

ИЗМЕРЕНИЕ. МОНИТОРИНГ. УПРАВЛЕНИЕ. КОНТРОЛЬ

Научно-производственный журнал

СОДЕРЖАНИЕ

ОБЩИЕ ВОПРОСЫ МЕТРОЛОГИИ И ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ ТЕХНИКИ

Фомичев А. В., Плаксин И. М., Зотов А. В.

УВЕЛИЧЕНИЕ ВРЕМЕНИ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ
АВТОНОМНЫХ БЛОКОВ БЕСПРОВОДНОЙ СИСТЕМЫ
ТЕЛЕМЕТРИИ ДЛЯ ТЕХНИЧЕСКИ СЛОЖНЫХ
И ОПАСНЫХ В ЭКСПЛУАТАЦИИ ИЗДЕЛИЙ

3

Трофимов А. А.

МЕТОДИЧЕСКАЯ ПОГРЕШНОСТЬ
РАСЧЕТА МАГНИТНЫХ ПОТОКОВ
ТРАНСФОРМАТОРНЫХ ДАТЧИКОВ ПЕРЕМЕЩЕНИЙ

9

ИНФОРМАЦИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ В ИЗМЕРЕНИЯХ

Мелентьев В. С., Иванов Ю. М., Муратова В. В.

МЕТОД ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ ГАРМОНИЧЕСКИХ
СИГНАЛОВ НА ОСНОВЕ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ
ХАРАКТЕРНЫХ ТОЧЕК ДОПОЛНИТЕЛЬНЫХ
СИГНАЛОВ НАПРЯЖЕНИЯ

16

Головин П. Д., Чернецов М. В.

ПРИМЕНЕНИЕ МЕТОДА КВАЗИОБРАЗЦОВОГО
ИНТЕРВАЛА ВРЕМЕНИ ДЛЯ РАЗДЕЛЬНОГО ИЗМЕРЕНИЯ
ПАРАМЕТРОВ ПАРАМЕТРИЧЕСКИХ ДАТЧИКОВ
В АВТОКОЛЕБАТЕЛЬНЫХ СИСТЕМАХ
РЕЛАКСАЦИОННОГО ТИПА

23

Мясникова Н. В., Панов А. П., Цытин Б. В.
СИСТЕМА ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ ХАРАКТЕРИСТИК
ДАТЧИКОВ ДИНАМИЧЕСКОГО ДАВЛЕНИЯ 32

Новиков С. А., Тюленев П. В.
РАЗРАБОТКА МОДУЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ ЧАСТОТЫ
ДЛЯ МАЛОЙ СИСТЕМЫ ТЕЛЕМЕТРИИ 37

Фролов М. А., Самошин А. В.
МЕТОДИКА РАСЧЕТА ЧУВСТВИТЕЛЬНОГО ЭЛЕМЕНТА
ТИПА «МЕМБРАНА-ПОДУШКА-СТАКАН»
МЕТОДОМ КОНЕЧНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ 42

Чайковский В. М.
УСТРОЙСТВО ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ
МДП-СТРУКТУРЫ С КОМПЕНСАЦИЕЙ
ВЛИЯНИЯ ЕМКОСТИ ДИЭЛЕКТРИКА 46

МЕХАНИЧЕСКИЕ ИЗМЕРЕНИЯ

Волков В. С., Баринев И. Н., Евдокимов С. П.
ТЕМПЕРАТУРНАЯ КОМПЕНСАЦИЯ
ПОЛУПРОВОДНИКОВОГО ДАТЧИКА ДАВЛЕНИЯ
С НЕЛИНЕЙНОЙ ТЕМПЕРАТУРНОЙ
ЗАВИСИМОСТЬЮ ХАРАКТЕРИСТИК 53

**Михайлов П. Г., Мокров Е. А., Скотников В. В.,
Тютюников Д. А., Петрин В. А.**
ВОПРОСЫ СОЗДАНИЯ ВЫСОКОТЕМПЕРАТУРНЫХ
ДАТЧИКОВ МЕХАНИЧЕСКИХ ВЕЛИЧИН.
МАТЕРИАЛЫ. КОНСТРУКЦИИ. ТЕХНОЛОГИИ 61

Ползунов И. В., Родионов А. А., Шокоров В. А.
СПОСОБЫ ПОВЫШЕНИЯ НАДЕЖНОСТИ И ТОЧНОСТИ
ИЗМЕРЕНИЯ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ДАТЧИКОВ
ДАВЛЕНИЯ В СОСТАВЕ ИЗДЕЛИЙ РАКЕТНО-
КОСМИЧЕСКОЙ ТЕХНИКИ ПРИ ВОЗДЕЙСТВИИ
РАДИАЦИОННОГО ИЗЛУЧЕНИЯ 71

ОБЩИЕ ВОПРОСЫ МЕТРОЛОГИИ И ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ ТЕХНИКИ

УДК 621.3.083.7

А. В. Фомичев, И. М. Плаксин, А. В. Зотов

УВЕЛИЧЕНИЕ ВРЕМЕНИ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ АВТОНОМНЫХ БЛОКОВ БЕСПРОВОДНОЙ СИСТЕМЫ ТЕЛЕМЕТРИИ ДЛЯ ТЕХНИЧЕСКИ СЛОЖНЫХ И ОПАСНЫХ В ЭКСПЛУАТАЦИИ ИЗДЕЛИЙ

A. V. Fomichev, I. M. Plaksin, A. V. Zotov

INCREASING LIFETIME OF AUTONOMOUS NODES OF WIRELESS TELEMETRY SYSTEM FOR TECHNICALLY DIFFICULT AND DANGEROUS IN MAINTENANCE HARDWARE PRODUCTS

А н н о т а ц и я. Обоснована необходимость увеличения времени функционирования автономных блоков беспроводной системы телеметрии. Предложена методика увеличения длительности непрерывного функционирования автономных блоков. Приведен расчет эффективности данной методики.

A b s t r a c t. In the article the necessity of increase of the Autonomous blocks wireless telemetry system. Proposed method of increasing duration of continuous functioning of independent blocks. The calculation of the effectiveness of this technique.

К л ю ч е в ы е с л о в а: беспроводные системы, система телеметрии, увеличение времени функционирования, автономный блок, аккумуляторное питание, энергопотребление, режимы функционирования, порты ввода/вывода.

К e y w o r d s: wireless systems, telemetry system, increasing lifetime, autonomous unit, battery powered, power consumption, operation modes, input/output ports.

По результатам эксплуатации беспроводной системы телеметрии в неблагоприятных условиях полевых испытаний технически сложных и опасных в эксплуатации изделий на полигоне межвидовой артиллерии 3 ЦНИИ МО РФ (п. Смолино, Нижегородская область), проходивших при жестком воздействии множества внешних механических и климатических факторов, был обобщен и проанализирован первичный опыт применения беспроводной системы телеметрии. Один из главных полученных выводов – необходимость увеличения времени функционирования автономных блоков. В числе факторов, ограничивающих функциональность беспроводной системы телеметрии в условиях применения эксплуатирующей организации, было названо недостаточное время непрерывного функционирования автономных блоков.

Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль

Продление ресурса работы пространственно разнесенных по объекту автономных блоков является одной из задач эксплуатации беспроводных систем телеметрии. Эти элементы беспроводных систем питаются от литиево-ионных аккумуляторов, часто расположенных в труднодоступных местах объекта.

При решении этой задачи возникают практические проблемы:

- невозможность подсоединения зарядных устройств к автономным блокам;
- невозможность подсоединения зарядных устройств к электрической сети напряжением 220 В переменного тока;
- сложность монтажа и демонтажа автономных блоков в случае организации заряда вне пределов технически сложных и опасных в эксплуатации изделий;
- потребность в значительном количестве зарядных устройств в случае одновременного заряда большого количества автономных блоков;
- неудобство подключения кабелей зарядных устройств из-за применения миниатюрных герметичных соединителей (блочных вилок типа СНЦ42 и кабельных розеток типа СНЦ13).

Простейший путь решения задачи за счет замены используемых аккумуляторов на новые, более повышенной емкости, сложно реализуем, так как требует доработки конструкции корпуса автономных блоков вследствие увеличения габаритных размеров аккумуляторов.

Решение задачи увеличения времени автономной работы возможно за счет модернизации программного обеспечения системы телеметрии.

В схемах автономных блоков систем телеметрии, работающих с датчиковой аппаратурой, часто присутствуют электронные компоненты, которые не имеют специальных входов разрешения типа «Chip Select» или «Output Enable», например карта памяти micro Secure Digital, модуль беспроводной связи стандарта IEEE 802.11b/g/n (Wi-Fi), усилитель сигналов датчиков мостовых схем и т.п. Электропитание таких компонент производится через стабилизаторы напряжения.

Наличие у микросхем стабилизаторов напряжения входа управления позволяет программно регулировать электропитание электронных компонент.

Программное обеспечение системы телеметрии можно представить условно состоящим из двух частей: конфигурирование микроконтроллеров и собственно программа. Сконфигурировав порты ввода-вывода микроконтроллеров как выходные, возможно в нужный момент времени включать/выключать микросхемы стабилизаторов напряжения, задавая тем самым различные режимы энергопотребления.

Дальнейшее уменьшение энергопотребления может быть достигнуто за счет управления работой высокоскоростных синхронных последовательных интерфейсов микроконтроллеров, по которым осуществляется взаимодействие с картой памяти и модулем Wi-Fi. Для этого перед уходом в режим глубокого сна по программе принудительно устанавливаются информационные цепи интерфейсов в состояние слабоподтянутого нуля (weak-pulldown). Кроме того, следует запретить отправку управляющего пакета с соответствующей командой в случае бездействия автономных блоков.

Как правило, в протоколе информационно-логического обмена отражена номенклатура управляющего пакета, устанавливающего соответствующий режим энергосбережения. В то же время из-за человеческого фактора этой возможностью пользуются нечасто, не осуществляя отправку требуемых команд. Для исключения человеческого фактора рекомендуется введение в программное обеспечение функции управления режимом электропитания автономных блоков. Для этого необходимы использование часов реального времени и введение в протокол информационно-логического обмена команд на установку-запрос текущего времени и даты. После включения питания автономные блоки находятся в состоянии пятиминутного ожидания установки текущего времени и даты. В случае неполучения данных по истечении пяти минут автономные блоки уходят в состояние глубокого сна, вывести из которого возможно только повторным включением напряжения питания.

После установки часов в алгоритме работы автономных блоков становится доступным режим принудительного отправления в сон и принудительного пробуждения от сна. После принудительного пробуждения автономные блоки находятся в пятиминутном ожидании в режиме ограниченного энергопотребления для определения своего последующего состояния. В случае неполучения управляющего пакета с указанием дальнейших действий автономные блоки уходят в состояние глубокого сна на заданный интервал времени. Эта процедура повто-

руется периодически до момента получения управляющего пакета с определением требуемых режимов работы.

Найденные технические решения и организационные меры были внедрены в ходе работ по усовершенствованию системы телеметрии корабельной артиллерийской установки (Система С 098 СДАИ.406233.075), разработанной в 2012 г. и поставленной в адрес ОАО ЦНИИ «Буревестник» (г. Нижний Новгород) в том же году. Система телеметрии корабельной артиллерийской установки предназначена для проведения работ по проверке состояния, контроля и регистрации множества критически важных параметров сложных узлов и механизмов изделия А-190-01 на всех ответственных этапах сборки собственного производства, перед отгрузкой отдельных технически сложных конструкций от предприятий-смежников, в процессе передачи перед отправкой конечному потребителю.

Проведение расчета оценки эффективности с помощью информационной модели работы системы констатировало увеличение длительности работы автономных блоков беспроводной системы телеметрии корабельной артиллерийской установки. Модель носит эмпирический характер и основана на экспериментальных данных. В общем случае продолжительность жизни автономных блоков можно представить как циклическую сумму различных состояний функционирования, таких как ожидание приема, передача данных или сообщения, режим сна и т.д. В данном случае в зависимости от алгоритма функционирования автономного блока принимается типовая модель эксплуатации системы телеметрии, длительность работы которой будет зависеть от длительности режимов ожидания, измерений, передачи и сна, так как они при некотором обобщении отвечают за общую длительность непрерывной работы без подзарядки. Чтобы найти длительность работы, необходимо применить рабочую емкость литиево-ионного аккумулятора, составляющую, как правило, 80...90 % от номинальной емкости.

Для литиево-ионных аккумуляторов автономных блоков беспроводной системы телеметрии действует формула

$$C_p = 0,9C_n,$$

где C_p – рабочая емкость аккумулятора; C_n – номинальная емкость аккумулятора.

Следовательно,

$$C_p = K_{\text{цикл}} \cdot (N_{\text{изм}} \cdot (T_{\text{ож}} \cdot I_{\text{ож}} + T_{\text{изм}} \cdot I_{\text{изм}} + T_{\text{пер}} \cdot I_{\text{пер}}) + T_{\text{сна}} \cdot I_{\text{сна}}),$$

где $K_{\text{цикл}}$ – количество полных циклов; $N_{\text{изм}}$ – среднее количество измерений за цикл; $T_{\text{ож}}$ и $I_{\text{ож}}$ – длительность и сила тока в режиме ожидания; $T_{\text{изм}}$ и $I_{\text{изм}}$ – длительность и сила тока в режиме измерений; $T_{\text{пер}}$ и $I_{\text{пер}}$ – длительность и сила тока в режиме передачи; $T_{\text{сна}}$ и $I_{\text{сна}}$ – длительность и сила тока в режиме «сон».

Таким образом, длительность работы будет выражена как

$$T_p = K_{\text{цикл}} \cdot (N_{\text{изм}} \cdot (T_{\text{ож}} + T_{\text{изм}} + T_{\text{пер}}) + T_{\text{сна}}).$$

Эта формула носит приближенный характер, так как последний цикл скорее всего будет незавершенным. Кроме того, единичные посылки команд грубо учитываются в режиме передачи, поскольку при нормальном цикле работы беспроводной системы телеметрии они имеют незначительную продолжительность по сравнению с другими режимами.

Рабочий цикл включает в себя следующие временные составляющие:

– один период ожидания команд (общее время ожидания или «прослушивания» за рабочий цикл);

– три периода измерений;

– три периода передачи;

– один период сна, длящийся все оставшееся время, когда истекает время других периодов.

При одинаковых исходных временных данных периодов проведен расчет длительности работы автономного блока без подзарядки до проведения улучшений (рис. 1, 2) и после (рис. 3, 4).

До проведения усовершенствования ток, потребляемый во время режима «сон», составлял 32 мА. Требовалось проводить зарядку аккумулятора автономного блока емкостью 1500 мА после 38,64 ч непрерывной работы.

После введения улучшений ток, потребляемый во время режима сна, составил 2 мА, много снизились токи и в других режимах, зарядку аккумулятора необходимо производить после 221,2 ч непрерывной работы.

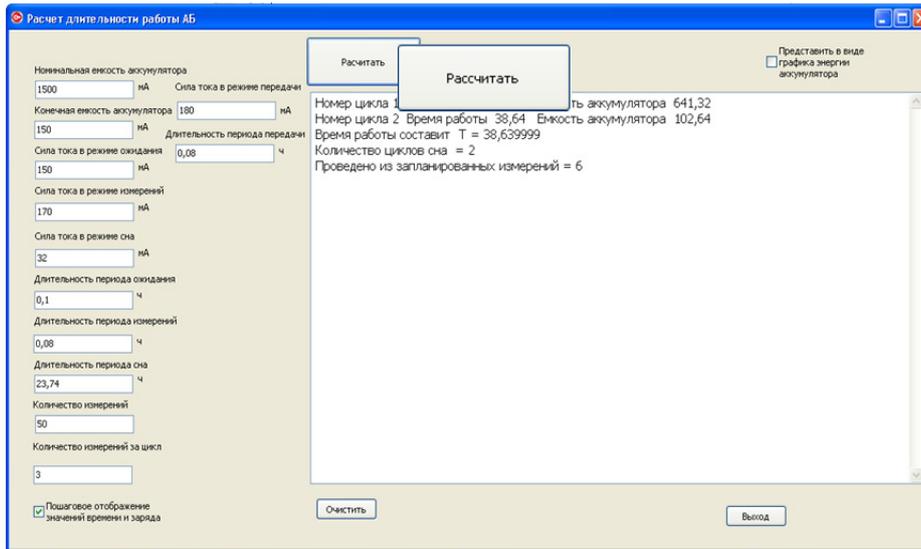


Рис. 1. Временная модель работы автономного блока до улучшения

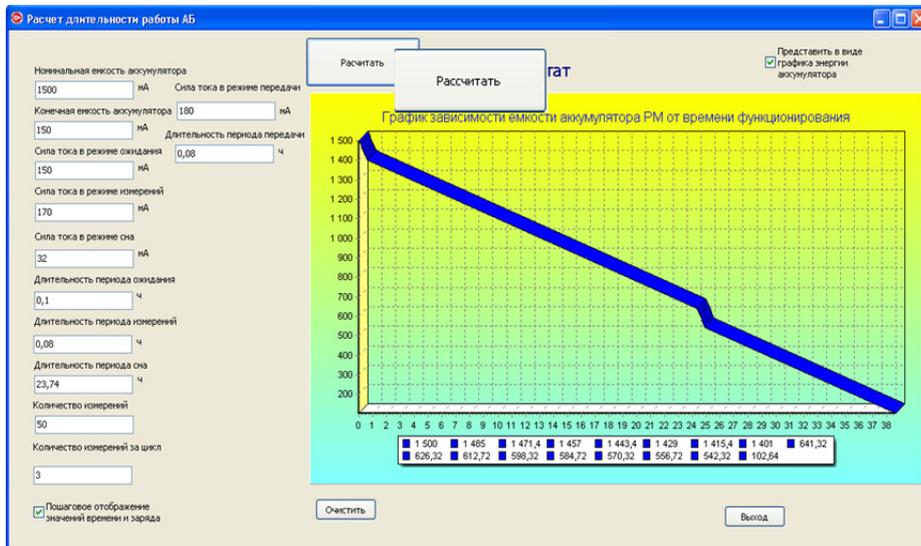


Рис. 2. График зависимости емкости литиево-ионного аккумулятора автономного блока от времени до улучшения

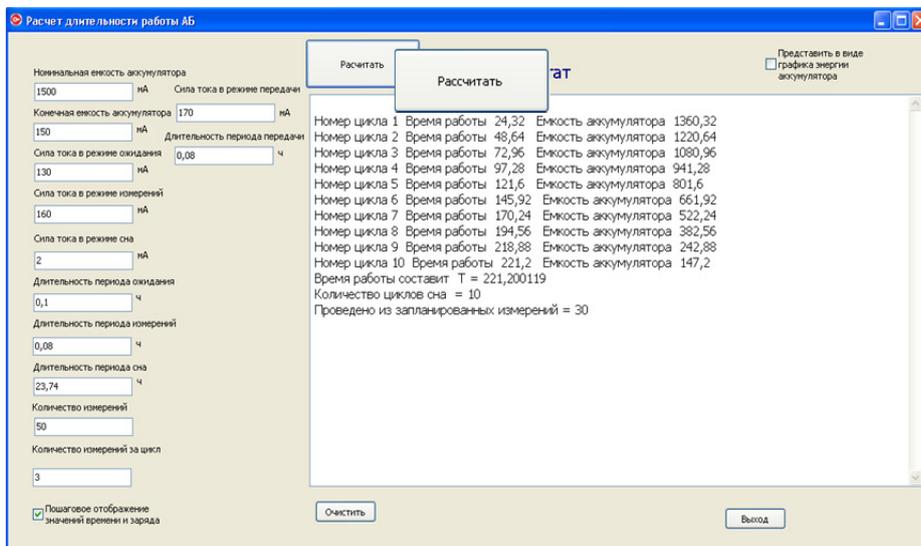


Рис. 3. Временная модель работы автономного блока после улучшения

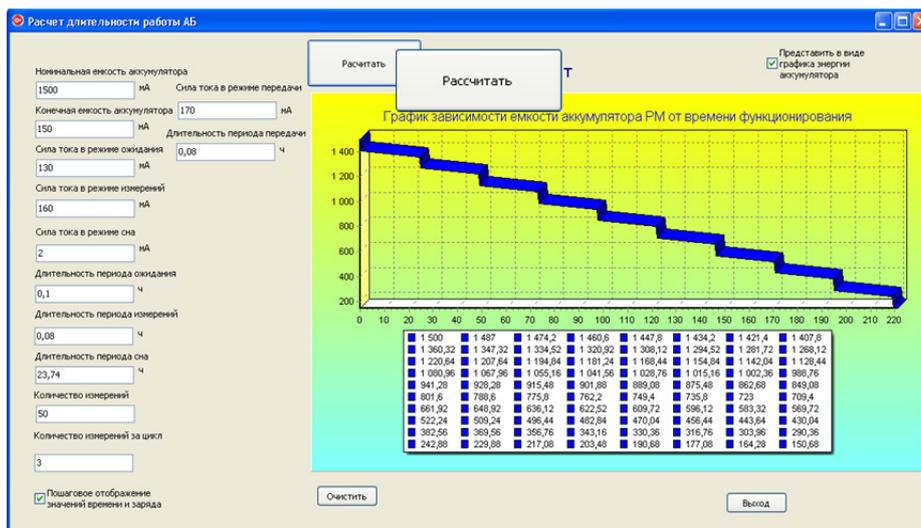


Рис. 4. График зависимости емкости литиево-ионного аккумулятора автономного блока от времени после улучшения

Как видно из рисунков, снижение энергопотребления отдельных узлов за счет более тонкой конфигурации в различных режимах с помощью программного обеспечения позволяет значительно продлить время непрерывного функционирования беспроводной системы телеметрии, позволив увеличить длительность работы ее автономных блоков в зависимости от режима работы в 6–10 раз.

