечения, позволяющего оценивать отклонения получаемой статистической модели лампы от математической модели, отражающей факторы ее изготовления в рамках технологического процесса. Полученные результаты в дальнейшем должны позволить вносить оперативные корректировки с целью исключения брака и получения лучших эксплуатационных параметров.

Сегодня функции архивирования могут реализовываться с помощью различных компонентов систем управления. Ранее в развитых многоуровневых системах долгое время на себя такие функции брал только промышленный компьютер, выполнявший задачи сбора данных и диспетчеризации. Для данного устройства такие задачи можно в некоторой степени всегда было считать типовыми. В дальнейшем функции архивирования все больше «спускались» по иерархической лестнице технических средств, используемых в системах управления. Сегодня уже нередко можно увидеть интеллектуальные датчики с функциями архивирования. И, конечно, возможностями выполнять такие функции производители средств автоматизации прежде всего наделяют выпускаемые ими программируемые контроллеры, которые в настоящее время являются базовыми компонентами при построении низового уровня АСУ ТП.

Современные контроллеры имеют встроенную флеш-память со специализированной файловой системой, позволяющей хранить в ней различные файлы. Это в первую очередь системные файлы, в которых содержится исполняемая контроллером программа, файлы с настройками, а также файлы, в которых протоколируются рабочие параметры технологического процесса, такие как: запуск, остановка, пропадание питания, сбой в работе периферийного оборудования. Помимо этого, в данную память контроллеров можно записывать файлы архивов, в которых будут сохранены результаты измерений, вычисленные или текущие значения, полученные во время работы системы, управляемой ПЛК. Файлы из данной памяти можно считывать, используя специальные программы, поставляемые обычно с контроллером.

Если внутренней памяти окажется недостаточно, многие контроллеры оснащаются портами USB, что в дальнейшем позволит подключать внешние флеш-накопители, которые на сегодняшний день широко распространены и доступны, а объем их памяти может составлять гигабайты.

Подобные же возможности присущи также современным операторным панелям, которые позволяют вести внутренние архивы, хранящие состояния различных внутренних переменных и позволяющие отслеживать их изменения со временем.

Необходимо отметить, что ведущей тенденцией создания современных систем управления является построение их как распределенных – систем, состоящих из отдельных интеллектуальных подсистем, функционирующих как единое целое за счет обмена необходимой информацией по сети. В свою очередь, это привело к созданию устройств, фильтрующих циркулирующую по таким сетям информацию и занимающихся ее архивированием. Такие устройства называют соответственно архиваторами.

Примером устройства архивирования является модуль сбора данных ОВЕН МСД-200 (компания ОВЕН, Россия), применяющийся для опроса/прослушивания приборов, модулей ввода, контроллеров, работающих в сети по интерфейсу RS-485. Он производит архивирование данных, полученных с 64 точек измерения, на карту памяти SD. Каждая из точек может опрашиваться по одному из протоколов передачи данных: ОВЕН, Modbus RTU, Modbus ASCII. Устройство применяется для архивации данных теплосчетчиков, данных о ходе различного рода технологических процессов в пищевой, химической, газовой, упаковочной отраслях, при производстве строительных материалов, деревообработке, в различных сферах ЖКХ и многих других областях промышленной автоматизации.

В современных системах, в которых требуется обеспечивать операторский контроль над технологическими процессами в реальном времени, широкое распространение получили программные пакеты SCADA (Supervisory Control And Data Acquisition – диспетчерское управление и сбор данных). Они предназначены для разработки или обеспечения в реальном времени систем сбора, обработки, отображения и архивирования информации об объекте мониторинга или управления. Данное программное обеспечение устанавливается на компьютеры и для связи с объектом использует драйверы ввода-вывода или OPC-серверы.

Помимо обмена данными с промышленными контроллерами и платами ввода-вывода в реальном времени, логического управления и отображения информации на экране монитора в удобной и понятной форме, SCADA-системы могут также вести базы данных с технологической информацией и обеспечивать связь с внешними приложениями (СУБД, электронные таблицы и т.д.).

Надо иметь в виду, что при построении распределенных систем управления при наличии разнообразных средств ведения архивов можно столкнуться с проектными решениями, в которых архивы рационально будет вести несколькими устройствами одновременно. Это может быть обусловлено требованиями безопасности и надежности сохранения информации, минимизации объемов передаваемой информации по отдельным сегментам сети. Наконец, на практике это может быть связано с ограничениями по применяемой элементной базе, что в свою очередь влечет принятие определенных, в том числе не всегда оптимальных, структурных решений. При этом, безусловно, возникает задача (необходимость) связать эти отдельные архивы в один, в общий взаимно обусловленный массив данных.

В большинстве случаев над полученными тем или иным образом архивными данными следует произвести некоторую математическую обработку. Как правило, это производится при помощи персонального компьютера.

В настоящее время нет необходимости писать отдельное программное обеспечение для такого рода задач, так как имеется ряд уже готовых пакетов для математической обработки, которые удовлетворяют почти всем потребностям.

В большинстве своем файлы с архивными данными представляют собой особым образом сформированные строки данных, которые прекрасно совместимы со стандартными программами для работы с таблицами (такие как MS Excel или OpenOffice). Такие

программы позволяют производить несложную математическую обработку данных посредством имеющихся в них функций. В большинстве случаев, если нет необходимости в сложных методах математической статистики, функционала такого рода программ достаточно.

Эффективное внедрение систем АСУТП достигается за счет глубокого понимания технологического процесса производства натриевых зеркальных ламп (ДНаЗ) и дуговых натриевых ламп (ДНаТ), без которого невозможно добиться качественного улучшения и повышения производительности.

Библиографический список

1. Волков, В. В. Управление непрерывными процессами в технических системах : учеб. пособие / В. В. Волков, И. И. Коновалова, А. Д. Семенов. – Пенза : ПензГТУ, 2011. – 270 с. – URL: <https://e.lanbook.com/book/62610> (дата обращения: 07.03.2019).
2. Нестеров, А. Л. Проектирование АСУ ТП : метод. пособие / А. Л. Нестеров. – Санкт-Петербург : Изд-во ДЕАН, 2006. – Кн. 1. – 552 с.
3. Власов, А. И. Визуальные модели управления качеством на предприятиях электроники / А. И. Власов, А. М. Иванов // Наука и образование. – 2011. – № 11. – С. 34.
4. Баумгартен, Л. В. Анализ методов и определение конкурентноспособности организаций и продукции / Л. В. Баумгартен // Маркетинг в России и за рубежом. – 2005. – № 4. – С. 72–85.
5. Волков, А. В. Получение архивных данных в системе контроля качества натриевых ламп / А. В. Волков, А. Д. Семенов // Фундаментальные и прикладные научные исследования: актуальные вопросы, достижения и инновации : сб. ст. IX Междунар. науч.-практ. конф. : в 4 ч. – Пенза, 2018. – С. 249–252.
6. Волков, А. В. Применение математических методов для реализации алгоритмов контроля качества натриевых ламп / А. В. Волков // Научно-технический вестник Поволжья. – 2018. – № 8. – С. 65–68.
7. Власов, А. И. Системный анализ технологических процессов производства сложных технических систем с использованием визуальных моделей / А. И. Власов // Международный научно-исследовательский журнал. – 2013. – № 10, ч. 2. – С. 17–26.

А. В. Волков, С. А. Шиков, Д. В. Селяев

Национальный исследовательский Мордовский государственный университет
им. Н. П. Огарёва, г. Саранск, Россия

РАЗРАБОТКА СИСТЕМЫ СБОРА АНАЛОГОВЫХ ДАННЫХ С ИНТЕРФЕЙСОМ USB

Системы сбора данных (ССД) применяются в научных исследованиях, на производстве, в медицине и во многих других областях. Они входят в состав измерительных комплексов, автоматизированных производственных систем, систем сбора, обработки, передачи и хранения данных (информации). Зная возможности современных ССД и вносимые ими погрешности, а также структурные, схемотехнические и конструкторско-технологические решения, вы сможете сделать квалифицированный выбор платы для вашей конкретной задачи или сформировать обоснованное техническое задание на ее разработку. Выбор ССД определяется рядом требований к скорости сбора данных, числу каналов, уровням входных напряжений, разрешающей способности и полосе частот АЦП. Немаловажным фактором является и стоимость. Платы сбора данных могут в разных комбинациях включать следующие устройства [1].

- Аналого-цифровые преобразователи

АЦП – одно из самых сложных устройств, входящих в состав ССД. Служит для преобразования непрерывных (аналоговых) сигналов в цифровую форму, воспринимаемую компьютером. Основные параметры – время преобразования, число разрядов, погрешность преобразования в конечной точке шкалы, интегральная и дифференциальная нелинейности.

- Схемы цифрового (дискретного) ввода-вывода

Позволяют вводить и выводить информацию, представленную в цифровом виде. Могут применяться для подключения датчиков, управления оборудованием, генерации тестовых сигналов, а также для связи с периферийными устройствами. Основные параметры – число цифровых линий, скорость обмена данными и нагрузочные характеристики.

- Цифро-аналоговые преобразователи (ЦАП)

Применяются для моделирования аналоговых сигналов и управления некоторыми видами оборудования. Основные параметры – время установления напряжения, скорость нарастания сигнала, разрядность и диапазон изменения выходного напряжения.

- Счетчики и таймеры

Могут использоваться для запуска АЦП, генерации прерываний, подсчета внешних импульсов (событий), измерения частоты, измерения длительности цифровых сигналов и генерации прямоугольных импульсов. Основные параметры – разрядность и тактовая частота.

- Аналоговые фильтры

Предназначены для фильтрации нежелательных частотных составляющих входного аналогового сигнала и устранения частотных наложений в спектре сигнала на выходе АЦП. К таким платам относятся цифровые фильтры нижних частот (ФНЧ).

Схема, которую мы рассмотрим, объединяет микроконтроллер смешанных сигналов, мост USB-UART и новый адаптивный входной аналоговый каскад для подключения аналоговых датчиков. Схема представляет собой ни что иное, как систему сбора аналоговых данных, отличительной особенностью которой является возможность подключения аналоговых датчиков различных типов. Схема поддерживает управление и передачу данных по интерфейсу USB к устройству верхнего уровня (в нашем случае это ПК). Питание схема получает от порта USB, управление системой осуществляется с помощью простых команд с компьютера. Как для управления, так и для чтения данных можно даже использовать терминальную программу. Примененный микроконтроллер компании Silicon Laboratories C8051F350 имеет 8051-совместимое ядро, что дает возможность использовать распространенные и доступные инструменты для разработки ПО и отладки проекта [2, 4]. Отличительной особенностью микроконтроллера является наличие 24-битного сигма-дельта АЦП, усилителя с программируемым коэффициентом усиления и входного мультиплексора, позволяющего реализовать дифференциальный или несимметричный режимы. Пользователям для собственных приложений доступны два выхода ЦАП и 5 цифровых линий ввода/вывода, выведенных на разъем X2). Один цифровой выход используется для программного управления светодиодом, оставшиеся цифровые выходы используются для конфигурирования двух входных аналоговых портов и обмена по последовательному интерфейсу при помощи моста USB-UART FT232RL. Далее мы рассмотрим аналоговый каскад, который решает проблему подключения различных типов датчиков к микроконтроллеру, и его конфигурации.

Конфигурируемые аналоговые порты позволяют подключать к микроконтроллеру различные типы датчиков посредством трехконтактных разъемов, каждый из которых имеет «землю». На один из разъемов выводится питание 3.3 В, на другой – опорное напряжение, номинальное значение которого равно 2.5 В (см. функциональную схему на рис. 1). Центральные выводы двух разъемов X1 и X2 подключены к мультиплексору аналоговых входов микроконтроллера. При таком решении мы можем измерять два

несимметричных напряжения или же использовать эти разъемы для измерений дифференциального сигнала. Оба входа имеют индивидуальные подтягивающие резисторы R10, R11, R14 и R15.

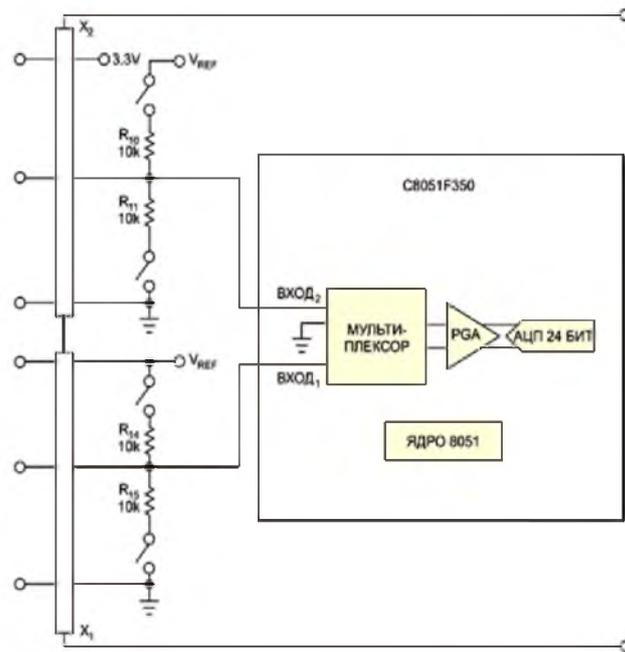


Рис. 1. Конфигурирование двух аналоговых портов, которые позволят подключить к ним множество типов датчиков

В соответствии с функциональной схемой, аналоговый порт будет иметь вид, изображенный на рис. 2. Операционный усилитель IC2 ОРА350UA играет роль буфера опорного напряжения.

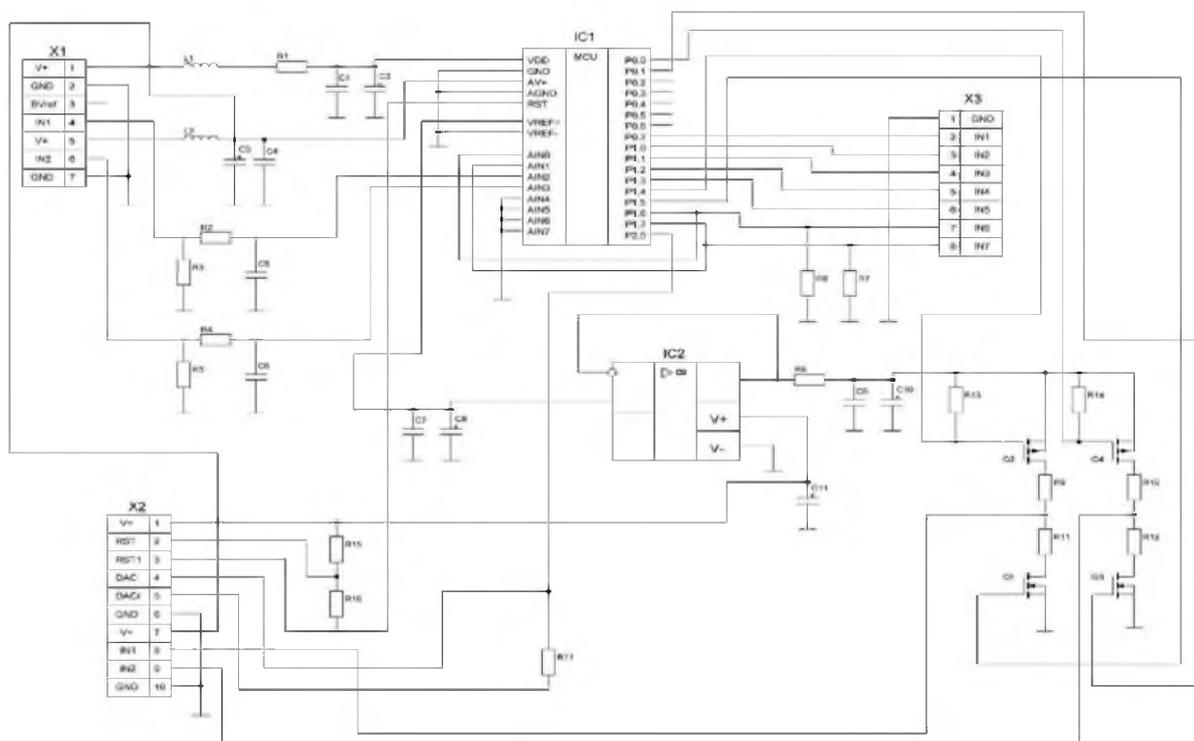


Рис. 2. Схема устройства сбора данных на базе микроконтроллера S8051F350

Такая архитектура входных аналоговых портов позволяет подключать множество типов датчиков. Например, вы сможете подключить термистор или фоторезистор между «землей» и входом, включив подтягивающий резистор, чтобы получить делитель напряжения. АЦП микроконтроллера преобразует выходное напряжение этого делителя в цифровое значение (рис. 3,а).

Такое решение также позволяет проводить измерения соотношений, т.к. АЦП и делитель напряжения используют одно опорное напряжение [3, 5]. Датчики с токовым выходом также можно подключать к аналоговому порту, аналогично тому, как подключается фотодиод – непосредственно между «землей» и входом АЦП, включив резистор, подтягивающий потенциал к «земле» (рис. 3,б).

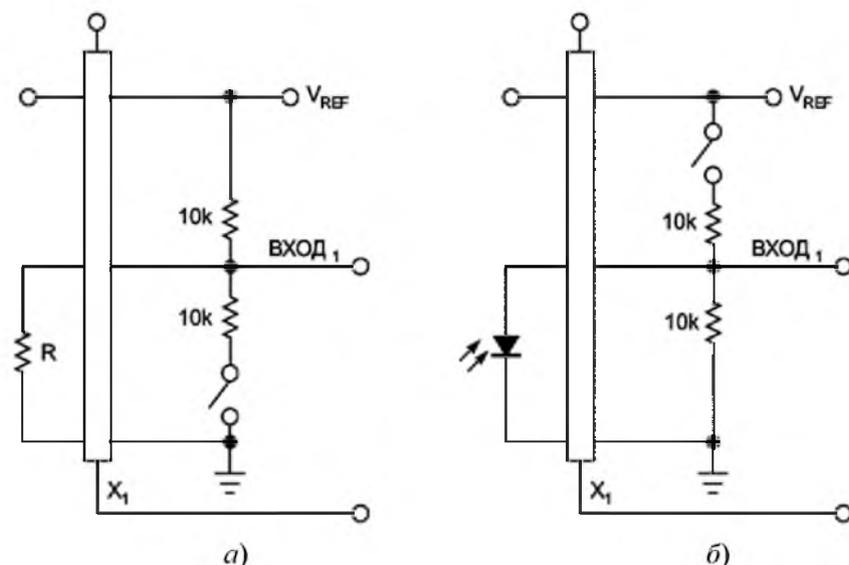


Рис. 3. Входные аналоговые порты могут быть сконфигурированы для работы с резистивными датчиками (а) и датчиками с токовым выходом (б)

АЦП с высоким разрешением и усилителем с программируемым коэффициентом усиления позволяет подключать термопары непосредственно ко входу (рис. 4). Необходимое смещение достигается включением двух подтягивающих резисторов на один канал. Также непосредственно к аналоговым портам можно подключать датчики на основе резистивных мостов, например тензодатчики и датчики давления. При подключении таковых необходимо отключить все подтягивающие резисторы, а АЦП перевести в режим дифференциальных измерений. При отключенных подтягивающих резисторах возможно также подключение к аналоговым портам потенциометров и датчиков Холла, например SS49E.

При непосредственном подключении различных датчиков к входным аналоговым портам необходимо принимать во внимание их импеданс и диапазон сигналов [6]. В некоторых случаях потребуются применение схем фильтрации и шумоподавления. Возможно, придется добавлять внешние буферные усилители или более точный источник опорного напряжения. Наличие опорного напряжения и питания 3.3 В на аналоговых портах позволяют это реализовать. Для подачи на датчики произвольных напряжений можно использовать выходы ЦАП микроконтроллера, сигналы которого выведены на разъем X2.

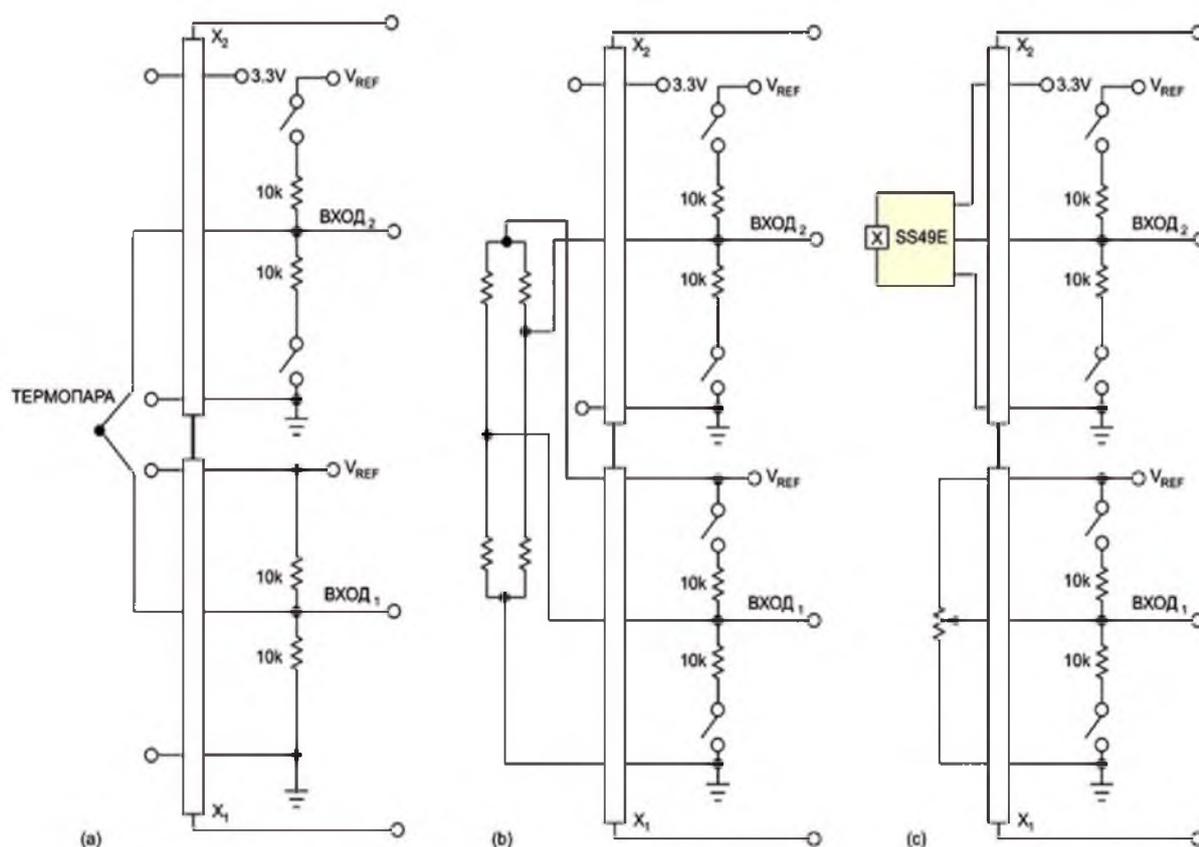


Рис. 4. Входные аналоговые порты могут быть сконфигурированы для работы с резистивными датчиками (а) и датчиками с токовым выходом (б)

Двухсторонняя печатная плата для рассмотренного адаптера выполнена достаточно компактной. На нижней стороне платы расположено несколько пассивных компонентов (рис. 5).

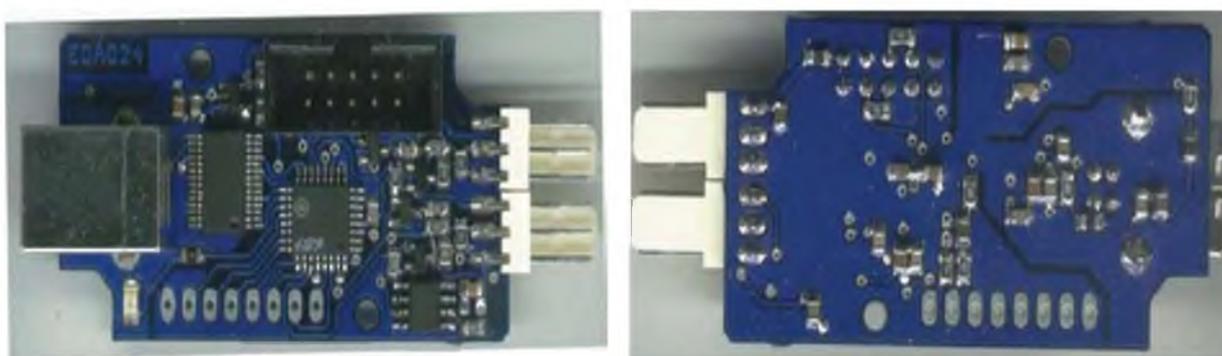


Рис. 5. Вся конструкция получается достаточно компактной – модуль размещается в корпусе 60 × 35 мм.

Программа микроконтроллера создана в интегрированной среде разработки Silicon Labs IDE с использованием компилятора CDCC. Программное обеспечение для ПК написано в среде LabVIEW – это среда разработки и платформа для выполнения программ, созданных на графическом языке программирования «G» фирмы National Instruments. LabVIEW используется в системах сбора и обработки данных, а также для управления техническими объектами и технологическими процессами.

Библиографический список

1. Редькин, П. П. Прецизионные системы сбора данных семейства MSC12xx фирмы Texas Instruments: архитектура, программирование, разработка приложений : справочник / П. П. Редькин. – Москва : ДМК Пресс, 2010. – 607 с. – URL: <https://e.lanbook.com/book/60979> (дата обращения: 21.12.2019).
2. Матюшин, А. О. Программирование микроконтроллеров: стратегия и тактика / А. О. Матюшин. – Москва : ДМК Пресс, 2017. – 356 с. – URL: <https://e.lanbook.com/book/93261> (дата обращения: 21.12.2019).
3. Попов, А. Ю. Программирование микроконтроллеров AVR : учеб.-метод. пособие / А. Ю. Попов. – Москва : МГТУ им. Н. Э. Баумана, 2006. – 56 с. – URL: <https://e.lanbook.com/book/52380> (дата обращения: 21.12.2019).
4. Магда, Ю. С. Программирование и отладка C/C++ приложений для микроконтроллеров / Ю. С. Магда. – Москва : ДМК Пресс, 2012. – 168 с. – URL: <https://e.lanbook.com/book/4687> (дата обращения: 21.12.2019).
5. Предко, М. PIC-микроконтроллеры: архитектура и программирование : справочник / М. Предко. – Москва : ДМК Пресс, 2010. – 512 с. – URL: <https://e.lanbook.com/book/895> (дата обращения: 21.12.2019).
6. Application of a hyper-complex impedance model for indirect measurements of materials parameters of functional electronics / D. V. Artamonov, V. A. Baranov, E. A. Pecherskaya, B. V. Tsypin, A. V. Fimin, A. V. Pushkareva // International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices, EDM 2019. – Chemal, Altay, Russia, 2019. – P. 760–764.

А. В. Волков¹, С. А. Шиков¹, Д. В. Валейко²

¹Национальный исследовательский Мордовский государственный университет
им. Н. П. Огарёва, г. Саранск, Россия

²ПАО «Электровыпрямитель», г. Саранск, Россия

РАЗРАБОТКА ПРОГРАММНОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ ДЛЯ СНЯТИЯ НАГРУЗОЧНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК КОМПЬЮТЕРНЫХ БЛОКОВ ПИТАНИЯ

За последние годы мощность, потребляемая компьютером, возросла в несколько раз, следовательно, возросла и значимость правильности выбора блока питания (БП). Но, к сожалению, качество многих источников питания, которые широко распространены на нашем рынке, желает оставлять лучшего, хотя в большинстве случаев заявляется весьма приличная нагрузочная способность. Взглянув в прайс-лист любой компании, вряд ли удастся найти блок питания с заявленной суммарной мощностью ниже 300–350 Вт, таковы реалии сегодняшнего дня. Но на поверку лишь небольшой процент (20–30 %) тестируемых источников соответствует жестким требованиям, которые изложены в стандарте ATX12V Power Supply Design Guide Version 2.2 [1]. Кстати, это уже далеко не первая редакция самого стандарта [2]: требования изменяются соответственно запросам. Еще несколько лет назад основное потребление тока компьютером производилось по шинам +5V и +3.3V, однако этого стало недостаточно, и решено было "перепрофилировать" все изделия на шину +12V. Да и та в скором времени была "виртуально" разделена на несколько шин: как правило, их две, но в мощных блоках питания их коли-

чество может доходить до четырех. Такой шаг пришлось применить в соответствии со стандартом IEC-60950, который гласит, что мощность на разъемах, доступных пользователю, не должна превышать 480 Вт [1]. В результате получилось ограничение тока по шине +12V в 20 А. На самом деле сама шина не разделена и является единой, питание просто-напросто разводится к потребителям с помощью системы компараторов.