Как следствие увеличения непрерывного функционирования автономных блоков явилась значительная экономия ресурсов в процессе эксплуатации беспроводной системы телеметрии. Длительность зарядки одного литиево-ионного аккумулятора составляет 4 ч без учета затрат времени на демонтаж автономного блока с объекта. После введения улучшений экономия времени на зарядку литиево-ионного аккумулятора сократилась как минимум в 6 раз.

По предварительным расчетам, до введения улучшений при регулярной эксплуатации беспроводной системы телеметрии требовалась хотя бы раз в год замена литиево-ионных аккумуляторов автономных блоков, выработавших свой ресурс по количеству циклов заряда-разряда. Поскольку количество циклов заряда-разряда у применяемых литиево-ионных аккумуляторов составляет не менее 200, а длительность непрерывной работы до улучшения составляла 38,64 ч, уже после не менее чем 7728 ч эксплуатации автономных блоков потребовалась бы замена литиево-ионных аккумуляторов. После проведения работ по корректировке программного обеспечения длительность эксплуатации автономных блоков увеличилась в 5,3 раза. При стоимости одного литиево-ионного аккумулятора примерно 600 руб. замена 50 аккумуляторов составила бы 30 000 руб. За весь период эксплуатации беспроводной системы телеметрии (5 лет по требованию технического задания) общая стоимость замены одного литиево-ионного аккумулятора могла составить 150 000 руб. После введения улучшений замена аккумуляторов по выработке циклов заряда-разряда не потребует как минимум 5 лет.

Выполнение комплекса описанных мероприятий в беспроводной системе телеметрии, предназначенной для измерения критически важных параметров технически сложных и опасных в эксплуатации изделий, позволило увеличить время функционирования автономных блоков не менее чем в 10 раз.

В заключение стоит упомянуть, что приведенная выше методика может быть распространена на практически любое электронное устройство мобильного либо стационарного размещения, в котором в качестве источников питания применяются аккумуляторы.

Фомичев Андрей Васильевич

начальник лаборатории, аспирант,
Научно-исследовательский институт
физических измерений,
Пензенский государственный университет
E-mail: info@niifi.ru

Fomichev Andrej Vasil'evich

head of a laboratory, postgraduate student,
Scientific-research Institute
of physical measurements,
Penza State University

Плаксин Игорь Михайлович

инженер-программист 1 категории, аспирант,
Научно-исследовательский институт
физических измерений,
Пензенский государственный университет
E-mail: info@niifi.ru

Plaksin Igor' Mihajlovich

engineer-programmer, postgraduate student,
Scientific-research Institute
of physical measurements,
Penza State University

Зотов Александр Владимирович

старший научный сотрудник, аспирант,
ОАО ЦНИИ «Буревестник»,
Нижегородский государственный университет
E-mail: zotovmail@nightmail.ru

Zotov Aleksandr Vladimirovich

high scientific employee, postgraduate student,
Central Scientific Research Institute «Burevestnik»,
Nizhniy Novgorod State University

УДК 621.3.083.7

Фомичев, А. В.

Увеличение времени функционирования автономных блоков беспроводной системы телеметрии для технически сложных и опасных в эксплуатации изделий / А. В. Фомичев, И. М. Плаксин, А. В. Зотов // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2013. – № 4 (6). – С. 3–8.

А. А. Трофимов

МЕТОДИЧЕСКАЯ ПОГРЕШНОСТЬ РАСЧЕТА МАГНИТНЫХ ПОТОКОВ ТРАНСФОРМАТОРНЫХ ДАТЧИКОВ ПЕРЕМЕЩЕНИЙ

A. A. Trofimov

TRUNCATION ERROR OF CALCULATION OF MAGNETIC FLUX TRANSFORMER DISPLACEMENT SENSORS

А н н о т а ц и я. На основе составленной эквивалентной схемы замещения соленоида проведен расчет методической погрешности высокотемпературного трансформаторного датчика линейных перемещений, обусловленной неравномерностью магнитного поля вдоль оси соленоида. Разработана конструкция датчика и приведены его основные технические характеристики.

A b s t r a c t. Based on the equivalent circuit composed solenoid calculated methodical error of transformer high linear encoder due to non-uniformity of the magnetic field along the axis of the solenoid. The design of the sensor and are its main technical characteristics.

К л ю ч е в ы е с л о в а: магнитный поток, соленоид, обмотка, датчик перемещений, магнитопровод, ракетно-космическая техника.

К e y w o r d s: magnetic flux, solenoid, winding, displacement sensor, magnetic circuit, rocket and space technology.

Современные датчики как источники информации определяют уровень качества информационно-измерительных и управляющих систем сложных производственно-технологических объектов, особенно в таких наукоемких областях, как энергетика, авиация, ракетно-космическая техника (РКТ), вооружение и военная техника (ВВТ) и др.

Несмотря на высокий современный уровень развития науки и техники, проблемы измерений физических величин остаются актуальными из-за экстремальных условий эксплуатации первичных средств измерений (датчиков), какие имеют место в РКТ и ВВТ. Актуальными, в том числе, остаются задачи измерения перемещений.

Важное место в общей номенклатуре первичных преобразователей перемещений занимают электромагнитные, а именно взаимоиндуктивные (трансформаторные) датчики перемещений. Они отличаются такими достоинствами, как высокая надежность в жестких условиях эксплуатации, относительно малый вес, широкий диапазон измеряемых перемещений, линейность функции преобразования, отсутствие гальванической связи между цепями питания и измерительными цепями, достаточно высокая точность измерений, простота в изготовлении и эксплуатации.

При проектировании такого типа датчиков важное место занимает предварительный расчет их конструктивных параметров, метрологических и эксплуатационных характеристик [1]. При проведении расчетов разработчики электромагнитных датчиков вынуждены использовать целый ряд допущений и проводить расчеты «идеального датчика», который отличается от ре-

альной конструкции наличием допусков на детали и узлы, большим разбросом магнитных свойств основных элементов конструкции магнитопровода, неравномерностью намотки катушек, наличием краевых эффектов и как следствие неравномерностью напряженности магнитного поля как внутри, так и вне питающих и измерительных обмоток.

Проанализируем погрешность расчета датчика линейных перемещений соленоидного типа, обусловленную неравномерностью магнитного поля вдоль оси датчика, с этой целью рассмотрим «идеальный» датчик (соленоид), представленный на рис. 1.

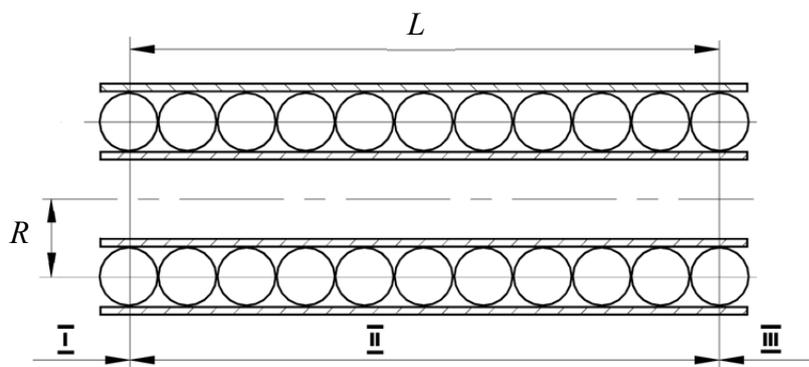


Рис. 1. «Идеальная» конструктивная схема соленоида

Магнитная цепь рассматриваемого соленоида имеет три характерных участка, обозначенных I, II, III.

Явно выраженной является магнитная цепь участка II, которая может быть представлена эквивалентной схемой замещения (рис. 2).

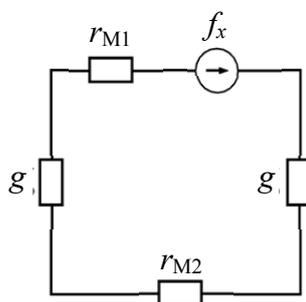


Рис. 2. Эквивалентная схема замещения соленоида

На рис. 2 введены следующие обозначения: f_x – удельная величина намагничивающей силы на оси соленоида в зоне обмотки питания, определяющаяся выражением

$$f_x = \frac{W_1 I_1}{L}, \quad (1)$$

где L – длина соленоидной обмотки питания; W_1 – количество витков обмотки питания; I_1 – ток, протекающий через обмотку; r_{M1} , r_{M2} – удельные магнитные сопротивления в сечении, перпендикулярном к оси соленоида, соответствующей внутренней и внешней областям соленоида; g – удельная проводимость между внутренней и внешней областями соленоида.

Участки I и III могут быть представлены аналогичной эквивалентной схемой замещения с учетом лишь того, что $f_x = 0$.

Дифференциальные уравнения, определяющие распределение нормальных составляющих магнитных потоков Φ и тангенсальных составляющих магнитных напряжений F , соответствующие участкам III, I и II, имеют вид

$$\begin{cases} d\Phi_{II} = F_{II} g dx; \\ dF_{II} = -f_x dx + (r_{M1} + r_{M2}) \Phi_{II} dx; \end{cases}$$

$$\begin{cases} d\Phi_{\text{III},\text{I}} = F_{\text{I},\text{III}} g dx; \\ dF_{\text{I},\text{III}} = (r_{\text{M1}} + r_{\text{M2}}) \Phi_{\text{I},\text{III}} dx. \end{cases}$$

Решив дифференциальное уравнение на отдельных участках магнитной цепи, имеем распределение магнитных потоков и напряжений в виде:

– для зоны I, с учетом того, что при $x \rightarrow -\infty$ магнитный поток $\Phi_{\text{I}} \rightarrow 0$:

$$\begin{cases} F_{\text{I}} = C_1 e^{\gamma x}; \\ \Phi_{\text{I}} = \frac{\gamma}{r_{\text{M1}} + r_{\text{M2}}} C_1 e^{\gamma x}; \end{cases}$$

– для зоны II,

$$\begin{cases} F_{\text{II}} = C_2 e^{\gamma x} + C_3 e^{-\gamma x}; \\ \Phi_{\text{II}} = \frac{1}{r_{\text{M1}} + r_{\text{M2}}} \left[f_x + \gamma (C_2 e^{\gamma x} - C_3 e^{-\gamma x}) \right]; \end{cases}$$

– для зоны III, с учетом того, что при $x \rightarrow \infty$ магнитный поток $\Phi \rightarrow 0$:

$$\begin{cases} F_{\text{III}} = C_4 e^{-\gamma x}; \\ \Phi_{\text{III}} = \frac{1}{r_{\text{M1}} + r_{\text{M2}}} C_4 e^{-\gamma x}, \end{cases}$$

где C_1, C_2, C_3, C_4 – постоянные интегрирования; $\gamma = \sqrt{g(r_{\text{M1}} + r_{\text{M2}})}$ – коэффициент распространения магнитного поля в магнитной цепи.

Постоянные интегрирования определим из условий равенства нормальных составляющих магнитных потоков и тангенсальных составляющих магнитных напряжений в точках соприкосновения участков, т.е. при $x = -\frac{L}{2}$ и при $x = \frac{L}{2}$. При этом имеем

$$C_2 = -C_3; C_1 = -C_4.$$

Магнитный поток в зоне II определяется выражением

$$\Phi_{\text{II}} = \frac{f_x}{r_{\text{M1}} + r_{\text{M2}}} \left(1 - e^{-\gamma \frac{L}{2} \text{ch} \gamma x} \right). \quad (2)$$

Взяв за основу полученное выражение (2), определим эквивалентное значение напряженности магнитного поля на оси соленоида в зоне II в соответствии с выражением

$$H_{\text{з}}(x) = r_{\text{M1}} \Phi_{\text{II}}(x).$$

Принимая во внимание выражение (2), для эквивалентного значения напряженности магнитного поля имеем

$$H_{\text{з}}(x) = f_x (1 - e^{-\gamma \frac{L}{2} \text{ch} \gamma x}). \quad (3)$$

Рассматриваемая погрешность расчета определяется как

$$\delta_n = \frac{H_{\text{з}}(x)}{H_{\text{р}}(x)} - 1, \quad (4)$$

где $H_{\text{р}}(x)$ – реально существующее распределение напряженности магнитного поля вдоль оси соленоида, определяющееся выражением [1]

$$H_p(x) = \frac{WL}{2L} \left[\frac{\frac{L-2x}{2R}}{\sqrt{1 + \left(\frac{L-2x}{2R}\right)^2}} + \frac{\frac{L+2x}{2R}}{\sqrt{1 + \left(\frac{L+2x}{2R}\right)^2}} \right], \quad (5)$$

W – число витков соленоидной обмотки; x – расстояние до точки расчета напряженности магнитного поля от геометрической нейтральной соленоида.

Для определения численных значений погрешности проанализируем коэффициент γ . В качестве удельной проводимости примем удельную проводимость между цилиндрическими поверхностями, расположенными на одной оси с соленоидной обмоткой соответственно внутри и вне этой обмотки и делящими магнитные потоки, протекающие в исследуемых сечениях, пополам. На рис. 3 для пояснения представлены цилиндрические поверхности, между которыми определяется искомая удельная проводимость.

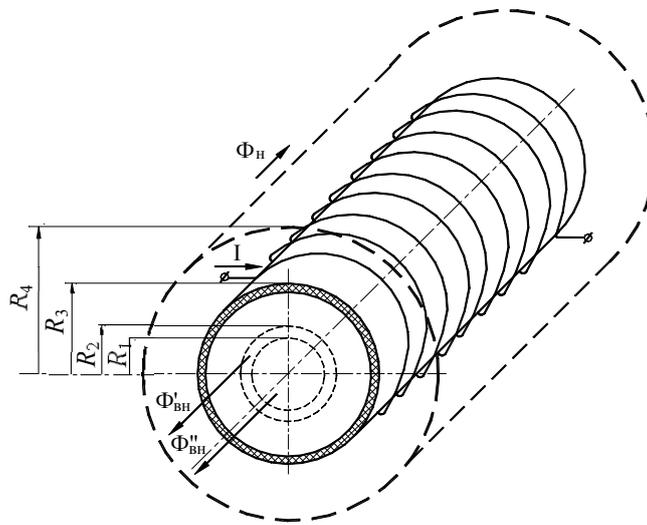


Рис. 3. Цилиндрические поверхности соленоида:

- R_1 – радиус цилиндрической поверхности, делящей магнитный поток в исследуемом сечении соленоида на две равные части $\Phi'_{вн}$ и $\Phi''_{вн}$;
- R_2 – наружный радиус сердечника; R_2 – радиус исследуемого сечения соленоида;
- R_4 – радиус цилиндрической поверхности, делящей магнитный поток вне соленоида на две части так, что выполняется соотношение $\Phi_n = \Phi''_{вн}$

Усредненное значение искомой удельной проводимости определяется выражением

$$g = \frac{2\pi\mu_0}{\ln \frac{K_n}{K_{вн}}}, \quad (6)$$

где $K_n = \frac{R_4}{R}$; $K_{вн} = \frac{R_1}{R}$.

Для определения относительной координаты $K_{вн}$ ограничим исследуемое сечение соленоида диапазоном $0,1 \leq K_R \leq 0,9$ (K_R – относительная координата рассматриваемой точки плоскости витка), что соответствует наиболее приемлемому диапазону при разработке конструкций датчиков.

Суммарный магнитный поток в исследуемом сечении определится выражением [2]

$$\Phi_{вн} = 2\Phi'_{вн} = 2\pi\mu R^2 H_{ц} \int_0^{\frac{R_3}{R}} [0,712 + 0,259(1 - K_R)^{-1,09}] K_R dK_R, \quad (7)$$

где $H_{ц}$ – напряженность магнитного поля в центре витка. После вычисления интеграла имеем

$$\Phi_{\text{вн}} = 2\pi\mu R^2 H_{\text{ц}} \left\{ 0,356 \left(\frac{R_2}{R} \right)^2 + 0,2846 \left[11,1111 - \left(\frac{R_2}{R} \right) \right] \left[1 - \left(\frac{R_2}{R} \right) \right]^{-1,09} - 3,1622 \right\},$$

а величина $K_{\text{вн}}$ определится из соотношения

$$0,5\Phi_{\text{вн}} = 2\pi\mu R^2 H_{\text{ц}} [0,3556 K_{\text{вн}}^2 + 0,2846(11,1111 - K_{\text{вн}})(1 - K_{\text{вн}})^{-1,09} - 3,1622].$$

Результаты расчета относительной координаты $K_{\text{вн}}$ для различных исследуемых сечений сведены в табл. 1.

Для определения относительной координаты $K_{\text{н}}$ проведем аппроксимацию поля вне соленоида. При этом аппроксимацию поля проведем для значений $K_{\text{к}}$, ограниченных диапазоном $1 \leq K_{\text{к}} \leq 300$, что соответствует распределению наиболее существенной части внешнего магнитного потока соленоида. Для повышения точности аппроксимации разобьем исследуемый диапазон относительной координаты $K_{\text{к}}$ на четыре поддиапазона. Результаты аппроксимации напряженности магнитного поля вне соленоида функцией вида $f(K_{\text{к}}) = \alpha(K_{\text{к}} - 1)^b$ сведены в табл. 2.

Таблица 1

Результаты расчета относительной координаты

$\frac{R_2}{R}$	0,1	0,3	0,5	0,7	0,9
$K_{\text{вн}}$	0,071	0,215	0,364	0,52	0,73
$K_{\text{н}}$	75,0	17,0	6,7	3,0	1,6
γR	5,36	2,25	1,66	1,53	1,76

Таблица 2

Результаты аппроксимации

Параметры аппроксимирующей функции	Диапазон измерений $K_{\text{к}}$			
	$1 \leq K_{\text{к}} \leq 2$	$2 \leq K_{\text{к}} \leq 10$	$10 \leq K_{\text{к}} \leq 50$	$50 \leq K_{\text{к}} \leq 300$
a	-0,095	-0,097	-0,336	-16,927
b	-1,475	-2,348	-2,933	-3,904

Значение относительной координаты $K_{\text{н}}$ с учетом (7) определится из соотношения

$$0,5\Phi_{\text{вн}} = 2\pi\mu R^2 H_{\text{ц}} \alpha \int_{\infty}^{K_{\text{н}}} K_{\text{к}} (K_{\text{к}} - 1)^b dK_{\text{к}}. \quad (8)$$

Значения относительной координаты $K_{\text{н}}$, полученные из соотношения (8) для конкретных исследуемых сечений соленоида, сведены в табл. 1.

Величина γ с учетом выражения (6) и соотношений

$$r_{\text{M1}} = \frac{1}{\pi\mu_0 R_2^2}, r_{\text{M2}} \rightarrow 0,$$

определится как

$$\gamma = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{2}{\left(\frac{R_2}{R}\right) \ln \frac{K_{\text{н}}}{K_{\text{вн}}}}}$$

Значения произведений γR сведены в табл. 1.

С учетом полученных результатов и выражений (3), (4) погрешность расчета, обусловленная неравномерностью напряженности магнитного поля вдоль оси соленоида, определится выражением

$$\delta_n = \frac{2 - e^{-\gamma Re(1-x^*)} - e^{-\gamma Re(1+x^*)}}{\frac{l(1-x^*)}{\sqrt{1+[l(1-x^*)]^2}} + \frac{l(1+x^*)}{\sqrt{1+[l(1+x^*)]^2}}} - 1, \quad (9)$$

где введены обозначения

$$l = \frac{L}{2R}; \quad x^* = \frac{2x}{L}.$$

При использовании многослойной катушки соленоида в расчетах в качестве ее радиуса следует принять средний радиус витков.