При тестировании блоков питания мы не будем заострять внимания на их внешности, ограничиваясь кратким описанием. В обязательном порядке проводится оценка металлического корпуса, описывается набор разъемов с указанием длины и сечения проводов. Далее происходит вскрытие корпуса, после чего изучается внутреннее строение и качество монтажа. Производится проверка основных компонентов, например, соответствие выходных диодных сборок заявленным токам.

При выборе критериев тестирования мы решили полностью положиться на действующий стандарт ATX12V Power Supply Design Guide Version 2.2 [1, 2]. Этот официальный документ развернуто описывает, какими техническими характеристиками должен обладать современный блок питания. Основным параметром любого блока питания является его нагрузочная способность, т.е. соответствие тока заявленному значению и минимальное отклонение выходного напряжения от номинала. В компьютерных блоках питания ATX все осложнено наличием сразу нескольких шин, которые "зависимы" друг от друга из-за применения группового дросселя. Среди основных силовых шин можно перечислить три: +5V, +3.3V и +12V. В совокупности они практически полностью обеспечивают заявленную мощность. Нагрузочная характеристика характеризует нагрузочную способность блока питания по этим трем шинам. По одной оси откладывается мощность, потребляемая по шине +12V, по другой – суммарная мощность шин +5V и +3.3V. Естественно, что при большой нагрузке одно или несколько напряжений могут выйти за допуски, в таком случае дальнейшее построение нагрузочных характеристик производится путем выравнивая нагрузок или (при невозможности этого) прекращается. В итоге получается фигура, которая в полной мере характеризует блок питания. В дополнение ко всему можно провести сравнение с минимально необходимой фигурой (ATX12V Power Supply Design Guide) и сделать четкий вывод о соответствии конкретного БП стандарту. Стоит учитывать, что для напряжений по шинам +5V и +3.3V определен допуск 10 %, а для шины +12V – 5 % [3, 4].

Основной задачей при построении нагрузочной характеристики является вопрос создания универсального эквивалента нагрузки, т.к. необходимо иметь возможность плавно изменять ток каждой шины с минимальным шагом дискретизации. При этом нагрузка должна рассеивать долговременную мощность в сотни (300-600) Ватт. Применение классических резистивных нагрузок здесь оказывается не уместным, требуется более "тонкое" устройство. Для решения этой задачи в нашей тестовой лаборатории был собран макет активной эквивалентной нагрузки, построенный с применением мощных полевых транзисторов [5, 6]. По сути, он представляет собой источник тока, управляемый напряжением (ИТУН). Каждый транзистор способен рассеивать максимальную мощность вплоть до 350 Вт. В канале +12V установлено два транзистора IRFP064N, в остальных двух каналах установлено также по два транзистора, но другой марки (например IRF3205). Все транзисторы закреплены на мощных ребристых радиаторах, для охлаждения применяется несколько вентиляторов. Управление реализовано с помощью прецизионных операционных усилителей типа LT1636, нагрузка по каналам задается за счет подачи сигналов управления с ПК. Схема нагрузки представлена на рис. 1. В настоящее время перед нами стоит задача построения цифровой части интерфейса измерения и построения нагрузочных характеристик БП, с последующим сохранением результатов измерения в виде отчетов для последующего анализа.

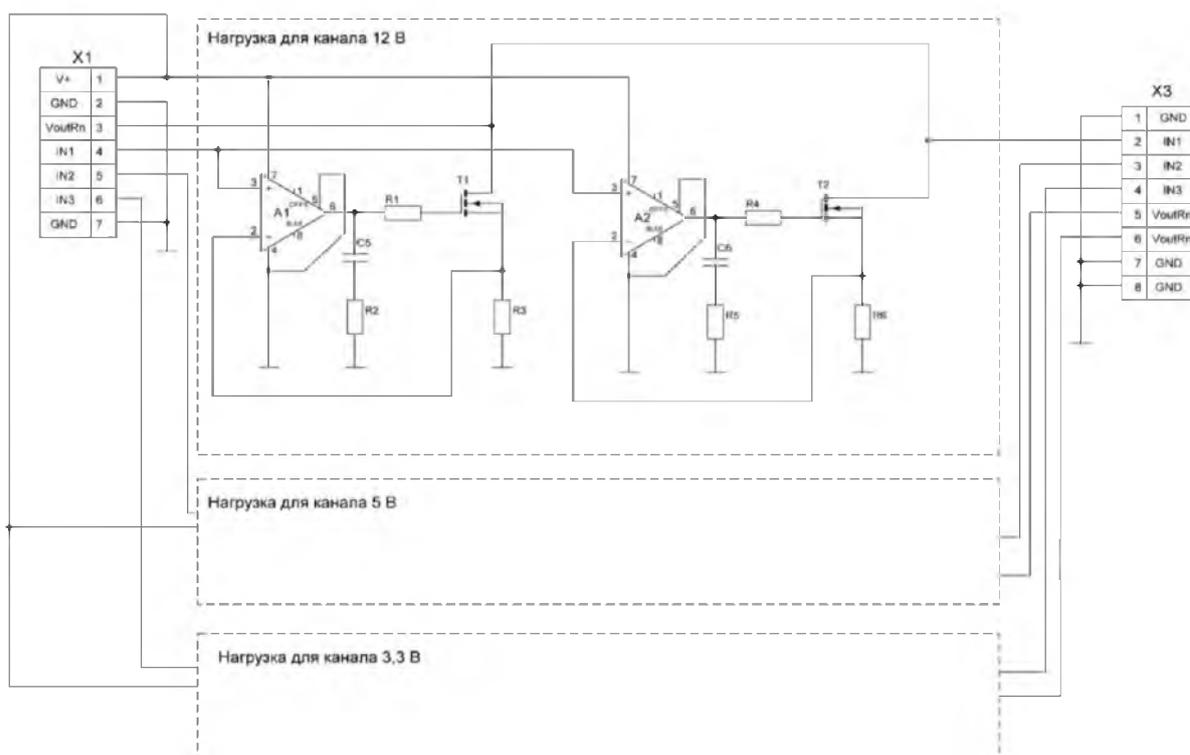


Рис. 1. Электрическая схема нагрузочных элементов

Библиографический список

1. ГОСТ Р МЭК 60950–2002. Безопасность оборудования информационных технологий. – URL: http://standartgost.ru/g/ГОСТ_Р_МЭК_60950-2002
2. ГОСТ Р 51317.3.2–2006. МЭК 61000-3-2:2005. Совместимость технических средств электромагнитная. – URL: <http://docs.cntd.ru/document/1200049405>
3. Варламов, В. Р. Современные источники питания : справочник / В. Р. Варламов. – 2-е изд., испр. и доп. – Москва : ДМК Пресс, 2009. – 224 с. – URL: <https://e.lanbook.com/book/854>
4. Мэк, Р. Импульсные источники питания. Теоретические основы проектирования и руководство по практическому применению : руководство / Р. Мэк. – Москва : ДМК Пресс, 2010. – 272 с. – URL: <https://e.lanbook.com/book/60994>
5. Технические измерения : метод. указания / сост. Г. К. Парфенопуло. – Санкт-Петербург : СПбГЛТУ, 2017. – 92 с. – URL: <https://e.lanbook.com/book/102986>
6. Шакурский, А. В. Технические измерения и приборы. Общие вопросы технических измерений : учеб.-метод. пособие / А. В. Шакурский. – Пенза : ПензГТУ, 2011. – 104 с. – URL: <https://e.lanbook.com/book/62590>

С. Н. Ивлиев, С. А. Шиков, Е. М. Мигачева

Национальный исследовательский Мордовский государственный университет
им. Н. П. Огарёва, г. Саранск, Россия

ПРИМЕНЕНИЕ КОЛОРИМЕТРИИ ДЛЯ АНАЛИЗА ЭФФЕКТИВНОСТИ ФОТОСИНТЕЗА

В мире существует множество растений и каждое из них используют один и тот же способ преобразования энергии – фотосинтез. Фотосинтез – важнейший биологиче-

ский процесс, протекающий в природе. В ходе него происходит образование органических веществ из углекислого газа и воды под действием света. Что более важно, это дает нам возможность получения жизненно необходимого химического элемента – кислорода. Лист в процессе фотосинтеза поглощает свет. Свет, в свою очередь, имеет различную длину волн, а значит различный спектральный состав. Спектральный состав – качественная характеристика света. Биосфера получает солнечную радиацию с длинами волн примерно от 0,29 до 3 км. Более коротковолновая радиация поглощается озоном в верхних слоях атмосферы и кислородом воздуха, а граница в области длинных волн зависит от содержания в воздухе водяного пара и двуокиси углерода. Около 40–45 % излучаемой солнечной энергии приходится на область от 380 до 720 нм [1]. Для хлоропластов эффективна область излучения от 380 до 740 нм. Этот промежуток спектра называется фотосинтетической активной радиацией (ФАР). На рис. 1 представлена область видимого спектра излучения, в которой наблюдается ФАР.

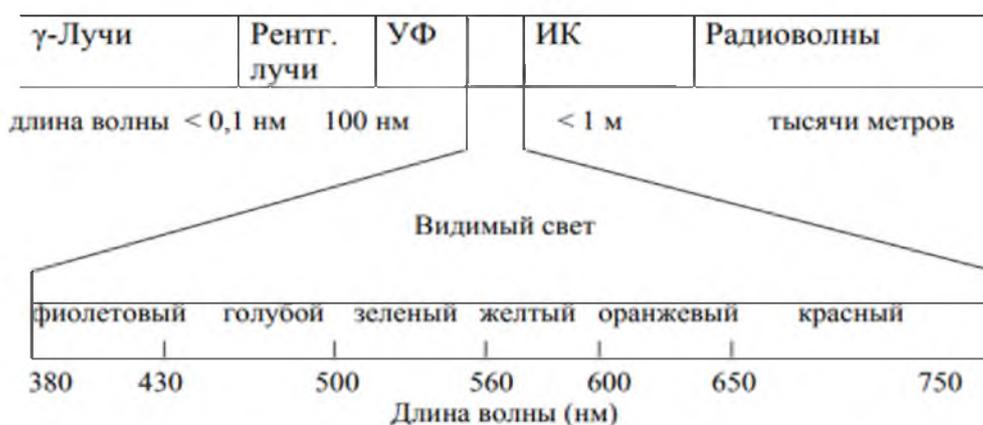


Рис. 1. Фотосинтетическая активная радиация

В последние годы при выращивании огурца и томата в теплицах все чаще применяется искусственное досвечивание (светокультура). Многие производители заинтересованы в применении светокультуры и при выращивании баклажана в теплице, особенно с использованием энергоэкономных LED-светильников. Накопленный практический опыт применения светодиодных светильников при выращивании различных культур свидетельствует, что различные растения различно реагируют на спектральный состав света. Ученые из университета в Вагенингене проводят эксперимент в рамках проекта «Экологически устойчивые системы выращивания с применением LED», направленного на подбор оптимальных спектров для различных растений [2].

В этом проекте изучается влияние света различного цвета на развитие и рост растений, их габитус и урожайность при выращивании баклажана. На основании полученной информации можно будет определить наиболее подходящий спектр света для этого растения. В спектральном составе света каждого светильника необходимо изменять долю синего, белого, красного и дальнего красного света в качестве дополнения к естественному свету. При выращивании огурца и томата замечено, что добавление некоторого количества дальнего красного света положительно влияет на проникновение света, рост растений и урожайность. Поэтому в 4 вариантах опыта предусмотрено участие дальнего красного света. В зависимости от варианта дальний красный свет занимает некоторую часть в суммарных 100 мкмоль/м²/сек или добавляется сверх того. В целом, дальний красный свет увеличивает вытягивание стебля. Для того, чтобы это частично компенсировать, в двух вариантах с дальним красным светом увеличена доля синего света, а именно 15 % вместо традиционных 5 %.

В период выращивания рассады было замечено, что дальний красный свет увеличил длину (высоту) растений, а также ускорил начало цветения. Не было отличий общей биомассы за исключением двух вариантов с дополнительным дальним красным светом, в которых общая биомасса растений была выше. Интенсивность освещения в этот период была увеличена со 100 мкмоль/м²/сек до 180 мкмоль/м²/сек. В этот период выращивания также были отмечены значительные различия габитуса растений, распределения листьев, открытости растения и цветения.

Наибольшие различия были отмечены в период уборки урожая. В период с 11 сентября по 10 октября в варианте 90 % красного, 5 % синего и 5 % зеленого света было убрано 2,7 кг/м² плодов гибрида Tracey и 2,9 кг/м² плодов гибрида Beuoncé. В варианте, где часть красного света была заменена на дальний красный, растения были ниже и период до вхождения в плодоношение короче. Это привело к значительному увеличению урожая на 41 % у гибрида Tracey и на 45 % у гибрида Beuoncé. В варианте, где дальний красный свет давался дополнительно, прибавка урожая была еще более значительна – 66 % у гибрида Tracey и 92 % у гибрида Beuoncé

Эти результаты свидетельствуют, что применение светодиодного досвечивания очень перспективно при выращивании огурцов и томатов. На основе экспериментов установлено, что перспективным спектром для баклажана является 90 % красного, 5 % синего, 5 % зеленого и дополнительно 15 % дальнего красного света. Сейчас такое освещение установлено в опытной теплице [3].

Также на рост рассады оказывают влияние несколько факторов, и в числе первых - продолжительность светового дня и интенсивность солнечного света. Скорректировать эти показатели помогает дополнительное искусственное освещение, организованное электрическими лампами. Такое освещение способствует росту растений не только в средней полосе России и северных районах, но и на юге. Хотя, надо заметить, в последнем случае лампы используют только в зимних теплицах, когда солнечного света недостаточно. Вряд ли у кого вызовет удивление тот факт, что всем необходим свет. В большей или меньшей степени, но каждое растение развивается только солнечному свету, получаемому в достаточном количестве. Если брать для примера огурцы, выращиваемые в теплицах, то им не просто необходимо естественное освещение, но и на каждом этапе роста нужен определенный спектр. Организация освещения огурцов. При выращивании огурцов необходимо соблюдать несколько основополагающих принципов. Только в этом случае их рост будет правильным, а урожай – достаточным.

Как только появились первые всходы, следует применять дополнительное освещение: Перерыв между естественным и дополнительным освещением должен быть сокращен до минимума. Для того, чтобы такого перерыва не было вовсе, используйте лампы со световым реле, которые срабатывают на уменьшение интенсивности света.

Не рекомендуется освещать теплицу ночью. Всем растениям необходим перерыв. Температурный режим должен быть организован так, чтобы перепад между освещенным периодом и полной темнотой не превышал 5–7 градусов. За время от появления первых ростков и до образования завязи необходимо придерживаться следующего режима: В любом случае следует стараться как можно чаще использовать естественное освещение. Даже с учетом возможностей ламп и координации спектра, невозможно заменить пользу солнечного света. Только в том случае, когда обеспечено его достаточное количество, можно рассчитывать на действительно вкусный урожай. Кроме того, использование естественного освещения позволяет сократить расходы на содержание теплицы. Все растения, в зависимости от периода своего развития, реагируют на разные спектры освещения (см. табл. 1). Так, например, синий спектр участвует в вегетативный период, красный – при появлении завязей и начале цветения, инфракрасный – в период образования плодов. Желтый и зеленый спектры, наоборот практически не востребованы в период роста и плодоношения любой культуры.

Зависимость роста культуры от спектра

Рост культуры	Спектр	Длина волны (нм)
Рассада	Синий	400-600
Вегетативный период	Синий	400-600
Цветение	Красный	600-700
Появление завязей	Красны	600-700

Тем не менее, для гармоничного развития каждой культуры необходим полный спектр света, так как использование только одного не даст оптимального результата. Как уже упоминалось ранее, наиболее благоприятным для всех видов растений является солнечный свет, где скоординированы все спектральные части в определенных пропорциях.

Лампы, используемые при создании системы досвечивания, делятся на несколько типов:

- 1) газоразрядная высокого напряжения (ртутная, металлогалогенная, натриевая);
- 2) светодиодные;
- 3) ультрафиолетовые;
- 4) инфракрасные и т.д.

Оптимальный светильник для освещения теплицы должен выдавать свет в нужном спектре с достаточным показателем ФАР, при этом иметь возможность регулирования спектра в зависимости от фазы роста культур. Светодиодные фитолампы и светильники отвечают этим требованиям, они надежнее и экономнее других видов ламп.

При расчете экономичности светильников иногда используют понятие светоотдачи, или отношения световой мощности к потребляемой. Чем этот показатель выше, тем экономнее использование лампы и ниже затраты на электроэнергию.

Сравним эффективность двух видов, газоразрядных ламп и светодиодных светильников (СДС) рис. 2.



Рис. 2. Светоотдача разных типов ламп

Газоразрядные лампы всех типов обладают большой световой мощностью, хорошим коэффициентом рассеяния, но при этом их световая отдача значительно ниже, чем у светодиодов. Основная часть энергии нагревает микроклимат теплицы, этим увеличивая потери. Из-за огромного количества высвобождающейся энергии повышается риск ожогов растений. Если территория теплицы не позволяет или растение является высокорослым, то газоразрядные лампы придется заменить.

СДС имеет низкий нагрев, значит их можно размещать на любом расстоянии от растений.

Белый свет (дневной) состоит из волн различной длины, в совокупности составляющих спектр. Он ограничен длинами волн от 380 нм (фиолетовый) до 780 (красный). Растения наиболее восприимчивы к синему, оранжевому и красному диапазонам светового спектра, при воздействии волн этой длины процессы фотосинтеза происходят наиболее интенсивно.

Натриевые лампы высокого давления (НЛВД) рекомендуется применять преимущественно на поздних стадиях роста растений, так как при подсветке ими на ранних стадиях саженцы растут быстрее обычного, вытягиваются и образуют длинные стебли. Это объясняется тем, что спектр НЛВД содержит преимущественно красную составляющую, что полезно для растений в фазе плодоношения.

Светодиодные светильники выдают свет в строго определенном диапазоне. Пики излучения приходятся на 450 и 650 нм, что соответствует потребностям растений. Также светильник излучает мягкий ультрафиолет в диапазоне 320–380 нм, что повышает холодостойкость растений (рис. 3).

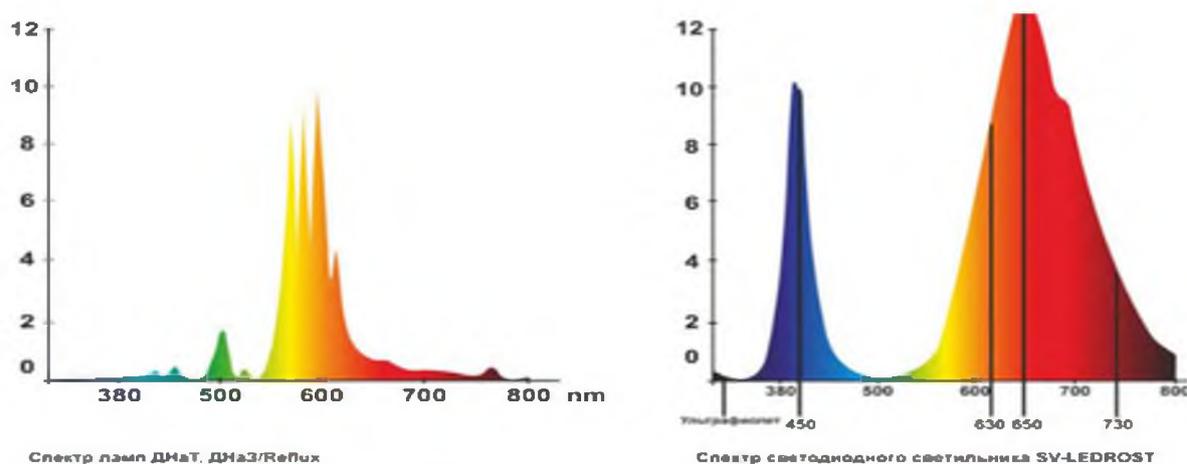


Рис. 3. Спектр светодиодного светильника в сравнении с лампами НЛВД

Существует ещё несколько причин замены НЛВД на светодиодные светильники. Например, натриевое освещение привлекает насекомых. Вредители наносят непоправимый вред растениям.

Еще немаловажная причина – это безопасность. Наполнитель таких ламп – натрий с ртутью. При повреждении лампы можно потерять большую часть урожая вследствие механического повреждения растений осколками и токсического действия ртути как таковой.

Для подключения ламп ДНаТ и ДРЛ необходима пускорегулирующая аппаратура, что удорожает их первоначальную установку. Большие тепловые потери увеличивают энергопотребление, в результате освещение теплицы газоразрядными лампами обходится довольно дорого, особенно в зимний период.

(Светодиодная тепличная фитолампа «Хамаль» 100–1000 Вт
Лампа натриевая для теплиц Sylvania SHP-TS GroLux 600W E40).

С учетом стоимости покупки самих лам и установки СДС проигрывают НЛВД, но экономия довольно существенна. Срок службы СДС намного выше, а также затраты на электроэнергию (см. табл. 2). Значит эффективность использования светодиодных светильников намного выше.

Таблица 2

Основные характеристики ламп

	НЛВД	СДС
Стоимость	3000	4700
Срок службы	28500 часов	100 000 часов
Стоимость установки	12829 тыс	19083 тыс
Мощность	0,15 кВт	0,1 кВт
Затраты за год	5571 тыс/шт	3127 тыс/шт

Светодиодные лампы и светильники для подсветки растений состоят из фитосветодиодов различного спектра, закрепленных на теплоотводящей шине из алюминия. Фитосветодиоды соединены последовательно в одну или несколько цепей и подключены к управляющему устройству – драйверу. Все эти элементы помещены в корпус с высокой степенью защиты от влаги. Лицевая часть светильника закрыта рассеивателем из оптического поликарбоната с высоким светопропусканием. Подключение светильника к сети выполняют с помощью сетевого провода без дополнительных устройств (рис. 4).



Рис. 4. Устройство светодиодного светильника

Для фитосветильников LED используют специальные светодиоды. Для создания необходимого спектра используются 2 метода:

- 1) комбинирование светодиодов разного спектра в нужном соотношении;
- 2) использование полноспектральных светодиодов для растений.

В первом случае регулирование спектра возможно с помощью отключения части светодиодов. Это удобно для выращивания растений в течение всего вегетационного периода: на стадии роста рассады соотношение красного/синего света составляет 1:1 или 2:1, с началом цветения и плодоношения синюю составляющую уменьшают, добиваясь соотношения красного и синего от 3:1 до 8:1. Светодиоды с полным спектром имеют установленное соотношение, изменить его не получится.

При использовании СДС капитальные вложения оказываются на 32 % больше по сравнению с НЛВД. СДС имеют большой диапазон управления мощностью и спектром излучения, а также хорошо адаптируются к цифровым информационным технологиям,

что позволяет эффективно производить досвечивание растений с учетом естественного облучения и ценовых категорий на электроэнергию.

Высокая первоначальная стоимость светодиодного досвечивания растений, по сравнению с обычными натриевыми лампами, позволяет эффективно снизить себестоимость выращивания овощных культур в тепличных хозяйствах. При этом эксплуатационные затраты ниже, чем при обычных системах с натриевыми лампами досвечивания, на 44 %.

Библиографический список

1. Яковлев, С. М. Оптимизация расхода электроэнергии на освещение теплиц на основе светодиодных технологий / С. М. Яковлев, И. И. Каримов // Инновационному развитию агропромышленного комплекса – научное обеспечение : материалы Междунар. науч.-практ. конф. в рамках XXII Междунар. специализированной выставки Агорокомплекс-2012. – Уфа : Башкирский ГАУ, 2012. – Ч. II. – С. 20–22.

2. Долгих, П. П. Разработка и исследование конструкции тепличного облучателя с регулируемыми характеристиками / П. П. Долгих, М. Х. Сангинов, Г. Н. Хусенов // Вестник Красноярского государственного аграрного университета. – 2017. – № 8. – URL: ebs.rgazu.ru

3. Курьянова, И. В. Оценка влияния различных спектров светодиодного светильника на рост и развитие овощных культур / И. В. Курьянова, С. И. Олонина // Вестник Нижегородского государственного инженерно-экономического университета. – 2017. – № 7 (74). – С. 35–44.

4. Степанчук, Г. В. Энергоэффективная система облучения в теплице / Г. В. Степанчук, И. В. Юдаев, А. В. Жарков // Вестник аграрной науки Дона. – 2016. – № 33. – URL: <https://readera.ru>

5. Трепуз, С. В. Светодиодные модули в растениеводстве защищенного грунта / С. В. Трепуз, П. П. Долгих, М. Х. Сангинов, Г. Н. Хусенов // Вестник Красноярского государственного аграрного университета. – 2018. – № 3 (138). – URL: ebs.rgazu.ru

6. Долгих, П. П. Современные LED-фитоизлучатели для тепличных технологий / П. П. Долгих, Г. Н. Хусенов // Эпоха науки. – 2018. – № 14. – С. 112–120.

А. Д. Семенов¹, А. В. Волков², К. А. Валынцева²

¹Пензенский государственный университет, г. Пенза, Россия

²Национальный исследовательский Мордовский государственный университет им. Н. П. Огарёва, г. Саранск, Россия

МНОГОУРОВНЕВЫЙ КОНТРОЛЬ ПАРАМЕТРОВ НАТРИЕВЫХ ЛАМП ВЫСОКОГО ДАВЛЕНИЯ

Для идентификации нелинейных систем разработано довольно много подходов и методов [1]. Классические методы, основанные на использовании функциональных рядов [2], являются непараметрическими методами идентификации, поскольку не позволяют напрямую оценивать параметры нелинейной динамической модели.

Современные эвристические методы минимизации невязки расчётных и экспериментальных данных по параметрам модели [3–5] позволяют достаточно быстро получать результаты приемлемого качества, но не гарантируют нахождение однозначного решения идентификационной задачи.

Как уже отмечалось, алгоритм контроля параметров ламп основывается на анализе параметров временных рядов, генерируемых системой контроля, и заключается

в сглаживании временного ряда, построении моделей временного ряда, определении параметров этих моделей, установлении допусков (доверительных интервалов) для определяемых параметров моделей, допусковом контроле. Разработанный алгоритм контроля параметров натриевых ламп высокого давления включает в себя оперативный и долгосрочный контроль. Оперативный контроль осуществляется непосредственно на испытательном стенде по результатам измерений. Долгосрочный контроль производится по историческим трендам, полученным со станции архивирования.

Определим размерность вектора контролируемых параметров модели проводимости. Для этого на модели пространства состояний (1) случайным образом будем менять параметры этой модели и в каждом опыте будем вычислять параметры модели проводимости – выражение (2 и 3).

$$\begin{cases} \frac{dx_1}{dt} = \frac{1}{L} \left[U_s - \left(\frac{1}{x_2 x_3} + R \right) x_1 \right]; \\ \frac{dx_2}{dt} = A_l U_0^2 x_2^2 \frac{\left(\frac{x_1}{U_0 x_2 x_3} \right)^2 - 1}{1 + k_1 \left(\frac{|x_1|}{U_0 x_2 x_3} - 1 \right)}; \\ \frac{dx_3}{dt} = \left[k_2 + k_3 \left(\frac{|x_1|}{U_0 x_2 x_3} \right)^{k_4} \right] \left[1 + k_1 \left(\frac{|x_1|}{U_0 x_2 x_3} - 1 \right) - x_3 \right], \end{cases} \quad (1)$$

где x_1 – ток лампы; x_2 – приведенная проводимость лампы, учитывающая среднее значение концентрации электронов; x_3 – безразмерная величина, учитывающая подвижность электронов; L , R – соответственно индуктивность и активное сопротивление ограничивающего дросселя; U_s , U_0 – соответственно напряжение питающей сети и номинальное напряжение на лампе; A_l – коэффициент, определяемый конструкцией лампы; $k_1 - k_4$ – электрические коэффициенты, определяемые для конкретного типа лампы.

Проводимость лампы G_m может быть определена выражением

$$G_l = \beta g_l. \quad (2)$$

G_m изменяется во времени, поскольку β и g_l являются в свою очередь переменными во времени.

Мгновенные значения силы тока и напряжения лампы можно связать по закону Ома, выразив напряжение на лампе через ток и ее проводимость:

$$U_l = \frac{i_l}{G_l}. \quad (3)$$

Полученные параметры подвергаем допусковому контролю с границами поля допуска, равного $[+\sigma -\sigma]$, где σ среднеквадратичное отклонение.

В таблице 1, приведённой в приложении, представлены порядковые номера контролируемых объектов, при которых происходил выход параметров за границы поля допуска.