Анализ полученной погрешности расчета показывает, что при соизмеримых значениях диаметра обмотки соленоида и его длины погрешность расчетов может достигать существенных значений. Наиболее приемлемым для расчета данного класса магнитных цепей является диапазон $\frac{L}{2R} \geq 4$.

Максимальное значение погрешности, при всех вариациях изменений остальных соотношений, не превышает 25 %. Максимум погрешности наблюдается в сечениях соленоида, соответствующих неравенству $0,6 \leq m \leq 1$, и приближенно максимальное значение погрешности может быть оценено в точке, соответствующей $m = 0,8$.

Погрешность расчета δ_n в зависимости от отношения радиуса исследуемого сечения и радиуса витка обмотки соленоида возрастает как при значениях отношения $\left(\frac{R_2}{R}\right)$, близких нулю, так и при значениях, близких единице. Минимальное значение погрешности расчета наблюдается в диапазоне $0,5 \leq \frac{R_2}{R} \leq 0,9$.

Поправочный коэффициент K_{n2} целесообразно ввести в результат расчета мультипликативно, аналогично поправочному коэффициенту K_{n1} :

$$K_{n2} = \frac{2}{\delta_{n \max} + 2}. \quad (10)$$

Или с учетом выражений (9), (10) имеем

$$K_{n2} = \frac{2}{\frac{2 - e^{-0,2\gamma Rl} - e^{-1,8\gamma Rl}}{\frac{0,2l}{\sqrt{1+(0,2l)^2}} + \frac{1,8l}{\sqrt{1+(1,8l)^2}}} + 1}.$$

Как показывают теоретические исследования, погрешность расчетов при введении поправки в наихудшем случае не превышает $\pm 23\%$, что вполне допустимо при расчетах данного типа датчиков.

Учитывая, что для датчиков соленоидного типа, предназначенных для измерения средних перемещений, справедливо неравенство $L \gg 2R$, предложенная методика может адекватно использоваться при их расчете.

При расчете датчиков перемещений могут быть совместно введены поправочные коэффициенты K_{n1} и K_{n2} , так как они получены независимо друг от друга. Тогда используемое в расчетах значение удельной намагничивающей силы определится выражением

$$f_{n1n2x} = f_x K_{n1} K_{n2}.$$

Один из вариантов конструктивного исполнения высокотемпературного трансформаторного датчика перемещений соленоидного типа представлен на рис. 4.

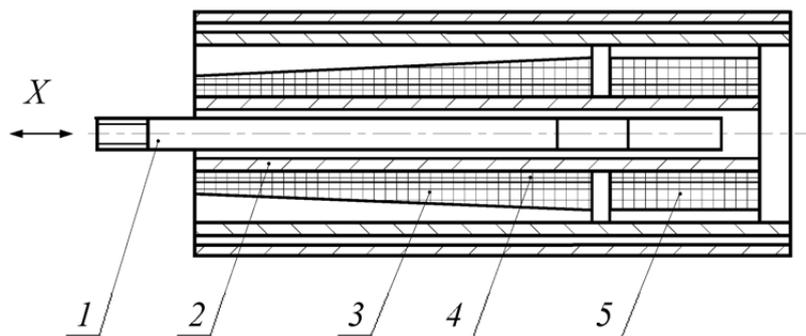


Рис. 4. Конструктивная схема высокотемпературного штокового датчика линейных перемещений соленоидного типа

Конструктивно преобразователь выполнен в виде цилиндрического каркаса 1 с подвижным штоком 2. На каркасе расположены измерительная 3, питающая 4 и компенсационная 5 обмотки. Измерительная и компенсационная обмотки включены квазидифференциально. Неравномерность магнитного поля внутри датчика (краевые эффекты) компенсируется ступенчатым выполнением измерительной обмотки.

Отличительной особенностью преобразователя является стойкость к воздействию высоких температур (до 300 °С), которая достигается использованием высокотемпературных обмоточных и монтажных проводов, клеев, компаундов и других конструктивных материалов.

Основные технические характеристики разработанного датчика приведены в табл. 3.

Таблица 3

Основные технические характеристики разработанного датчика

Диапазон измерений	Основная приведенная погрешность, %, не более	Выходной сигнал	Рабочая температура, °С	Вибрация, g Частота, Гц	Масса, кг
0–60, 0–90, 0–300 мм	2,0	Аналоговый	–60...+300	$\frac{40}{40...2000}$	1,0

Список литературы

1. Дмитриенко, А. Г. Математическая модель, расчет и оптимизация взаимноиндуктивных датчиков линейных перемещений / А. Г. Дмитриенко, А. Н. Трофимов, А. А. Трофимов, В. Л. Кирьянов // Датчики и системы. – 2012. – № 9. – С. 16–19.
2. Говорков, В. А. Электрические и магнитные поля / В. А. Говорков. – М. ; Л. : Госэнергоатомиздат, 1968. – 488 с.

Трофимов Алексей Анатольевич
доктор технических наук,
заместитель начальника УНЦ-37,
Научно-исследовательский институт
физических измерений
E-mail: umc37@mail.ru

Trofimov Aleksey Anatol'evich
doctor of technical sciences,
assistant chief of ESC-37,
Scientific-research Institute
of physical measurements

УДК 681.586.787

Трофимов, А. А.

Методическая погрешность расчета магнитных потоков трансформаторных датчиков перемещений / А. А. Трофимов // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2013. – № 4 (6). – С. 9–15.

**ИНФОРМАЦИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ
В ИЗМЕРЕНИЯХ**

УДК 621.317

*В. С. Мелентьев, Ю. М. Иванов, В. В. Муратова***МЕТОД ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ ГАРМОНИЧЕСКИХ
СИГНАЛОВ НА ОСНОВЕ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ХАРАКТЕРНЫХ
ТОЧЕК ДОПОЛНИТЕЛЬНЫХ СИГНАЛОВ НАПРЯЖЕНИЯ¹***V. S. Melentiev, Ju. M. Ivanov, V. V. Muratova***METHOD OF MEASUREMENT OF HARMONIOUS SIGNAL'S
PARAMETERS ON THE BASIS OF USE OF CHARACTERISTIC
POINTS OF VOLTAGE ADDITIONAL SIGNALS**

А н н о т а ц и я. Рассмотрен новый метод измерения интегральных характеристик, основанный на формировании двух дополнительных сигналов напряжения и определении мгновенных значений входного напряжения и тока в моменты перехода дополнительных сигналов через ноль. Приведены результаты анализа погрешности измерения параметров из-за отклонения реальных сигналов от гармонической модели.

A b s t r a c t. The new method of measurement of the integrated characteristics, based on formation of two additional voltage signals and definition of instant values of an entrance voltage and a current at the moment of transition of additional signals through a zero is considered. Results of the analysis of an error of parameters measurement because of a deviation of real signals from harmonious model are examined.

К л ю ч е в ы е с л о в а: интегральные характеристики, гармоническая модель, мгновенные значения, дополнительные сигналы, фазосдвигающий блок, погрешность.

Key words: integrated characteristics, harmonious model, instant values, the additional signals, the phase-shifting block, error.

Введение

В последнее десятилетие сформировалось направление, связанное с разработкой и построением измерительных систем, предполагающих включение математических моделей непосредственно в их рабочий контур. В рамках этого направления уже разработаны различные аппроксимационные информационно-измерительные системы для определения характеристик квазидетерминированных сигналов. Такие задачи характерны для оперативного техни-

¹ Работа выполнена при поддержке РФФИ (проект 13-08-00173-а).

ческого контроля и испытания оборудования и измерения параметров технологических процессов в промышленности, энергетике, транспорте.

Одними из наиболее часто используемых на практике видов квазидетерминированных сигналов являются периодические сигналы и, как частный случай, гармонические.

В настоящее время при измерении интегральных характеристик гармонических сигналов (ИХГС) широко используются формирование дополнительных сигналов, сдвинутых по фазе относительно входных, и определение информативных параметров по отдельным мгновенным значениям как входных, так и дополнительных сигналов [1].

Использование в качестве дополнительных сигналов ортогональных составляющих напряжения и тока обеспечивает минимальное время измерения. Однако реализация методов, основанных на данном подходе, может привести к существенной погрешности, обусловленной частотной погрешностью фазосдвигающих блоков (ФСБ), обеспечивающих формирование ортогональных составляющих сигналов [2]. Этот недостаток можно устранить, если использовать дополнительные сигналы напряжения и тока, сдвинутые на произвольный, в общем случае, угол $\Delta\alpha$ [3]. Однако при отклонении углов сдвига фаз в каналах напряжения и тока возникает дополнительная погрешность.

Рассмотренные выше недостатки устраняет метод, использующий мгновенные значения только основного и дополнительного сигналов напряжения, сдвинутого относительно входного на произвольный угол $\Delta\alpha$ [4]. Однако при наличии погрешности по модулю ФСБ амплитуда дополнительного сигнала будет отличаться от амплитуды входного, что приведет к существенной погрешности измерения ИХГС.

Метод измерения интегральных характеристик на основе формирования дополнительных сигналов напряжения и использования их характерных точек

Одним из путей повышения точности измерения являются использование характерных точек – переходов дополнительных сигналов через ноль – и определение ИХГС только по мгновенным значениям входных сигналов напряжения и тока, что обеспечивает исключение погрешностей по модулю ФСБ.

Метод основан на том, что формируют первый и второй дополнительные сигналы напряжения, сдвинутые относительно входного по фазе на углы $\Delta\alpha$ и $2\Delta\alpha$ соответственно в сторону опережения. В момент перехода второго дополнительного сигнала напряжения через ноль измеряют первые мгновенные значения входного напряжения и тока. В момент перехода первого дополнительного сигнала напряжения через ноль измеряют вторые мгновенные значения входного напряжения и тока. ИХГС определяют по измеренным мгновенным значениям сигналов напряжения и тока [5].

Временные диаграммы, поясняющие метод, представлены на рис. 1.

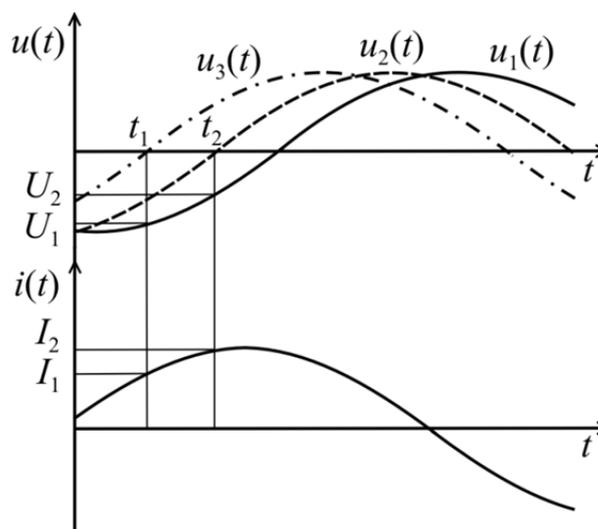


Рис. 1. Временные диаграммы, поясняющие метод

Если входные сигналы напряжения и тока имеют гармонические модели $u_1(t) = U_m \sin \omega t$ и $i(t) = I_m \sin(\omega t + \phi)$, то дополнительные сигналы напряжения примут вид $u_2(t) = U_m \sin(\omega t + \Delta\alpha)$, $u_3(t) = U_m \sin(\omega t + 2\Delta\alpha)$, где U_m , I_m – амплитудные значения напряжения и тока; ϕ – угол сдвига фаз между сигналами напряжения и тока; ω – угловая частота.

В момент времени t_1 , когда второй дополнительный сигнал напряжения переходит через ноль из отрицательной полуволны в положительную, мгновенные значения напряжения и тока будут равны $U_1 = U_m \sin(-2\Delta\alpha)$ и $I_1 = I_m \sin(\phi - 2\Delta\alpha)$.

В момент времени t_2 , когда первый дополнительный сигнал напряжения переходит через ноль из отрицательной полуволны в положительную, мгновенные значения напряжения и тока принимают следующий вид: $U_2 = U_m \sin(-\Delta\alpha)$ и $I_2 = I_m \sin(\phi - \Delta\alpha)$.

Используя мгновенные значения сигналов при угле сдвига ФСБ $\Delta\alpha \leq \frac{\pi}{2}$, получим выражения для определения основных ИХГС:

– среднеквадратические значения (СКЗ) напряжения и тока

$$U_{\text{СКЗ}} = \frac{\sqrt{2}U_2^2}{\sqrt{4U_2^2 - U_1^2}}; \quad (1)$$

$$I_{\text{СКЗ}} = \sqrt{\frac{1}{2} \left[I_2^2 + \frac{(2I_1U_2 - I_2U_1)^2}{4U_2^2 - U_1^2} \right]}; \quad (2)$$

– активная (АМ) и реактивная (РМ) мощности

$$P = \frac{U_2 \left[(I_2U_1 - I_1U_2)U_1 - 2U_2^2I_2 \right]}{4U_2^2 - U_1^2}; \quad (3)$$

$$Q = \frac{(I_2U_1 - I_1U_2)U_2}{\sqrt{4U_2^2 - U_1^2}}. \quad (4)$$

Оценка погрешности, обусловленной отклонением реальных сигналов от гармонической модели

Рассматриваемый метод предназначен для определения интегральных характеристик сигналов с гармоническими моделями. В случае отклонения реального сигнала от гармонической модели неизбежно возникает методическая погрешность. Для данного вида погрешности используем методику оценки погрешности результата измерения интегральной характеристики как функции, аргументы которой заданы приближенно с погрешностью, соответствующей отклонению модели от реального сигнала, предложенную в [1].

В этом случае предельные значения абсолютных погрешностей определения интегральных характеристик сигналов будут равны

$$\Delta U_{\text{СКЗ}} = \left(\left| \frac{\partial U_{\text{СКЗ}}}{\partial U_1} \right| + \left| \frac{\partial U_{\text{СКЗ}}}{\partial U_2} \right| \right) \Delta U_m; \quad (5)$$

$$\Delta I_{\text{СКЗ}} = \left(\left| \frac{\partial I_{\text{СКЗ}}}{\partial I_1} \right| + \left| \frac{\partial I_{\text{СКЗ}}}{\partial I_2} \right| \right) \Delta I_m + \left(\left| \frac{\partial U_{\text{СКЗ}}}{\partial U_1} \right| + \left| \frac{\partial U_{\text{СКЗ}}}{\partial U_2} \right| \right) \Delta U_m; \quad (6)$$

$$\Delta P = \left(\left| \frac{\partial P}{\partial I_1} \right| + \left| \frac{\partial P}{\partial I_2} \right| \right) \Delta I_m + \left(\left| \frac{\partial P}{\partial U_1} \right| + \left| \frac{\partial P}{\partial U_2} \right| \right) \Delta U_m; \quad (7)$$

$$\Delta Q = \left(\left| \frac{\partial Q}{\partial I_1} \right| + \left| \frac{\partial Q}{\partial I_2} \right| \right) \Delta I_m + \left(\left| \frac{\partial Q}{\partial U_1} \right| + \left| \frac{\partial Q}{\partial U_2} \right| \right) \Delta U_m, \quad (8)$$

где $\Delta U_{\max} = U_{1m} \sum_{k=2}^{\infty} h_{uk}$ и $\Delta I_{\max} = I_{1m} \sum_{k=2}^{\infty} h_{ik}$ – предельные абсолютные погрешности аргументов, соответствующие наибольшим отклонениям гармонических моделей от реальных сигналов; U_{1m} и I_{1m} – амплитудные значения первых гармоник сигналов; $h_{uk} = \frac{U_{mk}}{U_{1m}}$ и $h_{ik} = \frac{I_{mk}}{I_{1m}}$ – коэффициенты k -тых гармоник напряжения и тока.

Используя предельные значения абсолютных погрешностей (5)–(8) и выражения (1)–(4), можно определить относительные погрешности определения СКЗ напряжения и тока и приведенные погрешности определения АМ и РМ:

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

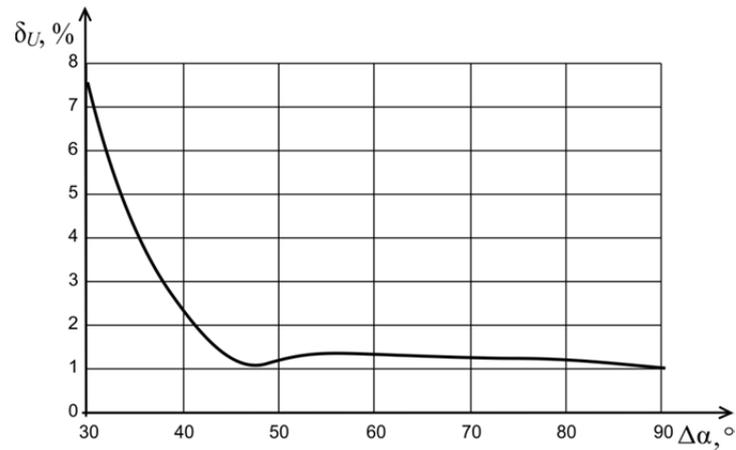
$$\delta_{I_{\text{СКЗ}}} = \frac{\sum_{k=2}^{\infty} h_{ik} [|\cos(\phi - \Delta\alpha)| + |\cos \phi|]}{2|\sin \Delta\alpha| \sqrt{1 + \sum_{k=2}^{\infty} h_{ik}^2}} + \frac{\sum_{k=2}^{\infty} h_{uk}}{2|\sin^3 \Delta\alpha| \sqrt{1 + \sum_{k=2}^{\infty} h_{ik}^2}} \left\{ |\cos(\phi - \Delta\alpha)|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

$$\gamma_P = \frac{\sum_{k=2}^{\infty} h_{ik} (|\cos \Delta\alpha| + 2|\cos \Delta\alpha|)}{|\sin \Delta\alpha| \sqrt{1 + \sum_{k=2}^{\infty} h_{ik}^2} \sqrt{1 + \sum_{k=2}^{\infty} h_{uk}^2}} + \frac{\sum_{k=2}^{\infty} h_{uk}}{2|\sin^5 \Delta\alpha| \sqrt{1 + \sum_{k=2}^{\infty} h_{ik}^2} \sqrt{1 + \sum_{k=2}^{\infty} h_{uk}^2}} \left\{ \sin^2 \Delta\alpha \left[2 \cos^2 \Delta\alpha \times \right. \right. \\ \left. \times \cos(\phi - \Delta\alpha) + \sin \phi \sin \Delta\alpha \right] + \left| 2 \cos \Delta\alpha \left[\cos(\phi - \Delta\alpha) \sin^4 \Delta\alpha - \sin \phi \right] + \right. \\ \left. + \sin(\phi - \Delta\alpha) \sin \Delta\alpha (2 - 3 \sin^2 \Delta\alpha) \right\}; \quad (11)$$

$$\gamma_Q = \frac{\sum_{k=2}^{\infty} h_{ik} (1 + 2|\cos \Delta\alpha|)}{\sqrt{1 + \sum_{k=2}^{\infty} h_{ik}^2} \sqrt{1 + \sum_{k=2}^{\infty} h_{uk}^2}} + \frac{\sum_{k=2}^{\infty} h_{uk}}{2|\sin^3 \Delta\alpha| \sqrt{1 + \sum_{k=2}^{\infty} h_{ik}^2} \sqrt{1 + \sum_{k=2}^{\infty} h_{uk}^2}} \times \\ \times \left[2 \sin^2 \Delta\alpha \sin(\phi - \Delta\alpha) + \cos \Delta\alpha \sin \phi + 2|\sin \phi - 2 \sin^3 \Delta\alpha \cos(\phi - \Delta\alpha)| \right]. \quad (12)$$

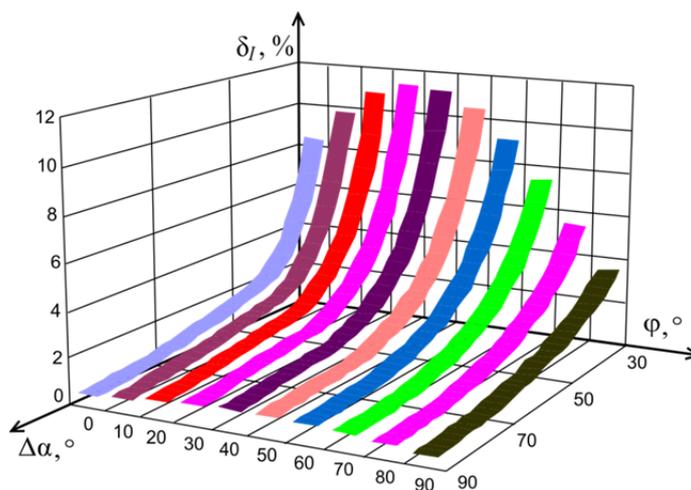
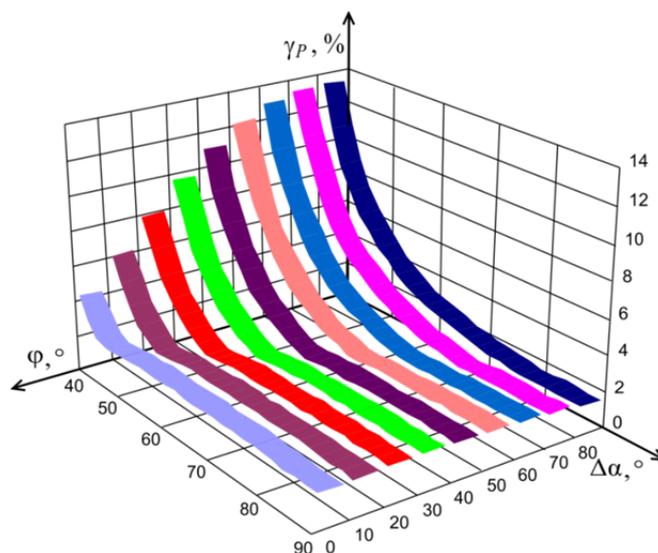
Анализ выражения (9) показывает, что погрешность определения СКЗ напряжения зависит от гармонического состава сигнала и угла сдвига фазы ФСБ $\Delta\alpha$.

На рис. 2 представлен график зависимости относительной погрешности измерения СКЗ напряжения от угла $\Delta\alpha$ при наличии в сигнале 1-й и 3-й гармоник с коэффициентом $h_{u3} = 1\%$.

Рис. 2. График зависимости погрешности измерения СКЗ напряжения от $\Delta\alpha$

Из выражений (10)–(12) следует, что погрешности определения СКЗ тока, АМ и РМ зависят не только от гармонического состава сигналов и угла $\Delta\alpha$, но и от угла сдвига фаз φ .

На рис. 3–5 представлены графики зависимости относительной погрешности измерения СКЗ тока и приведенных погрешностей измерения АМ и РМ от $\Delta\alpha$ и φ при наличии в сигналах напряжения и тока 1-й и 3-й гармоник с коэффициентами $h_{u3} = h_{i3} = 1\%$.

Рис. 3. Графики зависимости погрешности измерения СКЗ тока от $\Delta\alpha$ и φ Рис. 4. Графики зависимости погрешности измерения АМ от $\Delta\alpha$ и φ

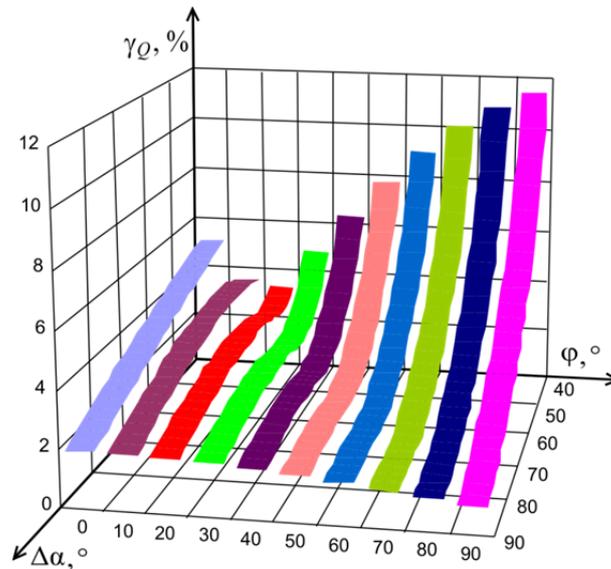


Рис. 5. Графики зависимости погрешности измерения РМ от $\Delta\alpha$ и φ

Анализ рис. 2–5 показывает, что, выбирая соответствующие значения угла $\Delta\alpha$, можно значительно снизить погрешность, обусловленную отклонением реальных сигналов от гармонической модели. Меньшее значение погрешности имеет место при $\Delta\alpha = 90^\circ$, однако это увеличивает время измерения.

Кроме того, погрешности измерения СКЗ тока, АМ и РМ зависят от угла сдвига фаз между напряжением и током. В общем случае при измерении всего комплекса ИХГС (кроме СКЗ напряжения) погрешности уменьшаются в наиболее важной для практического применения области значений угла сдвига фаз φ , близких к 0° .

Заключение

Рассматриваемый метод в отличие от других методов, основанных на формировании дополнительных сигналов напряжения, обеспечивает определение интегральных характеристик по мгновенным значениям только входных сигналов, исключая погрешность по модулю фазосдвигающего блока.

Кроме того, реализация метода предусматривает формирование только одного дополнительного сигнала напряжения.

Полученные в работе результаты позволяют выбирать оптимальные значения углов сдвига фаз ФСБ в соответствии с требованиями по точности и времени измерения.

Список литературы

1. Мелентьев, В. С. Аппроксимационные методы и системы измерения и контроля параметров периодических сигналов / В. С. Мелентьев, В. И. Батищев. – М. : ФИЗМАТЛИТ, 2011. – 240 с.
2. Мелентьев, В. С. Синтез методов измерения интегральных характеристик по мгновенным значениям ортогональных составляющих гармонических сигналов / В. С. Мелентьев, Ю. М. Иванов, А. Е. Сеницын // Вестник Самар. гос. техн. ун-та. Сер. Технические науки. – 2012. – № 3 (35). – С. 84–90.
3. Мелентьев, В. С. Методы измерения интегральных характеристик на основе формирования дополнительных сигналов / В. С. Мелентьев, Ю. М. Иванов, А. Е. Сеницын // Вестник Самар. гос. техн. ун-та. Сер. Технические науки. – 2013. – № 2 (38). – С. 56–63.
4. Мелентьев, В. С. Метод измерения интегральных характеристик на основе использования характерных точек сигналов / В. С. Мелентьев, Ю. М. Иванов, А. С. Котельникова // Южно-Сибирский научный вестник. – 2012. – № 2 (2). – С. 144–146.
5. Мелентьев, В. С. Исследование метода измерения интегральных характеристик на основе формирования дополнительных сигналов напряжения / В. С. Мелентьев, В. И. Батищев, А. О. Лычев, А. В. Симонов // Проблемы автоматизации и управления в технических системах : сб. ст. Междунар. науч.-техн. конф. – Пенза, 2013. – С. 235–238.

Мелентьев Владимир Сергеевич

доктор технических наук, профессор,
заведующий кафедрой информационно-
измерительной техники,
Самарский государственный
технический университет
E-mail: vs_mel@mail.ru

Melentiev Vladimir Sergeevich

doctor of technical sciences, professor,
head of sub-department of information
and measuring equipment,
Samara State Technical University

Иванов Юрий Михайлович

кандидат технических наук,
старший научный сотрудник,
кафедра информационно-измерительной техники,
Самарский государственный
технический университет
E-mail: fuego@rambler.ru

Ivanov Yuriy Mikhaylovich

candidate of technical sciences, senior researcher,
sub-department of information
and measuring equipment,
Samara State Technical University

Муратова Вера Владимировна

аспирант,
Самарский государственный
технический университет
E-mail: muratova1991@yandex.ru

Muratova Vera Vladimirovna

graduate student,
Samara State Technical University

УДК 621.317

Мелентьев, В. С.

Метод измерения параметров гармонических сигналов на основе использования характерных точек дополнительных сигналов напряжения / В. С. Мелентьев, Ю. М. Иванов, В. В. Муратова // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2013. – № 4 (6). – С. 16–22.

УДК 621.317.33

П. Д. Головин, М. В. Чернецов

**ПРИМЕНЕНИЕ МЕТОДА КВАЗИОБРАЗЦОВОГО
ИНТЕРВАЛА ВРЕМЕНИ ДЛЯ РАЗДЕЛЬНОГО ИЗМЕРЕНИЯ
ПАРАМЕТРОВ ПАРАМЕТРИЧЕСКИХ ДАТЧИКОВ
В АВТОКОЛЕБАТЕЛЬНЫХ СИСТЕМАХ
РЕЛАКСАЦИОННОГО ТИПА**

P. D. Golovin, M. V. Chernetsov

**APPLICATION OF THE METHOD OF QUASI EXEMPLARY
INTERVAL FOR A SEPARATE MEASUREMENT
OF PARAMETERS OF PARAMETER PROBES
IN SELF-OSCILLATORY SYSTEMS OF RELAXATION TYPE**

А н н о т а ц и я: Метод квазиобразцового интервала времени состоит в перемещении результатов измерений из измерительной цепи с потерями на измерительную цепь без потерь. При этом используются образцовые интервалы времени, равные постоянной времени для цепи без потерь. Предложен нетрадиционный подход, обеспечивающий получение раздельной информации как об информативных, так и неинформативных параметрах элементов схемы замещения параметрических датчиков физических величин, содержащих энергонакопительный элемент, по мгновенным значениям переходного процесса. Применение метода обосновано как для двухэлементной схемы замещения, так и трех и более элементной схемы с обеспечением при этом сокращения времени измерения.

A b s t r a c t. A method quasi exemplary time slot is to move the measurement results from the measuring circuit with losses in the measuring circuit without losses. In this exemplary use time intervals equal to the time constant circuit without losses. We propose an unconventional approach that obtaining any information about informative and non-informative parameters of the elements of the equivalent circuit parameter sensors of physical quantities involving energy storage element for instantaneous values of the transition process. Application of the method is justified for two-element equivalent circuit, and three or more elemental schemes, while providing a reduction of measurement time.

К л ю ч е в ы е с л о в а: параметр, датчик, переходной, процесс, емкость, метод, интервал.

К e y w o r d s: parameter, sensor, transition, process, capacity, method, interval.

Автоколебательные системы (АС) принято подразделять на два класса: осцилляторные (томсоновские), содержащие энергоемкие элементы L и C одновременно, и релаксационные, в которых присутствует только один из этих энергоемких элементов. Основным их различием является поведение при разрыве цепи обратной связи. В осцилляторной автоколебательной системе при разрыве цепи обратной связи колебания сохраняются, превращаясь в затухающие. В релаксационной системе после разрыва цепи обратной связи процесс затухания колебаний является аperiodическим [1].

Частота (период) $F(T)$ генерируемых импульсов связана с параметрами элементов схемы следующим соотношением:

$$F \sim \frac{a}{RC}, \quad (1)$$

где константа a зависит от конкретной реализации схемы.

Емкость C может быть переменной величиной соответствующего датчика:

$$C_x = C_0 + \Delta C_x, \quad (2)$$

тогда

$$\frac{\Delta F_{C_x}}{F_0} = -\frac{\Delta C_x}{C_0} \text{ или } F_{C_x} = F_0(1 - \Delta C_x/C_0). \quad (3)$$

Для понимания особенностей преобразования параметров ПД в интервал времени (частоту) в АС релаксационного типа рассмотрим простейшую схему генератора прямоугольных импульсов (рис. 1,а) [2]. Здесь емкостный ПД включен в измерительную цепь (ИЦ), находящуюся в составе отрицательной обратной связи (ОС). Элементы $R_x C_x$ образуют схему замещения датчика: C_x имитирует информативный параметр, а R_x учитывает влияние паразитного неинформативного параметра, проявляющегося в виде сопротивления потерь. На рис. 1,а показаны графики работы данного генератора.

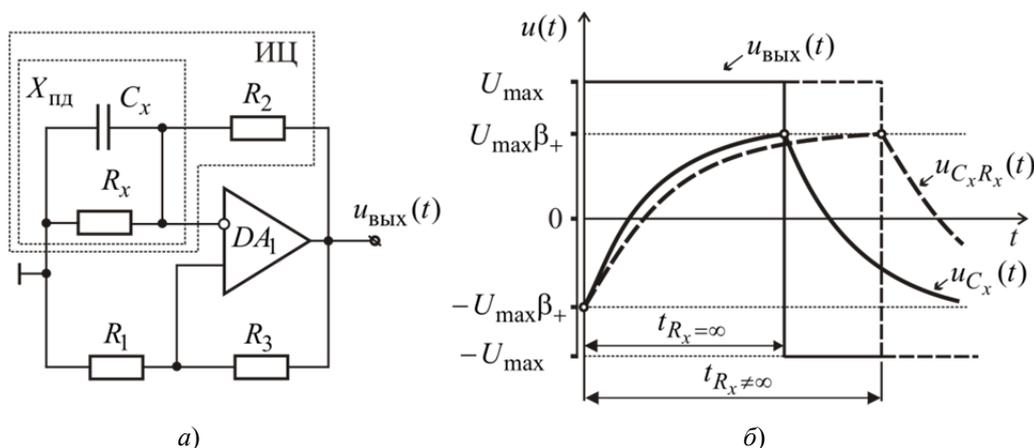


Рис. 1. АС релаксационного типа

В табл. 1 занесем основные соотношения, характеризующие данную АС для двух вариантов ($R_x = \infty$ и $R_x \neq \infty$).

Таблица 1

Основные соотношения

Емкостный ПД без потерь ($R_x = \infty$, ток утечки $I_{yr} = 0$)	
	$T = 2t_{R_x = \infty} = 2R_2 C_x \ln \frac{1 + \beta_+}{1 - \beta_+}, \quad (4)$
где $\beta_+ = \frac{R_1}{R_1 + R_3}$ – коэффициент положительной ОС,	
или $T = 2R_2 C_x$ при $\ln \frac{1 + \beta_+}{1 - \beta_+} = 1$ (при $R_1 \cong 0,86R_3$).	
	$u_{ИЦ_{R_x = \infty}}(t) = u_{C_x}(t) = U_{\max} - (U_{\max} + U_{\max} \beta_+) \exp\left(-\frac{t}{R_2 C_x}\right). \quad (5)$

Емкостный ПД с потерями ($R_x \neq \infty$, ток утечки $I_{\text{УТ}} \neq 0$)	
	$T = 2t_{R_x \neq \infty} = 2R_2 C_x \beta_- \ln \frac{\beta_- + \beta_+}{\beta_- - \beta_+}, \quad (6)$
где $\beta_+ = \frac{R_1}{R_1 + R_3}$ – коэффициент положительной ОС; $\beta_- = \frac{R_x}{R_2 + R_x}$ – коэффициент отрицательной ОС.	
	$u_{\text{ИЦ}_{R_x \neq \infty}}(t) = u_{C_x R_x}(t) = U_{\max} \beta_- - (U_{\max} \beta_- + U_{\max} \beta_+) \exp\left(-\frac{t}{R_2 C_x \beta_-}\right). \quad (7)$

Так как выражение (7) имеет две неизвестные переменные R_x и C_x , для получения раздельной информации о параметрах схемы замещения необходимо иметь систему из двух уравнений (например, при двух значениях t_1 и t_2).

Основной задачей данной статьи является разработка нового метода для его использования при раздельном измерении параметров ПД без структурного усложнения ИЦ при использовании элементов и узлов более высокого качества.

Рассматриваемый далее метод квазиобразцового (от лат. *quasi* – якобы, как будто) интервала времени (МКИВ) для получения раздельной информации как об информативных, так и неинформативных параметрах элементов схемы замещения ПД основывается на перемещении результатов измерения с ИЦ с потерями на ИЦ без потерь. Предлагаемый метод существенно упрощает получение раздельной информации о параметрах схемы замещения ПД – как емкостного, так и индуктивного.

Пусть $u_{C_x R_x}(t_1)$ – значение 1-го измерения с выхода ИЦ с потерями $t_1 \in (0, t_{R_x \neq \infty})$, а $u_{C_x R_x}(t_2)$ – соответственно 2-го, где $t_2 \in (t_1, t_{R_x \neq \infty}]$, исходя из чего составим систему

$$\left. \begin{aligned} u_{C_x R_x}(t_1) &= U_{\max} \beta_- - (U_{\max} \beta_- + U_{\max} \beta_+) \exp\left(-\frac{t_1}{R_2 C_x \beta_-}\right) \\ u_{C_x R_x}(t_2) &= U_{\max} \beta_- - (U_{\max} \beta_- + U_{\max} \beta_+) \exp\left(-\frac{t_2}{R_2 C_x \beta_-}\right) \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

Из (8) выделим экспоненту

$$\left. \begin{aligned} \exp\left(-\frac{t_1}{R_2 C_x \beta_-}\right) &= -\frac{U_{\max} \beta_- - u_{C_x R_x}(t_1)}{U_{\max} \beta_- + U_{\max} \beta_+} \\ \exp\left(-\frac{t_2}{R_2 C_x \beta_-}\right) &= -\frac{U_{\max} \beta_- - u_{C_x R_x}(t_2)}{U_{\max} \beta_- + U_{\max} \beta_+} \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

Теперь представим, что время t_1 равно постоянной времени ИЦ без потерь $t_1 = \tau_0 = R_2 C_x$, а $t_2 = n\tau_0 = nR_2 C_x$, где $n = t_2/t_1$.

В результате система (9) примет вид

$$\left. \begin{aligned} \exp\left(-\frac{1}{\beta_-}\right) &= -\frac{U_{\max} \beta_- - u_{C_x R_x}(t_1)}{U_{\max} \beta_- + U_{\max} \beta_+} \\ \exp\left(-\frac{n}{\beta_-}\right) &= -\frac{U_{\max} \beta_- - u_{C_x R_x}(t_2)}{U_{\max} \beta_- + U_{\max} \beta_+} \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

Из первого уравнения системы (10) выразим $\exp(-1/\beta_-)$ и полученное выражение подставим во второе уравнение данной системы, при этом возведя его в степень n

$$\left(\frac{U_{\max}\beta_- + U_{\max}\beta_+}{U_{\max}\beta_- - u_{C_x R_x}(t_2)} \right)^{t_1} = \left(\frac{U_{\max}\beta_- + U_{\max}\beta_+}{U_{\max}\beta_- - u_{C_x R_x}(t_1)} \right)^{t_2}. \quad (11)$$

Случай 1. Пусть $u_{C_x R_x}(t_1) = 0$, а $u_{C_x R_x}(t_2) = U_{\max}\beta_+$. Тогда тождество (11) примет следующий вид:

$$\frac{\beta_- + \beta_+}{\beta_- - \beta_+} = \left(1 + \frac{\beta_+}{\beta_-} \right)^{\frac{t_2}{t_1}}. \quad (12)$$

Для нахождения β_- следует разложить правую часть тождества (12) в ряд Тейлора [3] для показательной функции вида

$$(1+x)^m = 1 + mx + \frac{m(m-1)}{2!}x^2 + \frac{m(m-1)(m-2)}{3!}x^3 + \dots + \frac{m(m-1)\dots(m-n+1)}{n!}x^n + \dots, \quad (13)$$

где $x \in (-1, 1)$.

Например, в результате разложения правой части (12) в ряд Тейлора для трех членов получим следующее соотношение:

$$\frac{\beta_- + \beta_+}{\beta_- - \beta_+} = 1 + \frac{t_2}{t_1} \frac{\beta_+}{\beta_-} + \frac{t_2}{2!t_1} \left(\frac{t_2}{t_1} - 1 \right) \frac{\beta_+^2}{\beta_-^2} + \frac{t_2}{3!t_1} \left(\frac{t_2}{t_1} - 1 \right) \left(\frac{t_2}{t_1} - 2 \right) \frac{\beta_+^3}{\beta_-^3} + \dots \quad (14)$$

Из (12) определим значение β_- , тогда

$$R_x = \frac{R_2\beta_-}{1 - \beta_-}. \quad (15)$$

Значение C_x вычислим из (6):

$$C_x = \frac{t_{R_x \neq \infty}}{R_2\beta_- \ln \frac{\beta_- + \beta_+}{\beta_- - \beta_+}} = \frac{t_2}{R_2\beta_- \ln \frac{\beta_- + \beta_+}{\beta_- - \beta_+}}. \quad (16)$$

Чтобы проверить правильность выведенных формул и оценить погрешности МКИВ, занесем полученные расчетные данные в табл. 2 для следующих исходных данных: $C_x = 0,1$ нФ, $R_x = 500$ кОм, $R_2 = 50$ кОм, $R_1 = R_3 = 100$ кОм, $U_{\max} = 15$ В, $u_{C_x R_x}(t_1) = 0$ при $t_1 = 1,9921 \cdot 10^{-6}$ с, $u_{C_x R_x}(t_2) = U_{\max}\beta_+ = 7,5$ В при $t_2 = 5,6232 \cdot 10^{-6}$ с.

Следует отметить, что поиск неизвестных при решении уравнения (12) производился с помощью функции «solve» в MathCAD.