Анализ данных таблицы показывает, что практически для контроля достаточно использовать один параметр, а именно напряжение на лампе.

Практика контроля по данному параметру показала недостаточную достоверность результатов контроля. С целью повышения достоверности контроля была предложена проверка статистической гипотезы – относятся ли измеряемые значения падения напряжения двух рядов ламп, установленных на испытательном стенде, к одной и той же генеральной совокупности.

Для такой проверки использовался критерий Уилкоксона. Этот непараметрический статистический критерий, используемый для оценки различий между двумя не-

большими выборками, взятыми из закона распределения, отличного от нормального, «идеально» подходит для рассматриваемой системы контроля, поскольку контролируются две выборки – каждая объёмом в 15 единиц, с законом распределения, отличным от нормального.

Таблица 1

Порядковые номера контролируемых объектов

U	I	G	k	b	sko
91	91	91	–	–	–
97	97	97	97	97	97
98	98	98	98	98	98
101	101	101	101	101	–
–	–	–	–	–	104
–	–	–	–	–	106
107	107	107	107	107	107
110	110	110	110	110	–
–	–	–	–	–	109
111	111	111	111	111	111
112	112	112	112	112	112
117	117	117	117	117	117
121	121	121	121	121	–
123	123	123	123	123	–
124	124	124	124	124	–
126	126	126	126	126	125
129	129	129	129	129	–
131	131	131	131	131	131
132	132	132	132	132	132
134	134	134	134	134	134
135	135	135	135	135	139
139	139	139	139	139	139
140	140	140	140	140	140
145	145	145	145	145	145
146	–	–	–	–	–
147	147	147	147	147	147
148	148	148	148	148	148

С целью проверки критерия были сформированы две экспериментальные выборки измеренных падений напряжений на лампе, каждая объёмом в 101047 единиц. Из выборки последовательно формировались две подвыборки, каждая объёмом в 15 единиц, что соответствует числу ламп, устанавливаемых на испытательном стенде. Осуществлялась проверка статистической гипотезы о принадлежности этих подвыборок к одной генеральной совокупности по критерию Уилкоксона. Одновременно регистрировались максимальные и минимальные значения в подвыборках.

Результаты расчётов приведены на рис. 1,а и 1,б.

Если принять, что проверяемая статистическая гипотеза принимается при значении критерия больше 0,5, а границы поля допуска равны $U_{\max} = 130 \text{ В}$, $U_{\min} = 95 \text{ В}$, то из рисунков видно, что имеют место случаи, когда допусковый контроль положителен, а тест Уилкоксона отрицателен. И наоборот – допусковый контроль отрицателен, а тест Уилкоксона положителен. Однако число таких случаев для первого варианта не превы-

шает нескольких сотен, а для второго варианта равно 6, и ими можно пренебречь с учетом общего объема выборки, превышающего 200 тысяч.

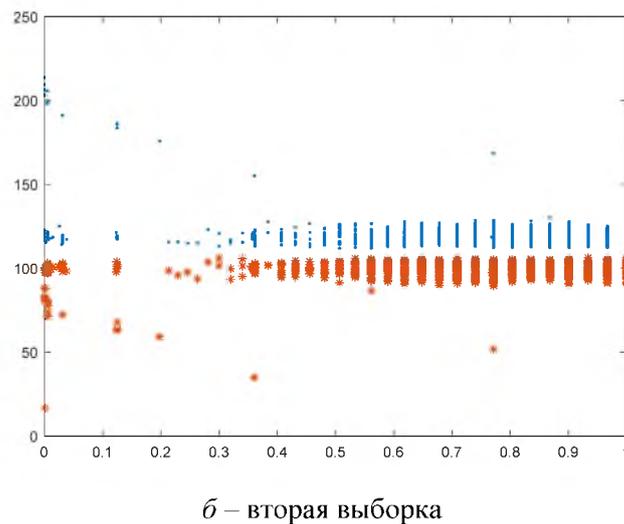
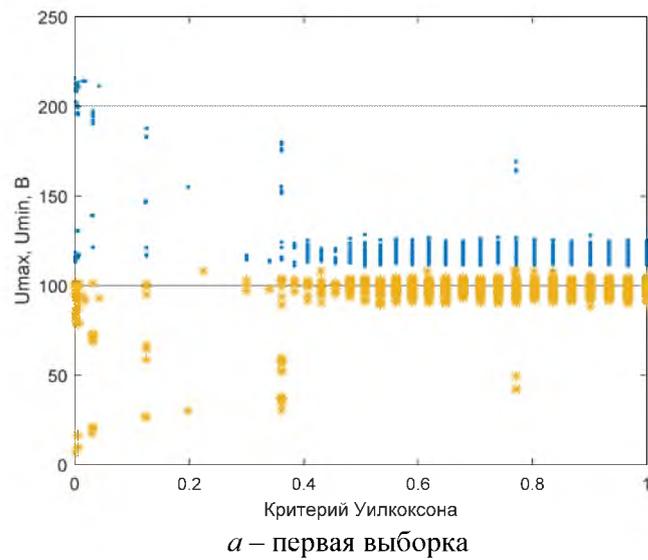


Рис. 1. Оценка эффективности критерия Уилкоксона

Аналогичную проверку проведём для модели проводимости. Результаты проверки представлены на рис. 2.

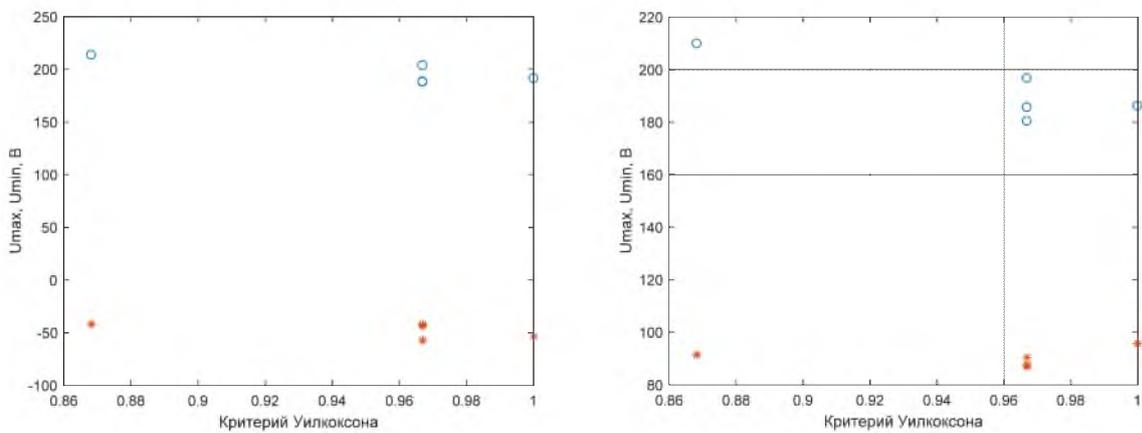


Рис. 2. Оценка эффективности критерия Уилкоксона

Как и следовало ожидать, тест Уилкоксона положителен во всех случаях, поскольку генерация данных проводилась на одной и той же модели. Если предположить, что границы поля допуска равны $U_{\max} = 163 \text{ В}$, $U_{\min} = 123 \text{ В}$, то видно, что имеют место только случаи, когда допусковый контроль отрицателен, а тест Уилкоксона положителен. Число таких случаев равно 17 при общем объеме выборки 150. Обобщая полученные результаты, можно заключить, что для повышения достоверности контроля необходимо применять многомерный многоальтернативный контроль по двум параметрам – падению напряжения на лампе и результатам теста Уилкоксона. Результаты контроля считаются положительными если положительны результаты контроля по каждому контролируемому параметру. Кроме того, тест Уилкоксона позволяет судить о стабильности технологического процесса.

Библиографический список

1. Волков, А. В. Автоматизация системы отбраковки ламп высокого давления / А. В. Волков, А. В. Троянский // Системы проектирования, моделирования, подготовки производства и управление проектами CAD/CAM/CAE/PDM : сб. ст. XI Междунар. науч.-практ. конф. – Пенза : Приволж. дом знаний, 2017. – С. 44–47.
2. Александров, А. Г. Оптимальные и адаптивные системы / А. Г. Александров. – Москва : Высш. шк., 1989. – 263 с.
3. Мальцев, Е. Г. Исследование импульсного питания разрядных ламп низкого давления / Е. Г. Мальцев, А. В. Волков // Научно-технический вестник Поволжья. – 2014. – № 2. – С. 165–168.
4. Печерская, Е. А. Методы исследования температурных зависимостей диэлектрических параметров сегнетоэлектриков / Е. А. Печерская, В. А. Соловьев, А. М. Метальников, А. В. Бобошко // Известия высших учебных заведений. Электроника. – 2012. – № 2 (94). – С. 77–81.
5. Шишов, О. В. Технические средства автоматизации и управления : учеб. пособие / О. В. Шишов. – Москва : ИНФРА-М, 2011. – 397 с.

**А. В. Рудин, О. М. Денисова, А. Д. Коржавина,
Ю. С. Кургачева, Е. Р. Давыдова, В. В. Рябиков**

Пензенский государственный университет, г. Пенза, Россия

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПЛОТНОСТИ СЖИЖЕННЫХ УГЛЕВОДОРОДОВ МЕТОДОМ СМЕЩЕНИЯ ЦЕНТРА ТЯЖЕСТИ УРАВНОВЕШЕННОГО ПОПЛАВКОВОГО МАЯТНИКА

Одной из основных физических величин, характеризующих реологические свойства веществ, является плотность. Измерение плотности оказывает большую роль при проведении исследовательских работ в различных отраслях науки и техники, а также при осуществлении контроля протекания технологических процессов и качества продукции [1].

Значения плотности для различных материалов находятся в довольно широких диапазонах изменений. Приборы для определения плотности вещества, находящиеся как в жидком, так и твердом состоянии, носят название денсиметры, которые могут быть применены и для измерения плотности вещества в газообразном состоянии.

Основной необходимостью измерения плотности вещества, например для жидких сред, является оценка качественной характеристики жидкости, которая непосредственно определяется величиной плотности жидкости.

Такие измерения проводятся, как правило, в лабораторных условиях, с помощью различных денсиметров. Вторая причина необходимости определения плотности жидких сред заключается в расчёте ее массы. Так как при изменении температуры не происходит изменения массы жидкости, то учитывают количество жидкости не по литрам, а по массе, которая выражается в килограммах.

По Международной системе единиц измерения для определения плотности вещества служит единица, выражаемая в $[\rho] = [кг / м^3]$, однако практика допускает применение и других единиц [1].

В настоящее время сжиженные углеводороды (СУГ) находят все большее применение в разных отраслях промышленности, жилищного сектора, нефтяных производств, а также в качестве автомобильного топлива.

Сжиженный углеводородный газ (СУГ) – это углеводороды или их смеси, которые при нормальном давлении и температуре окружающего воздуха находятся в газообразном состоянии, но при увеличении давления на относительно небольшую величину без изменения температуры переходят в жидкое состояние.

Необходимость измерения плотности жидкости с высокой точностью обусловлена тем, что величина плотности СУГ изменяется почти в два раза, т.е. $\rho = (500 \div 900) кг / м^3$ при изменении P, V, T – параметров состояния в интервале температур $t = (-50 \div +60)^\circ C$ и давлений в пределах $P = (1 \div 50) \cdot 10^5 Па$.

Из обзора теоретических и экспериментальных работ [2, 3, 4], посвященных определению плотности сжиженных углеводородов, следует, что существующие методы измерения плотности не позволяют проводить измерения плотности сжиженных углеводородов с высокой точностью в широком интервале температур и давлений. Недостатки существующих современных методик состоят в том, что они предназначены для измерения плотности жидкостей в основном при нормальных условиях, то есть при комнатной температуре $t_k = +(18 \div 28)^\circ C$ и нормальном атмосферном давлении $P = (760 \pm 20)$ мм.рт.ст.

В связи с этим проблема определения плотности СУГ в широком интервале температур и давлений является актуальной задачей.

В данной работе предлагается оригинальный метод прецизионного измерения плотности сжиженных углеводородов в широком интервале температур и давлений посредством смещения центра тяжести уравновешенного поплавкового маятника, с погрешностью, не превышающей $\varepsilon_p = 0,5 \%$.

Принцип действия предлагаемого прибора – денсиметра основан на разбалансировке предварительно уравновешенного в вертикальной плоскости поплавкового маятника со смещенным центром тяжести. Поплавковый маятник образован тонким однородным металлическим резьбовым стержнем с заостренным нижним концом, являющийся точкой опоры маятника. К верхнему концу стержня жестко закреплен сферический (или цилиндрический) поплавок, удерживающий стержень в вертикальной плоскости за счет подъемной силы Архимеда. На резьбовой стержень навинчивается цилиндрический груз-противовес, который может изменять свое положение по всей длине резьбового стержня с помощью миниатюрного электродвигателя и тем самым изменять центр тяжести последнего.

Параметры стержня, груза и поплавок подобраны таким образом, что когда груз-противовес расположен в нижнем крайнем положении стержень-маятник, погруженный в исследуемую жидкость, с плотностью $\rho = (500 \div 900) кг / м^3$, принимает строго вертикальное положение. При навинчивании груза-противовеса по боковой поверхности резьбового стержня, последний перемещается вверх вдоль оси стержня и изменяет центр тя-

жести маятника. При выполнении условия неравенства моментов сил Архимеда и моментов сил тяжести [5] плоскость маятника резко (скачком) отклоняется от вертикального положения, которое фиксируется регистрирующим датчиком вертикального положения маятника. Принцип действия датчика основано на взаимодействии магнитного поля дискового магнита с микро-выключателем, типа «геркон». Подсчитав число полных (или дольных) оборотов груза-противовеса до момента дисбаланса маятника можно определить положение груза-противовеса на резьбовой оси маятника и по полученной величине рассчитать плотность исследуемой жидкости при заданных P, T – условиях.

Принципиальная конструкция предлагаемого измерителя плотности СУГ представлена на рис. 1,а,б.

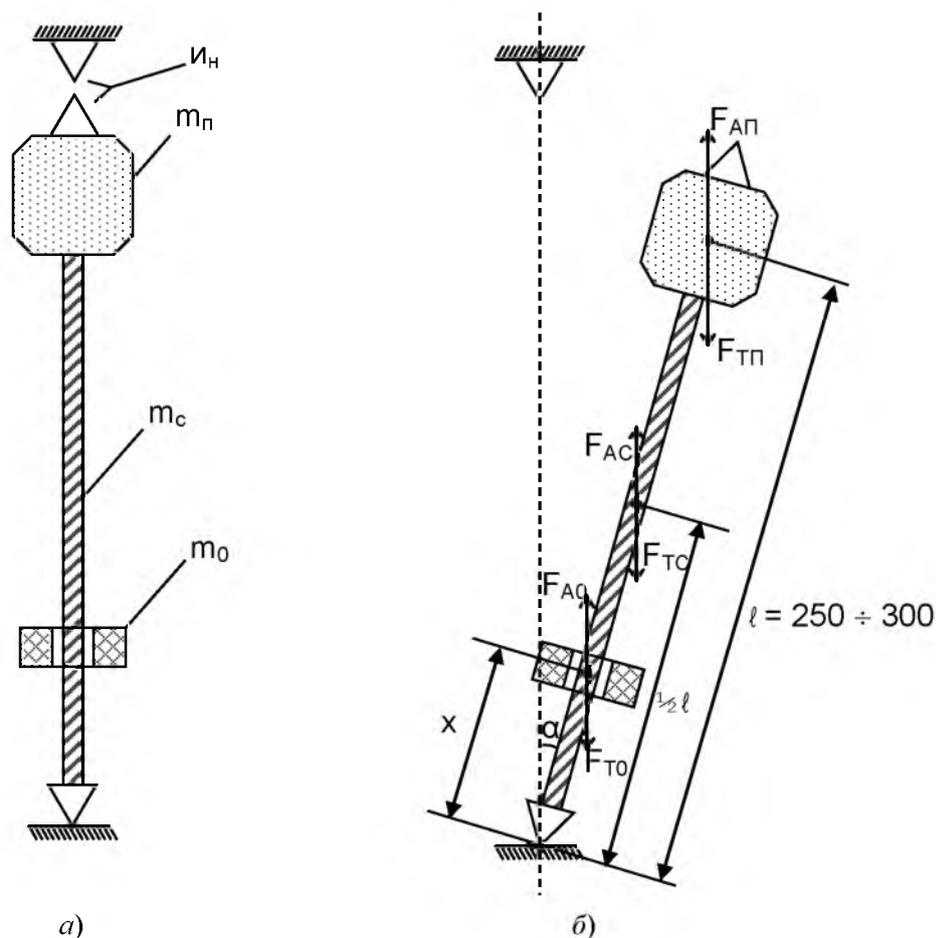


Рис. 1. Принципиальная конструкция измерителя плотности СУГ.

Условие равновесия и дисбаланса маятника определяется неравенством:

$$M_{АП} + M_{АС} + M_{АО} \leq M_{ТП} + M_{ТС} + M_{ТО}, \quad (1)$$

где $M_{АП}$, $M_{АС}$, $M_{АО}$ – моменты сил Архимеда; $M_{ТП}$, $M_{ТС}$, $M_{ТО}$ – моменты сил тяжести для поплавка, стержня и груза-противовеса, соответственно. После подстановки выражений для всех моментов сил в неравенство (1) и соответствующих преобразований, получим:

$$\rho \cdot (V_{п} \cdot \ell + \frac{1}{2} \cdot V_{с} \cdot \ell + V_{о} \cdot x) = m_{п} \cdot \ell + \frac{1}{2} \cdot m_{с} \cdot \ell + m_{о} \cdot x, \quad (2)$$

где: ρ – плотность исследуемой жидкости СУГ); g – ускорение свободного падения, $V_{п}$, $V_{с}$, $V_{о}$ – объем поплавка, стержня, груза; $m_{п}$, $m_{с}$, $m_{о}$ – масса поплавка, стержня, груза; ℓ – длина резьбового стержня, x – координата груза на оси маятника.

Решая полученное уравнение (2) относительно плотности, окончательно находим выражение зависимости плотности исследуемой жидкости от величины перемещения груза-противовеса вдоль оси резьбового стержня:

$$\rho = \frac{m_{\Pi} \cdot \ell + \frac{1}{2} \cdot m_c \cdot \ell + m_o \cdot x}{V_{\Pi} \cdot \ell + \frac{1}{2} \cdot V_c \cdot \ell + V_o \cdot x} \quad (4)$$

Подставляя примерные значения параметров маятника плотномера: $V_{\Pi} = 45 \text{ см}^3$; $V_c = 3,8 \text{ см}^3$; $V_o = 3 \text{ см}^3$; $m_{\Pi} = 20 \text{ г}$; $m_c = 32,4 \text{ г}$; $m_o = 20 \text{ г}$, $\ell = 200 \text{ мм}$; $x = 5 \div 150 \text{ мм}$, получим зависимость величины плотности измеряемой жидкости – СУГ от величины перемещения груза-противовеса вдоль свободной длины оси стержня маятника от нижнего положения равновесия до верхнего максимального положения груза. По полученным значениям построена графическая зависимость измеряемой плотности СУГ от величины перемещения груза вдоль оси стержня резьбового стержня, которая приведена на рис. 2.

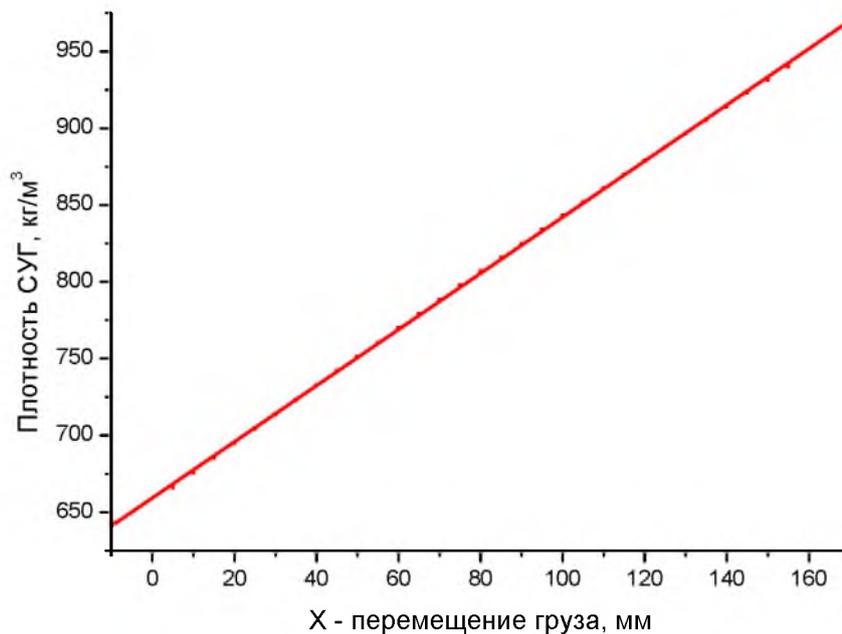


Рис. 2. Графическая зависимость измеряемой плотности СУГ от величины перемещения груза вдоль оси стержня: $x = 0 \div 160 \text{ мм}$

Как видно из приведенного рисунка 2 графическая зависимость расчетной величины плотности исследуемой жидкости – СУГ носит строго линейный характер. Среднее квадратичное отклонение измеряемой величины плотности исследуемой жидкости во всем интервале изменения плотности $\rho = (500 \div 900) \text{ кг} / \text{м}^3$ не превышает величину $\Delta\rho = 1,053 \text{ кг} / \text{м}^3$, что свидетельствует о высокой точности измерений предлагаемого метода. Предел допускаемой абсолютной погрешности измерений плотности СУГ на предлагаемом плотномере не превышает величины $\Delta\rho = \pm 1,0 \text{ кг} / \text{м}^3$.

Библиографический список

1. Гороновский, И. Т. Краткий справочник по химии / И. Т. Гороновский, Ю. П. Назаренко, Е. Ф. Некряч. – Киев : Академия наук Украинской ССР, 1962. – 660 с.

2. Жуков, Ю. П. Вибрационные плотномеры / Ю. П. Жуков. – Москва : Энергоатомиздат, 1991. – 144 с.
3. Абдуллаев, А. А. Плотномер для нефтяной и нефтехимической промышленности / А. А. Абдуллаев, Т. С. Бунятов // Приборы и системы управления. – 1976. – № 9. – С. 27–28.
4. Кивилис, С. С. Плотномеры / С. С. Кивилис. – Москва : Энергия, 1980. – 276 с.
5. Гойфман, С. Я. Весовые и поплавковые плотномеры / С. Я. Гойфман // Приборы и системы управления. – 1975. – № 12. – С. 20–24.
6. Савельев, И. В. Курс общей физики. Т. 1. Механика : учеб. пособие / И. В. Савельев. – Москва : АСТ : Астрель, 2005. – 384 с.

Д. А. Бобылёв, Л. П. Боровских

Институт проблем управления им. В. А. Трапезникова РАН, г. Москва, Россия

ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ МЕТОДОВ ПРЯМОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ПАРАМЕТРОВ ОБЪЕКТОВ С МНОГОЭЛЕМЕНТНОЙ СХемой ЗАМЕЩЕНИЯ

Спектр задач, требующих преобразования параметров объектов, представимых многоэлементной схемой замещения, весьма широк. Такие задачи, где требуется измерение параметров многоэлементных двухполюсников (ПМД), встречаются в самых разнообразных сферах научной деятельности и промышленного производства [1, 2]. Построение соответствующих средств измерения (СИ), достаточно универсальных, как в смысле структуры схемы замещения объекта исследования (ОИ), так и по условиям проведения эксперимента, стало возможным с появлением развитых средств вычислительной техники и относительно дешевых точных аналоговых преобразователей.

Для универсальных методов преобразования ПМД основными критериями перспективности служат помехоустойчивость и быстродействие. Это связано с тем, что по большей части условия применения таких СИ предполагают высокий уровень помех при малом уровне тестового сигнала. При этом задачу повышения помехоустойчивости нельзя рассматривать в отрыве от задачи обеспечения необходимого быстродействия, поскольку это, в сущности, двуединая задача.

Общая модель прямого преобразования ПМД [3] основана на представлении множества импульсных характеристик $x(t)$ ОИ (или их преобразований Фурье, иммитансов – $X(f)$) в виде функционального векторного пространства. Для оценки параметров вектора ОИ необходимо создать в этом векторном пространстве определенное число так называемых базовых векторов, характеризующих заданными с известной точностью параметрами, и определить процедуру сравнения векторов. Базовый вектор (функция) $h(t)$ предстает как средство, инструмент исследования, как образцовый функциональный «зонд», параметры которого известны, а скалярное произведение векторов ОИ и базового позволяет оценить степень корреляции между исследуемым и образцовым объектами.

К универсальным следует отнести такие методы преобразования ПМД, которые ориентированы на определение коэффициентов дробно-рациональной функции иммитанса независимо от схемы замещения ОИ. Причем порядок дробно-рациональной функции иммитанса, коэффициенты которой могут быть определены, должен быть достаточно высоким [3].

Для определения коэффициентов дробно-рациональной функции необходимо на основе массива значений проекций вектора ОИ на базовые векторы составить и решить систему уравнений относительно коэффициентов дробно-рациональной функции [1, 3].

Отметим, что в общем случае получается система трансцендентных уравнений. К перспективными методами можно отнести только те методы, которые позволяют уйти от указанной трансцендентности.

Здесь возможны два варианта (и соответственно две группы методов):

– система уравнений может состоять из трансцендентных уравнений, но при этом допускает достаточно простой уход от трансцендентности;

– система уравнений изначально строится как не трансцендентная путём выбора соответствующих базовых векторов.

К первой группе методов относится метод определения ПМД на основе параметрического спектрального анализа согласно процедуре Прони [4]. К серьезным недостаткам этого метода, препятствующим его широкой практической реализации, следует отнести достаточно сложный вычислительный алгоритм, что связано с необходимостью учета реальных помех [4].

Что касается второй группы методов, которые и составляют предмет нашего рассмотрения, то она более многочисленная и охватывает методы уже хорошо известные, часть из которых получила широкое практическое применение.

Базовый вектор в рассматриваемой модели прямого преобразования ПМД представляет собой свертку тестового сигнала $u(t)$ со спектром $U(f)$, воздействующего на ОИ, и опорного сигнала $g(t)$ со спектром $G(f)$, используемого в процедуре «вектор – скаляр», представляющей собой скалярное произведение опорного сигнала и отклика ОИ на тестовое воздействие (рис. 1,а).

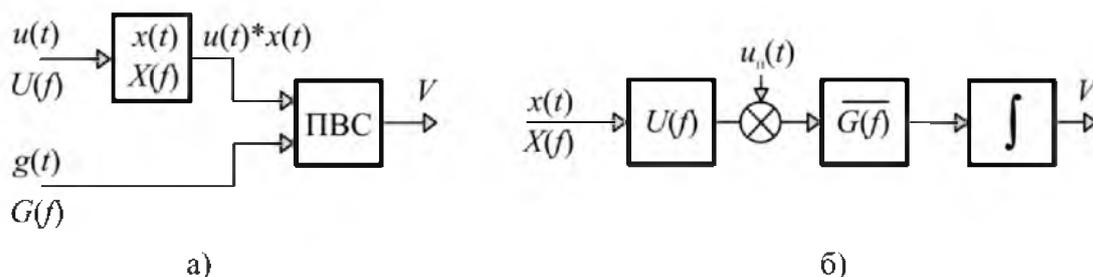


Рис. 1. Структурная (а) и функциональная (б) схемы преобразования импульсной характеристики $x(t)$ /иммитанса $X(f)$ в скаляр V

Здесь характер опорного сигнала полностью определяет помехоустойчивость той или иной реализации метода преобразования ПМД [4]. Это связано с тем, что в процедуре скалярного произведения помеха $u_n(t)$, воздействующая на ОИ, подвергается линейному преобразованию, для которого спектр опорного сигнала фактически является частотной характеристикой. В результате процедуру скалярного произведения отклика ОИ и опорного сигнала $g(t)$ можно представить как прохождение отклика через линейное звено с импульсной характеристикой $g(-t)$ [5].

Функционально процедуру преобразования импульсной характеристики ОИ удобнее представить как последовательное «прохождение» виртуального сигнала $x(t)$ через линейные звенья с импульсными характеристиками $u(t)$ и $g(t)$ или с частотными характеристиками $U(f)$ и $\overline{G(f)}$ с последующей фиксации результата (рис. 1,б).

Таким образом, все методы прямого преобразования ПМД различаются по характеру системы применяемых базовых векторов, а многообразие средств их реализации связано, прежде всего, с многообразием комбинаций тестового и опорного сигналов, свертка которых должна образовывать соответствующий базовый вектор.