Таблица 2

Раздельное измерение параметров емкостного ПД для случая 1

Количество членов ряда (13)	Расчетное значение R_x , кОм	Относительная погрешность вычисления, γ , %	Расчетное значение C_x , нФ	Относительная погрешность вычисления, γ , %
1	—	—	—	—
2	1316742.31	-99,96	0,1015	1,47
3	490,049	2,03	0,0999	0,1
4	497,802	0,27	0,10001	-0,01

Замечание. При выполнении условия $\frac{\beta_+}{\beta_-} \rightarrow 0$ потребуется меньшее количество членов при разложении (12) в ряд, что заметно упростит вычисления.

Случай 2. Пусть $u_{C_x R_x}(t_1) = 0$, $u_{C_x R_x}(t_2) = U_1$, а $t_2 = 2t_1$. Тогда тождество (9) примет следующий вид:

$$\frac{U_{\max}\beta_- + U_{\max}\beta_+}{U_{\max}\beta_- - U_1} = \left(\frac{U_{\max}\beta_- + U_{\max}\beta_+}{U_{\max}\beta_-} \right)^2. \quad (17)$$

В результате упрощения (17) получим следующее решение:

$$\beta_- = \frac{\beta_+ U_1}{U_{\max}\beta_+ - U_1}. \quad (18)$$

Далее аналогично случаю 1 по (15) и (16) вычисляются искомые величины R_x и C_x .

Случай 3. Пусть $u_{C_x R_x}(t_1) = U_1$, $u_{C_x R_x}(t_2) = U_2$, а $t_2 = 2t_1$. Тогда тождество (11) примет вид

$$\frac{U_{\max}\beta_- + U_{\max}\beta_+}{U_{\max}\beta_- - U_2} = \left(\frac{U_{\max}\beta_- + U_{\max}\beta_+}{U_{\max}\beta_- - U_1} \right)^2. \quad (19)$$

В результате упрощения (19) получим следующее решение:

$$\beta_- = \frac{U_1^2/U_{\max} + U_2\beta_+}{2U_1 + U_{\max}\beta_+ - U_2}. \quad (20)$$

Далее аналогично случаю 1 по (15) и (16) вычисляются искомые величины R_x и C_x .

В заключение рассмотрим применение МКИВ при реализации селективной формы инвариантности в ИЦ [4]. В качестве примера рассмотрим измерительный преобразователь (ИП) (рис. 2,а) параметров емкостного ПД с трехэлементной схемой замещения в напряжение.

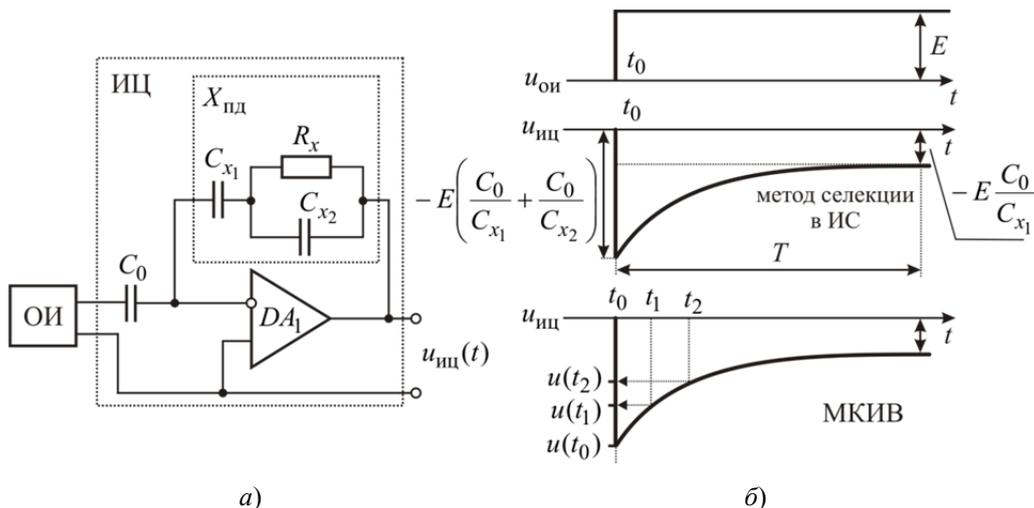


Рис. 2. Функциональная схема и временные диаграммы ИП на основе методов селекции в ИС и МКИВ

При подключении выходного сигнала ОИ E ко входу ИЦ выходное напряжение последней будет описываться уравнением вида

$$u_{\text{ИЦ}}(t) = -E \frac{C_0}{C_{x_1}} - E \frac{C_0}{C_{x_2}} \exp\left(-\frac{t}{R_x C_{x_2}}\right). \quad (21)$$

В начальный момент времени $t = t_0$ выходной сигнал с ИЦ

$$u_{\text{ИЦ}}(t = t_0) = -E \frac{C_0}{C_{x_1}} - E \frac{C_0}{C_{x_2}}. \quad (22)$$

Тогда в следующий момент времени $t = t_0 + T$, где $T \approx 6R_x C_{x_2}$, имеем

$$u_{\text{ИЦ}}(t = t_0 + T) = -E \frac{C_0}{C_{x_1}}. \quad (23)$$

Временные диаграммы, поясняющие получение информации о параметрах схемы замещения на основе методов селекции, показаны на рис. 2,б.

Теперь ту же самую задачу решим при использовании МКИВ. Так как неизвестных величин три, потребуется соответствующее количество замеров напряжения с выхода ИЦ (см. рис. 2,б):

$$\left. \begin{aligned} u_{\text{ИЦ}}(t_0) = U_0 &= -E \frac{C_0}{C_{x_1}} - E \frac{C_0}{C_{x_2}} \\ u_{\text{ИЦ}}(t_1) = U_1 &= -E \frac{C_0}{C_{x_1}} - E \frac{C_0}{C_{x_2}} \exp\left(-\frac{t_1}{R_x C_{x_2}}\right) \\ u_{\text{ИЦ}}(t_2) = U_2 &= -E \frac{C_0}{C_{x_1}} - E \frac{C_0}{C_{x_2}} \exp\left(-\frac{t_2}{R_x C_{x_2}}\right) \end{aligned} \right\}. \quad (24)$$

Из первого уравнения системы (24) выразим C_{x_2} :

$$C_{x_2} = -\frac{C_0 C_{x_1} E}{C_{x_1} U_0 + C_0 E}. \quad (25)$$

Со вторым и третьим выражениями системы (24) проделаем последовательность математических операций, описанных ранее, и в заключение заменим C_{x_2} выражением (25):

$$\left(\frac{C_{x_1} U_1 + C_0 E}{C_{x_1} U_0 + C_0 E} \right)^{t_2} = \left(\frac{C_{x_1} U_2 + C_0 E}{C_{x_1} U_0 + C_0 E} \right)^{t_1}. \quad (26)$$

Для решения данного уравнения воспользуемся следующим условием: $t_2 = 2t_1$. Тогда (26) примет вид

$$\left(\frac{C_{x_1} U_1 + C_0 E}{C_{x_1} U_0 + C_0 E} \right)^2 = \frac{C_{x_1} U_2 + C_0 E}{C_{x_1} U_0 + C_0 E}, \quad (27)$$

где его решение

$$C_{x_1} = C_0 E \frac{U_2 + U_0 - 2U_1}{U_1^2 - U_0 U_2}. \quad (28)$$

Для нахождения R_x воспользуемся (21) с интервалом времени $[t_1, t_2]$:

$$R_x = \frac{t_2 - t_1}{C_{x_2} \ln \frac{U_1 C_{x_1} + E C_{x_2}}{U_2 C_{x_1} + E C_{x_2}}}. \quad (29)$$

Чтобы проверить правильность выведенных формул смоделируем работу рассматриваемого ИП в системе MatLab с ее главным расширением Simulink/SimPowerSystems.

В некоторых случаях при работе с Simulink и SimPowerSystems (SPS) пользователю требуется не только отобразить алгоритмы управления каким-либо устройством, но и проверить

схемную реализацию системы управления. Аналоговые системы управления обычно реализуются с помощью операционных усилителей. Однако в библиотеке SPS отсутствует модель такого устройства. Вместе с тем такую модель достаточно просто собрать, используя стандартные блоки Simulink и SPS [5].

Передаточная функция идеализированного ОУ определяется выражением

$$K(p) = \frac{K_0}{1 + p\tau}, \quad (30)$$

где K_0 – коэффициент передачи ОУ на постоянном токе; $\tau = \frac{K_0}{2\pi f_1}$ – постоянная времени передаточной функции ОУ; f_1 – частота единичного усиления.

В основу модели ОУ положен управляемый источник напряжения Controlled Voltage Source (рис. 3). Коэффициент передачи ОУ на постоянном токе (K_0) задает усилитель Gain, на вход которого поступает разность входных напряжений усилителя. Блок передаточной функции Transfer Fcn1 задает частотные свойства усилителя, а подсистема Subsystem обеспечивает ограничение выходного напряжения на уровне напряжений положительной и отрицательной полярностей, имитируя нелинейность характеристики реального усилителя, вызванную конечной величиной напряжения питания.

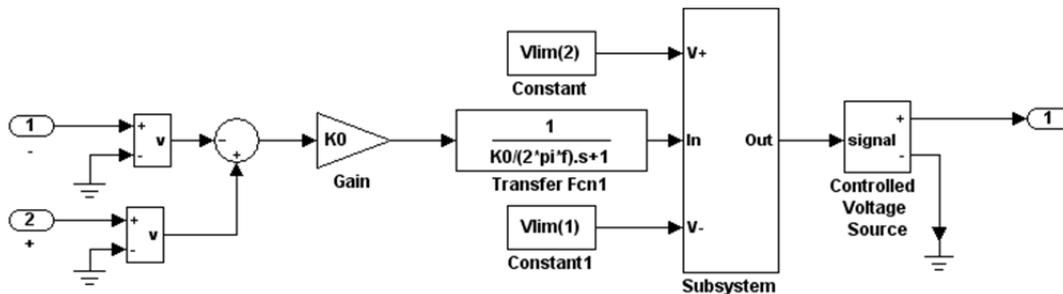


Рис. 3. Модель ОУ

Схема подсистемы Subsystem приведена на рис. 4. Если сигнал на входе In подсистемы не выходит за предельные значения, подаваемые на входы V+ (уровень напряжения ограничения положительной полярности) и V- (уровень напряжения ограничения отрицательной полярности), то входной сигнал проходит на выход подсистемы без изменений. В противном случае на выход проходит сигнал, задающий напряжение ограничения усилителя (положительный, если входной сигнал положительный, и отрицательный, если входной сигнал отрицательный).

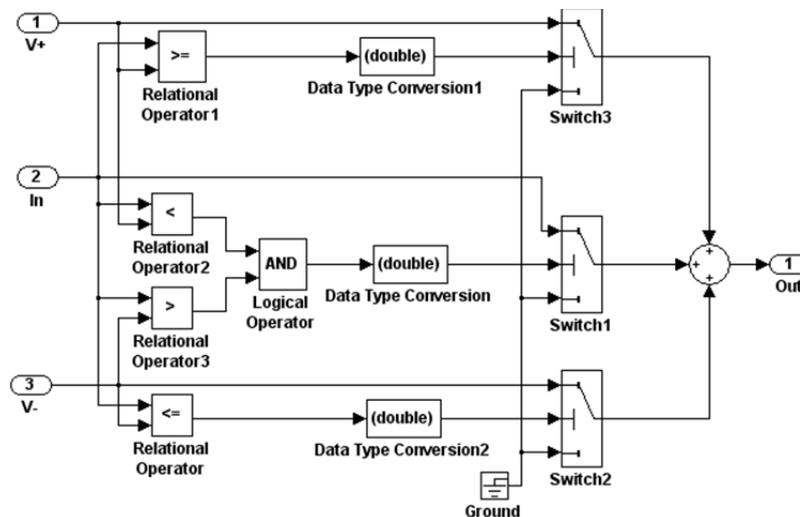


Рис. 4. Модель подсистемы ограничения выходного напряжения ОУ

На рис. 5 показана модель работы ИП параметров емкостного ПД с трехэлементной схемой замещения в напряжение с помощью МКИВ. Здесь МПУ – микропроцессорное устройство, реализующее вычисление по (25), (28) и (29).

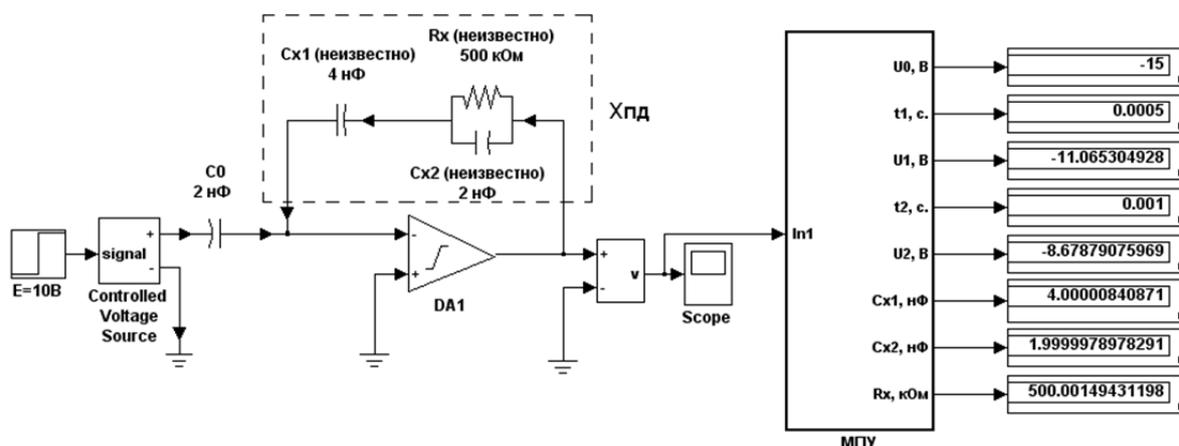


Рис. 5. Модель работы ИП на основе МКИВ

Разработанная модель работает в автоматическом режиме, однако можно получить более точное значение параметров ПД, принудительно задав значения абсолютной и относительной погрешностей вычисления в меню Simulation Parameters.

Выводы

1. Разработан и математически описан МКИВ, позволяющий получать отдельную информацию об интересующих как информативных (C_x , L_x), так и неинформативных (R_x) параметрах элементов схемы замещения ПД для любого интервала времени (случаи 1, 2, 3).
2. Реализация предложенного метода возможна без структурного усложнения и использования элементов и узлов более высокого качества. Данный метод может использоваться как в ИЦ ПД, так и для измерения значений емкости конденсаторов и индуктивности катушек.
3. С помощью МКИВ имеется возможность получения отдельной информации о параметрах ПД с трех и более элементной схемой замещения.

Список литературы

1. Петин, Г. П. Релаксационные генераторы и релаксационные реле с использованием схемы следящего реле / Г. П. Петин // Радиотехника. – 1958. – № 7. – С. 30–36.
2. Мартяшин, А. И. Преобразователи электрических параметров для систем контроля и измерения / А. И. Мартяшин, Э. К. Шахов, В. М. Шлядин. – М.: Энергия, 1976. – 391 с.
3. Бергмант, А. Ф. Краткий курс математического анализа для вузов / А. Ф. Бергмант, И. Г. Араманович. – М., 1971. – 736 с.
4. Основы инвариантного преобразования параметров электрических цепей / А. И. Мартяшин, К. Л. Куликовский, С. К. Куроедов, Л. В. Орлова; под ред. А. И. Мартяшина. – М.: Энергоатомиздат, 1990. – 216 с.
5. Черных, И. В. Моделирование электротехнических устройств в MATLAB, SimPowerSystems и Simulink / И. В. Черных. – М.: ДМК Пресс; СПб.: Питер, 2008. – 340 с.

Головин Павел Дмитриевич

инженер,

Пензенский государственный университет

E-mail: GPD75@yandex.ru

Golovin Pavel Dmitrievich

engineer,

Penza State University

Чернецов Михаил Владимирович

кандидат технических наук, доцент,
заведующий кафедрой
управления информационными ресурсами,
Российский государственный университет
инновационных технологий
и предпринимательства
E-mail: oksana_chernecov@mail.ru

Chernetsov Mikhail Vladimirovich

candidate of technical sciences, associate professor,
head of sub-department
of information resources management,
Russian State University
of innovative technologies
and entrepreneurship

УДК 621.317.33

Головин, П. Д.

Применение метода квазиобразцового интервала времени для отдельного измерения параметров параметрических датчиков в автоколебательных системах релаксационного типа / П. Д. Головин, М. В. Чернецов // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2013. – № 4 (6). – С. 23–31.

УДК 621.317

*Н. В. Мясникова, А. П. Панов, Б. В. Цыпин***СИСТЕМА ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ ХАРАКТЕРИСТИК
ДАТЧИКОВ ДИНАМИЧЕСКОГО ДАВЛЕНИЯ***N. V. Myasnikova, A. P. Panov, B. V. Tsy-pin***SYSTEM FOR RESEARCH OF CHARACTERISTICS
OF SENSORS DYNAMIC CIVIL PRESSURE**

А н н о т а ц и я. Рассмотрена система для исследования статических и динамических характеристик датчиков динамического давления, построенная на базе импульсного калибратора модели 913B02 фирмы PCB Piezotronics. Приведены основные расчетные соотношения для определения амплитудно-частотной характеристики и спектров сигналов с использованием метода Прони.

A b s t r a c t. The system constructed on the basis of the PCB Piezotronics 913B02 pulse calibrator for research static and dynamic characteristics of dynamic pressure sensors, is considered. The basic settlement parities for definition of the gain frequency characteristic and a signal spectrum with use of the Prony method.

К л ю ч е в ы е с л о в а: датчик давления, динамические характеристики, функция преобразования, амплитудно-частотная характеристика, спектр сигнала, метод наименьших квадратов Прони, импульсный калибратор.

К е у w o r d s: the dynamic pressure sensor, the dynamic characteristics, the transfer function, the gain frequency characteristic, the signal spectrum, the Prony least squares, the pulse calibrator.

Определение статических и в особенности динамических характеристик датчиков переменного давления экспериментальным путем всегда представляло собой достаточно сложную инженерную задачу. Проблемы возникают в связи с необходимостью задания гармонических давлений с изменяющейся в рабочем диапазоне датчика частотой или импульсного воздействия с коротким фронтом нарастания. Для решения этой задачи использована система (рис. 1), построенная на базе импульсного калибратора модели 913B02 фирмы PCB [1], усилителей заряда и цифрового USB осциллографа Handyscope HS3 фирмы TiePie [2] с ноутбуком.

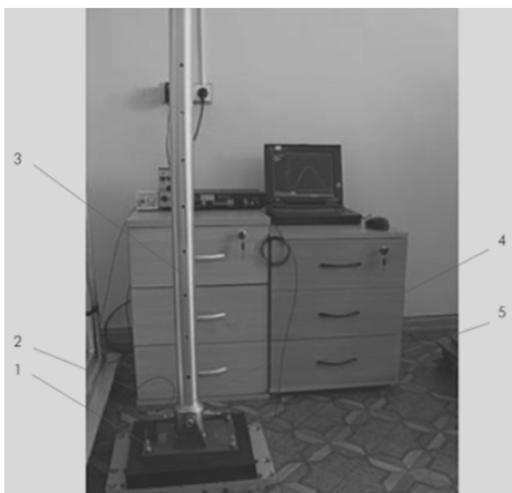


Рис. 1. Импульсный калибратор 913B02 фирмы PCB:
1 – станина; 2 – пистон; 3 – направляющая труба;
4 – эталонный датчик; 5 – калибруемый датчик

Импульсный калибратор 913B02 исходно предназначен для прецизионной калибровки датчиков динамического давления методом сравнения (с использованием эталонного турмалинового датчика) [3]. Он состоит из размещенного на станине поршня, на котором расположена направляющая труба. В поршень, заполненный силиконовой жидкостью, устанавливаются эталонный и калибруемый датчики. Груз сбрасывается с различной высоты и ударяет по поршню, создавая в поршне импульсное давление. Импульс давления одновременно действует на оба датчика: эталонный и калибруемый. Выходные сигналы эталонного и испытываемого датчиков, представляющие собой последовательности затухающих импульсов (рис. 2), через усилители заряда поступают на входы осциллографа. Осциллограф производит запись реакции на воздействие образцового и исследуемого датчиков. Далее сравниваются амплитуды реакций датчиков, и рассчитывается чувствительность калибруемого датчика при конкретной амплитуде импульса. Изменяя амплитуду возбуждения, можно также проверить линейность датчика.

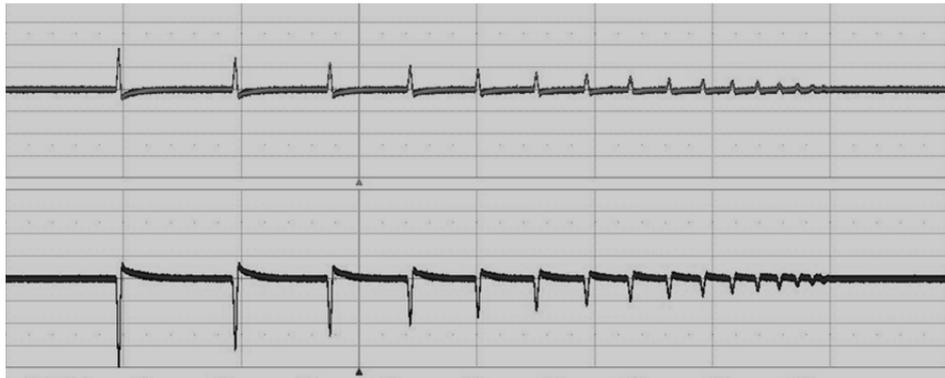


Рис. 2. Реакции эталонного и калибруемого датчиков на импульс возбуждения

В калибраторе используется турмалиновый эталонный датчик 136А фирмы РСВ с чувствительностью 3 пКл/бар, динамическим диапазоном 1400 бар, нелинейностью характеристики менее 0,5 %, резонансная частота датчика ≥ 1 МГц. Параметры установки: давление 10–1400 бар; время нарастания импульса 3 мс, длительность импульса 5–6 мс; точность калибровки 2 %. Погрешность калибровки датчиков с помощью калибратора модели 913B02 ≤ 2 %.

Новое программное обеспечение для обработки сигналов реализовано на языке *Pascal* с использованием инструментальной среды *Delphi*. Программа предусматривает выбор участка для анализа полных динамических характеристик, сглаживание данных, децимацию. Программа является универсальной, так как может использоваться при исследовании с помощью других воздействий – при исследовании датчиков на ударных трубах с газовым или парожидкостным заполнением, с использованием гидравлического удара, обратного пьезоэффекта и др. Его применение позволило при использовании импульсного воздействия одновременно с калибровкой осуществить определение динамических характеристик испытываемого датчика. Так как в системе используется канал с эталонным датчиком, частотный диапазон которого существенно шире, чем у испытываемого, можно считать, что эталонный датчик воспроизводит входное воздействие. Тогда частотная характеристика исследуемого датчика будет определяться по известной формуле

$$G(f) = \frac{Y(f)}{X(f)},$$

где $X(f)$, $Y(f)$ – соответственно спектры откликов эталонного $x(t)$ и испытываемого $y(t)$ датчиков.

В области высоких частот спектры обоих сигналов затухают, поэтому необходима регуляризация решения. С этой целью использован простой регуляризирующий оператор, реализующий фильтр низкой частоты:

$$G_{\alpha}(f) = \frac{Y(f)}{X(f)} \cdot \frac{1}{1 + \alpha(2\pi f)^4}.$$

Параметр α подбирается эмпирически на основе использования априорной информации: в области низких частот он практически не вносит искажений, а с ростом частот обеспечивает плавное затухание амплитудно-частотной характеристики.

В программном обеспечении предусмотрено несколько способов определения частотных характеристик. Первый из них основан на использовании классического преобразования Фурье. Второй предусматривает использование метода наименьших квадратов Прони [4], причем метод модифицирован по сравнению с известным.

В методе Прони находят аппроксимацию вида

$$x(t_i) = \sum_{m=1}^p a_m x_{i-m} = \sum_{m=1}^p A_m e^{\alpha_m |t_i|} e^{j(2\pi f_m t_i + \theta_m)}. \quad (1)$$

Вещественный процесс моделируется комплексно-сопряженной парой $e^{j(2\pi f_m t + \theta_m)}$ и $e^{-j(2\pi f_m t + \theta_m)}$.

Здесь p – порядок модели; $A_m, \alpha_m, f_m, \theta_m$ – параметры аппроксимирующих колебаний (соответственно амплитуда колебаний, коэффициент затухания, частота и запаздывание). Параметры α_m, f_m определяются через решение характеристического уравнения

$$1 + \sum_k a_k z^{-k} = 0,$$

где $z = e^{(\pm j\omega + \alpha)\Delta t}$.

Затем рассчитываются комплексные амплитуды $Ae^{j\phi}$. При этом коэффициенты $a_m, m = 1..p$, находятся с использованием метода наименьших квадратов.

В модифицированном авторами методе для снижения трудоемкости метода Прони и уменьшения порядка аппроксимирующей функции (1) использован способ сжатия и восстановления сигналов [5]. В нем последовательность дискретных значений сигнала $x_i, i = 1..N$, разбивают на равные блоки длительностью m , число которых M несколько больше $2p$. Проводят численное интегрирование сигнала в каждом блоке и используют полученные интегральные значения $\bar{x}(1), \dots, \bar{x}(M)$ для расчета параметров комплексных экспонент (колебаний) по методу Прони. Еще одной особенностью модифицированного метода является исключение из дальнейшего рассмотрения колебаний с малой относительно остальных амплитудой и колебаний с большим относительно остальных коэффициентом затухания амплитуды. Это позволяет отсеять шумовые компоненты и промахи. Полученные для проинтегрированного сигнала значения параметров колебаний пересчитываются в параметры колебаний, представляющих исходный сигнал. В результате работы программы рассчитываются амплитудно-частотная характеристика в требуемом диапазоне частот, а также частные динамические характеристики: резонансные частоты, добротность (коэффициент затухания). По амплитудно-частотной характеристике по известным соотношениям находят импульсную и переходную характеристики датчика.

Программное обеспечение позволяет также вычислять спектральные характеристики откликов эталонного датчика:

– АР-спектр:

$$X(f) = \frac{\sum_{i=0}^p a_i}{1 + \sum_{k=1}^p a_k \cdot e^{-2\pi i k / N}};$$

– параметрический спектр:

$$X(j\omega) = \sum_{m=1}^p A_m e^{j\phi_m} \frac{\omega_m}{(\alpha_m + j\omega)^2 + \omega_m^2}.$$

Аналогично могут быть вычислены и характеристики испытуемого датчика $Y(f)$ и $Y(\omega)$. Все рассчитанные зависимости отображаются на экране осциллографа в виде графиков и аналитических выражений. На рис. 3 представлен вид экрана осциллографа с результатами

анализа. На верхнем графике отображаются выходные сигналы образцового и исследуемого датчиков. Следующие два графика показывают амплитудный и фазовый спектры сигналов датчиков. Нижняя пара графиков соответствует амплитудной и фазовой частотным характеристикам исследуемого датчика.

В программе обработки результатов сохранены также возможность калибровки датчиков динамического давления методом сравнения и определение их нелинейности. Калибровка может производиться как при сбрасывании груза с различной высоты, т.е. при изменении амплитуды возбуждения, так и при единственном ударе за счет обработки последовательности импульсов реакции.

Таким образом, калибровка датчиков и определение их динамических характеристик могут осуществляться одновременно при существенном сокращении времени, необходимого для испытаний.

Полученные результаты могут использоваться не только для определения характеристик датчика, но и для его диагностирования в процессе производства при наличии статистических данных о влиянии дефектов изготовления и сборки на динамические характеристики и чувствительность [6].

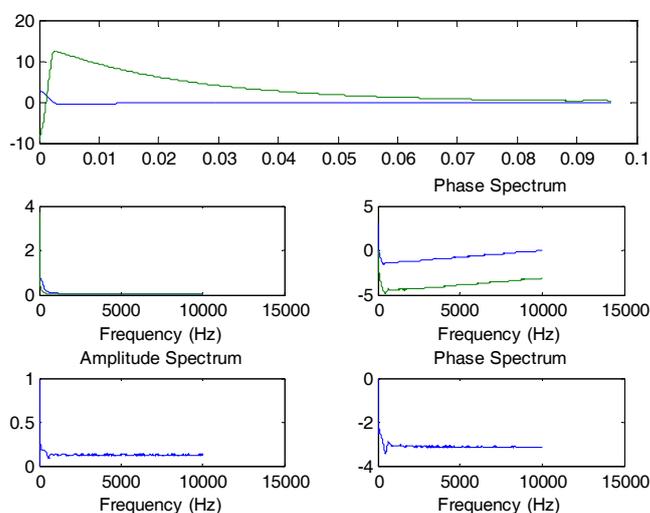


Рис. 3. Окно результатов измерений: верхний график – реакции образцового и испытываемого датчиков на импульс возбуждения; средние графики – амплитудные и фазовые спектры сигналов датчиков (для испытываемого справа); нижние графики – амплитудно-частотная (слева) и фазочастотная характеристики испытываемого датчика

Список литературы

1. Сайт компании PCB Piezotronics, Inc. – URL: <http://www.pcb.com>
2. Сайт компании TiePie. – URL: <http://www.tiepie.com/en>
3. URL: http://www.electronics.ru/files/article_pdf/0/article_331_476.pdf
4. Марпл.-мл., С. Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения : пер. с англ. / С. Л. Марпл.-мл. – М. : Мир, 1990. – 256 с.
5. Пат. 2472287 Российская Федерация. Способ и устройство для цифрового сжатия и восстановления сигналов / Дмитриенко А. Г., Мясникова М. Г., Мясникова Н. В., Цыпин Б. В. – БИ, 2013. – 1.
6. Бушуев, О. Ю. Исследование динамических характеристик тензометрического преобразователя давления с целью диагностики его состояния / О. Ю. Бушуев, А. С. Семенов, А. О. Чернявский // Датчики и системы. – 2010. – № 4. – 95 с.

Мясникова Нина Владимировна

доктор технических наук, профессор,
кафедра автоматизации и телемеханики,
Пензенский государственный университет
E-mail: urchin_blue@mail.ru

Myasnikova Nina Vladimirovna

doctor of technical sciences, professor,
sub-department of automatics
and telemechanics,
Penza State University

Панов Алексей Павлович

кандидат технических наук,
ведущий программист,
кафедра автоматики и телемеханики,
Пензенский государственный университет
E-mail: avitel@pnzgu.ru

Panov Aleksey Pavlovich

candidate of technical sciences,
lead programmer,
sub-department of automatics
and telemechanics,
Penza State University

Цыпин Борис Вульфович

доктор технических наук, профессор,
кафедра информационно-измерительной техники,
Пензенский государственный университет
E-mail: cypin@yandex.ru

Tsy-pin Boris Vul'fovich

doctor of technical sciences, professor,
sub-department of information
and measuring equipment,
Penza State University

УДК 621.317

Мясникова, Н. В.

Система для исследования характеристик датчиков динамического давления / Н. В. Мясникова, А. П. Панов, Б. В. Цыпин // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2013. – № 4 (6). – С. 32–36.

УДК 621.398.4

С. А. Новиков, П. В. Тюленев

РАЗРАБОТКА МОДУЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ ЧАСТОТЫ ДЛЯ МАЛОЙ СИСТЕМЫ ТЕЛЕМЕТРИИ

S. A. Novikov, P. V. Tulenev

ENGINEERING OF FREQUENCY MEASUREMENT MODULE FOR SMALL TELEMETRY SYSTEM

А н н о т а ц и я. Проведен выбор метода измерения частоты, приведено его описание. Описан процесс разработки модуля измерения частоты для выбранной элементной базы. Измерение частоты оборотов имеет большое значение в устройствах, содержащих в своем составе вращательные элементы: колеса, валы, шестерни. Разрабатываемый модуль предназначен для контроля частоты оборотов вала ракетного двигателя – одного из его важнейших параметров.

A b s t r a c t. Performed choose of frequency measurement method and its description. Engineering process of frequency measurement module for chosen circuitry. Measurement speed is of great importance in devices containing in the structure a rotational elements: wheels, shafts, gear wheels. Developed module is designed for monitoring the frequency of rotation of a shaft of a rocket engine, one of its most important parameters.

К л ю ч е в ы е с л о в а: измерение частоты, ПЛИС, частота оборотов, проектирование модулей ПЛИС.

К e y w o r d s: frequency measurement, FPGA, rotary speed, FPGA module design.

Цифровое измерение частоты нашло широкое применение в информационно-измерительных системах и в системах управления, контроля и аварийной защиты различных объектов.

Как правило, подобные системы являются многоканальными, имеют определенный такт опроса каналов, состоят из отдельных модулей измерения параметров и центральной микропроцессорной системы.

К модулям измерения частоты чаще всего предъявляются высокие требования по быстродействию измерения. Кроме того, в этих модулях измерение должно выполняться непрерывно, в широком диапазоне частоты с высокой достоверностью результатов измерения.

Измерение частоты оборотов имеет большое значение в устройствах, содержащих в своем составе вращательные элементы: колеса, валы, шестерни. Разрабатываемый модуль предназначен для контроля частоты оборотов вала ракетного двигателя – одного из его важнейших параметров.

Известно несколько методов измерения частоты, которые могут быть использованы в измерительных модулях [1]. В данной работе применяется комбинированный метод измерения частоты, основанный на одновременном подсчете N_x числа импульсов неизвестной частоты F_x и N_0 числа импульсов известной счетной частоты F_0 за интервал времени $T_{\text{изм}}$. В таком случае частота сигналов вычисляется по формуле

$$F_x = \frac{N_x}{N_0} F_0, \quad (1)$$

где F_x – измеряемая частота; N_x – количество импульсов измеряемой частоты; N_0 – количество импульсов счетной частоты; F_0 – известная счетная частота.

Временные диаграммы процесса измерения показаны на рис. 1.

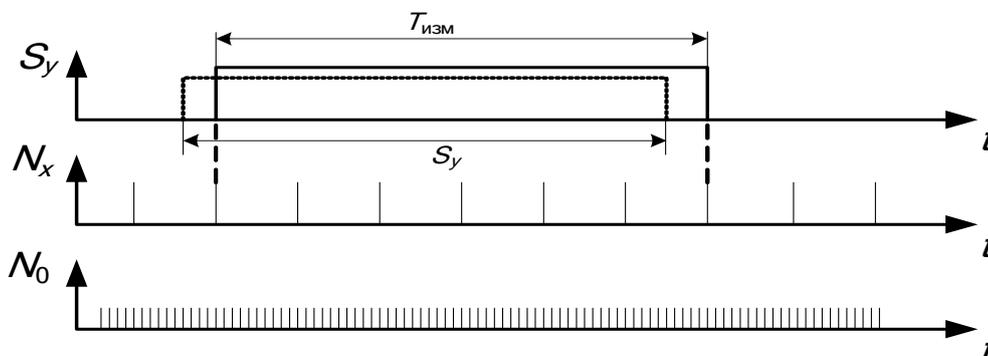


Рис. 1. Временные диаграммы измерения

В данном случае S_y – сигнал разрешения измерения, или «временные ворота». «Временные ворота» S_y асинхронны относительно импульсов N_x , что приводит к значительным погрешностям в ходе измерения. Для устранения таких погрешностей окончательное время измерения $T_{изм}$ формируется из условия синхронизации сигнала разрешения с импульсами измеряемой частоты F_x . При этом длительность времени измерения равна целому количеству периодов измеряемой частоты $T_{изм} = nT_x$.

Так как в нашем случае требуется измерение частоты в широком диапазоне частот, для увеличения скорости измерения длительность «временных ворот» не будет постоянной, а будет автоматически выбираться под текущую измеряемую частоту из заложенных значений $S_y = 1 \text{ мс}, 10 \text{ мс}, 100 \text{ мс}, 1 \text{ с}$.

Известная счетная частота постоянна и выбирается равной $F_0 = 8 \text{ МГц}$.

Погрешность измерения частоты F_x определяется погрешностью дискретности измерения интервала $T_{изм}$. Определим погрешность измерения для предельного случая с параметрами: $F_x = 25 \text{ кГц}$, $T_{изм} = 1 \text{ мс}$. В таком случае

$$T_0 = \frac{1}{F_0} = \frac{1}{8 \cdot 10^6} = 0,125 \cdot 10^{-6} \text{ с}, \quad (2)$$

где T_0 – период следования импульсов счетной частоты;

$$n = \frac{T_{изм}}{T_0} = \frac{10^{-3}}{0,125 \cdot 10^{-6}} = 8 \cdot 10^3, \quad (3)$$

где n – количество импульсов счетной частоты; $T_{изм}$ – длительность времени измерения.

Погрешность измерения найдется по формуле

$$\delta = \frac{1}{n} = \frac{1}{8000} = 0,000125 = 0,0125 \%, \quad (4)$$

что не превышает допустимую.

Несложно представить, что максимальная длительность сигнала $T_{изм}$ равна

$$T_{изм} \approx 2S_{y_{\max}} \approx 2 \text{ с}. \quad (5)$$

Структурная схема устройства, реализующего описанный выше алгоритм, представлена на рис. 2.

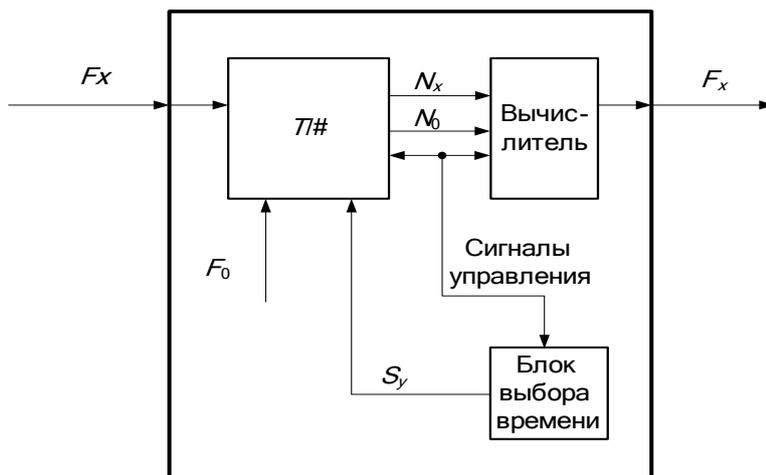


Рис. 2. Структурная схема модуля счета частоты

Импульсы неизвестной частоты F_x и счетной частоты F_0 поступают на блок преобразования количества импульсов в код. Этот блок подсчитывает количество импульсов измеряемой и счетной частот, а также формирует сигналы управления на вычислитель и блок выбора времени. Коды N_x и N_0 затем подаются на вычислитель, который выдает результат измерения, равный входной частоте. Блок выбора времени измерения подает на блок преобразования сигнал разрешения измерения S_y , длительность которого выбирается по сигналу управления, зависящему от частоты следования импульсов F_x .

Модуль счета спроектирован с помощью программного пакета LiberoSoCv10.0 на семействе ПЛИС SmartFusion, физически реализован на ПЛИС фирмы ActelA2F500. Данная логическая интегральная схема была выбрана, потому что она имеет достаточное количество вентилях для реализации многоканального счетчика, поддерживает несколько внутренних тактовых частот и содержит в своей структуре 32-разрядный микроконтроллер.

Модуль счета, спроектированный в программе Libero, написан с помощью языка HDL [2] и выглядит следующим образом:

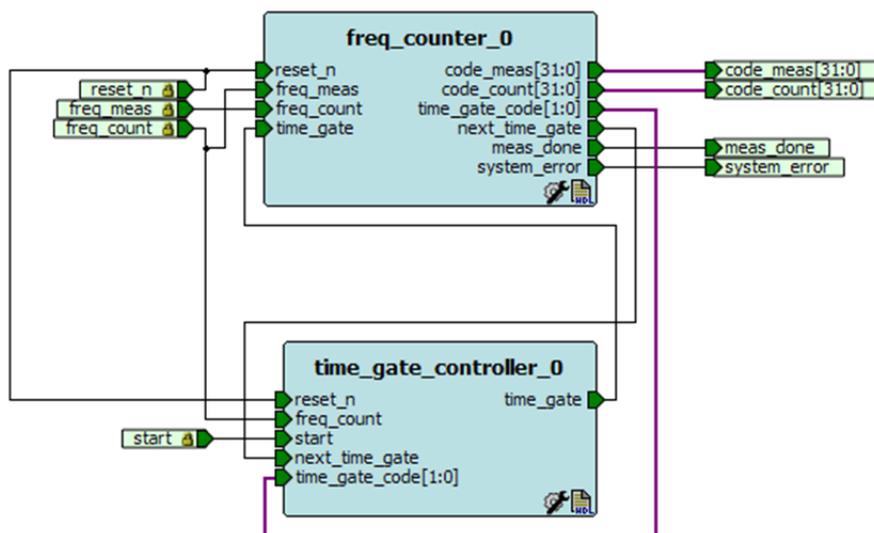


Рис. 3. Модуль счета частоты

Здесь `freq_counter_0` – непосредственно счетчик импульсов, который подсчитывает количество импульсов измеряемой и счетной частот, производит анализ результатов измерения с последующей генерацией управляющих сигналов, а также выдачу результатов измерения на вычислитель. `time_gate_controller_0` – блок управления «временными воротами» – выдает на блок счета сигнал разрешения измерения и управляет длительностью этого сигнала. В качестве вычислителя выступает микропроцессорная подсистема (MicrocontrollerSubSystem – MSS), имею-

щаяся в архитектуре ПЛИС. Кроме того, она осуществляет запуск процесса измерения, генерацию счетной частоты и передачу результатов измерения во внешнюю среду.