Базовый вектор широкой группы методов прямого преобразования ПМД можно выразить обобщенной формулой:

$$h(t) = t^n \exp[-(\alpha + j\omega)t].$$

Учитывая, что импульсная характеристика линейного ОИ представляет собой сумму экспонент, ее скалярное произведение на данный базовый вектор, полученное на интервале, за пределами которого хотя бы один из сомножителей можно считать полностью затухающим, будет не трансцендентным.

Посредством вариации каждого из трех параметров: n , α , ω (при неизменности двух других), можно построить свою систему базовых векторов.

1. При $n = 0$, $\alpha = 0$, $h_i(t) = \exp(-j\omega t)$ получаем систему базовых векторов самого распространенного частотного или гармонического метода, где варьируется параметр ω . Коэффициенты дробно-рациональной функции иммитанса вычисляются по ее значениям в некотором числе точек частотного диапазона [7].

2. Если $\alpha = 0$, $\omega = 0$, то $h_i(t) = t^i$. Это базовые векторы широко известного метода моментов импульсной характеристики ОИ. Моменты порядка n представляют собой также и производные порядка n иммитанса ОИ в точке $\omega = 0$ [6, 8].

3. При $n = 0$, $\omega = 0$, $h_i(t) = \exp(-\alpha t)$ получаем систему базовых векторов так называемого метода экспоненциальной модуляции [9].

4. Если $\alpha = \text{const}$, $\omega = 0$, $h_i(t) = t^i \exp(-\alpha t)$, то получаем систему базовых векторов так называемого метода взвешенных моментов импульсной характеристики ОИ, которая представляет собой модификацию классического метода моментов и отличается от него наличием весовой функции $\exp(-\alpha t)$, постоянная времени которой неизменна [6].

5. И, наконец, при $n = \text{const}$, $\omega = 0$, $h_i(t) = t^n \exp(-\alpha t)$ получаем систему базовых векторов модифицированного метода экспоненциальной модуляции. Порядок степени t здесь неизменен, а варьируется только постоянная времени экспоненты [6, 9].

Помехоустойчивость перечисленных методов прямого преобразования ПМД, как в отношении периодических, так и в отношении непериодических помех, зависит от двух факторов:

- от системы базовых векторов конкретного метода,
- от способа реализации метода.

Ограничения помехоустойчивости, вызванные первым из них, не могут быть смягчены каким-либо способом реализации метода. Тот или иной способ реализации может либо приближаться к оптимуму помехоустойчивости, свойственной данному методу, либо дополнительно усугублять ситуацию.

Все перечисленные методы, за исключением частотного, характеризуются широкой полосой спектральных характеристик базовых векторов, т. е. преобразований Фурье функций $h_i(t)$. Именно поэтому возможности сузить полосу опорного сигнала с целью повышения избирательности преобразования «вектор – скаляр» здесь весьма ограничены. Можно лишь оптимально распределить «обязанности» между тестовым и опорным сигналами, чтобы обеспечить максимальную помехоустойчивость преобразователя ПМД, которая определяется характером спектра опорного сигнала. Необходимо предусмотреть широкие возможности именно для его формирования.

Изначально отсутствие цифровых вычислительных средств заставляло делать основной упор на формирование тестового сигнала, поскольку реализовать умножение отклика ОИ на сложный опорный сигнал аналоговыми средствами было весьма затруднительно, а потому приходилось довольствоваться весьма примитивными опорными сигналами: либо дельта-функцией (соответствующей мгновенному значению сигнала), либо прямоугольным импульсом (соответствующим интегрированию сигнала на интервале). При этом помехоподавление либо отсутствовало вовсе, либо присутствовало в весьма ограниченной степени.

Сегодня применение цифровой обработки сигналов в целом снимает эти ограничения. Так, например, при реализации метода моментов импульсной характеристики традиционно применялось тестовое воздействие в виде степенного импульса [8], что позволяло в неявном виде умножать импульсную характеристику ОИ на t^n и, таким

образом, в дальнейшем обойтись без явного умножения на t^n переходной характеристики ОИ, т. е. его отклика на прямоугольный импульс.

Подобные решения были связаны исключительно с ограниченными технологическими возможностями предшествующей эпохи и в настоящий момент представляются достаточно архаичными. С точки зрения помехоустойчивости они крайне нерациональны. Ведь изначально приходится сужать спектр тестового сигнала (импульс t^n – результат n -кратного интегрирования прямоугольного импульса). А затем при определении параметров отклика, содержащего помеху, приходится в том или ином виде применять процедуру n -кратного дифференцирования, т. е. существенно расширять спектр преобразования полезного сигнала с помехой.

Сегодня метод моментов может быть реализован непосредственно в цифровом виде через определение моментов переходной характеристики ОИ, путем ее предварительной дискретизации. Однако и при такой реализации метода помехоустойчивость будет определяться спектральными свойствами опорных сигналов, пропорциональных t^n , т. е. она будет ограничена свойствами самого метода, система базовых векторов которого уже давно признана далеко не самым удачным выбором [6].

Сегодня все перечисленные методы преобразования ПМД могут быть реализованы непосредственно с применением цифровой обработки сигналов через определение проекций экспоненциальной переходной характеристики ОИ на соответствующие базовые векторы. При этом в качестве частотных характеристик преобразования «вектор – скаляр» будут непосредственно выступать спектральные характеристики соответствующих базовых векторов:

- для частотного метода это будет частотная характеристика узкополосного избирательного фильтра с частотой пропускания ω_i ;
- для метода экспоненциальной модуляции – частотная характеристика фильтра нижних частот, частота среза которого будет зависеть от параметра α_i базового вектора;
- для метода взвешенных моментов – частотная характеристика фильтра нижних частот порядка n , где n – порядок момента, а частота среза будет определяться параметром α весового множителя;
- для модифицированного метода экспоненциальной модуляции – частотная характеристика фильтра нижних частот порядка n , частота среза которого будет зависеть от параметра α_i базового вектора.

Частотный метод, реализованный даже при импульсном тестовом воздействии, в плане помехоустойчивости предпочтительнее остальных, поскольку спектральные характеристики его базовых векторов носят узкополосный характер, в то время как спектральные характеристики базовых векторов остальных методов в лучшем случае соответствуют частотной характеристике фильтров нижних частот.

При этом необходимо учесть, что для реализации именно частотного метода импульсное тестовое воздействие как раз не является оптимальным. Самые широкие возможности частотного метода преобразования ПМД в плане обеспечения помехоустойчивости по-настоящему раскрываются только при использовании периодического, т. е. гармонического или полигармонического, тестового сигналов [10].

Приведенные здесь сравнительные характеристики помехоустойчивости могут быть получены за время преобразования, соизмеримое с длительностью импульсной характеристики ОИ. Существуют методы дополнительного повышения помехоустойчивости посредством обработки результатов нескольких циклов преобразования, т. е. за время, существенно большее длительности импульсной характеристики ОИ. Однако эти методы повышения помехоустойчивости применимы ко всем рассматриваемым методам преобразования ПМД, и их применение не может изменить исходное соотношение возможностей методов преобразования в плане помехоустойчивости.

Библиографический список

1. Кнеллер, В. Ю. Определение параметров многоэлементных двухполюсников / В. Ю. Кнеллер, Л. П. Боровских. – Москва : Энергоатомиздат, 1986. – 144 с.
2. Мартяшин, А. И. Основы инвариантного преобразования параметров цепей / А. И. Мартяшин, К. Л. Куликовский, С. К. Куроедов, Л. В. Орлова. – Москва : Энергоатомиздат, 1990. – 216 с.
3. Бобылев, Д. А. Оценка перспективных тенденций в построении помехозащищенных преобразователей параметров объектов с многоэлементной схемой замещения / Д. А. Бобылев, Л. П. Боровских // Датчики и системы. – 2017. – № 6. – С. 10–16.
4. Бобылев, Д. А. Быстродействие и помехоустойчивость преобразования параметров многоэлементных двухполюсников / Д. А. Бобылев, Л. П. Боровских // Датчики и системы. – 2018. – № 8-9. – С. 3–9.
5. Харкевич, А. А. Борьба с помехами / А. А. Харкевич. – Москва : ЛИБРОКОМ, 2009. – 276 с.
6. Дегтяренко, П. И. Определение характеристик звеньев систем автоматического регулирования / П. И. Дегтяренко, В. И. Коноваленко. – Москва : Энергия, 1973. – 120 с.
7. Бобылев, Д. А. Универсальный преобразователь параметров многоэлементных двухполюсников / Д. А. Бобылев, Л. П. Боровских // Датчики и системы. – 2013. – № 12. – С. 7–12.
8. Иванов, В. И. Применение обобщенных параметров измерительной цепи для идентификации многоэлементных двухполюсников / В. И. Иванов, В. С. Титов, Д. А. Голубов // Датчики и системы. – 2010. – № 8. – С. 43–45.
9. Анисимов, Д. Н. Законы распределения оценок параметров динамических объектов при идентификации методом экспоненциальной модуляции / Д. Н. Анисимов, А. В. Хрипков // Проблемы управления. – 2007. – № 4. – С. 14–18.
10. Бобылев, Д. А. Подход к цифровой обработке сигналов в помехоустойчивых измерителях-анализаторах импеданса / Д. А. Бобылев // Измерительная техника. – 2017. – № 11. – С. 49–53.

С. Н. Швец, В. В. Мирошников

Луганский национальный университет им. Владимира Даля, г. Луганск, Украина

ФЕРРОЗОНДОВЫЙ МАГНИТОИЗМЕРИТЕЛЬНЫЙ КАНАЛ ДЛЯ КОНТРОЛЯ СВАРНОГО ШВА ТРУБ

Дефектоскопию структурно-неоднородных материалов, каковым является сварной шов, необходимо проводить в 2-х магнитных полях одновременно: переменном и постоянном и при комбинированном намагничивании.

Применение постоянного магнитного поля позволяет проводить контроль сварных соединений на глубину 12–15 мм (толщина стенки нефтегазопроводной трубы диаметром 1020 мм / 1420 мм).

Глубинные дефекты сварного шва имеют, как правило, достаточно большие размеры, что и позволяет уверенно выявлять их в постоянном магнитном поле. В то же время поверхностные дефекты шва меньших размеров при этих условиях выявлены не будут, так как сигнал от них будет значительно меньше, чем от крупных глубинных дефектов. Поэтому, для выявления поверхностных дефектов сварного шва типа трещин с размером меньше 0,01×0,1×3,0 мм необходимо использовать подмагничивание переменным магнитным полем. При частотах переменного поля свыше 10 кГц плотность вихревых токов в поверхностных слоях сварного шва достаточно высока, что позволяет

выявлять все типы поверхностных дефектов. На таких частотах поле хорошо огибает поверхность контроля, поэтому шероховатость поверхности шва не сказывается на результате контроля.

Таким образом, необходимо иметь две магнитоизмерительные системы для работы в постоянном и переменном поле подмагничивания. Универсальным магниточувствительным элементом, способным работать в постоянном и переменном магнитном поле, является феррозонд. Построение на его основе двух магнитоизмерительных систем для дефектоскопии сварных швов не целесообразно. Это связано с удвоением числа феррозондов и соответственно с усложнением схемы обработки их выходного сигнала. Информационная надежность двухканальной системы для дефектоскопии сварного шва достаточно низкая. Это связано с рядом факторов, таких как компенсация магнитной проницаемости материала при работе в переменном поле, и при этом необходимо компенсировать постоянное поле подмагничивания в сердечнике феррозонда, чтобы он не потерял чувствительность к переменной составляющей поля. Феррозонды, работающие в постоянном магнитном поле, должны компенсироваться от двух составляющих поля: продольной и поперечной. Поэтому размещение двух блоков феррозондов на одной платформе над сварным швом не представляется возможным из-за взаимного влияния их друг на друга. Разнесенные в пространстве блоки феррозондовых преобразователей будут всегда по-разному ориентированы относительно сварного шва, что приведет к различной чувствительности по длине сварного шва.

Выходом из данного положения является создание универсальной магнитоизмерительной системы, работающей одновременно в постоянном и переменном магнитном поле с одним блоком феррозондовых преобразователей.

Создать универсальный магнитоизмерительный канал [1] на базе феррозондов и произвести его качественную настройку возможно, благодаря небольшому количеству (10-16 штук) феррозондов, необходимых для контроля сварного шва. Структурная схема магнитоизмерительного канала приведена на рис. 1. Задающий генератор (ЗГ) генерирует синусоидальное напряжение частотой 50 кГц, что дает возможность измерять переменные магнитные поля вплоть до 5 кГц. Это напряжение поступает на усилитель мощности (УМ1), нагрузкой которого является обмотка возбуждения феррозонда (Φ).

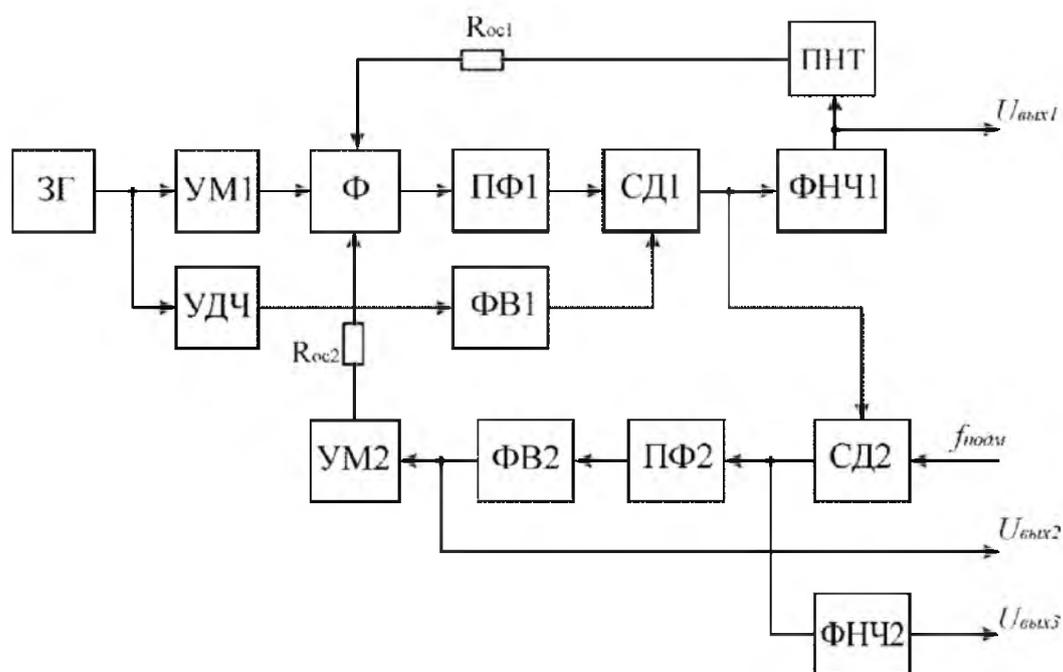


Рис. 1. Структурная схема универсального магнитоизмерительного канала

Для достижения максимальной чувствительности Φ включен по схеме полемера. При таком включении Φ для компенсации начальных магнитных полей имеет две обмотки обратной связи [2]: по постоянному и переменному магнитному полю.

Выходная обмотка Φ через полосовой фильтр (ПФ), настроенный на частоту ЗГ и обеспечивающий надежную работу канала в производственных условиях, подключена к первому синхронному детектору (СД1). На тактовый вход СД1 подается сигнал удвоенной частоты от ЗГ. Таким образом на выходе СД1 мы получили напряжение второй гармоники выходного сигнала Φ . Амплитуда этого напряжения пропорциональна величине измеряемого постоянного магнитного поля, а глубина его модуляции характеризует переменную составляющую измеряемого поля. Для достижения минимального разбаланса Φ на второй гармонике сигнал удвоенной частоты на тактовый вход СД1 подается через фазовращатель (ФВ1). С помощью этого фазовращателя осуществляется компенсация начального напряжения при непосредственном размещении феррозонда на объекте контроля. За счет изменения вносимых значений магнитной проницаемости и удельной проводимости для каждого конкретного объекта контроля изменяется параметр выходной обмотки Φ , что приводит к смещению фазы выходного сигнала на 4–12 град. За счет структурной неоднородности сварного шва по его длине, на конкретном объекте контроля изменение фазы выходного сигнала составляет ± 5 град., что не превышает начального уровня компенсации.

Выходной сигнал СД1 разделяется на два канала: один обрабатывает сигнал от постоянного, другой – от переменного магнитного поля. Для выделения сигнала от постоянного магнитного поля на выход СД1 включен активный фильтр низкой частоты (ФНЧ1). Постоянное напряжение на его выходе пропорционально постоянной составляющей измеряемого магнитного поля. Чтобы обеспечить устойчивую работу Φ на линейном участке его функции преобразования, его обмотка обратной связи по постоянному полю подключена к преобразователю напряжение-ток (ПНТ). Работой преобразователя управляет постоянное напряжение с выхода ФНЧ1. Таким образом, обмотка обратной связи по постоянному полю запитывается от источника тока, выходная величина которого изменяется в зависимости от измеряемого поля. Задаваемое начальное значение тока ПНТ позволяет вывести рабочую точку Φ на любой участок функции преобразования в зависимости от решаемой задачи.

Выделение переменной составляющей измеряемого магнитного поля осуществляется с помощью второго синхронного детектора (СД2). Для этого на его тактовый вход подается напряжение частотой поля подмагничивания. Чтобы исключить коммутационные помехи, на выходе СД2 поставлен полосовой фильтр (ПФ2), настроенный на частоту поля подмагничивания. Полученный таким образом сигнал пропорционален величине переменной составляющей измеряемого поля. Компенсация начального разбаланса по переменному полю осуществляется с помощью еще одной обмотки обратной связи. Сигнал с ПФ2 через фазовращатель (ФВ2) и усилитель мощности поступает в данную обмотку обратной связи. С помощью ФВ2 добиваемся, чтобы поле обмотки обратной связи и измеряемое переменное поле находились в противофазе. Информация о величине постоянной составляющей поля подмагничивания снимается с выхода один ($U_{\text{вых1}}$) измерительного канала, а о переменной составляющей поля подмагничивания – с выхода два ($U_{\text{вых2}}$). Если информацию по переменной составляющей поля необходимо получить в виде постоянного напряжения (аналогично $U_{\text{вых1}}$), в схеме предусмотрен еще один фильтр низкой частоты (ФНЧ2) и третий выход $U_{\text{вых3}}$.

Настройка универсального магнитоизмерительного канала проводится в два этапа. На первом этапе задается рабочая точка феррозонда и устанавливается глубина обратной связи для постоянного и переменного измеряемого поля. Второй этап настройки осуществляется при установке феррозонда на объект контроля. Он заключается в согласовании сигналов по фазе между напряжением возбуждения и выходным сигналом фер-

розонда. Эта операция не представляет особого труда и выполняется перед каждым контролем или при смене контролируемого материала.

Библиографический список

1. Мирошников, В. В. Феррозондовый магниторегистрационный канал приборов магнитного контроля / В. В. Мирошников, А. И. Шевченко, С. Н. Швец // Вісник СНУ. – 2002. – № 3 (49). – С. 142–144.

2. Пат. 68782А Україна, МПК⁷ G 01 N 27/90. Ферозондовий магнітовимірювальний канал / Мирошников В. В., Швець С. М. (Україна); Східноукраїнський національний університет імені Володимира Даля.– № 2003109583 ; Заявл. 24.10.2003 ; Опубл. 16.08.2004. – 3 с.

Нгуен Куанг Тхьонг¹, А. Д. Семенов²

¹Государственный университет управления, г. Москва, Россия

²Пензенский государственный университет, г. Пенза, Россия

ПОДХОД ИНТЕРВАЛЬНОГО АНАЛИЗА К ИЗМЕРЕНИЮ И РАСПОЗНАВАНИЮ СОСТОЯНИЯ БЕЗОПАСНОСТИ ТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ В ФУНКЦИОНИРОВАНИИ

В задачах анализа и обеспечения безопасности технических систем и объектов все больше происходит накопление объемов данных измерений о разнообразных процессах, которые содержат погрешности, удобно учитывающиеся в виде интервальных значений, где значению параметра ставятся в соответствие нижняя и верхняя граница интервала, в котором оно достоверно находится [1, 2].

Большой вклад в развитие методов интервального анализа внесли Б.С. Добронев, С.А. Калмыков, С. П. Шарый, Ю. И. Шокин, З. Х. Юлдашев и др. [3–5]. Среди зарубежных ученых, занимающихся исследованием интервальных численных методов, линейной оптимизации с неточными данными (в том числе в условиях интервальной и нечёткой неопределённости), интервальных методов в задачах глобальной оптимизации функций, являются G. Alefeld, J. Herzberger, Moore R. E., M. Fiedler, R. Hammer, R. Kearfott, E. Hansen и др. [1–2]. Применению методов и алгоритмов интервального на практике обеспечения надежности и безопасности технических систем и объектов посвящены работы Вошинин А. П., Северцев Н. А., Катулев А. Н., Палюх Б. В, Яцко А. И., Неронов В. Ф. и др [6–10].

Отрезок $[x]$ определяется множеством возможных значений неизвестной истинной величины x , т.е. как ограниченным интервалом ее неопределенности

$$[x] = [\underline{x}, \bar{x}] = \{x, \underline{x} \leq x \leq \bar{x}\}, \quad (1)$$

задаваемый нижней и верхней границами. Предполагается, что неизвестное истинное значение переменной достоверно лежит внутри интервала $[x]$ и все значения внутри интервала считаются «равновозможными», т.е. на интервале не определяется никакой вероятностной мерой.

Основные операции над интервалами [1, 2]:

– умножение интервала на скаляр:

$$a \cdot [x] = \begin{cases} [a\underline{x}, a\bar{x}], & a \geq 0; \\ [a\bar{x}, a\underline{x}], & a < 0 \end{cases} \quad (2)$$

– Сложение интервалов:

$$[x] + [y] = [\underline{x} + \underline{y}, \bar{x} + \bar{y}] \quad (3)$$

– Разность интервалов:

$$[x] - [y] = [\underline{x} - \bar{y}, \bar{x} - \underline{y}] \quad (4)$$

– Произведение интервалов:

$$[x] \times [y] = [\min(\underline{x}\underline{y}, \underline{x}\bar{y}, \bar{x}\underline{y}, \bar{x}\bar{y}), \max(\underline{x}\underline{y}, \underline{x}\bar{y}, \bar{x}\underline{y}, \bar{x}\bar{y})] \quad (5)$$

– Деление интервалов:

$$\frac{[x]}{[y]} = [x] \cdot \left[\frac{1}{\underline{y}}, \frac{1}{\bar{y}} \right], 0 \notin [\underline{y}, \bar{y}] \quad (6)$$

При операции с функциями в интервальном анализе естественное интервальное расширение определяется в виде:

$$f_n([x]) = [\min(f(x) | x \in [x]), \max(f(x) | x \in [x])] \quad (7)$$

Центрированное расширение определяется в виде:

$$f_{mv}([x]) = f(\text{mid}[x]) + f_n([x])([x] - \text{mid}[x]), \quad (8)$$

где $\text{mid}[x] = \frac{\underline{x} + \bar{x}}{2}$ – середина интервала.

Базовый принцип интервального анализа формулируется в форме: интервал неопределенности результата есть множество всех его возможных значений, получаемых при варьировании переменных и параметров задачи в границах известных интервалов. В частности, если дана функция (или функционал) $[y] = f([x])$ интервального векторного аргумента $[x] = ([x_1], \dots, [x_i], \dots, [x_n])$, то границы \underline{y}, \bar{y} интервала неопределенности значения функции определяются как решение двух задач на экстремум:

$$\underline{y} = \min_{x \in [X]} f(x), \quad \bar{y} = \max_{x \in [X]} f(x). \quad (9)$$

Методы интервального анализа, описанные в [1–5], позволяют проводить различное интервальное оценивание областей значений вещественных функций; использовать интервальную оценку области значений функции и её первой производной для вычисления нулей функции; задавать и производить действия над интервальными векторами и матрицами; создавать системы линейных уравнений вида $A \cdot x = b$, в которых элементы A и b могут изменяться в пределах заданных границ; решать такие слабо нелинейные задачи, как задачи нахождения собственных чисел, обобщённых собственных чисел и сингулярных чисел; реализовывать интервальные методы проверки существования и оценивания решения задачи Коши для обыкновенных дифференциальных уравнений; решать некоторые классы дифференциальных уравнений в частных производных 2-го порядка.

Для сложных технических систем и объектов большое количество их показателей задано в виде диапазонов изменения их величин, т.е. интервалов значений (диапазоны рабочих частот, значений входных и выходных параметров, внутренних параметров системы и изменений параметров внешней среды и др.). Для идентификации и распознавания технических состояний таких систем и объектов приемлемо использовать методы интервального анализа.

Для технических систем и объектов определено: $S = \{S_\nu, \nu = \overline{1, N}\}$ – множество возможных состояний, $K_i(S_\nu) = [\underline{K}_i(S_\nu), \overline{K}_i(S_\nu)]$, $i = \overline{1, r}$ – частные критерии оптимально-

сти, заданные в интервальном виде, характеризующие каждое отдельное состояние системы и объекта S_v , где $\underline{K}_i(S_v)$, $\overline{K}_i(S_v)$ – нижняя и верхняя граница интервала критериальной оценки, $K(S_v) = \{K_1(S_v), K_2(S_v), \dots, K_r(S_v)\} = \left\{ \left[\underline{K}_1(S_v), \overline{K}_1(S_v) \right], \dots, \left[\underline{K}_r(S_v), \overline{K}_r(S_v) \right] \right\}$ – векторный критерий, характеризующие технические состояния системы и объекта; $S^P \subset S$ – множество эффективных (безопасных) (Парето-оптимальных) состояний системы с числом элементов N^P ; $P = (S_{k_1}^0, S_{k_2}^0, \dots, S_{k_r}^0)$ – упорядоченное множество эффективных (безопасных) состояний (кортеж Парето), для элементов $S_i^0 \in S^P$.

Сформулируем следующую задачу:

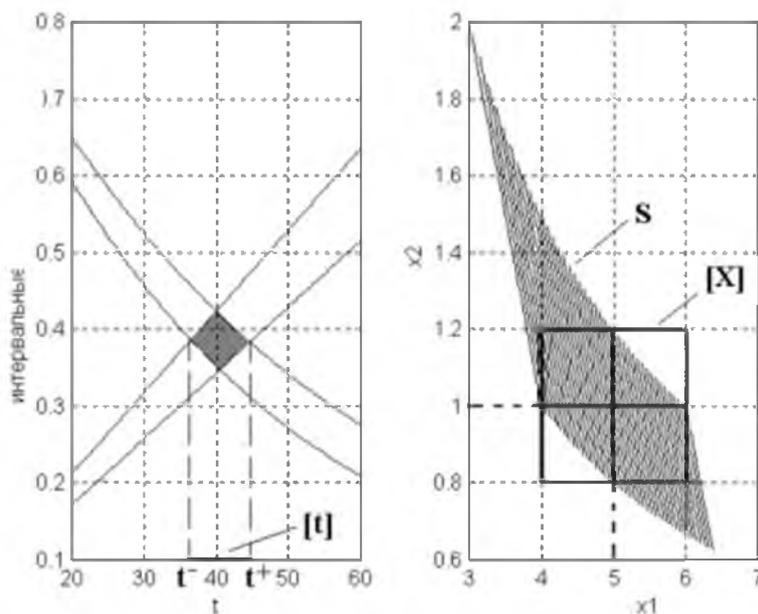
Требуется найти упорядоченное множество эффективных (безопасных) состояний технической системы (объекта) (кортеж Парето) для элементов $S_i^0 \in S^P$ которого в зависимости от смысла задачи выполняются условия

$$K_i(S_{k_i}^v) = \min_{i=1,r; v=1,N} [K_i(S_v)], S_i^0 \in S^P \quad (10)$$

или
$$K_i(S_{k_i}^v) = \max_{i=1,r; v=1,N} [K_i(S_v)], S_i^0 \in S^P \quad (11)$$

для случая, когда скалярные критерии оптимальности $K_i(S_v) = \left[\underline{K}_i(S_v), \overline{K}_i(S_v) \right]$ представлены в интервальном виде.

В интервальном анализе задача нахождения корней интервального уравнения и уравнений при интервально заданных коэффициентах часто возникает в многочисленных приложениях, в частности в задачах на экстремум, при нахождении критических точек и точек пересечения эмпирических моделей (интервальных функций $[y] = f([x_1], \dots, [x_i], \dots, [x_n])$ рис. 1) [10].



a) $\exp(-[k].t) = [\lambda].t$ b) $x^2 - [5; 7]x + [4; 6] = 0$

Рис. 1. Определение корней интервального уравнения

Для задачи измерения и распознавания технического состояния систем и объектов конечной целью идентификации является определение одного из заданных видов технического состояния, к которому может быть отнесено наблюдаемое текущее состоя-

ние объекта. Для этого необходимо задать классы технических состояний объекта, указать соответствующие граничные условия и проверить выполнимость этих условий по каждой переменной состояния.

Пусть условие работоспособности объекта по некоторой переменной $x_i \in [X]$ задается в виде неравенства $\underline{d}_i \leq x_i \leq \overline{d}_i$, где $\underline{d}_i, \overline{d}_i$ – соответственно нижнее и верхнее допустимые значения переменной x_i . Выход значения x_i за пределы интервала $[\underline{d}_i, \overline{d}_i]$ фиксируется как дефект, а соответствующее данной ситуации состояние объекта – как неработоспособное.

Гарантированную оценку обобщенного показателя распознавания можно получить, если вычислять его не через измеренные мгновенные значения косвенных технологических переменных, а через интервалы изменения технологических переменных за заданный интервал времени, которые гарантированно должны включать истинные значения переменных.

При использовании интервального подхода вводится понятие индикаторных функций $J(X_j)$. Если согласно технологическому регламенту состояние дефекта наступает при выходе обобщенного показателя распознавания $X_j = [\underline{d}_i, \overline{d}_i]$ за верхнюю допустимую границу \overline{d}_i , то правило решения будет следующим:

Обозначим работоспособное состояние объекта символом R , а дефектное – D . Если $J_1(X_j) = 1$, то $X_j \in R$; если $J_1(X_j) = -1$, то $X_j \in D$; если $J_1(X_j) = 0$, то – неопределенное состояние.

Если состояние дефекта определяется при выходе X_j за нижнюю допустимую границу \underline{d}_i , то применяется индикаторная функция $J_2(x_j)$: Если $J_2(X_j) = 1$, то $X_j \in R$; если $J_2(X_j) = -1$, то $X_j \in D$; если $J_2(X_j) = 0$, то – неопределенное состояние.

Для классической постановки при распознавании с зоной неопределенности используется вероятность отказа от распознавания. При интервальном анализе рассчитывается экстремум показателя правильного распознавания в зависимости от значений интервала вероятности отказа от распознавания.

Учитывая свойство достаточности выбранного набора интервалов представляется метод расчета дополнительных весовых коэффициентов, которые снижают вероятность ошибочно аттестовать кондиционные системы (объекты), как некачественные (некондиционные).

Заключение

Применение интервального анализа позволяет снять многие проблемы и методические сложности, возникающие при решении прикладных задач статистическими методами. В рамках интервального анализа неопределенность исходных данных измерений может иметь разные источники и природу. Интервал неопределенности позволяет описать широкий класс неопределенных, неоднозначных, переменных и неточных исходных данных наблюдений. Значения ошибок в исходных данных наблюдений могут колебаться в широких пределах.

Основной проблемой интервального анализа является корректное определение интервалов неопределенности на основе различий исходных данных измерений при наличии различных источников неопределенности переменной.

Библиографический список

1. Software – hardware complex for measurement and control of ferroelectrics parameters / E. A. Pecherskaya, D. V. Artamonov, V. I. Kondrashin, P. E. Golubkov, O. V. Karpanin, T. O. Zimchenko // IOP Conference Series: Materials Science and Engineering 1. Сер. "International Conference on Materials, Alloys and Experimental Mechanics, ICMAEM 2017", India. – 2017. – P. 012254.

2. Голубков, П. Е. Применение инструментов контроля качества для анализа процесса микродугового оксидирования / П. Е. Голубков, Е. А. Печерская, А. В. Мартынов // Радиотехника. Проблемы и перспективы развития : тез. докл. третьей Всерос. молодеж. науч. конф. – Тамбов, 2018. – С. 111–113.

3. Ащепков, Л. Т. Универсальные решения интервальных задач оптимизации и управления / Л. Т. Ащепков, Д. В. Давыдов. – Москва : Наука, 2006. – 151 с.

4. Калмыков, С. А. Методы интервального анализа / С. А. Калмыков, Ю. И. Шокин, З. Х. Юлдашев. – Новосибирск : Наука, 1986. – 221 с.

5. Шокин, Ю. И. Интервальный анализ / Ю. И. Шокин. – Новосибирск : Наука, 1981. – 281 с.

6. Яцко, А. И. Интервальный анализ общего риска угроз безопасности сложной технической системы / А. И. Яцко, В. Ф. Неронов // Вопросы теории устойчивости и безопасности систем. – 2004. – Вып. 7. – С. 63–74.

7. Яцко, А. И. Системный интервальный анализ. Элементы теории и приложения : монография / А. И. Яцко. – Москва : Знание, 2005. – 190 с.

8. Вошинин, А. П. Метод анализа данных с интервальными ошибками в задачах проверки гипотез и оценивания параметров неявных линейно параметризованных функций / А. П. Вошинин // Заводская лаборатория. – 2000. – Т. 66, № 3. – С. 23.

9. Вошинин, А. П. Интервальный метод калибровки / А. П. Вошинин, Н. В. Скибицкий // Системы и датчики. – 2000. – № 7. – URL: nsc.ru

10. Вошинин, А. П. Интервальный анализ данных: развитие и перспективы / А. П. Вошинин // Заводская лаборатория. – 2002. – Т. 68, № 1. – С. 118–126.

**Б. Ч. И¹, Р. С. Коновалов^{1,2}, С. И. Коновалов¹, А. Г. Кузьменко¹,
Д. И. Нефедьев³, В. М. Цаплев¹**

¹Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ»,
г. Санкт-Петербург, Россия

²Петербургский государственный университет путей сообщения
Императора Александра I, г. Санкт-Петербург, Россия

³ Пензенский государственный университет, г. Пенза, Россия

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК АКУСТИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ ПЬЕЗОПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ДЛЯ КОНТРОЛЯ ТВЕРДЫХ СРЕД

Для исследования внутренней структуры различных сред, материалов и изделий могут применяться разнообразные методы неразрушающего контроля. Одним из них, получившим в настоящее время широкое распространение, является акустический контроль. Это объясняется его достоинствами – относительной простотой аппаратной реализации, безопасностью для персонала, возможностью применения при одностороннем доступе к изделиям и др. Стоит отметить, что при всем многообразии видов акустического контроля, им всем присуще наличие конструктивного элемента – преобразователя. В его задачу входит преобразование энергии электрического сигнала в энергию излучаемого акустического сигнала (в режиме излучения) и наоборот (в режиме приема). В настоящее время наибольшее распространение получили пьезоэлектрические преобразователи (ПЭП). Системы ультразвукового контроля, в составе которых применяются ПЭП, часто должны быть широкополосными. Отсюда вытекает актуальность требования к широкополосности преобразователей. Такой ПЭП способен излучить акустический сигнал малой длительности. Это необходимо для улучшения важнейших характеристик дефектоскопической аппаратуры (фронтальная и лучевая разрешающие способности, мертвая зона, точность определения координат дефектов). Невыполнение требований

к расширению полосы пропускания ПЭП влечет за собой неизбежное затягивание зондирующего сигнала (вследствие обрезания ряда частотных составляющих в широком спектре короткого возбуждающего электрического импульса), т.е. к возникновению ограничений при решении задач локационного характера.

Механическое демпфирование пьезоэлемента является наиболее распространенным способом расширения полосы пропускания ПЭП, позволяющим добиваться снижения длительности зондирующего сигнала [1–4]. Технология изготовления демпферов различного типа хорошо разработана, вследствие чего достигается хорошая повторяемость характеристик ПЭП. Требования к удельному акустическому сопротивлению демпфера не являются очень строгими. Выполнение соотношения $z_d \approx 0,35z_k$ (z_d и z_k – удельные акустические сопротивления демпфера и пьезокерамики, соответственно) считается достаточным для получения требуемой полосы пропускания и, соответственно, для снижения длительности переходного процесса [5]. Конструктивно демпфер располагается на тыльной стороне пьезопластины.

Излучающая сторона пьезопластины контактирует со средой, выполняющей роль акустической нагрузки, через систему переходных слоев «клеевое соединение–протектор–контактный слой». Протектор осуществляет механическую защиту поверхности пьезоэлемента от разрушения при сканировании. Он должен быть соединен с пьезоэлементом, например, слоем клея. Толщина клеевого соединения влияет на форму зондирующего сигнала, особенно по мере увеличения рабочих частот ПЭП. В качестве примера клея можно назвать эпоксидный клей ДМ5-65, представляющий собой композицию на основе эпоксидной диановой смолы ЭД-20, малеинового ангидрида, окиси алюминия, титаната бария и окиси цинка [5]. Наружная сторона протектора через слой жидкого материала (контактный слой) соприкасается с исследуемой твердой средой, например сталью. Обычно толщина протектора находится в диапазоне 0,1 – 0,5 мм и он выполняется из кварца, сапфира, бериллия, стали, смол с порошком наполнителя (корундовый или бериллиевый порошки), ситалла, лигнофоля и др. [6].

Система переходных слоев оказывает влияние на форму зондирующих импульсов. В настоящем исследовании проведена оценка влияния протектора, слоя клея, соединяющего протектор с активным элементом, а также контактного слоя на работу всего ПЭП в целом. Расчетным путем проведено исследование длительностей и амплитуд зондирующих сигналов, излучаемых многослойным ПЭП в твердую среду.

Схематичное представление пьезопреобразователя показано на рис. 1. Пьезопластина (ЦТС-19), материал которой имеет удельное акустическое сопротивление z_k , с тыльной стороны имеет демпфер с удельным акустическим сопротивлением z_d . Излучающая сторона пластины через систему переходных слоев нагружена на среду с удельным акустическим сопротивлением z_H (сталь). Пусть z_1 , z_2 , z_3 – удельные акустические сопротивления контактного слоя, материала протектора и клеевого соединения, соответственно. Электрическое напряжение, возбуждающее пьезопластину, обозначим через U .

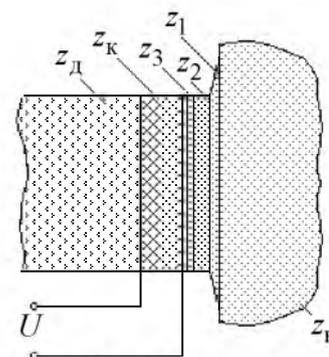


Рис. 1. Схема рассматриваемого преобразователя

Предположим, что импульс электрического напряжения, возбуждающего пьезопластину, представляет собой половину периода синусоиды на частоте антирезонанса ω_0 пьезопластины: $U_{изл}(t) = \begin{cases} \sin \omega_0 t & \text{при } 0 \leq t \leq T_0/2, \\ 0 & \text{при } t \notin (0, T_0/2), \end{cases}$ где T_0 – период синусоиды. Задача сводится к определению формы излучаемого данным ПЭП в акустическую нагрузку зондирующего сигнала. Эта задача решена в ряде предшествующих работ авторов, например в [7–9]. Решение проводится на основе определения выра-

жения для частотной характеристики многослойного ПЭП и использовании спектрального преобразования Фурье. Это решение подробно представлено в [7]. В связи с этим не будем повторять его. Ограничимся лишь замечанием о том, что для проведения расчетов удобно выражать волновые толщины переходных слоев x_i ($i = 1, 2, 3$) через волновую толщину пьезокерамического слоя, а именно: $\alpha_1 = x_1/x_K$; $\alpha_2 = x_2/x_K$; $\alpha_3 = x_3/x_K$, т.е.: $\alpha_i = x_i/x_K$. Кроме того, целесообразно ввести безразмерное время $T = t/(T_0/2)$. Безразмерное время дает возможность оценивать длительность излучаемых импульсов колебательной скорости числом полупериодов колебаний на собственной частоте пластины.

Форма зондирующего сигнала определится выражением:

$$v_{\text{ВЫХ}}(T) \sim \int_{-\infty}^{\infty} U_{\text{ИЗЛ}}(x_K) F_{\text{ИЗЛ}}(x_K) \exp(jx_K T) dx_K,$$

где $U_{\text{ИЗЛ}}(x_K)$ – спектральная функция импульса электрического возбуждающего напряжения; $F_{\text{ИЗЛ}}(x_K)$ – выражение для частотной характеристики рассматриваемого многослойного пьезоэлектрического преобразователя.

Применение в расчете волновых, а не геометрических толщин переходных слоев позволяет получать результаты в наиболее общей форме вне «привязки» к конкретным частотам. Несмотря на сказанное, большой интерес представляет сопоставление геометрических частот с волновыми толщинами переходных слоев. Это можно сделать хотя бы для некоторой конкретной частоты. Рассмотренный тип преобразователя находит широкое применение в области частот, соответствующей единицам мегагерц. Это дает основание осуществить предложенную оценку для частоты, например, в 1 МГц. Ранее было введено выражение $\alpha_i = x_i/x_K$. Преобразуем его следующим образом: $\alpha_i = \frac{l_i}{l_K} \frac{c_K}{c_i}$. Здесь

l_i , l_K – геометрические толщины слоя с номером i и керамического пьезоэлемента; c_i , c_K – скорости распространения звука в материале слоя с номером i и в пьезокерамике; параметр $i = 1, 2, 3$ задает номер слоя. Ранее было отмечено, что в качестве пьезокерамики рассматривается ЦТС-19. Пусть в роли материала контактного слоя (слой 1) выступает глицерин (скорость звука $c_1 = 1,92 \cdot 10^3$ м/с и плотность $\rho_1 = 1,26 \cdot 10^3$ кг/м³ [8]). В этом случае при $\alpha_1 = 0,005$; 0,01; 0,02; 0,05; 0,1 значения l_1 составят 4,8 мкм; 9,6 мкм; 19,2 мкм; 48 мкм и 96 мкм, соответственно. Толщина контактного слоя в первую очередь зависит от шероховатости поверхности исследуемого объекта. Поэтому приведенные значения l_1 реальны и часто встречаются в практике ультразвукового контроля.

В соответствии с [5] клеевой слой (слой 3, клей ДМ5-65) имеет параметры: скорость звука $c_3 = 2 \cdot 10^3$ м/с и плотность $\rho_3 = 2,14 \cdot 10^3$ кг/м³,. Для $\alpha_3 = 0,005$; 0,01 и 0,02 значения l_3 равны 5 мкм; 10 мкм и 20 мкм, соответственно. При осуществлении склейки толщина слоя клея невелика. Это можно объяснить тем, что операция склейки подразумевает обязательную притирку поверхностей и использование пресса во время полимеризации клея. Это позволяет утверждать, что толщина $l_3 = 20$ является излишне большой. Вследствие этого можно считать, что $l_3 = 10$ мкм (для частоты в 1 МГц это соответствует $\alpha_3 = 0,01$) отвечает действительному положению дел, с которыми приходится сталкиваться при проведении технологических операций по изготовлению ПЭП.

Такой же способ оценки толщины защитного слоя (протекторный слой с номером 2) может быть использован для различных значений параметра α_2 . В частности, в качестве материала протектора можно использовать оптический кварц (скорость звука $c_2 = 5,4 \cdot 10^3$ м/с и плотность $\rho_2 = 2,7 \cdot 10^3$ кг/м³) [8–10]). При $\alpha_2 = 0,1$ и 0,2 на частоте 1 МГц протектор имеет толщину $l_2 = 0,3$ мм и 0,6 мм, соответственно. В соответствии с

[6] толщины протекторов составляют 0,1–0,5 мм. Следовательно, значение $\alpha_2 = 0,1$ соответствует реальным технологическим требованиям.

Подводя некоторые итоги, можно отметить, что оценочные расчеты показали целесообразность выбора $\alpha_3 = 0,01$. При этом можно полагать $\alpha_2 = 0,1$. Параметр же α_1 может принимать значения из диапазона $\alpha_1 = 0,005–0,1$. Указанные значения параметров α_i использовались при проведении расчетного исследования формы зондирующих импульсов. Так, на рис. 2 показаны формы импульсов колебательной скорости в зависимости от безразмерного времени T . По оси ординат отложена безразмерная величина v , пропорциональная колебательной скорости (поскольку задача решается с точностью до постоянного множителя). Контактный слой – глицерин. Значения параметра α_1 : на рис. 2,а $\alpha_1 = 0,005$; рис. 2,б – $\alpha_1 = 0,05$; рис. 2,в – $\alpha_1 = 0,1$. Для всех вариантов расчета параметр $\alpha_2 = 0,1$. Значение z_2 выбрано равным $14 \cdot 10^6$ Па·с/м, т. е. близким к значению удельного акустического сопротивления кварца. Клей ДМ5-65 является материалом переходного слоя с номером 3 ($z_3 = 4,28 \cdot 10^6$ Па·с/м), причем $\alpha_3 = 0,01$. Расчеты выполнены в предположении о том, что удельный акустический импеданс демпфера преобразователя составляет $z_d = 9 \cdot 10^6$ Па·с/м т.е. близок к реальным значениям. Можно видеть, что длительность и амплитуда излучаемых сигналов изменяются с изменением параметра α_1 . Так, при $\alpha_1 = 0,005$ (рис. 2,а) длительность импульса, который выбирается в соответствии с критерием (–20 дБ), равняется $\tau_{и} = 4,8$. Максимальная амплитуда в импульсе составляет $v = 0,93$. При увеличении α_1 на порядок, т. е. до $\alpha_1 = 0,05$ (рис. 2,б) длительность импульса $\tau_{и}$ возрастает до $\tau_{и} = 7,2$. Амплитуда сигнала при этом снижается примерно до $v = 0,61$. Эта тенденция изменения параметров акустического импульса сохраняется и при дальнейшем росте параметра α_1 . Действительно, при $\alpha_1 = 0,1$ (рис. 2,в) $\tau_{и} = 7,9$ и $v = 0,41$.

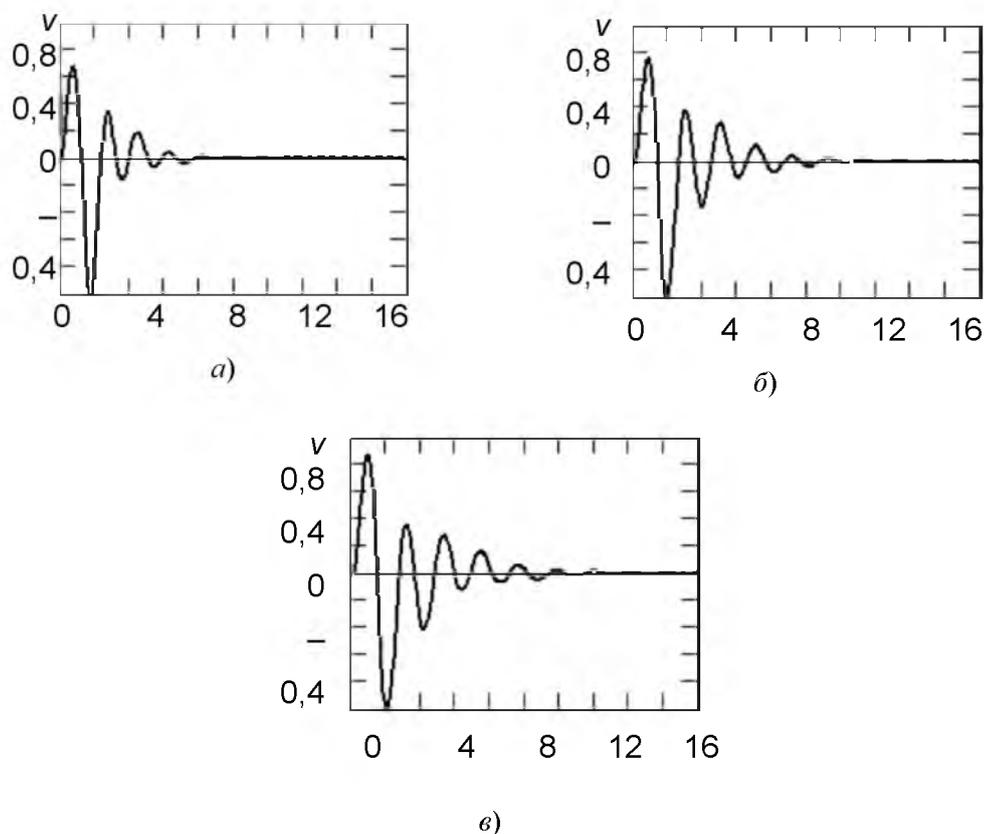


Рис. 2. Формы зондирующих сигналов

На рис. 3 и 4 показаны зависимости максимальных амплитуд v_{\max} зондирующих сигналов (в условных единицах) от значений удельного акустического сопротивления протектора z_2 (рис. 3) и длительностей зондирующих импульсов $\tau_{\text{и}}$ от z_2 (рис. 4). Интервал изменения z_2 на обоих рисунках одинаков. Он весьма широк и ограничен значениями $z_2 = 14 \cdot 10^6$ Па·с/м (близким к z_2 кварца) и $z_2 = 45 \cdot 10^6$ Па·с/м (близким к z_2 стали). По-прежнему $z_{\text{д}} = 9 \cdot 10^6$ Па·с/м. Данные, приведенные на рис. 3 и 4 дают возможность разработчикам судить о параметрах излучаемых акустических сигналов.

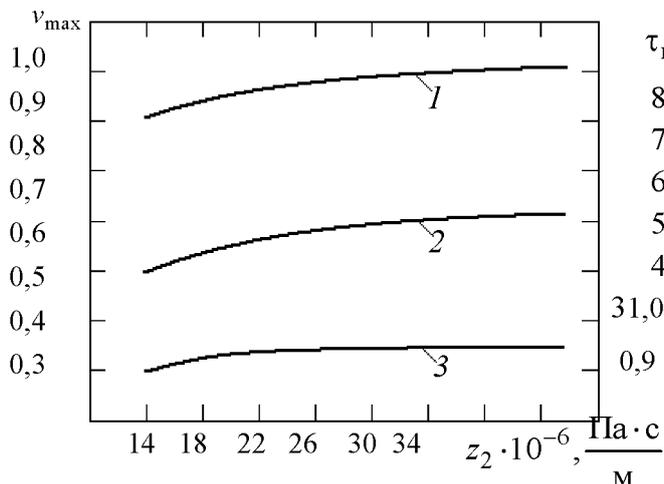


Рис. 3. Зависимости максимальных амплитуд зондирующих импульсов от z_2

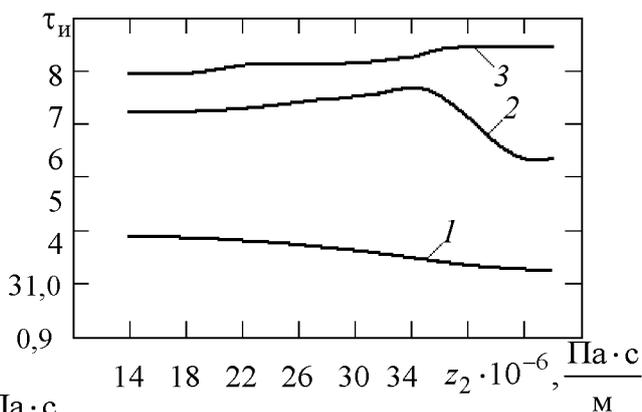


Рис. 4. Зависимости длительностей зондирующих импульсов от z_2

Представленные в работе результаты позволяют априорно оценивать параметры (амплитуды и длительности) зондирующих сигналов, излучаемых в сталь многослойным ПЭП в широком диапазоне изменения параметра z_2 . Расчетные исследования выполнены с учетом конкретных конструктивных особенностей ПЭП (проведена оценка влияния протектора, слоя клея, соединяющего протектор с активным элементом, а также контактного слоя на работу всего ПЭП в целом). Решение проведено в широком диапазоне удельных акустических импедансов протекторного слоя и волновых толщин переходных слоев.

Полученные данные могут быть использованы при проектировании систем мониторинга и контроля сложных технических объектов.

Библиографический список

1. Ультразвуковые преобразователи для неразрушающего контроля / под общ. ред. И. Н. Ермолова. – Москва : Машиностроение, 1986. – 280 с.
2. Домаркас, В. И. Контрольно-измерительные пьезоэлектрические преобразователи / В. И. Домаркас, Р.-И. Ю. Кажис. – Вильнюс : Минтис, 1974. – 256 с.
3. Печерская, Е. А. Взаимосвязь параметров пьезоэлектрических материалов / Е. А. Печерская, И. М. Гладков, О. Кузнецова // Университетское образование (МКУО-2013): сб. ст. XVII Междунар. науч.-метод. конф., посвящ. 70-летию образования университета / под ред. В. И. Волчихина, Р. М. Печерской. – Пенза, 2013. – С. 459–461.
4. Печерская, Е. А. Метрологические аспекты модели активного диэлектрика / Е. А. Печерская, Д. В. Рябов, Н. Д. Якушова // Инновации на основе информационных и коммуникационных технологий. – 2012. – № 1. – С. 208–213.
5. Богородский, В. В. Подводные электроакустические преобразователи (расчет и проектирование) : справочник / В. В. Богородский, Л. А. Зубарев, Е. А. Корепин, В. И. Якушев. – Ленинград : Судостроение, 1983. – 248 с.
6. Кретов, Е. Ф. Ультразвуковая дефектоскопия в энергомашиностроении : учеб. пособие / Е. Ф. Кретов. – Санкт-Петербург : Радиоавионика, 1995. – 328 с.

7. Коновалов, С. И. Физические основы работы и проектирования импульсных пьезопреобразователей в задачах измерения и контроля / С. И. Коновалов, А. Г. Кузьменко. – Санкт-Петербург : Изд-во СПбГЭТУ «ЛЭТИ», 2016. – 228 с.

8. Коновалов, С. И. Сравнение возможностей механического демпфирования преобразователей и использования согласующих слоев для получения коротких импульсов / С. И. Коновалов, А. Г. Кузьменко // Акустический журнал. – 1998. – Т. 44, № 1. – С. 119–120.

9. Коновалов, С. И. Влияние демпфера на длительность акустического импульса, излучаемого многослойным преобразователем в твердую среду / С. И. Коновалов, А. Г. Кузьменко // Дефектоскопия. – 2005. – № 7. – С. 39–45.

10. Блинова, Л. П. Акустические измерения / Л. П. Блинова, А. Е. Колесников, Л. Б. Ланганс. – Москва : Изд-во стандартов, 1971. – 272 с.

О. М. Батищева, В. А. Папшев

Самарский государственный технический университет, г. Самара, Россия

СИСТЕМА МОНИТОРИНГА ВНЕШНИХ ВОЗДЕЙСТВИЙ ПРИ ТРАНСПОРТИРОВКЕ ОПАСНЫХ И ВЫСОКОТЕХНОЛОГИЧНЫХ ГРУЗОВ

Транспортировка опасных и высокотехнологичных грузов требует особого внимания. Техническое состояние автомобильных дорог, по которым прокладываются маршруты, должно удовлетворять требованиям безопасности движения, установленным нормами и правилами. Однако фактически дорожная сеть зачастую не соответствует этим требованиям и является источником механических воздействий на груз. В этой связи крайне необходимым является мониторинг ударных нагрузок, вибрации и т.п. в целях их исключения или минимизации.

В организации и реализации транспортировки опасных и высокотехнологичных грузов выделяют следующие этапы.

Первый этап заключается в тестировании трассы от производителя продукции до ее потребителя. При этом составляется база данных, содержащая информацию о состоянии дорожного полотна; определяются механические воздействия на опоры крепления высокотехнологичного груза; формируются требования к скоростному режиму.

Второй этап заключается в более подробном анализе условий транспортировки груза, выявленных на первом этапе. Результатом является корректировка режима движения, включая скоростной режим.

Третий этап предполагает собственно перевозку.

На рис. 1 представлен вариант блок-схемы перечисленных этапов.



Рис. 1. Этапы организации транспортировки опасных и высокотехнологичных грузов

Обратная связь в блок-схеме означает учет и корректировку ошибочных действий. Вместе с тем, следует отметить слабую оперативность данной процедуры. Это связано с тем, что состояние дорожного полотна постоянно изменяется, условия перевозки, выявленные и зафиксированные при предварительном проезде, не всегда совпадают с условиями при непосредственной транспортировке. Кроме того, высока вероятность возникновения непредвиденных дорожных обстоятельств.

Очевидно, что в этой связи становится актуальной задача минимизации так называемого «человеческого фактора» путем интеллектуализации процесса мониторинга транспортировки опасного и высокотехнологичного груза [1]. Задача может быть решена с использованием бортовых систем поддержки принятия решений (СППР) [2].