Алгоритм работы всего модуля счета основан на методе измерения частоты, описанном выше, и представлен на рис. 4.

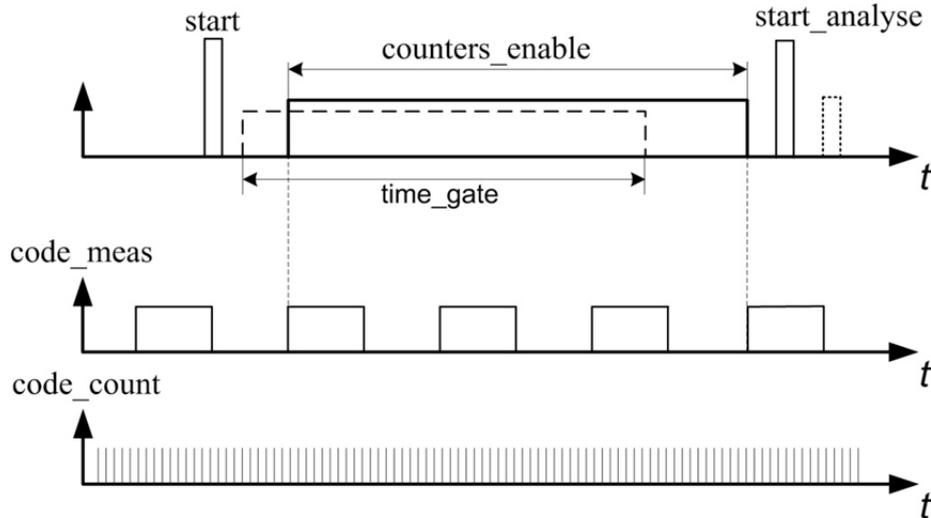


Рис. 4. Временные диаграммы работы

В качестве тактовой частоты выступает известная счетная частота $freq_count$. В нашем случае она равна 8 МГц. Процесс измерения запускается посредством подачи сигнала $start$ на блок $time_gate_controller$ с микропроцессорной системы. Этот блок анализирует двоичный код длительности временных ворот на входе $time_gate_code$ [1:0] и генерирует сигнал разрешения измерения $time_gate$, длительность которого пропорциональна этому коду (по умолчанию длительность 1ms). По этому сигналу блок $freq_counter$ ждет первый импульс измеряемой частоты $freq_meas$, по фронту которого запускается внутренний сигнал разрешения счета $counters_enable$. Этот сигнал держится все время действия сигнала временных ворот $time_gate$ и после среза этого сигнала продлевается до следующего фронта импульса измеряемой частоты. Таким образом, за время действия сигнала $counters_enable$ «умещается» целое количество периодов измеряемой частоты.

По фронту сигнала $counters_enable$ запускаются два счетчика, и происходит подсчет количества импульсов измеряемой и счетной частот. Результат счета записывается в два 32-разрядных регистра: $code_meas$ [31:0] и $code_count$ [31:0]. Разрядность этих регистров посчитана из условия количества импульсов счетной частоты $freq_count$ за максимальную длительность сигнала $counters_enable$, вычисленную по формуле (5). В этом случае количество импульсов счетной частоты будет равно

$$N_{count} \approx 2 \frac{1}{freq_count} \approx 16\,000\,000, \quad (6)$$

что соответствует 32-разрядному коду.

По завершении счета (по срезу сигнала $counters_enable$) запускается внутренний сигнал $start_analyse$, по фронту которого начинается анализ результатов счета.

В процессе анализа блок счета в первую очередь оценивает количество импульсов измеряемой частоты. Если оно достаточно для расчетов, то на микроконтроллерную подсистему формируется сигнал $meas_done$, свидетельствующий об успешном завершении счета.

Если количество импульсов недостаточное (например, не «уместился» даже один период), то код длительности временных ворот увеличивается на 1, выдается сигнал $next_time_gate$, по которому блок управления временными воротами выдает новый сигнал разрешения измерения увеличенной длительности. Также по этому сигналу происходит сброс всех регистров и флагов, используемых в процессе счета.

Измерение повторяется снова и снова с увеличивающейся длительностью «временных ворот» до появления сигнала $meas_done$.

В случае, если даже при максимальной длительности «временных ворот» на счетчик не поступило ни одного импульса измеряемой частоты, в процессе анализа блок счета диагностирует это как ошибку измерения и выдает об этом соответствующий сигнал `system_error`.

Микроконтроллерная подсистема по приему сигнала `meas_done` считывает коды количества импульсов `code_meas[31:0]` и `code_count[31:0]`, производит подсчет частоты по формуле (1) и выдает результат во внешнюю среду. В случае ошибки измерения подсистема сигнализирует об этом пользователю. И в том, и в другом случае после приема результатов происходит запуск следующего цикла измерения по новому сигналу `start`.

В процессе работы может возникнуть ситуация, когда длительность импульсов измеряемой частоты превышает временные ворота. В таком случае может не запуститься сигнал `counters_enable`, хотя импульсы поступают на модуль счета. Тогда не запустится анализ измерения, и весь модуль прекратит счет. Для устранения этого было введено еще одно условие запуска анализа: в случае, если во время среза `time_gate` сигнал `counters_enable` равен нулю (т.е. не был запущен вообще), сигнал `start_analyse` запускается по заднему фронту `time_gate`.

Также может возникнуть ситуация, при которой сигнал `counters_enable` запущен, но импульсы измеряемой частоты перестали поступать на модуль во время действия сигнала `time_gate` (например, при обрыве линии). В таком случае по окончании `time_gate` в отсутствие импульсов `freq_meas` сигнал `counters_enable` будет длиться бесконечно долго, и процесс измерения не остановится. Для устранения такой ошибки по окончании сигнала `time_gate` запускается таймер на 500 ms (рассчитан на `freq_meas = 2` Гц). Если за это время сигнал `counters_enable` не завершится, то по окончании таймера он обнулится принудительно.

Таким образом, можно сделать вывод о том, что разработанный модуль счета частоты позволяет измерить входную частоту от 2 Гц до 800 кГц (верхняя частота ограничена счетной частотой `freq_count`). Экспериментально были подтверждены высокие точность и быстродействие в малой системе телеметрии как при стыковке с датчиком частоты оборотов, так и при стыковке с эталонным генератором частоты. Разработанный модуль может быть использован для других проектов, где требуется постоянное измерение частоты с высокой точностью.

Список литературы

1. Мурашко, Н. А. Новый метод широкодиапазонного измерения частоты / Н. А. Мурашко, О. А. Мурашко // Датчики и системы. – 2010. – № 12. – С. 56–62.
2. Стемпковский, А. Л. Основы логического синтеза средствами САПР Synopsys с использованием Verilog HDL : учеб. пособие / А. Л. Стемпковский, М. Ю. Семенов. – М. : МИЭТ, 2005. – 140 с.

Новиков Сергей Александрович
инженер-электроник,
Научно-исследовательский институт
физических измерений
E-mail: niifi@sura.ru

Novikov Sergey Aleksandrovich
electronic engineer,
Scientific-research Institute
of physical measurements

Тюленев Петр Васильевич
ведущий инженер-программист,
Научно-исследовательский институт
физических измерений
E-mail: niifi@sura.ru

Tulenev Petr Vasil'evich
leadprogramming engineer,
Scientific-research Institute
of physical measurements

УДК 621.398.4

Новиков, С. А.

Разработка модуля измерения частоты для малой системы телеметрии / С. А. Новиков, П. В. Тюленев // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2013. – № 4 (6). – С. 37–41.

УДК 531.2.084.2:004.94

М. А. Фролов, А. В. Самошин

**МЕТОДИКА РАСЧЕТА ЧУВСТВИТЕЛЬНОГО ЭЛЕМЕНТА
ТИПА «МЕМБРАНА–ПОДУШКА–СТАКАН»
МЕТОДОМ КОНЕЧНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ**

M. A. Frolov, A. V. Samoshin

**DESIGN PROCEDURE OF THE SENSITIVE ELEMENT
OF TYPE «MEMBRANE–PILLOW–GLASS»
THE FINITE ELEMENT METHOD**

А н н о т а ц и я. Рассмотрены методики расчета датчика давления методом конечных элементов в осесимметричной постановке и аналитическим способом, их преимущества и недостатки. Произведено сравнение результатов расчета с экспериментальными данными.

A b s t r a c t. Design procedures of the gauge of pressure by a method of final elements in axisymmetric statements and are considered analytical way. Their advantages and lacks are considered. Comparison of results of calculation with experimental data is made.

К л ю ч е в ы е с л о в а: датчик давления, метод конечных элементов, выходной сигнал, чувствительный элемент, мембрана, подушка, эффективная площадь.

K e y w o r d s: the pressure sensor, finite element method, the target signal, sensitive element, membrane, pillow, the effective area.

Решение задач механики на ранних этапах разработки и проектирования датчиков-преобразующей аппаратуры (ДПА) с целью получения оптимальных геометрических размеров и стабильных метрологических характеристик является важным этапом современного проектирования.

Все измерения начинаются с восприятия измеряемых величин и формирования измерительного сигнала, который далее подвергается необходимым преобразованиям. Функцию восприятия входной величины выполняет чувствительный элемент.

Существует множество вариантов конструктивных исполнений ЧЭ: мембрана, мембрана–балка, «мембрана–колпачок», «кольцо», «стакан» и т.д. В данной статье рассмотрены методики, позволяющие решать аналитическим методом и методом конечных элементов (МКЭ) с помощью программного модуля (ПМ) Simulation программы SolidWorks задачу определения требуемого выходного сигнала.

В качестве примера для апробации методики расчета выходного сигнала был взят ЧЭ датчика давления тензорезистивного типа ЛХ-412, представляющий собой узел, включающий в себя три детали: мембрана–подушка–стакан, – с наклеенными на внешней цилиндрической поверхности тензорезисторами.

Простейшая схема ЧЭ в виде стакана изображена на рис. 1.

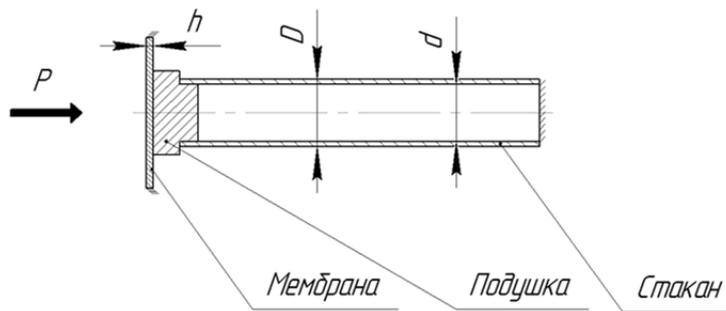


Рис. 1. Схема ЧЭ в форме стакана

Как видно из рис. 1, основными геометрическими размерами ЧЭ, непосредственно влияющими на значение выходного сигнала, являются толщина мембраны (h), внутренний диаметр стакана (d), внешний диаметр стакана (D). Стрелкой указано направление воздействия нагрузки, в нашем случае – это давление измеряемой среды.

Аналитический метод решения данной задачи подразумевает следующий порядок действий:

1. На первом этапе производится расчет воспринимающей рабочей мембраны с целью определения ее тягового усилия. Тяговое усилие характеризует способность мембраны передавать силу объекту, находящемуся на пути ее перемещения. Тяговое усилие выражают как [1]

$$F = S_{\text{эф}} P, \quad (1)$$

где $S_{\text{эф}}$ – эффективная площадь мембраны; P – давление измеряемой среды.

Эффективная площадь для подобного типа мембран [1]

$$S_{\text{эф}} = \frac{\pi}{12} \cdot (D^2 + D \cdot d + d^2), \quad (2)$$

где D – диаметр внешней части мембраны (возле жесткой заделки); d – диаметр жесткого центра (диаметр подушки).

2. На втором этапе производится расчет относительной радиальной и тангенциальной деформаций [2]:

$$\begin{aligned} \varepsilon_L &= \frac{F}{S_{\text{ст}} E}; \\ \varepsilon_d &= \frac{\mu F}{S_{\text{ст}} E}, \end{aligned} \quad (3)$$

где ε_L – относительная радиальная деформация; F – сила (получена на первом этапе расчета); $S_{\text{ст}}$ – площадь поперечного сечения стакана; E – модуль упругости материала стакана; ε_d – относительная тангенциальная деформация; μ – коэффициент Пуассона.

3. На третьем этапе в зависимости от ранее определенной схемы преобразователя производится преобразование величин деформации в выходной сигнал датчика (мВ, мА и т.д.). В случае несоответствия полученного значения выходного сигнала заданным требованиям технического условия производится изменение геометрических размеров узла «мембрана–подушка–стакан», и вновь повторяется расчет, начиная с первого этапа. Такой аналитический метод решения принято называть прямым.

На практике наиболее удобен обратный путь решения, т.е., изначально задавшись требуемым значением выходного сигнала (относительной деформацией), определить геометрические размеры стакана и мембраны.

Приведенные выше методики расчета имеют ряд недостатков и связаны со спецификой настройки выбранного в качестве примера датчика ЛХ-412, где после сборки узлов ЧЭ производится обдавливание мембраны избыточным давлением, превышающим номинальное значение (обычно $1,25 \div 1,5 \cdot P_{\text{ном}}$), вследствие чего мембрана подвергается пластической деформации. Обдавливание необходимо для выборки зазоров, образовавшихся в процессе сборки и из-

готовления узлов (в зависимости от конструктивного исполнения датчика компенсация всех зазоров может происходить с использованием различных компенсаторов, которые могут устанавливаться между подушкой и стаканом либо стаканом и основанием). После процесса обдавливания мембраны происходит изменение ее эффективной площади, и как следствие сила, определенная на первом этапе расчета, не будет соответствовать реальной. Затруднен выбор оптимальной толщины мембраны (h), поскольку большинство аналитических формул сводят расчет мембраны к определению ее максимального прогиба или относительных деформаций, исходя из ее основных геометрических размеров и физико-механических свойств (толщины, диаметра, модуля упругости, коэффициента Пуассона).

Решая аналогичную задачу методом конечных элементов, мы исключаем перечисленные выше недостатки, поскольку имеется возможность внесения любого изменения в геометрию модели (тем самым копируя геометрию мембраны после воздействия на нее избыточного давления).

Рассматриваемая конструкция является осесимметричной, следовательно, наиболее рационально использовать 2D-упрощение расчетной модели. Модуль расчета Simulation программы SolidWorks позволяет решать данную задачу в 2D-интерпретации. Суть 2D-упрощения заключается в следующем: программа относительно выбранной осевой линии и плоскости строит оболочечную модель по контуру 3D-модели (рис. 2). Дальнейший расчет ведется только в сечении, построенном программой, исходя из условия равенства в любом другом сечении.

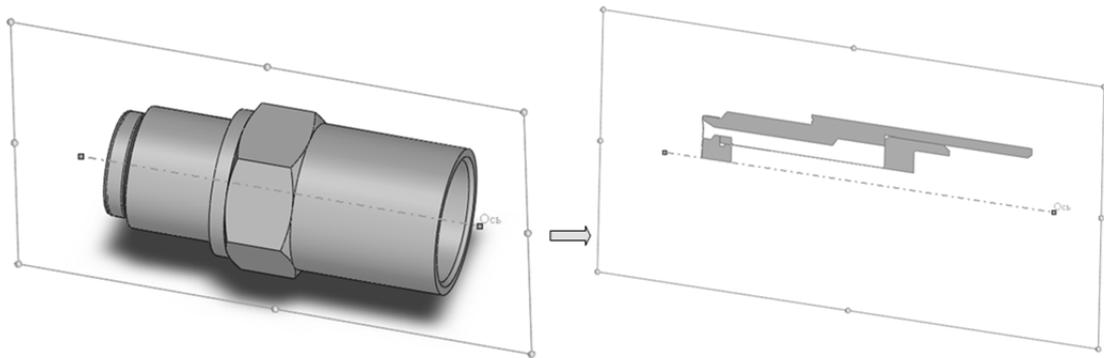


Рис. 2. Пример 2D-упрощения

Данное упрощение многократно сокращает время решения задачи за счет уменьшения количества степеней свободы конечных элементов, что позволяет использовать оптимальную по размеру сетку конечных элементов для улучшения сходимости результатов.

Решение данной задачи МКЭ в современных САПР представляет собой работу с пре- и постпроцессорами. В препроцессоре происходит задание граничных условий, имитирующих работу датчика. Для нашей модели, исходя из конструктивных особенностей датчика, достаточно наложить всего четыре граничных условия (ГУ), а именно:

1) задание связей между деталями расчетной модели. По умолчанию в ПМ Simulation используется глобальный контакт – «Связанные». Рекомендуется добавить дополнительный контакт компонентов – «Нет проникновения» между воспринимающей мембраной и подушкой;

2) задание воздействующей силы. На внешнюю сторону мембраны (со стороны воздействия измеряемой среды) задается граничное условие – «Давление». В нашем случае величина данного ГУ равна верхнему пределу измерения датчика;

3) задание ограничений. Согласно схеме установки датчика на объекте выбрано ГУ – «Жесткая заделка». Данное ГУ накладывается на грань расчетной модели, которая в реальной конструкции имеет резьбу и ввинчивается при монтаже на объекте;

4) для улучшения сходимости и повышения точности расчета создается управление для сетки конечных элементов, локально меняющее размер. В нашем случае необходимо уменьшить величину конечного элемента на гранях мембраны и стакана.

Работа с препроцессором закончена. Решение задачи происходит в автоматическом режиме. После решения задачи пользователь начинает работу с постпроцессором программы, в котором только необходимо выбрать интересующие величины (в нашем случае относительные радиальные и тангенциальные деформации).

Преобразование величины относительных деформаций в выходной сигнал идентично аналитическому решению.

Для апробации предложенного подхода к расчету ЧЭ данной конструкции воспользуемся действующей конструкцией датчика ЛХ 412.

Проведем расчет аналитическим методом и МКЭ апробируемого датчика с пределом измерений 15 МПа. Решим задачу аналитическим способом, для этого подставим соответствующие значения D и d в формулу (2), получим $S_{эф} = 1,1 \cdot 10^{-4} \text{ м}^2$. При данном значении эффективной площади тяговое усилие F по формуле (1) составляет 1617 Н. По формулам (3) определим значения относительных деформаций: $\varepsilon_L = 12,3 \cdot 10^{-4}$; $\varepsilon_d = 3,7 \cdot 10^{-4}$. Выходной сигнал для данных значений относительных деформаций составляет 19 мВ [2]. По результатам моделирования при данных геометрических размерах ЧЭ значение выходного сигнала датчика составляет 21 мВ. По результатам экспериментальных замеров выходной сигнал датчика составляет $\sim 22,4$ мВ. Погрешность моделирования в данном случае составляет 6,3 %, погрешность аналитического расчета – 15,2 %.

Предложенный для решения осесимметричных задач подход доказал свою эффективность, показав наименьшее расхождение с экспериментальными данными, а также высокую производительность. Высокая точность расчета позволила сократить время настройки ДПА за счет минимального разброса выходных характеристик, что в конечном счете привело к сокращению времени изготовления. Дополнительным преимуществом расчета МКЭ является тот факт, что расчетные модели являются основой для создания 3D-моделей датчиков, которые на последующих этапах проектирования путем создания ассоциативных видов преобразуются в чертежи, которые являются основой конструкторской документации (КД), сокращая тем самым время ее разработки.

Использование современных САПР на стадии проектирования ответственных деталей и узлов современных датчиков давления позволяет избежать ошибок проектирования, которые впоследствии могут являться причиной отказа ракетно-космической техники.

Список литературы

1. Водяник, В. И. Эластичные мембраны / В. И. Водяник. – М. : Машиностроение, 1974. – 131 с.
2. Разработка теории и методов расчета упругих элементов сложной конструкции / Е. П. Осадчий, А. И. Тихонов [и др.]. – Пенза, 1978. – 871 с.