В этом случае при тестировании трассы выполняется регистрация механических воздействий (ударных нагрузок, вибраций) по трем направлениям координат специальными трехкомпонентными датчиками. Одновременно проводится видеорегистрация конкретных реальных условий перевозки высокотехнологичного груза. При этом осуществляется постоянная привязка к карте маршрута по сигналу ГЛОНАСС навигатора. В итоге определяются проблемные участки возможных маршрутов. В дальнейшем необходимо формировать функции сопровождения груза, т.е. вырабатывать некоторые рекомендации непосредственно на трассе в процессе транспортировки.

На рис. 2 представлен вариант состава и структурное взаимодействие основных элементов комплекса, обеспечивающего условия безопасности транспортировки.



Рис. 2. Структура комплекса обеспечения безопасности транспортировки

Интеллектуальный модуль активен на протяжении всего процесса транспортировки. Анализ альтернатив и сам факт выбора возможного решения базируется на информации, аккумулированной в базе данных и базе знаний.

Массив данных формируется путём опроса датчиков, входящих в систему регистрации механических нагрузок, при этом частота опроса коррелирована со скоростью движения транспортного средства. Параллельно выполняется видеорегистрация текущих условий и привязка к карте маршрута по сигналу ГЛОНАСС навигатора.

База знаний включает в себя экспертную подсистему, содержащую нормативную документацию о категориях груза, требованиях к предельным нагрузкам и вибрациям, требованиях к допустимым параметрам окружающей среды (влажность, температура, атмосферное давление), видах транспортных средств, разрешенных к использованию для перевозок опасных и высокотехнологичных грузов, категориях автомобильных дорог и т.п. Кроме того, база содержит подсистему семантической обработки информации, задачей которой является выделение правил логических суждений.

Так, например, в целях анализа и обоснования скоростного режима следует рассматривать такие переменные, как текущая скорость транспортировки, рекомендованная скорость согласно безопасному скоростному режиму, динамика изменения скорости за контрольный интервал времени и т.д.

Обозначив этот массив как вектор \vec{X} , массив промежуточных гипотез – как вектор \vec{G} , можно утверждать, что на выходе интеллектуального модуля формируется решение в виде некоторого вектора \vec{Y} , обязательными компонентами которого являются следующие:

- способ информирования водителя: срочно, в штатном режиме, в отложенном режиме;
- вид информации: изменение скоростного режима в связи чрезвычайной ситуацией, сохранение скоростного режима, плановое изменение скоростного режима.

На рис. 3 представлен алгоритм выбора маршрута и его корректировки с помощью бортовой СППР на основе мониторинга ситуации. В блок-схеме использованы следующие обозначения: L – протяженность выбранного маршрута; F – значения механических нагрузок; Q – параметры окружающей среды.

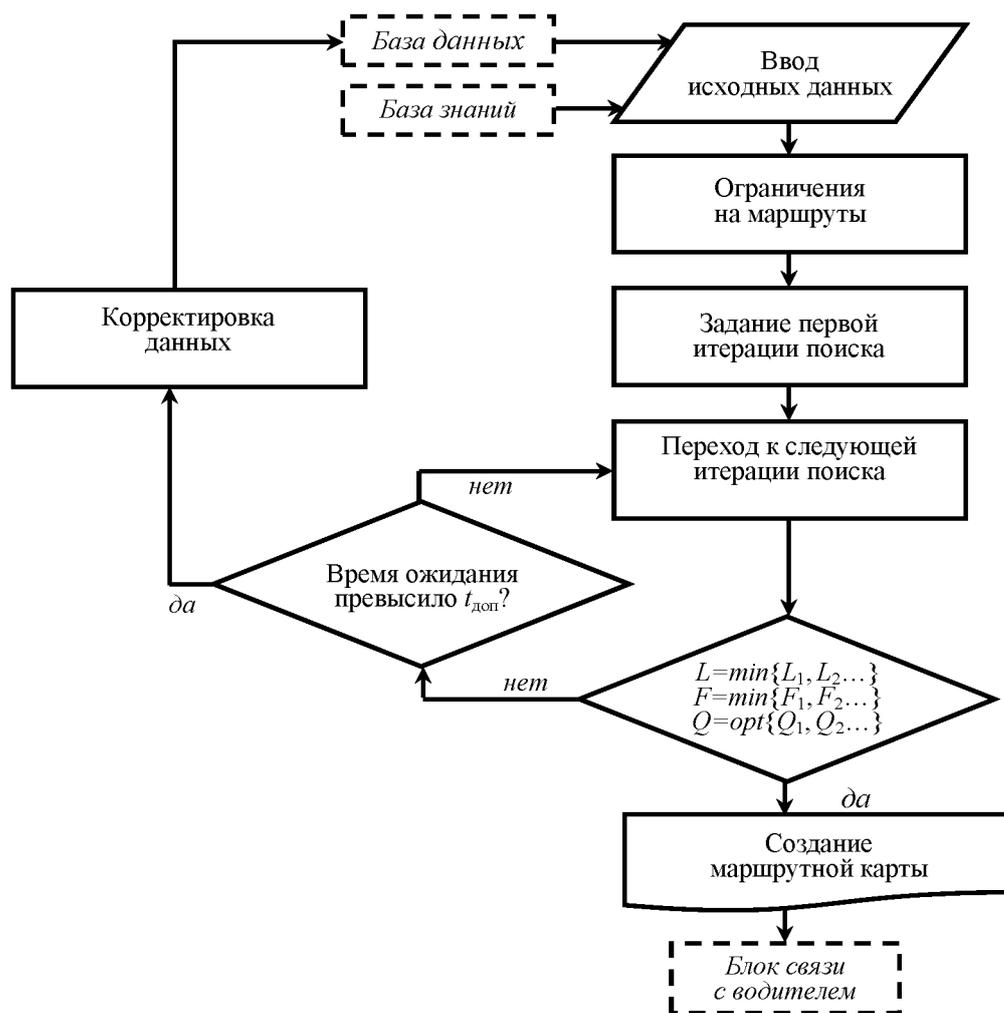


Рис. 3. Алгоритм выбора маршрута и его корректировки

Таким образом, предложенный подход к мониторингу внешних воздействий позволяет повысить безопасность транспортировки опасных и высокотехнологичных грузов.

Библиографический список

1. Intelligent system for active dielectrics parameters research / E. A. Pecherskaya, P. E. Golubkov, A. V. Fimin, T. O. Zinchenko, A. V. Pechersky, J. V. Shepeleva // Procedia Computer Science. Ser. "International Conference on Computational Intelligence and Data Science, ICCIDS 2018". – India, 2018. – P. 1163–1170.

2. Печерская, Е. А. Методики принятия решений как составная часть интеллектуальной системы поддержки исследований материалов функциональной электроники / Е. А. Печерская, А. В. Бобошко, В. А. Соловьев // Инновации на основе информационных и коммуникационных технологий. – 2011. – № 1. – С. 229–231.

А. Н. Кукушкин

Пензенский государственный университет, г. Пенза, Россия

РАЗРАБОТКА ВОЛОКОННО-ОПТИЧЕСКОГО ДАТЧИКА БОЛЬШИХ УГЛОВЫХ ПЕРЕМЕЩЕНИЙ ДЛЯ СТАРТОВОЙ ПЛОЩАДКИ КОСМОДРОМА

В данном докладе рассматривается альтернативная конструкция волоконно-оптического датчика больших угловых перемещений для стартовой площадки космодрома и перспективы его внедрения.

В настоящее время на стартовых площадках космодромов при запуске ракет используются системы контроля угловых перемещений ферм-опор (рис. 1).



Рис. 1. Фермы-опоры на стартовой площадке

Для определения угловых перемещений используются тросиковые датчики угловых перемещений (рис. 2), реализующие электромеханический принцип работы, что является не самым лучшим решением из-за недостаточной искро-взрыво-пожаробезопасности конструкции, чувствительности к помехам, вызванным электромагнитными импульсами различной природы.



Рис. 2. Внешний вид тросикового датчика угловых перемещений

Перспективно обеспечить внедрение волоконно-оптических датчиков угловых перемещений для решения задачи уменьшения массы измерительных средств и кабельных сетей, обеспечения повышенной искро-взрыво-пожаробезопасности и помехоустойчивости.

В ходе патентного поиска выявлены различные волоконно-оптические датчики угловых перемещений различных конструкций, в том числе и датчики наклона, но ни один из них не способен контролировать угол отклонения более чем на 10° (примеры на рис. 3, 4).



ОСНОВНЫЕ ТЕХНИЧЕСКИЕ ПАРАМЕТРЫ

Диапазон измерений, град	10(±6)
Разрешение, град	0,002
Чувствительность, пм/град	500
Максимальная ошибка калибровки, град	0,06
Рабочий диапазон температур, °С	-20 ... +80
Диапазон длин волн, нм	1500 - 1600
Коэффициент отражения	>45
Материал корпуса	нержавеющая сталь
Тип соединения	по требованию
Габариты, мм	220x140x43
Вес, кг	~3,2

Рис. 3. Волоконно-оптический датчик угла наклона ASTRO A541 и его характеристики



Технические характеристики

Параметр / Артикул	OSI - 570
Центральная длина волны, нм	1510 ± 1590
Тип датчика	концевой / проходной
Диапазон измерения, °	± 5
Разрешение, % FS	< 0.01
Точность измерения, % FS	< 0.1
Температурная компенсация	есть
Температурный рабочий диапазон, °C	- 20 ÷ +80
Длина кабеля, м	1
Тип разъема	FC/APC
Габаритные размеры, мм (Д x Ш x В)	97 x 32 x 106
Способ крепления датчика	механическое крепление

Рис. 4. Волоконно-оптический датчик угла наклона OSI – 570 и его характеристики

На основании исследований возможных принципов преобразования измерительной информации в изменение параметров оптического сигнала определено, что необходимо сконцентрировать усилия на разработке простых, надежных и универсальных с точки зрения конструктивных и схемных решений волоконно-оптических датчиков угловых перемещений.

В связи с необходимостью улучшения мер безопасности на стартовых площадках космодромов была произведена разработка волоконно-оптического датчика больших угловых перемещений для контроля перемещений ферм-опор.

Первая модель основывалась на принципе действия модуляции оптического сигнала при изменении углового положения линзы относительно рабочих торцов оптических волокон.

Исходя из уже известных конструкций, был выбран в качестве воспринимающего элемента маятник, в центре подвеса которого закреплен оптический модулятор в виде цилиндрической или шарообразной линзы. При изменении положения опоры, на которой неподвижно закреплен датчик, происходит отклонение маятника с линзой, изменение положения линзы изменяет направление светового потока, благодаря которому становится возможным зафиксировать новое значение угла отклонения. Именно этот способ модуляции позволяет фиксировать угловые отклонения до 30°. Ход светового потока от подводящего оптического волокна (ПОВ) через линзу к отводящему оптическому волокну (ООВ) изображен на рис. 5.

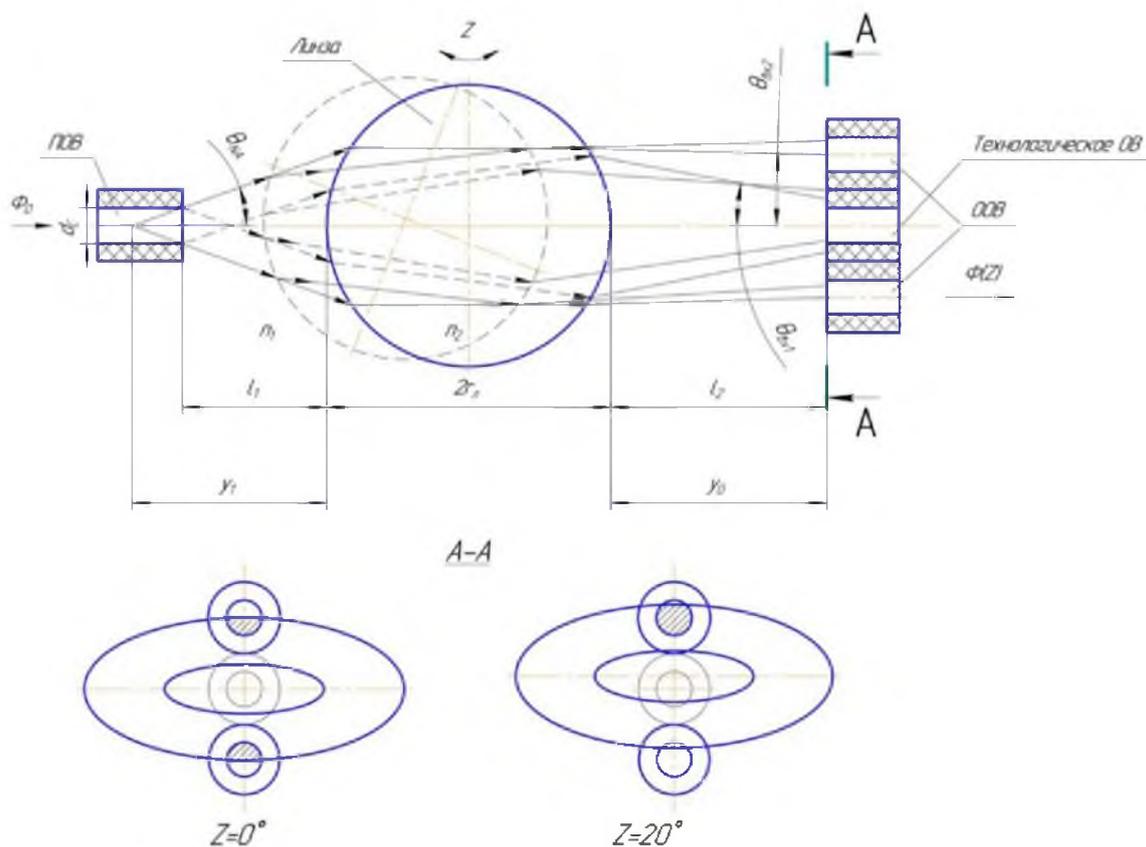


Рис. 5. Ход светового потока в датчике

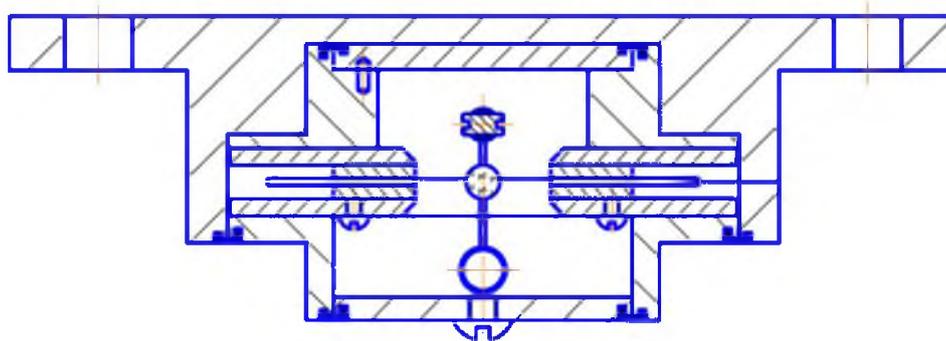


Рис. 6. Конструкция первой модели волоконно-оптического датчика больших угловых перемещений

Из-за сложности юстировки линзы на этапе сборки, было принято решение опробовать другие методы взаимодействия со светом. Одним из наиболее удачных методик оказался с применением аттенюатора.

Переработана конструкция маятника так, чтобы при изменении угла изменялась площадь отверстия, через которое проходит свет. За счет этого можно изменять мощность излучения. Как и в прошлой модели отклоняется опора маятника. Схема измерительного преобразователя датчика представлена на рис. 7.

При разработке новой конструкции учитывалось доступное на базе АО «НИИФИ» оборудование, оснастка, материалы и технологии производства. За счет особого процесса сборки упростилась юстировка аттенюатора (в сравнении методом модуляции). За счет перехода на керамические подшипники увеличился срок службы. Для транспортировки добавлен блокиратор маятника, в виде мембраны и винта. Конструкция представлена на рис. 8, 9 и 10.

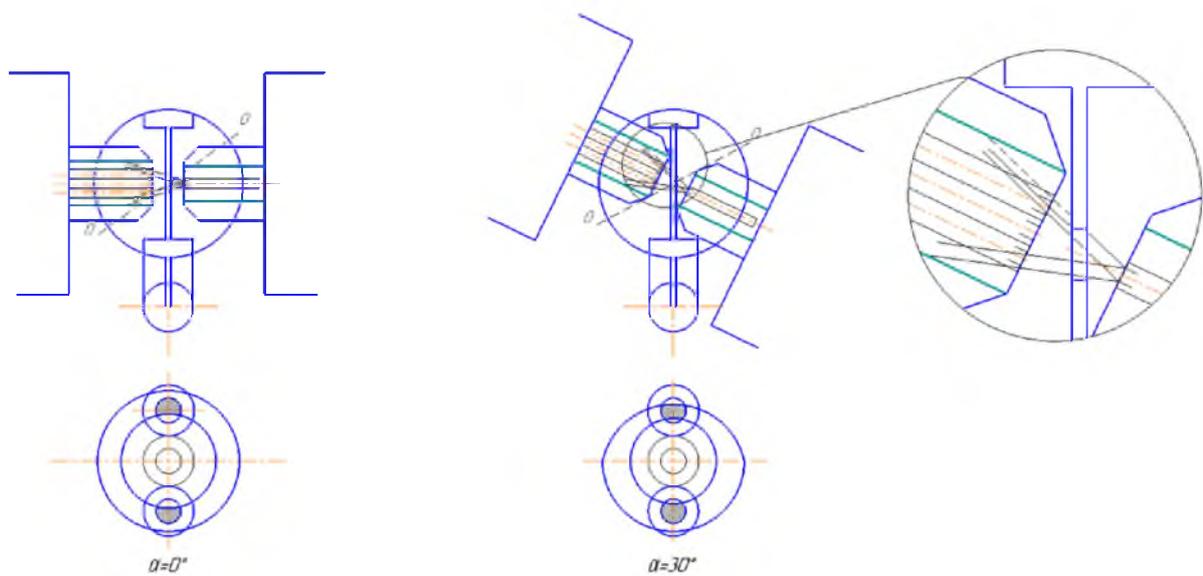


Рис. 7. Схема измерительного преобразователя

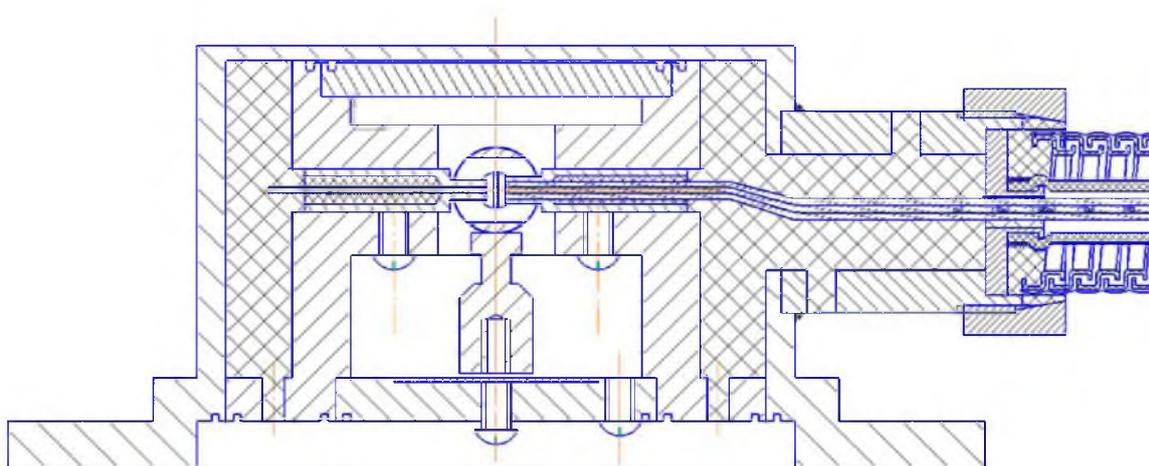


Рис. 8. Конструкция волоконно-оптического датчика больших угловых перемещений с применением аттенюатора

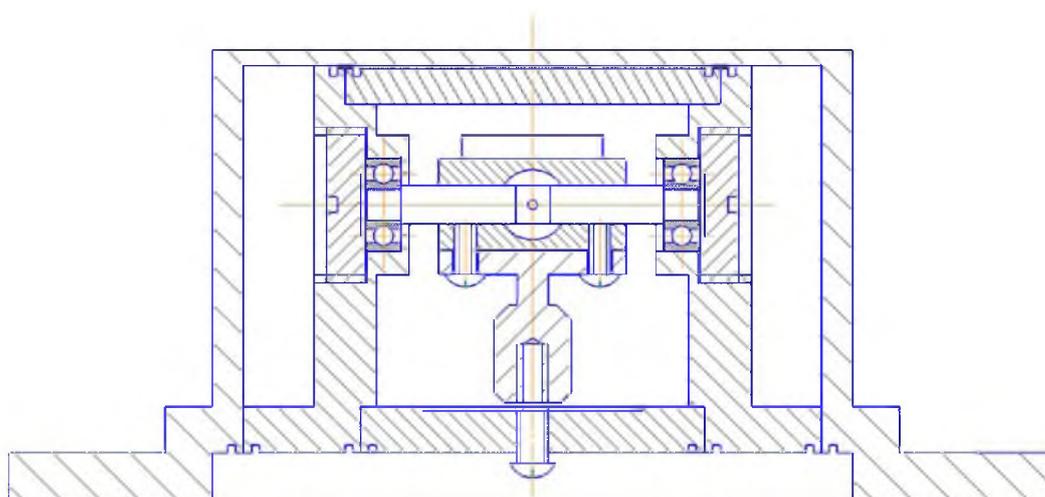


Рис. 9. Поперечный разрез датчика

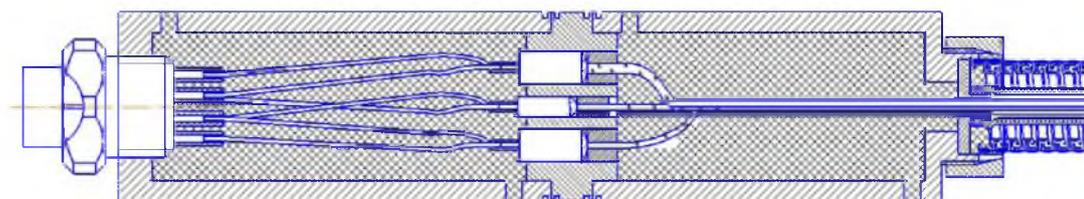


Рис. 10. Хвостовая часть датчика

Основными достоинствами является:

- 1) высокая чувствительность и быстродействие;
- 2) прочный герметичный металлический корпус, идеально подходящий для наружной установки датчика;
- 3) высокая помехозащищенность, нечувствительность к электромагнитным помехам, таким как СВЧ-поле, искровой разряд, магнитное поле, электро-магнитные импульсы различной природы и любой интенсивности;
- 4) абсолютная электробезопасность, связанная с отсутствием электрических цепей между датчиком и регистрирующим модулем;
- 5) искро-взрыво- и пожаробезопасность.

В результате разработана новая конструкция и технологическая последовательность изготовления волоконно-оптического датчика больших угловых перемещений, имеющего ряд преимуществ перед устройствами, применяющимися на стартовых площадках космодромов в настоящее время. Безусловно, устройство имеет потенциал, как в модернизации, так и внедрения в другие отрасли промышленности.

Библиографический список

1. А. с. № 2310160, кл. G 01 B 11/26. Устройство для измерения угла наклона / Маннапов А. Р., Салахутдинов Р. М. – URL: allpatents.ru
2. А. с. № 2419765, кл. G 01 B 21. Волоконно-оптический преобразователь углового перемещения / Караваев М. Р., Кунашев В. И., Михайлюк С. В., Непомнящих В. Г., Новиков П. А., Самойленко В. Н., Токарев А. Н. – URL: patenton.ru
3. А. с. № 2142117, кл. G 01 B 11/26. Микрорезонаторный волоконно-оптический датчик угловых перемещений / Бурков В. Д., Гориш А. В., Егоров Ф. А., Коптев Ю. Н., Кузнецова В. И., Малков Я. В., Потапов В. Т. – URL: sibpatent.ru
4. А. с. № 2142615, кл. G 01 H 9/00. Мультиплексная система автогенераторных микрорезонаторных волоконно-оптических датчиков физических величин / Бурков В. Д., Гориш А. В., Егоров Ф. А., Коптев Ю. Н., Кузнецова В. И., Малков Я. В., Потапов В. Т. – URL: sibpatent.ru
5. А. с. № 2548397, кл. G 01 C 9/12. Маятниковый датчик угла наклона / Шкуратов А. В. – URL: patents.ru
6. А. с. № 2440556, кл. G 01 C 9/06. Датчик угла наклона / Горбачев А. Е., Горбунов А. П., Громов В. В., Лаврищев Ю. Д., Петров И. Я., Рыбкин И. С., Хохлов А. И. – URL: sibpatent.ru
7. Гжиров, Р. И. Краткий справочник конструктора : справочник / Р. И. Гжиров. – Ленинград : Машиностроение, Ленингр. отд-ние, 1983. – 464 с.
8. Краткий физико-технический справочник. Т. 2 / под общ. ред. К. П. Яковлева. – Москва : Гос. изд-во физ.-мат. лит., 1962. – 412 с.
9. Мурашкина, Т. И. Теория, расчет и проектирование волоконно-оптических измерительных приборов и систем : учеб. пособие / Т. И. Мурашкина. – Пенза : Изд-во ПГУ, 1999. – 133 с.
10. Гауэр, Дж. Оптические системы связи : пер. с англ. / Дж. Гауэр. – Москва : Радио и связь, 1989. – 500 с.
11. Transformation of Signals in the Optic Systems of Differenzial-type Fiber-Optic Transducers / T. I. Murashkina, E. A. Badeeva, O. V. Yurova, M. M. Savochnikina, A. V. Motin // Journal of Engineering and Applied Sciences. – 2016. – Vol. 11, Iss. 13. – P. 2853–2857.

12. Murashkina, T. I. Mathematical simulation of the optical system of a fiber-optic measuring micro motion converter with a cylindrical lens modulation element / T. I. Murashkina, A. V. Motin, E. A. Badeeva // Journal of Physics: Conference Series (JPCS): 012101 (January, 2017). – 2017. – Vol. 803 (1). – URL: elibrary.ru

13. Справочник конструктора оптико-механических приборов / под общ. ред. В. А. Панонова. – Ленинград : Машиностроение, Ленингр. отд-ние, 1980. – 742 с.

14. Гармаш, В. Б. Возможности, задачи и перспективы волоконно-оптических измерительных систем в современном приборостроении / В. Б. Гармаш, Ф. А. Егоров, Л. Н. Коломиец // Наука. Спецвып. «ФОТОН-ЭКСПРЕСС». – 2005. – № 6. – С. 128–140.

15. Нестеров, С. А. Проблемы механической обработки корпусных деталей специзделий / С. А. Нестеров, Д. А. Акимов, Н. Е. Артемова, А. С. Лемин // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Технические науки. – 2017. – № 2 (42). – С. 29–32.

С. П. Скиба, В. В. Евсеев, М. В. Пирожков, В. Н. Зинкин

ООО «Специальное конструкторское бюро "Виброприбор"», г. Таганрог, Россия

РЕКОМЕНДАЦИИ ПО ИЗМЕРЕНИЮ КРИТЕРИАЛЬНЫХ ПАРАМЕТРОВ УДАРНО-АКУСТИЧЕСКОЙ ВОЛНЫ В РАЗЛИЧНЫХ ЗОНАХ ТРАНСФОРМАЦИИ

Актуальность

Актуальность направления по изучению поражений, вызываемых воздушной ударной волной (ВУВ) и акустическим импульсом (АИ) обусловлена разработкой новых видов взрывчатых веществ, новых видов боеприпасов и др. В настоящее время на вооружении армий имеются самые различные боеприпасы, в которых ВУВ и АИ являются поражающими факторами.

При количественной оценке поражения, как правило, за основу берется величина избыточного давления во фронте ударной волны и величина импульса избыточного давления. ГОСТ В 25801-83 [1] предусматривается определение характеристик ВУВ, а ГОСТ Р 53567-2009 (ИСО 10843: 1997) [2] – АИ. Считаем, что этими документами не все предусмотрено для надежности измерения [3, 4]. При проведении испытаний взрывных процессов требуются измерения ВУВ и АИ не только в зонах ее поражающего действия, но и в зоне размещения персонала для обеспечения условий безопасности и населения [5, 6]. По мере удаления ВУВ от эпицентра взрыва происходит ее асимптотическая трансформация в АИ [7]. В настоящее время нет общепризнанных гигиенических нормативов, регламентирующих нагрузку высокоинтенсивного АИ, что создает риск для здоровья в результате ненормируемого воздействия ВУВ и АИ [8, 9].

Цель работы: определить критериальные параметры на различных этапах трансформации ВУВ в АИ и дать рекомендации по особенностям метрологического обеспечения лабораторных и полигонных испытаний взрывчатых веществ.

Особенности измерений критериальных параметров на различных этапах трансформации воздушной ударной волны в акустический импульс

ВУВ в процессе распространения проходит несколько этапов трансформации.

Зона ближнего действия взрыва. Зона до отрыва ВУВ от продуктов взрыва называется зоной ближнего действия взрыва. Чем медленнее происходит экзотермические

реакции в продуктах взрыва, тем больше радиус ближней зоны. При очень растянутом или порционном выделении тепла при взрыве ВУВ приобретает многоголовый профиль. В ближней зоне величина, идентифицируемая как тротильный эквивалент, становится непостоянной и зависит от расстояния и вида измеренного параметра ВУВ. К основным определяемым параметрам относятся: максимальное избыточное давление во фронте ВУВ, удельный импульс и длительность (τ_+) фазы сжатия ВУВ. В качестве дополнительных для сравнительной оценки эффективности действия боеприпасов в контрольных точках могут определяться значения эквивалентной массы заряда ТНТ по максимальному избыточному давлению и по удельному импульсу. Критериальным параметром для оценки поражения в этой зоне является величина избыточного давления во фронте ударной волны.

Зона сформировавшейся ВУВ (дальняя зона взрыва). ВУВ в этой зоне преобразуется в волну обычного профиля и ее параметры рассчитываются по закону подобия взрывных волн. ВУВ – это область резкого сжатия среды, которая в виде сферического слоя распространяется во все стороны от места взрыва со сверхзвуковой скоростью без диссипативных потерь. Величина параметров ВУВ в основном зависит от мощности, вида взрыва и расстояния. Избыточное давление во фронте ударной волны и длительность фазы сжатия, в первую очередь, обуславливают поражающее действие ВУВ.

При организации измерения параметров ВУВ необходимо руководствоваться [1]. Однако ряд положений, изложенных в этом документе, требуют пояснения. Методы градуировки преобразователей, изложенные в [1], не обеспечивают гарантированной точности определения коэффициента чувствительности «величины К» преобразователей давления. Вместе с тем погрешность этого параметра во многих случаях является если не определяющей, то значительной по абсолютному значению в общей погрешности измерений параметров ВУВ. Если значение «величины К» является неопределенной, то и результаты измерений ΔP_m при испытаниях боеприпасов нельзя считать достоверными. Выход из создавшегося положения следует искать в применении методов и средств градуировки на лабораторных установках, которые гарантированно обеспечивают высокую точность определения коэффициента чувствительности датчиков давления.

Для градуировки преобразователей давления предлагаются различные установки в основном зарубежного производства. Например, калибраторы фирмы «PCB Piezotronics» (США) для градуировки в широком диапазоне давлений. Из отечественных следует обратить внимание на пневматический калибратор типа ВИА-103, разработанный в АО «СКБ «Виброприбор» (г. Таганрог) и предназначенный для лабораторных условий, и калибратор ВИА-103П – для полигонных испытаний. Одним из их преимуществ является дешевизна по сравнению с импортными калибраторами и надежность измерения [4, 10].

Критериальным параметром для оценки поражения в этой зоне являются величина избыточного давления во фронте ударной волны, длительность фазы сжатия и величина удельного импульса. Предпочтение нужно отдавать первому параметру с учетом небольшого диапазона колебаний величины длительности фазы сжатия.

Переходная зона ВУВ в акустическую. В соответствии с законом подобия взрывных волн по мере удаления от эпицентра взрыва ВУВ происходит ее трансформация в виде резкого снижения избыточного давления во фронте волны, уменьшение крутизны фронта, расширения фазы сжатия, замедление скорости распространения волны.

В научной литературе нет четкого описания количественных характеристик параметров ВУВ для этой зоны. Принято считать, что к этой категории нужно относить волны с избыточным давлением ниже 1 атм (194 кПа). С нашей точки зрения, эта величина является достаточно высокой. Приемлемой точкой отсчета для переходной зоны предлагаем величину избыточного давления во фронте волны менее 180 дБ (20 кПа) [5, 11]. При измерении параметров ВУВ в переходной зоне необходимо руководство

ваться [1], а также использовать другие критерии: скорость распространения ВУВ и колебательную скорость. Скорость распространения ВУВ в переходной зоне значительно снижается и стремится к скорости распространения звука в воздухе ($340 \text{ м} \cdot \text{с}^{-1}$). Поэтому целесообразно использовать аппаратуру для измерения скорости звука в данной зоне, например метод интенсивности фиксированными приёмниками в антенне [12].

Критериальными параметрами в этой зоне является величина избыточного давления во фронте ударной волны, длительность фазы сжатия и величина удельного импульса.

Акустическая зона. На больших расстояниях от эпицентра взрыва ВУВ превращается в АИ, который по своим параметрам относится к импульсному шуму (ИШ). Высокоинтенсивный АИ (свыше 150 дБ) вызывает повреждения не только органа слуха, но и головного мозга и внутренних органов (легких) [5, 11]. При оценке ИШ чаще всего применяются амплитудно-временные параметры. Однако единых подходов к измерению ИШ не существует. При измерении ИШ в основном применяются амплитудно-временные характеристики без учета спектра шума. Однако данный подход не совсем правомочен для ИШ, когда в спектре доминируют низкие и инфразвуковые частоты, кроме того, в соответствии с [2] длительность различных фаз сжатия и разрежения импульса не определяется. Использование шкал «А» и «С» для нормирования ИШ не позволяет анализировать весь спектр воздействий. В качестве ориентировочного критерия нужно использовать длительность импульса. Если его величина превышает 50 мс, то это указывает на достаточно высокий уровень низких и инфразвуковых частот в спектре импульса, что требует использования шкалы «Лин» [4, 13]. Для измерения АИ с инфразвуковой компонентой в дальней зоне целесообразно использовать шумомеры фирмы Bruel & Kjaer Type 2250 или 2270 снабженные микрофонами Type 4193 (Дания). В качестве отечественного аналога можно рекомендовать шумомеры фирмы «Октава-Электрон Дизайн», (Октава-110А или Экофизика) с микрофонами ВМК- 206 (ООО «СКБ «Вибро-Прибор» г. Таганрог).

Критериальными параметрами для оценки потерь в этой зоне для АИ с высокочастотной компонентой является пиковый скорректированный по «С» уровень звука (уровень звука С), $L_{p, \text{Сpeak}}$, дБС, а АИ с инфразвуковой компонентой – эквивалентные по энергии УЗД за интервал времени равный одной секунде ($L_{\text{экв.}, 1}$ Лин), в дБ.

Заключение

В большинстве случаев основным поражающим фактором взрыва является ВУВ, которая при распространении от эпицентра взрыва трансформируется в АИ. Условно можно выделить четыре зоны ее трансформации. Количественная оценка критериальных параметров ВУВ и АИ должна проводиться в соответствии с действующими нормативными документами и методами с использованием прецизионной аппаратуры. Это позволяет прогнозировать характер потерь и определять зону безопасности для персонала.

Библиографический список

1. ГОСТ В 25801–83. Боеприпасы. Метод определения характеристик и параметров воздушной ударной волны при взрыве боеприпаса.
2. ГОСТ Р 53567–2009 (ИСО 10843: 1997). Методы описания и измерения единичного импульса или последовательностей импульсов.
3. Косяков, С. И. Инструментальные искажения формы взрывной волны в воздухе / С. И. Косяков, А. Н. Самоваров, Н. М. Сильников // Вопросы оборонной техники. Сер. 16, Технические средства противодействия терроризму. – 2019. – № 3-4. – С. 105–111.
4. Пирожков, М. В. Рекомендации по совершенствованию измерения воздушной ударной волны и акустических импульсов при взрыве / М. В. Пирожков, С. П. Скиба, В. В. Евсевьев, С. П. Драган // Защита от повышенного шума и вибрации : сб. докл. VII Всерос. науч.-практ. конф. с междунар. участием. – Санкт-Петербург, 2019. – С. 175–179.

5. Зинкин, В. Н. Обоснование использования средств защиты от вредного действия импульсного шума при стрельбе из стрелкового оружия и средств ближнего боя / В. Н. Зинкин, И. М. Ахметзянов, С. М. Логаткин // Вопросы оборонной техники. Сер. 16, Технические средства противодействия терроризму. – 2012. – № 3-4. – С. 64–71.
6. Зинкин, В. Н. Актуальные проблемы защиты населения от низкочастотного шума и инфразвука / В. Н. Зинкин, С. К. Солдатов, А. В. Богомолов, С. П. Драган // Технология гражданской безопасности. – 2015. – Т. 12, № 1 (43). – С. 90–96.
7. Косяков, С. И. О трансформации интенсивных нелинейных волн в воздухе в акустические возмущения / С. И. Косяков, А. Н. Самоваров, Н. Н. Васильев // Вопросы оборонной техники. Сер. 16, Технические средства противодействия терроризму. – 2016. – № 7-8. – С. 57–63.
8. Зинкин, В. Н. Влияние высокоинтенсивного авиационного шума на заболеваемость инженерно-технического состава военно-воздушных сил / В. Н. Зинкин, В. В. Квасовка, С. К. Солдатов // Военно-медицинский журнал. – 2008. – Т. 329, № 2. – С. 59–63.
9. Зинкин, В. Н. Особенности патологического действия авиационного шума на орган слуха инженерно-технического состава авиации / В. Н. Зинкин, В. Г. Миронов, С. К. Солдатов, П. М. Шешегов // Российская отоларингология. – 2007. – № 6 (31). – С. 69–74.
10. Пирожков, М. В. Рекомендации по совершенствованию точности градуировки средств измерения избыточного давления воздушной ударной волны / М. В. Пирожков, В. В. Евсеев, С. П. Скиба // Актуальные проблемы защиты и безопасности : сб. докладов XXII Всерос. науч.-практ. конф. – Санкт-Петербург, 2019. – Т. 5. – С. 576–588.
11. Ахметзянов, И. М. Импульсный шум при стрельбе из стрелкового оружия и средств ближнего боя как фактор военного труда / И. М. Ахметзянов, В. Н. Зинкин, С. М. Логаткин // Военно-медицинский журнал. – 2012. – Т. 333, № 6. – С. 52–58.
12. Евсеев, В. В. Применение интенсивметрической антенны для мониторинга и локализации источников шума / В. В. Евсеев, С. А. Петров, М. В. Пирожков, С. П. Скиба // Экология и безопасность жизнедеятельности промышленно-транспортных комплексов ELPIT : сб. тр. VI Междунар. конгресса. – 2017. – Т. 4. – С. 59–66.
13. Драган, С. П. Обоснование предельно допустимых уровней звукового давления импульсного акустического воздействия для обеспечения условий безопасности обслуживающего персонала при испытании специальных средств / С. П. Драган, О. А. Григорьев, Г. Г. Ерофеев // Вопросы оборонной техники. Сер. 16, Технические средства противодействия терроризму. – 2014. – № 11-12. – С. 64–71.

В. Н. Якимов¹, Р. Ш. Ибатов²

¹Самарский государственный технический университет, г. Самара, Россия

²ЗАО «Нефтебазстрой», г. Самара, Россия

ОПЕРАТИВНОЕ ИЗМЕРЕНИЕ И ОПРЕДЕЛЕНИЕ МАССЫ СВЕТЛЫХ НЕФТЕПРОДУКТОВ ПРИ ВЫПОЛНЕНИИ ОПЕРАЦИЙ СЛИВА И НАЛИВА

На текущий момент в нефтяной отрасли сложилась потребность в повышении точности прямых измерений массы светлых нефтепродуктов. Кроме того, существующие на нефтебазах методики определения технологических потерь от неплотности оборудования при приёме и отпуске нефтепродуктов дают завышенные на 20–30 % результаты.

Точно учитывать массу нефтепродуктов можно только по весу в килограммах и тоннах, но достоверно определить его в большинстве случаев проблематично. Это объясняется тем, что в современной нефтяной отрасли учет массы светлых нефтепродуктов в основном осуществляется косвенным способом.

Технология слива на практике выглядит следующим образом:

1) при поступлении нефтепродуктов по трубопроводу масса определяется расчетным путем с использованием счетчиков объема или путем проведения замеров в приемных резервуарах, куда сливается поступившая продукция;

2) при сливе железнодорожных цистерн масса нефтепродуктов определяется с помощью калибровочных таблиц, составленных на каждый тип цистерны;

3) при сливе из автомобильных цистерн масса нефтепродуктов определяется на основе данных об уровне перелива/недолива в горловине цистерны, а также на основе паспортов, изготовленных на каждую секцию принимаемой автоцистерны с указанием полного объема и диаметра горловины.

При наливе (отпуске) нефтепродуктов в автомобильные цистерны масса определяется расчетным путем с использованием счетчиков объема, метроштоков и градуировочных таблиц с корректировкой по плотности и температуре. Для этого необходимо выполнение целого ряда различных измерений, а именно:

- 1) замер уровня наполнения цистерны;
- 2) замер уровня «подтоварной» воды;
- 3) измерение уровня перелива/недолива относительно нулевого уровня (планки), установленного в горловине цистерны;
- 4) замер плотности нефтепродуктов;
- 5) измерение температуры отпускаемых нефтепродуктов;
- 6) измерение температуры окружающего воздуха и температуры, при которой проводилось измерение плотности нефтепродуктов.

Вследствие того, что такой подход требует выполнения нескольких последовательных операций, повышается время обработки данных и погрешность измерения.

На некоторых объектах применяются весы для взвешивания непосредственно автомобильных или железнодорожных цистерн. Нормативная погрешность измерений массы при данном методе составляет [1]:

- 1) для расцепленных железнодорожных цистерн и автоцистерн – 0,40 %;
- 2) для движущихся сцепленных железнодорожных цистерн и автоцистерн – 0,50 %.

Вопросы точного, оперативного учёта и экономии нефтепродуктов являются во многом определяющими для нашей страны, особенно в виду того, что энергоёмкость отечественной промышленности существенно превосходит аналогичный показатель зарубежных стран.

Выше изложенные проблемы актуальны для действующих и проектируемых объектов нефтяной отрасли. Для ее решения применяется система измерения комбинированного верхнего и нижнего дозированного налива, оснащенная счетчиком-расходом.

В этих условиях нельзя недооценивать и важность применения автоматизированных систем управления предприятием (АСУП) при учете нефтепродуктов во время операций по приему и отпуску.

При использовании расходомера погрешность измерения массы на участке приема и налива составляет 0,25 % по массе, 0,25 %; по объему, $0,5 \text{ кг/см}^3$ по средней плотности продукта и $0,5 \text{ }^\circ\text{C}$ по средней температуре [1–4].

Регулировка расхода и поддержание постоянной производительности налива осуществляется программным путем и позволяет производить настройку расхода для конкретного технологического трубопровода объекта, с учетом высоты взлива в резервуаре и минимизировать гидроудары, что увеличивает точность дозирования.

В виду того, что участки слива-налива – это взрывоопасная зона, оборудование применяется взрывозащищенного исполнения «Ех», имеет комбинированный вид взрывозащиты «взрывонепроницаемая оболочка» входная и выходная «искробезопасная электрическая цепь» уровня «ib».

На участках приема и налива используется система измерения комбинированного верхнего и нижнего дозированного налива маловязких неагрессивных жидкостей с коммерческим учетом в объемных и массовых единицах, АСН-6ВНГ модуль Ду100 [5] в комплекте с расходомером, с насосом, с входной лестницей и перекидным трапом, обслуживающая один отсек автоцистерны с одной стороны наливного островка.

АСН-6ВНГ модуль Ду100 [5] изготовлена согласно требованиям промышленной безопасности и обеспечивает максимальную безопасность при операциях слива-налива нефтепродуктов.

В качестве измерительной системы на АСН-6ВНГ модуль Ду100 [5] используется кориолисовый расходомер Proline Promass 80F.

Измерительная система состоит из трансмиттера и сенсора. Имеется два разных варианта исполнения расходомера. Первый вариант представляет собой компактное исполнение, при котором трансмиттер и сенсор составляют единую механическую конструкцию. Второй вариант представляет собой раздельное исполнение, когда трансмиттер и сенсор устанавливаются физически раздельно и связаны между собой кабелем.

Измерение плотности определяется по колебательным процессам измерительных трубок, которые всегда возбуждаются на их резонансной частоте. Изменение массы и, следовательно, плотности колеблющейся системы (состоящей из измерительных трубок и среды) приводит к соответствующей автоматической регулировке частоты колебаний. Следовательно, резонансная частота является функцией плотности среды. Эта зависимость используется в микропроцессоре для получения сигнала плотности.

Для расчета компенсации температурного воздействия замеряется температура измерительных трубок. Этот сигнал соответствует температуре процесса и также используется в качестве выходного сигнала.

Для управления АСН-6ВНГ модуль Ду100 [5] используется программное обеспечение «АРМ оператора налива и слива» производства ОАО «Промприбор» [5].

АСУП позволяет оператору без затруднений контролировать до пятнадцати происходящих одновременно процессов налива или слива нефтепродуктов. По сравнению с использованием пультов дистанционного управления значительно снижается нагрузка на оператора и увеличивается производительность труда.

В ходе технологического процесса ведется журнал событий, позволяющий в любой момент времени восстановить хронологию работы АСН-6ВНГ модуль Ду100 [5] и действий оператора.

Для управления вышеуказанными системами используется программное обеспечение и АРМ. Это обеспечивает дополнительные возможности:

- 1) программы сторонних производителей могут связываться с АРМ по интерфейсам через таблицы базы данных;
- 2) доступ к измерительной информации по локальной сети объекта или через Интернет, в том числе с мобильных устройств (планшеты, смартфоны и т.д.) по Wi-Fi;
- 3) автоматическая регистрация поставок топлива с уведомлением по E-mail.

Передача и обработка данных измерительных сигналов осуществляется с использованием бинарного стохастического квантования. Данный вид квантования позволяет осуществлять предельно грубое двухуровневое квантование без систематической погрешности. Результат бинарного знакового аналого-стохастического квантования можно рассматривать как непрерывный во времени знаковый (телеграфный) сигнал, ограниченный по уровню значениями «-1» и «+1» [6–8]. Такой сигнал устойчив к внешним помехам.

Кроме того, внедрение автоматизированной системы коммерческого учета позволяет реализовать:

- 1) передачу данных в автоматическом режиме на АРМ оператора;
- 2) обеспечить коммерческий учет каждой отпущенной дозы продукта и бренда;

3) минимизировать ручные операции и человеческое влияние на измерения.

Вследствие этого разработанный вариант измерения и определения массы светлых нефтепродуктов при выполнении операций слива и налива находит применение при реконструкции и новом проектировании складов горюче-смазочных материалов и прочих объектов нефтяной отрасли.

Работа выполнена при финансовой поддержке РФФИ (проект № 19-08-00228 А).

Библиографический список

1. ГОСТ Р 8.595–2004. Государственная система обеспечения единства измерений (ГСИ). Масса нефти и нефтепродуктов. Общие требования к методикам выполнения измерений. – Взамен ГОСТ Р 8.595–2002; введ. 2005-11-01. – Москва : Стандартинформ, 2018. – 24 с.

2. ГОСТ 8.417–2002. Государственная система обеспечения единства измерений. Единицы величин. – Взамен ГОСТ 8.417–81; введ. 2003-09-01. – Москва : Стандартинформ, 2018. – 33 с.

3. ПР 51-00159093-012–2000. Организация и порядок проведения метрологической аттестации и калибровки измерительных каналов систем агрегатной автоматики. – Введ. 2000-05-03. – Москва : Изд-во стандартов, 2005. – 25 с.

4. Рекомендация ГСОЕИ. Методы экспериментального определения и контроля характеристик погрешности измерительных каналов измерительных систем и измерительных комплексов: МИ 2440-9. – Взамен МИ 2313-94; введ. 1997-12-29. – Москва : Изд-во Госстандарта России, 2013. – 29 с.

5. Система измерительная АСН-6ВНГ Модуль Ду100. – URL: http://www.azstrastroy.ru/catalogue/tank_farm/autofilling/asn/kombinirovannyj_naliv_vng/asn6vng/ (дата обращения: 03.01.2020).

6. Якимов, В. Н. Цифровой комплексный статистический анализ на основе знакового представления случайных процессов / В. Н. Якимов // Известия Самарского научного центра РАН. – 2016. – Т. 18. – № 4 (7). – С. 1346–1353.

7. Якимов, В. Н. Цифровое оценивание спектральной плотности мощности на основе знакового стохастического квантования непрерывных процессов / В. Н. Якимов // Приборы и системы. Управление, контроль, диагностика. – 2001. – № 12. – С. 60–64.

8. Якимов, В. Н. Знаковый алгоритм анализа спектра амплитуд и восстановления гармонических составляющих сигналов в условиях присутствия некоррелированных фоновых шумов / В. Н. Якимов, А. В. Машков // Научное приборостроение. – 2017. – Т. 27, № 2. – С. 83–90.

А. В. Поспелов

АО «НИИФИ», г. Пенза, Россия

ОБ ОСОБЕННОСТЯХ АДАПТИВНОГО УПРАВЛЕНИЯ В ВОЛНОВЫХ ТВЕРДОТЕЛЬНЫХ ГИРОСКОПАХ НА ОСНОВЕ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ЭТАЛОННОЙ МОДЕЛИ ГИРОСКОПА

Волновыми твердотельными гироскопами (ВТГ) называются устройства для измерения углов поворота и угловой скорости, реализованные на взаимодействии эффектов Брайана и Кориолиса, в результате которого в кромке осесимметричного резонатора формируется стоячая волна деформаций, пространственное положение которой относительно заданной системы координат пропорционально измеряемым параметрам.

Рабочие волновые процессы в резонаторе ВТГ, представляющем собой цилиндрическую или полусферическую оболочку из металла, кварца, пьезокерамики и т.д.,

формируются суперпозицией двух независимых модальных колебаний – первичной моды (возбуждения) и вторичной моды (измерения) вдоль осей жесткости резонатора.

Несовершенство изготовления одной из основных деталей – резонатора как осесимметричного тела приводит к эффектам взаимосвязи жесткостей и добротностей (демпфирования) в ортогональных направлениях колебаний и, как следствие, к ухудшению дрейфовых характеристик. Минимизация указанных перекрестных связей является одной из наиболее сложных проблем разработки ВТГ. Известным способом решения проблемы является так называемая механическая балансировка резонаторов, заключающаяся в удалении лишней массы по определенному геометрическому направлению. Недостатками способа являются высокая трудоемкость и низкая эффективность, связанные с непредсказуемыми результатами в изменяющихся условиях эксплуатации.

Автором исследован прямой путь модуляции сигналов возбуждения сигналами, пропорциональными влиянию перекрестных связей, но его использование требует разработки специальных законов и систем управления ВТГ на основе оптимизации режимов работы электромеханической конструкции гироскопа. К числу таких законов относится, например, система управления обратной связью ВТГ по угловой скорости, что повышает точность гироскопа и расширяет частотный диапазон измерений. В этом режиме работы ВТГ измеренная амплитуда колебаний кромки резонатора непрерывно контролируется и за счет действия электромеханической обратной связи постоянно устанавливается в нулевое состояние. При исследовании установлено, что одним из недостатков подобного управления является то, что действие перекрестных связей, возникающих при наличии разноточности, физически неотличимо от действия измеряемой скорости и приводит к появлению значимых систематической и случайной составляющих смещения нуля, которые к тому же могут изменяться при изменениях температуры и в процессе старения.

Для исключения влияния таких факторов, относящихся к числу неизмеряемых в силу сложности их идентификации в составе измеряемых сигналов, предлагается использование адаптивных законов управления, или законов, изменяющихся в зависимости от изменения неконтролируемых сигналов.

Одним из методов идентификации дефектов в составе измерительных сигналов является принцип адаптивного управления на основе наблюдателей состояния. Наблюдателем состояния является модель, подключенная параллельно к объекту управления и получающая непрерывную информацию об изменениях регулирующего воздействия и регулирующей величины. При этом в системе не формируются дополнительные измерительные сигналы, но в регулятор вводится корректирующее устройство, в результате чего образуется новый регулятор, работающий в обычной одноконтурной схеме [1, 2].

Основными параметрами для наблюдения в ВТГ являются изменения во времени или динамика четырех контролируемых переменных – положения стоячей волны θ , квадратурного движения Q , энергии колебаний E и дрейфа опорной фазы φ .

Перечисленные переменные вычисляются в контроллере управления ВТГ, вследствие чего имеется доступ для наблюдения за их динамикой, что и позволяет строить на ее основе системы адаптивного управления, в том числе системы, основанные на использовании эталонной модели гироскопа.

При этом задача управления формализуется следующим образом: уравнение движения резонатора с неизвестными параметрами D , K , Ω , эквивалентное динамическому уравнению резонатора ВТГ, как парциального осциллятора второго порядка [2], записывается в виде векторного уравнения:

$$\ddot{g} + D\dot{g} + kg = f - 2\Omega\dot{g}, \quad (1)$$

$$g = \begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix}, f = \begin{bmatrix} f_x \\ f_y \end{bmatrix}, \Omega = \begin{bmatrix} 0 & -\Omega \\ \Omega & 0 \end{bmatrix}, D = \begin{bmatrix} d_{xx} & d_{xy} \\ d_{xy} & d_{xx} \end{bmatrix}, k = \begin{bmatrix} \omega_x^2 & \omega_{xy} \\ \omega_{xy} & \omega_y^2 \end{bmatrix},$$

где x, y – перемещение кромки резонатора; f_x, f_y – управляющие силы; Ω – измеряемая угловая скорость; d_{xx}, d_{xy} – коэффициенты затухания колебаний с учетом разнодобротности; $\omega_x, \omega_y, \omega_{xy}$ – собственные частоты и их различия; g – вектор измеряемого перемещения кромки; D – матрица усредненного коэффициента демпфирования; k – матрица усредненной жесткости; Ω – кососимметричная гироскопическая матрица.

Закон обобщенного управления силами f на основе измерений g и \dot{g} действует при условии, что Ω оценивается правильно и ограничена пределами диапазона измерений, например в пределах ± 300 °/с. Отмечается, что в постановке задачи нет операции непосредственного измерения скорости.

Предположим также, что наблюдатель в виде эталонной траектории имеет вид:

$$\ddot{g}_m + k_m g_m = 0. \quad (2)$$

Здесь индекс m обозначает принадлежность к эталону.

При этом закон адаптивного управления f при измерении скорости имеет вид:

$$f = \widehat{D} \dot{g}_m + \widehat{R} g_m + 2\widehat{\Omega} \dot{g}_m + \tau_0, \quad (3)$$

где $\widehat{R}, \widehat{D}, \widehat{\Omega}$ – оценки R, D, Ω , $\tau_0 = -\gamma \dot{e}_p$, $e_p = g - g_m$, $\dot{e}_p = -\dot{g}_m$, $\gamma = \text{diag}\{\gamma_1, \gamma_2\}$.

С учетом этого законы адаптации параметров имеют вид:

$$\dot{\widehat{R}} = \frac{1}{2} \gamma_R (\tau_0 g_m^T + g_m \tau_0^T),$$

$$\dot{\widehat{D}} = \frac{1}{2} \gamma_D (\tau_0 \dot{g}_m^T + \dot{g}_m \tau_0^T),$$

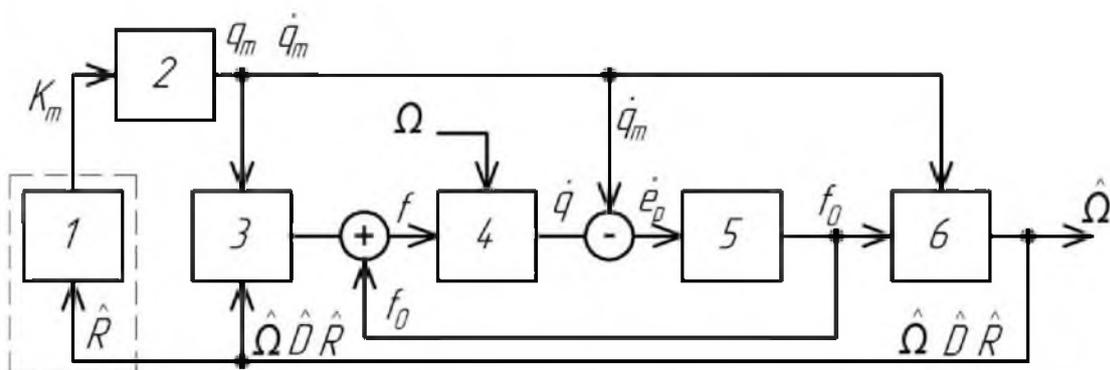
$$\dot{\widehat{\Omega}} = \gamma_\Omega (\tau_0 \dot{g}_m^T - \dot{g}_m \tau_0^T).$$

Здесь $\gamma_R, \gamma_D, \gamma_\Omega$ – коэффициенты усиления оценок R, D, Ω .

В этом случае согласно [3] добавление производной от ошибки e_p без изменения динамики гироскопа приводит к тому, что сама ошибка траектории и ее производные сходятся к нулю.

Из этого следует также вывод о том, что работа гироскопа при $\omega_1 \neq \omega_2$ обладает достаточной устойчивостью возбуждения для обеспечения процесса идентификации основных дефектов изготовления и исключения их влияния на нестабильность смещения нуля, что соответствует реализации процесса самокалибровки.

На основе использования математических моделей (1) – (4) разработана структурная схема ВТГ, представленная на рис. 1.



1 – алгоритм модификации эталонной модели; 2 – эталонная модель; 3 – контроль прямой связи, 4 – ВТГ; 5 – контроль обратной связи; 6 – алгоритм адаптации параметров

Рис. 1. Структурная схема ВТГ с адаптивным управлением на основе использования эталонной модели

Согласно структурной схеме ошибка траектории, ошибка оценки траектории и динамика ошибки оценки траектории задается в пространстве состояний следующим образом:

$$\dot{x}_0 = A_0(t) + A_u x_0 + G_0 W_0, \quad (5)$$

где $x_0 = [e_p \quad \dot{e}_p \quad \tilde{g}_p \quad \tilde{g}_v \quad \tilde{\theta}]^T$, $W_0 = [n]^T$, $A_0(t)$ – изменяющийся во времени член, зависящий от усиления наблюдателя, управляющих усилений γ_1, γ_2 , параметров g_m, \dot{g}_m, k_m, A_u – неизвестный во времени член, зависящий от параметров R, D, Ω и G_0 – матрица распределения шума, зависящая от $L, \gamma, g_m, \dot{g}_m$.

Моделированием представленной структуры установлено:

- 1) $A_0(t)$ является периодической матрицей с известным периодом $T = 4\pi^2/\omega_1\omega_2$;
- 2) D, R, Ω имеют малые значения;
- 3) управляющие коэффициенты γ_1, γ_2 и коэффициенты усиления наблюдателей L_1, L_2 связаны между собой. Указанная взаимосвязь резко ослабляется при сближении значений ω_1, ω_2 . Это условие достаточно точно выполняется в ВТГ за счет эффективной работы системы компенсации квадратуры.

Подтверждено, что если в эталонной модели выполнить условие $x_0\omega_1 = y_0\omega_2$, можно независимо регулировать динамику оценки угловой скорости и динамику оценки дефектов резонатора.

Выводы:

В результате исследования структуры ВТГ с адаптивным управлением показана возможность совершенствования дрейфовых характеристик ВТГ за счет компенсации неизмеряемых параметров ВТГ, таких как дрейфы разночастотности и разнодобротности (D, K), а также отслеживать и компенсировать их изменения в процессе эксплуатации.

Библиографический список

1. Александров, А. Г. Оптимальные и адаптивные системы : учеб. пособие для вузов / А. Г. Александров. – Москва : Высш. шк., 1989. – 263 с.
2. Дружинина, М. В. Методы адаптивного управления нелинейными объектами по выходу / М. В. Дружинина, В. О. Никифоров, А. А. Фрадков // Автоматика и телемеханика. – 1996. – Вып. 2. – С. 3–33.
3. Friedland, B. A simple nonlinear observer for estimating parameters in dynamic systems / B. Friedland // 12th Triennial World Congress. – Sydney, Australia, 1993. – URL: goodreads.com

А. А. Коноваленко¹, А. И. Нефедьев^{1,2}, Д. И. Нефедьев³

¹Волгоградский государственный технический университет, г. Волгоград, Россия

²Волгоградский государственный университет, г. Волгоград, Россия

³Пензенский государственный университет, г. Пенза, Россия

ИОНИЗАЦИОННЫЙ ДАТЧИК КОНТРОЛЯ ПЛАМЕНИ

Процесс сгорания является сложным, неоднородным и случайным процессом. В то же время, получение малотоксичного горения часто возможно в небольшом диапазоне составов воздушно-топливных смесей при определенной температуре процесса сгорания. Для этого должны точно поддерживаться необходимые условия горения [1, 2]. При прекращении горения, и в некоторых случаях при отрыве факела от горелки, дол-

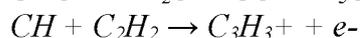
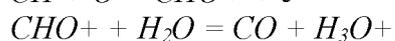
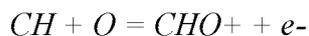
жен быть незамедлительно выдан сигнал на прекращение подачи топлива. Из-за нестационарности процесса горения возникают сложности в использовании некоторых типов датчиков для непосредственного контроля процесса горения. Известно, что пламя состоит из плазмы, которая является электропроводной средой. Исследования в данной области начали проводиться в середине прошлого века, что привело к лучшему пониманию физики процесса горения. В настоящее время существует и успешно используются системы контроля горения, в состав которых входят датчики пламени на основе явления электропроводности. Такие датчики применяются, например, в нагревательных котлах для контроля рабочего режима. Таким образом, датчики контроля пламени – один из важнейших факторов безопасной работы котельной.

Система автоматической защиты отопительного котла включает в себя множество датчиков и устройств, но наиболее значимым является датчик контроля наличия пламени, который позволяет осуществить безопасную эксплуатацию котла, а также обеспечить автоматическую блокировку подачи топлива в горелки котла при возникновении нештатной ситуации. В связи с тенденцией перевода отопительных котельных на работу без постоянного дежурного персонала существенно возрастают требования к надежности работы автоматики котла.

Очень часто для контроля наличия пламени применяется метод ионизации, который заключается в наблюдении за электрическими свойствами пламени. Датчики контроля пламени в таком случае называют датчиками ионизации, а принцип их работы основан на том, что они фиксируют электрические характеристики пламени.

Работа ионизационных датчиков контроля пламени основана на эффекте электрической проводимости пламени под действием разности потенциалов, приложенной к корпусу горелки и электроду датчика. В пламени, как в низкотемпературной плазме, всегда присутствуют свободные электроны и ионы. Под действием разности электрических потенциалов начинается движение этих частиц, т.е. Возникает электрический ток. Этот ток ионизации фиксируется устройством управления, причем наличие тока свидетельствует о наличии пламени.

Механизмам кинетики горения углеводородов посвящено множество исследований [1, 2]. В том числе исследуются механизмы образования заряженных частиц. Существует достаточно большое количество как экспериментальных исследований ионизации пламени, так и исследований, посвященных теоретическому моделированию ионизации пламени. В этих работах исследуется ионизация метанового пламени, или другого углеводородного топлива в условиях гомогенного воспламенения. Основными ионами в пламени являются CHO^+ и H_3O^+ , что показано в реакциях:



При этом характерно, что для метановоздушного пламени основными частицами, обуславливающими проводимость пламени, являются разные ионы, зависящие от состава топлива, причем их количество может измеряться десятками.

В основу системы контроля за наличием пламени в топке котла [3, 4] положена возможность работы данной системы от резервного источника питания при отсутствии напряжения в электросети.

Структурная схема системы контроля за наличием пламени приведена на рис. 1.

На датчик ионизации (ди) подано относительно высокое напряжение (100-300 в), которое обеспечивает возникновение ионного тока при наличии ионов в пламени. Это напряжение вырабатывает преобразователь напряжения (пн), представляющий собой высокочастотный генератор, работающий на частоте 50 кгц. Высокочастотное напряжение выпрямляется, сглаживается и подается на электрод датчика ионизации. Преобразователь напряжения пн питается от источника питания ип с выходным напряжением 12 в.

Параллельно источнику питания включен аккумулятор (акк) для организации резервного питания при отключении напряжения электросети (~220 в).

Наличие питания от аккумулятора позволяет отключить подачу топлива в котел при отключении сетевого напряжения. Сигнал с датчика ионизации подается на усилитель (у), и далее – на формирователь (ф), на выходе которого формируется сигнал логического уровня. Данный сигнал подается на микроконтроллер (мк), где он обрабатывается в соответствии с заложенной в него программой. На выходе микроконтроллера формируется сигнал управления клапаном подачи топлива в котел.

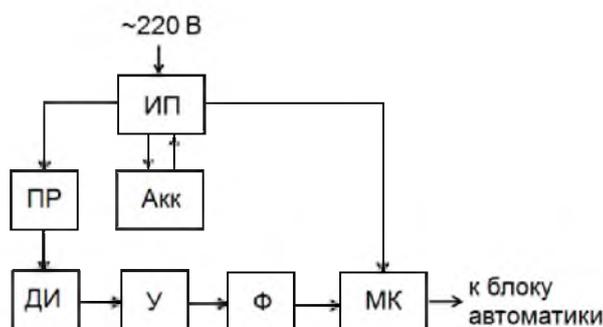


Рис. 1. Структурная схема системы контроля пламени

Электрическая схема усилителя тока ионизации и формирователя цифрового сигнала, входящих в экспериментальный стенд, приведены на рис. 2.

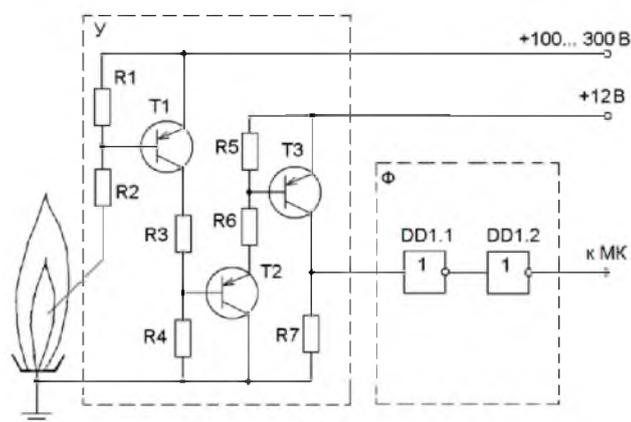


Рис. 2. Электрическая схема усилителя тока ионизации и формирователя сигнала

Усиление тока ионизации происходит в трехкаскадном транзисторном усилителе, собранном на транзисторах т1-т3. Первый усилительный каскад питается от высокого напряжения 100–300 в, получаемого при помощи инвертора из напряжения питания 12 в. Второй и третий усилительные каскады питаются от напряжения 12 в. Все три усилительных каскада соединены последовательно по току, и работают без начального смещения. Такое решение позволило преобразовать пульсацию проводимости пламени в последовательность импульсов напряжения на выходе усилительных каскадов. Выходное напряжение усилителя, которое представляет собой падение напряжения на резисторе r7, можно рассчитать по формуле

$$U_{OUT} = R_7 \cdot \left(\left(\left(\left(I_0 - \frac{U_{be}^{T1}}{R_1} \right) h_{21}^{T1} - \frac{U_{be}^{T2}}{R_4} \right) h_{21}^{T2} - \frac{U_{be}^{T3}}{R_5} \right) h_{21}^{T3} \right)$$

где i_0 – ток ионизации, u_{be} – напряжение перехода база-эмиттер транзистора, h_{21} – коэффициент усиления тока транзистора.

Последовательно с усилителем тока включен каскад, преобразующий выходной сигнал усилителя ионного тока в сигнал логического уровня прямоугольной формы. Этот каскад состоит из двух последовательно включенных логических инверторов. Затем амплитуда импульсов уменьшается до уровня 5в, необходимого для работы микроконтроллера. По частоте следования импульсов, и по их длительности микроконтроллер принимает решение о характере процесса горения воздушно-топливной смеси. А при отсутствии импульсов на выходе формирователя в течение 1 секунды микроконтроллер выдает сигнал на блок автоматики для отключения подачи топлива в котел.

На рис. 3 приведена осциллограмма напряжения на коллекторе транзистора t_1 при нахождении электрода датчика на границе факела.



Рис. 3. Напряжение на коллекторе транзистора t_1 (электрод датчика на границе факела)

Из осциллограммы видно, что амплитуда импульсов напряжения нестабильна, что определяется изменением проводимости пламени на границе факела. Несмотря на то, что амплитуда сигнала уменьшилась, сигнал на коллекторе транзистора t_3 , и на выходе формирователя имеется. Это показывает, что чувствительность датчика ионизации довольно высокая, и ее достаточно для уверенного обнаружения пламени на границе факела. Увеличение амплитуды импульсов напряжения при работе в этом режиме достигается увеличением напряжения питания первого усилительного каскада на транзисторе t_1 .

Одним из направлений повышения надёжности котельных установок является использование систем микроконтроллерного управления, позволяющих оценивать достоверность сигналов с различных датчиков, и принимать взвешенные решения. Также по сигналам датчиков может быть сделана оценка наличия признаков зарождения аварийного режима работы котла, и в этом случае время, необходимое для отключения подачи топлива, значительно уменьшается. Последовательность импульсов напряжения, поступающих с формирователя, обрабатывается микроконтроллером. Микроконтроллер принимает решение о наличии или отсутствии пламени, и выдает команду на электромагнитный клапан, регулирующий подачу топлива в котел.

Исследование датчика факела показало его высокую чувствительность и подтвердило его ожидаемые характеристики. Результаты испытаний подтвердили надежность обнаружения пламени в различных режимах работы отопительного котла и при различных возможных положениях электрода датчика. Результаты исследований позволяют использовать данное устройство в составе систем контроля факела отопительных котлов и промышленных печей.

Библиографический список

1. Torkil, Holm. Aspects of the mechanism of the flame ionization detector / Holm Torkil // Journal of Chromatography. – 1999. – Vol. 842, Iss. 1–2 (21 May). – P. 221–227.
2. Improving current of sparkplug ion sensors in HCCI combustion using sodium, potassium, and cesium acetates: Experimental and numerical modeling / R. H. Butt, Y. Chen, J. H. Mack, S. Saxena, R. W. Dibble, J.-Y. Chen // Proceedings of the Combustion Institute. – 2015. – Vol. 35, Iss. 3. – P. 3107–3115.
3. Пат. 186367 Российская Федерация, МПК F 23 N 5/08. Датчик контроля наличия пламени / Нефедьев А. И., Коноваленко А. А. ; опубл. 16.01.2019, Бюл. № 2.
4. Нефедьев, А. И. Датчик пламени для котельной установки / А. И. Нефедьев, А. А. Коноваленко // Молодой учёный. – 2019. – № 11. – URL: <https://moluch.ru/archive/237/55131/>

П. К. Кузнецов, В. И. Батищев, Б. В. Мартемьянов

Самарский государственный технический университет, г. Самара, Россия

ДИАГНОСТИКА СОСТОЯНИЯ БОРТОВОЙ АППАРАТУРЫ НАВИГАЦИИ И УПРАВЛЕНИЯ КОСМИЧЕСКОГО АППАРАТА НАБЛЮДЕНИЯ

Космические аппараты наблюдения (КАН) являются важнейшим источником информации о состоянии среды обитания человека. В настоящее время в России находится в эксплуатации и постоянно совершенствуется система мониторинга Земли, основу которой составляет группировка КАН типа «Аист-2». Группировка проводит съемку земной поверхности в нескольких спектральных диапазонах излучения, включая ближний инфракрасный диапазон. Получаемая видеоинформация позволяет делать выводы качественного характера об экологическом состоянии зон наблюдения. Для превращения этой информации в измерительную необходимо осуществить ее точную привязку к географическим координатам и проводить регулярную калибровку бортовой оптико-электронной аппаратуры. Привязка и калибровка осуществляется с использованием специального программного обеспечения, одним из элементов которого является программа выявления колебаний и вибраций фокальной плоскости космического телескопа, имеющих место в процессе съемки.

Доклад посвящён решению последней из перечисленных задач – задаче определения амплитуд и частот колебания фокальной плоскости телескопа, имеющих место на маршруте съемки. Обычно для решения этой задачи используется служебная информация, получаемая бортовыми датчиками угловых скоростей (ДУС). Но такой способ получения информации о параметрах вибраций является косвенным, поскольку фокальная плоскость и платформы с ДУС конструктивно разнесены и связаны недостаточно жестко, поэтому получаемая информация в высокочастотных колебаниях (от 10 Гц и выше) не всегда достоверна. В докладе предлагается методик апостериорного, но непосредственного, измерения колебаний фокальной плоскости на основе анализа получаемых изображений подстилающей поверхности. В предлагаемом способе измерения используется видео информация, получаемая с двух оптико-электронных преобразователей (ОЭП), расположенных на фокальной плоскости на некотором расстоянии друг от друга, но так, что ими сканируется практически одна и та же область земной поверхности. Идея способа состоит в измерении время пролета точек изображения между двумя ОЭП. Такой подход к определению параметров движения изображений известен. Для решения

рассматриваемой задачи идентификации параметров вибраций, которые имеют значения долей микрометра, необходимо научиться определять смещение изображений, получаемых от двух ОЭП с точностью до десятых и сотых долей пикселя, чего до сих пор не умели делать. Здесь предлагается использовать метод функционализации параметров изображения [1, 2, 3] для проведения таких точных измерений. В указанных работах получено обобщенное уравнение оптического потока (векторного поля скоростей движения изображений), которое устанавливает связь параметров движения с измеримыми характеристиками изображений: характеристиками, вычисляемыми на подобластях изображения ненулевой площади, чем обеспечивается высокая точность измерений.

Исследование динамики фокальной плоскости

Исследование динамики фокальной плоскости проводилось для КАН «Аист-2Д».

На представленных ниже графиках по оси ординат отложены значения в пикселях.

На рис. 1 представлены две диаграммы параметров b_x поперечных колебаний, полученных одновременно для двух различных пар ОЭП. По оси абсцисс отложены номера строк изображения (масштабированное время).

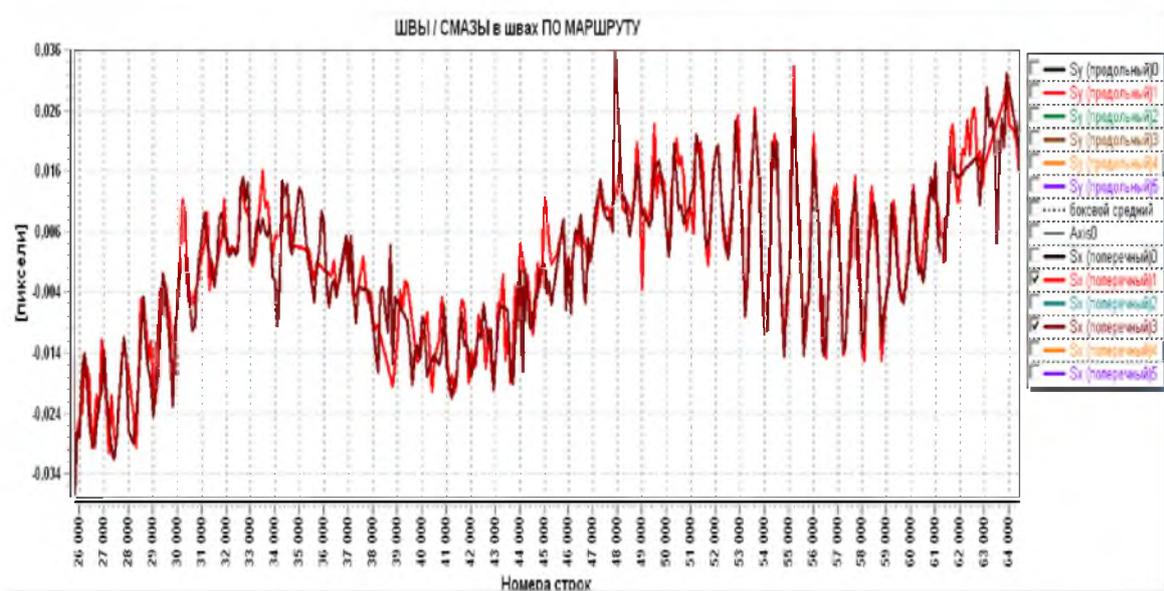


Рис. 1. Диаграммы параметров поперечных колебаний

Отметим, что диаграммы на рис. 1 изменяются в границах интервала $[-0,034, 0,036]$ пикселей, то есть на интервале длиной 0,07 пикселя и охваченный диаграммами интервал времени соответствует времени формирования 38000 строк изображения. Высокая степень совпадения диаграмм на столь длительном интервале времени косвенно подтверждает, как их достоверность, так и высокую точности совмещения изображений, ранее не достижимую: шаг координатной сетки в вертикальном направлении равен 0,01 пикселя.

Проведен анализ амплитудного спектра этих колебаний (рис. 2): по оси абсцисс отложена частота колебаний в Гц, по оси ординат – амплитуда продольной составляющей колебаний фокальной плоскости.

Анализ причин появления на амплитудном спектре (рис. 2) резонансных всплесков показал, что низкочастотные колебания вызваны управляющим воздействием со стороны системы управления движением КАН на маршруте съемки при отработке программы движения в процессе съемки. Частота 11,5 Гц. совпадает с собственной частотой колебаний солнечных батарей КАН. Частота 159,8 Гц. возникает из-за дисбаланса роторов силовых гироскопов, управляющих движением КАН.

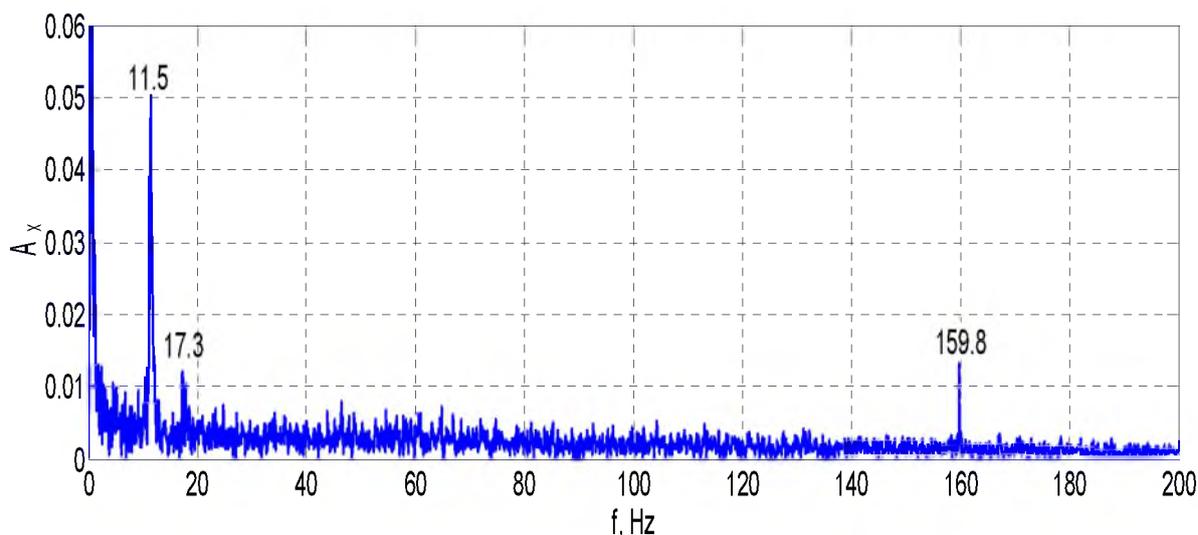


Рис. 2. Амплитудный спектр продольных колебаний фокальной плоскости

Таким образом, разработанное ПО впервые в практике диагностики КАН обеспечило контроль колебаний и вибраций ФП в условиях орбитального полета, не реализуемых в условиях наземных испытаний.

Работа выполнена при финансовой поддержке РФФИ (проекты: № 18-08-00253-А, № 17-08-01708-А).

Библиографический список

1. Кузнецов, П. К. Техническое зрение подвижных объектов. Метод анализа поля скоростей динамического изображения / П. К. Кузнецов, Б. В. Мартемьянов, В. И. Семавин // Вестник компьютерных и информационных технологий. – 2014. – № 1. – С. 3–9.
2. Кузнецов, П. К. Техническое зрение подвижных объектов. Совмещение изображений как динамический процесс / П. К. Кузнецов, Б. В. Мартемьянов, В. И. Семавин // Вестник компьютерных и информационных технологий. – 2014. – № 2. – С. 3–10.
3. Кузнецов, П. К. Техническое зрение подвижных объектов. Методика совмещения изображений, полученных при наблюдении с подвижного основания / П. К. Кузнецов, Б. В. Мартемьянов, А. В. Ращупкин // Вестник компьютерных и информационных технологий. – 2014. – № 3. – С. 10–17.

С. В. Прытков, А. А. Ашрятов, Д. К. Чуракова, В. Г. Куликов

Национальный исследовательский Мордовский государственный университет
им. Н. П. Огарёва, г. Саранск, Россия

ОЦЕНКА ПОГРЕШНОСТИ МЕТОДОВ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ СИСТЕМ ФОТОМЕТРИРОВАНИЯ

В статье исследуются погрешности алгоритмов преобразования систем фотометрирования на примере преобразования $C\gamma \rightarrow B\beta$. Рассматриваемые алгоритмы приводят на заключительном этапе к разным видам интерполяции: на рассеянных данных и биполярной интерполяции. Авторы исследуют как ведёт себя погрешность при разном шаге

сетки углов фотометрирования и при разном показателе степени k , определяющем фотометрическое тело круглосимметричного источника $I(\alpha) = \cos^k(\alpha)$.

В американском [7] и российском [2] стандартах есть формулы перехода между системами фотометрирования. Но как было показано в [4] в этих документах есть ряд неточностей, которые не позволяют на практике воспользоваться предложенными решениями. Там же показано как корректно совместить системы фотометрирования, и указано, что в результате преобразования структура данных становится нерегулярной, поэтому дополнительно необходимо осуществлять интерполяцию значений сил света. Без этого невозможно сформировать файлы фотометрических данных [6; 8]. Здесь возможны два варианта. Если мы совмещаем старую систему (систему с исходными данными) с новой, то интерполяция значений силы света осуществляется в новой системе. В данном случае интерполяционные узлы образуют нерегулярную сетку, поэтому нужно использовать соответствующую интерполяцию (например, с применением триангуляции Делоне) [5]. Если мы совмещаем новую систему (систему, в которой хотим получить значения силы света) со старой, то интерполяция значений силы света осуществляется соответственно в старой системе. В данном случае интерполяционные узлы образуют прямоугольную сетку, поэтому находить значения силы света можно с помощью билинейной интерполяции [3]. В данной статье исследуется распределение погрешностей для указанных методов.

Для исследования погрешностей методов был разработан следующий тест. Фотометрическое тело моделировалось телом вращения, образующая которого задавалась аналитически в следующем виде:

$$I(\alpha) = \cos^k(\alpha) \quad (1)$$

Данная функция хорошо аппроксимирует светораспределение круглосимметричных источников света: офисные светильники, прожекторы и т.д. С повышением показателя степени светораспределение становится более узким. Таким образом, можно смоделировать как косинусное светораспределение офисных светильников, так глубокое и концентрированное у прожекторов. На рис. 1 изображены кривые силы света для $k = 1, 3, 5, 7, 10$.

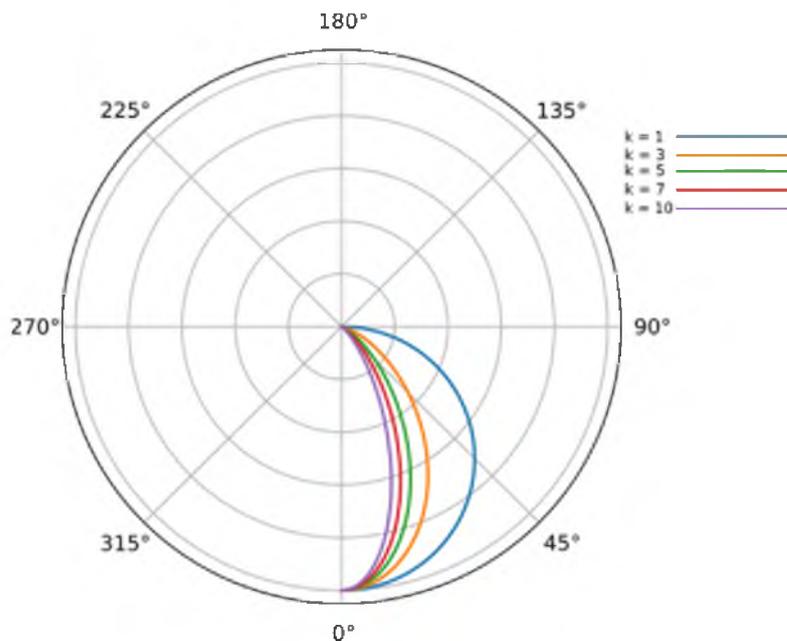


Рис. 1. КСС при разных показателях степени круглосимметричного источника