Фролов Михаил Алексеевич

начальник лаборатории,
Научно-исследовательский институт
физических измерений
E-mail: frolov10061987@gmail.com

Frolov Mihail Alekseevich

chief of laboratory,
Scientific research Institute
of physical measurements

Самошин Алексей Владимирович

ведущий инженер,
Научно-исследовательский институт
физических измерений
E-mail: alexsss13@gmail.com

Samoshin Alexey Vladimirovich

leading engineer,
Scientific research Institute
of physical measurements

УДК 531.2.084.2:004.94

Фролов, М. А.

Методика расчета чувствительного элемента типа «мембрана–подушка–стакан» методом конечных элементов / М. А. Фролов, А. В. Самошин // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2013. – № 4 (6). – С. 42–45.

УДК 621.317.733.011.4

В. М. Чайковский

УСТРОЙСТВО ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ МДП-СТРУКТУРЫ С КОМПЕНСАЦИЕЙ ВЛИЯНИЯ ЕМКОСТИ ДИЭЛЕКТРИКА

V. M. Tchaikovsky

MEASUREMENT PARAMETERS OF STRUCTURES WITH COMPENSATION OF IMPACT OF CAPACITANCE OF DIELECTRIC

А н н о т а ц и я. Предлагается подход к измерению параметров МДП-структур, обладающий улучшенными метрологическими характеристиками и осуществляющий измерение с компенсацией влияния емкости диэлектрика. Подход основан на выделении тока, протекающего через исследуемую структуру.

A b s t r a c t. Describes the approach to measuring of MDS structures, which has improved metrological characteristics and performs measurements with compensation of impact of capacitance of the dielectric, based on the selection of amperage, that flows through the structure.

К л ю ч е в ы е с л о в а: МДП (металл–диэлектрик–полупроводник), измерительный сигнал, компенсация влияния, выделение тока, текущего через структуру, итерация, структурный метод коррекции.

К e y w o r d s: MDS (metal–dielectric–semiconductor), the measuring signal, the compensation effect, the allocation of the current flowing through the structure, iteration, the structural method of correction.

В основе современных методик измерения электрофизических параметров МДП-структуры лежит представление ее электрической схемой замещения в виде двухполюсной электрической цепи.

Повысить чувствительность к измерению значения информативных параметров МДП-структуры можно путем использования в качестве измерительного сигнала, воздействующего на исследуемую структуру, импульсного напряжения прямоугольной формы, что соответствует сигналу с широким спектром. При этом реакция МДП-структуры на данное воздействие описывается 4-элементной схемой замещения [1].

Однако согласно [2] однозначность раздельной оценки значений всех параметров подобного двухполюсника невозможна.

Для придания корректности решения данной измерительной задачи предлагается [1] проводить процесс преобразования параметров МДП-структуры с компенсацией влияния емкости диэлектрического слоя.

Эффект «компенсации» достигается путем поддержания постоянства амплитуды измерительного сигнала, действующего непосредственно на полупроводниковую часть МДП-структуры, в ходе всего процесса преобразования ее параметров, значения которых при этом изменяются в широком диапазоне под действием напряжения смещения.

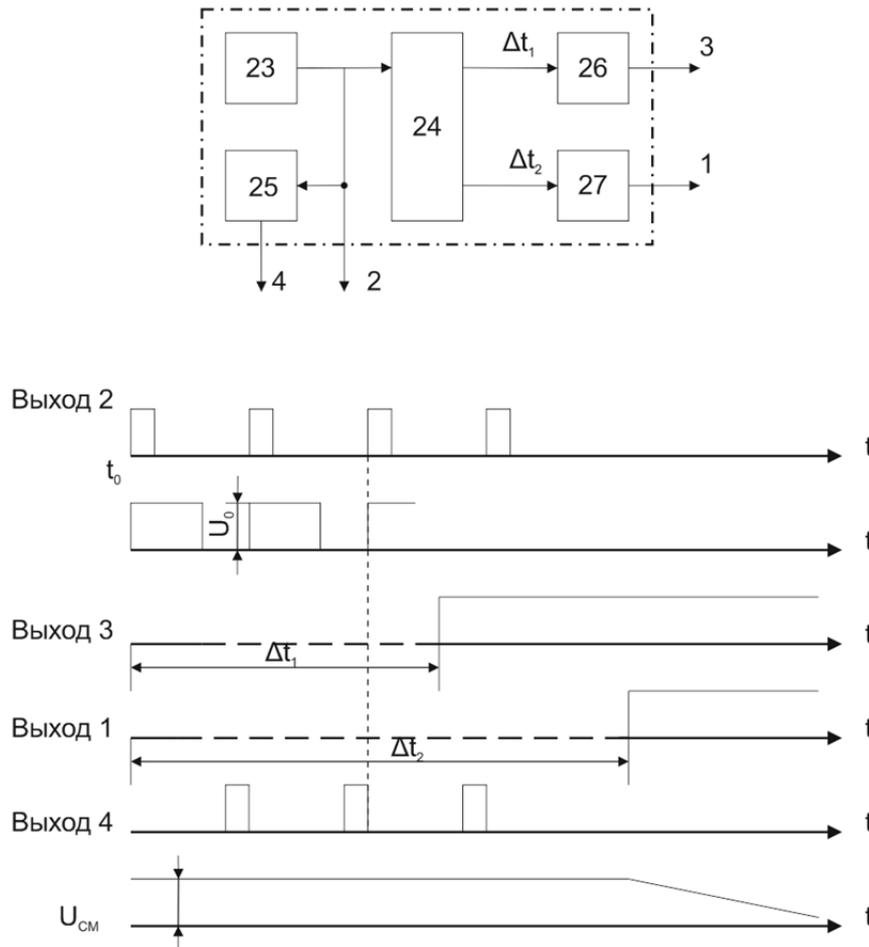


Рис. 2

Устройство содержит блок 1 управления, источник 2 опорного напряжения, первый сумматор 3, первую клемму 4 для подключения МДП-структуры, первый операционный усилитель 5, первый образцовый конденсатор 6, блок 7 обратной связи, блок 8 обработки сигнала, самописец 9, первый калиброванный конденсатор 10, первый, второй и третий вычитатели 12, 13, 14 напряжений, второй калиброванный конденсатор 15, второй образцовый конденсатор 16, второй операционный усилитель 17, второй сумматор 18, переключатель 19, источник 20 напряжения смещения, второй ключ 21 и вторую клемму 22.

Устройство работает следующим образом. На первом этапе проводится измерение значения емкости диэлектрика, для чего по команде блока управления 1 замыкается ключ 11, а источник 20 напряжения смещения переводится в режим выдачи напряжения смещения, равного напряжению обогащения, в котором, как известно [4], сопротивление исследуемой МДП-структуры характеризуется только емкостью диэлектрика C_D , при этом выходное напряжение операционного усилителя 5 будет равно

$$U_5 = \frac{U_0 C_D}{C_6},$$

где U_0 – амплитуда напряжения измерительного сигнала, представляющего собой импульсное напряжение типа «меандр», формируется источником опорного напряжения 2; C_6 – емкость образцового конденсатора 6, при этом положительная обратная связь, образуемая блоком 7 обратной связи, разомкнута.

После завершения измерения значения емкости диэлектрика по команде блока 1 управления ключ 11 размыкается, и начинается регулировка коэффициента передачи блока 7 обратной связи (K_7) до момента, когда входное напряжение блока 7 обратной связи U_7 будет равно опорному напряжению U_0 , при этом значение K_7 установится равным

$$K_7 = \frac{C_6(C_{10} + C_D)}{C_{10}C_D},$$

где C_{10} – емкость калиброванного конденсатора 10.

Анализ последнего выражения показывает, что обеспечение безразмерности у коэффициента K_7 , что несомненно весьма удобно при практической реализации, достигается исключительно за счет идентичности физической природы сопротивления используемого калибровочного конденсатора с диэлектрическим слоем МДП-структуры.

После установки необходимого значения K_7 по команде блока 1 управления источник напряжения смещения переводится в режим выдачи линейно изменяющегося напряжения и замыкается контур положительной обратной связи, т.е. при этом напряжение U_7 начинает поступать на второй вход первого сумматора 3, в результате чего его выходное напряжение становится равным

$$U_3(p) = U_0(p) - U_7(p) + U_{см}(p),$$

где $U_7(p) = U_{18}(p)K_7$.

Напряжение U_3 поступает на вход операционного усилителя 5 через последовательно включенные калиброванный конденсатор 10 и исследуемую МДП-структуру, а также на вход вычитателя 12 напряжений. Учитывая то, что операционный усилитель 17 работает только на переменном токе, обусловленном действием напряжения измерительного сигнала U_0 , его выходное напряжение U_{17} , определяемое падением напряжения на калиброванном конденсаторе 10, будет равно

$$U_{17}(p) = -U_0(p) \frac{Z_{10}(p)}{a(p)} K_{17}(p) + U_{18}(p) \frac{Z_0(p) [Z_{10}(p) + Z_D(p) + Z_6(p)]}{a(p) Z_6(p)} K_{17}(p),$$

где $a(p) = Z_{10}(p) + Z_4(p) + Z_6(p)$; $Z_4(p) = Z_D(p) + Z_X(p)$, $Z_D(p)$ – сопротивление диэлектрического слоя; $Z_X(p)$ – сопротивление полупроводниковой части МДП-структуры;

$$K_{17}(p) = \frac{Z_{16}(p)}{Z_{15}(p) \left[1 + \frac{1}{K\beta(p)} \right]};$$

$$\beta(p) = \frac{Z_{16}(p)}{Z_{15}(p) + Z_{16}(p)};$$

K – коэффициент усиления операционного усилителя 17.

Выходное напряжение первичного преобразователя на операционном усилителе 5 будет равно

$$\begin{aligned} U_5(p) &= -K' \frac{U_3(p) Z_6(p)}{a(p)} - K \frac{U_{18}(p) [Z_{10}(p) + Z_4(p)]}{a(p)} = \\ &= \frac{Z_6(p) U_0(p)}{a(p)} K' - \frac{Z_6(p) - Z_D(p) U_{18}(p)}{a(p)} K', \end{aligned}$$

где K' – коэффициент усиления операционного усилителя 5.

Напряжение $U_{18}(p)$ будет определяться как сумма напряжений $U_5(p)$ и $U_{17}(p)$, а с учетом выполнения равенств $Z_{10}(p) = Z_{15}(p)$ и $Z_6(p) = Z_{16}(p)$, оно будет

$$U_{18}(p) = -U_0(p) \frac{Z_6(p) \left[K' - \frac{1}{1 + \frac{1}{K\beta(p)}} \right]}{Z_X(p) \left[1 + \frac{K'}{1 + \frac{1}{K\beta(p)}} \right] + [Z_{10}(p) + Z_6(p) + Z_D(p)] \left[1 - \frac{1}{1 + \frac{1}{K\beta(p)}} \right]}. \quad (1)$$

Данное выражение с учетом обладания достаточно высокими значениями K' и K может быть записано в следующем виде:

$$U_{18}(p) = -U_0(p)Z_6(p)/Z_X(p).$$

С учетом того, что характер сопротивления полупроводниковой части МДП-структуры и характер калиброванного конденсатора соответственно равны $Z_X(p) = \frac{1 + pRC_2}{p(C_1 + C_2 + pC_1C_2R)}$,

$Z_6(p) = \frac{1}{pC_6}$, напряжение $U_{18}(p)$ во временной области будет иметь вид

$$U_{18}(t) = -U_0 \frac{C_1}{C_6} - U_0 \frac{C_2}{C_6} \left(1 - e^{-\frac{t}{RC_2}} \right).$$

Напряжение $U_{18}(t)$ через переключатель 19 поступает на блок 8 обработки сигнала, на выходе которого формируется постоянное напряжение U_8 , амплитуда которого пропорциональна значению того или иного измеряемого параметра.

К настоящему времени обработка напряжения вида $U_{18}(t)$ является хорошо схемотехнически отработанной задачей [1], структура построения и принцип работы блока 8 будут стандартны и аналогичны [1]. Далее выходное напряжение U_8 поступает на сигнальный вход самописца, который фиксирует характер изменения U_8 . Выходное напряжение U' первого вычитателя 12 напряжений, состоящее из высокочастотной и низкочастотной составляющих, первая из которых обусловлена протеканием тока I_0 через структуру под действием U_0 , а вторая – протеканием тока $I_{см}$ под действием $U_{см}$,

$$U' = Z_{10}I_{см}; I_{см} = U'/Z_{10}.$$

Низкочастотная составляющая напряжения U_{12} поступает на один из входов второго вычитателя 13 напряжений, на другой вход которого поступает напряжение смещения.

Для определения значения напряжения смещения, прикладываемого непосредственно к полупроводниковой части структуры и называемого поверхностным потенциалом [4], необходимо от напряжения $U_{см}$ вычесть падение напряжения смещения, соответственно образующееся на C_{10} и C_D , тогда

$$\varphi = U_{см} - I_{см}(Z_{10} + Z_D); \varphi = U_{см} - U' \left(1 + \frac{Z_D}{Z_{10}} \right).$$

Данная операция выделения φ реализуется вторым вычитателем 13 напряжений при соблюдении следующего равенства:

$$R_3 = R_4 \frac{C_D}{C_D + C_{10}}.$$

Значение резистора R_1 берется равным соответственно R_2 и R_4 .

Резистор R_3 представляет собой многооборотный резистор со шкально-варньерным устройством, причем номинальное значение R_3 равно R_4 .

После проведения операции измерения значения емкости диэлектрического слоя и учитывая то, что значение емкости калиброванного конденсатора 10 известно точно, значение сопротивления резистора R_3 легко устанавливается равным требуемому значению.

Напряжение U_{13} , равное поверхностному потенциалу, прикладываемому непосредственно к полупроводниковой части структуры, поступает на горизонтальный вход самописца и является для него развертывающим напряжением. Последний факт несомненно является одним из достоинств предлагаемой организации измерения, так как позволяет фиксировать характер изменения значений параметров полупроводниковой части МДП-структуры от напряжения смещения, прикладываемого не ко всей структуре, а только непосредственно к ее полупроводниковой части.

Напряжения U_{12} и U_7 поступают соответственно на первый и второй входы третьего вычитателя I_4 напряжений, выходное напряжение которого

$$U_{14}(p) = -U_0(p) \frac{Z_D(p)}{Z_X(p)},$$

во временной области имеющее вид

$$U_{14}(t) = -U_0 \frac{C_1}{C_D} - U_0 \frac{C_2}{C_D} \left(1 - e^{-\frac{t}{RC_2}} \right)$$

напряжение будет пропорционально параметрам МДП-структуры, значения которых приведены к значению емкости диэлектрического слоя.

Напряжение $U_{14}(t)$ через переключатель I_9 поступает на блок 8 обработки, на выходе которого формируется постоянное напряжение. Его амплитуда пропорциональна значению того или иного измеряемого параметра МДП-структуры.

Для подтверждения метрологических достоинств предлагаемого подхода измерения проведем оценку его методической погрешности преобразования, обусловленной конечностью значений коэффициентов K и K' . Причем данную оценку для упрощения процедуры вывода будем проводить лишь для одного из измеряемых параметров, например емкости полупроводника, которая является основным параметром, подлежащим измерению. Тогда выражение (1) необходимо переписать:

$$U_{18} = -U_0 \frac{K' + \frac{1}{1 + \frac{1}{K\beta}}}{\frac{C_6}{C_1} \left[1 + \frac{K'}{1 + \frac{1}{K\beta}} \right] + \frac{C_D C_6 + C_{10} C_D + C_{10} C_6}{C_{10} C_D} \left[1 - \frac{1}{1 + \frac{1}{K\beta}} \right]}, \quad (2)$$

или при $K = K' \gg 1$

$$U_{18} \approx -U_0 C_1 / C_6. \quad (3)$$

Анализ методической погрешности преобразования, определяемой как разность между реальным и идеальным значениями напряжения (выражения (2) и (3)), показал, что погрешность измерения не будет превышать 0,05 % при $K = K' = 10\,000$ в реально обозримом диапазоне изменения соотношения C_1/C_6 и практически не зависит от значений C_{10} и C_D . Обеспечение предлагаемым измерителем низкой методической погрешности достигнуто за счет итерационного метода коррекции, вводимого на этапе первичного преобразования параметров МДП-структуры операционным усилителем 5, основанного на выделении тока, текущего через исследуемую МДП-структуру, с последующим преобразованием его в дополнительном канале в напряжение, которое затем суммируется с выходным напряжением основного канала.

Блок 7 обратной связи, предназначенный для компенсации емкости диэлектрика и работающий аналогично [1], в рассматриваемом измерителе осуществляет компенсацию суммарной емкости, образуемой емкостью диэлектрического слоя и емкостью калиброванного конденсатора I_0 , включенного последовательно с исследуемой структурой, тем самым устраняет влияние конденсатора I_0 на результат преобразования.

Предлагаемое схемотехническое решение обладает дополнительным достоинством, заключающимся в том, что использование эффекта выделения тока, текущего через исследуемую МДП-структуру, позволяет, помимо оценки значения напряжения смещения, прикладываемого непосредственно к полупроводниковой части структуры, измерять параметры МДП-структуры, приведенные к значению емкости диэлектрика, что значительно повышает чувствительность процесса измерения, особенно при исследовании структур с толстым слоем диэлектрика, когда значение его емкости может иметь значение от нескольких единиц до десятых долей пикофарды.

Список литературы

1. Чайковский, В. М. Измерители параметров МДП-структур на несинусоидальном токе : дис... канд. техн. наук / Чайковский В. М. – Пенза, 1996. – 255 с.
2. Боровских, Л. П. Исследование методов и средств преобразования параметров объектов, представляемых многоэлементными двухполюсниками : автореф. дис... канд. техн. наук / Боровских Л. П. – М. : Ин-т проблем управления, 1980. – 22 с.
3. Волгин, Л. И. Линейные электрические преобразователи для измерительных приборов и систем / Л. И. Волгин. – М. : Сов. Радио, 1971. – 240 с.
4. Зи, С. М. Физика полупроводниковых приборов / С. М. Зи. – М. : Энергия, 1973. – 612 с.

Чайковский Виктор Михайлович

кандидат технических наук, доцент,
кафедра радиотехники
и радиоэлектронных систем,
Пензенский государственный университет
E-mail: radiolokaci@yandex.ru

Tchaikovsky Victor Mikhailovich

candidate of technical sciences, associate professor,
sub-department of radio engineering
and radio, electronic systems,
Penza State University

УДК 621.317.733.011.4

Чайковский, В. М.

Устройство измерения параметров МДП-структуры с компенсацией влияния емкости диэлектрика / В. М. Чайковский // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2013. – № 4 (6). – С. 46–52.

МЕХАНИЧЕСКИЕ ИЗМЕРЕНИЯ

УДК 621.3.032

*В. С. Волков, И. Н. Баринов, С. П. Евдокимов***ТЕМПЕРАТУРНАЯ КОМПЕНСАЦИЯ
ПОЛУПРОВОДНИКОВОГО ДАТЧИКА ДАВЛЕНИЯ
С НЕЛИНЕЙНОЙ ТЕМПЕРАТУРНОЙ
ЗАВИСИМОСТЬЮ ХАРАКТЕРИСТИК***V. S. Volkov, I. N. Barinov, S. P. Evdokimov***TEMPERATURE COMPENSATION
OF SEMICONDUCTOR PRESSURE SENSOR
WITH NONLINEAR TEMPERATURE DEPENDENCE**

А н н о т а ц и я. Описано использование терморезисторов для компенсации температурной погрешности высокотемпературных тензорезистивных датчиков. Проанализированы результаты моделирования схемы температурной компенсации, содержащей терморезистор с положительным ТКС. Предложена математическая модель для определения характеристик терморезистора.

A b s t r a c t. The article describes using thermistors for temperature compensation of High-temperature strain gauges. The results of simulation of temperature compensation circuit using thermistors with positive temperature coefficient of resistance are analyzed. The mathematical model for determining the characteristics of thermistor are proposed.

К л ю ч е в ы е с л о в а: высокотемпературный тензорезистивный датчик, температурный коэффициент сопротивления, нелинейная температурная зависимость.

К e y w o r d s: high-temperature strain gauge sensor, temperature coefficient of resistance, nonlinear temperature dependence.

Введение

Современные датчики давления, используемые в различных областях науки и техники, часто эксплуатируются в условиях воздействия высоких температур. Одними из наиболее широко применяемых являются датчики, содержащие полупроводниковый чувствительный элемент (ЧЭ), на котором с использованием МЭМС-технологий изготовлены полупроводниковые тензорезисторы [1]. Использование для изготовления таких ЧЭ технологии «кремний на диэлектрике» обеспечивает работоспособность датчиков давления в диапазоне температур до

300 °С, так как в структуре ЧЭ отсутствует $p-n$ -переход (изоляция тензорезисторов от подложки осуществляется слоем диэлектрика). Вместе с тем расширение температурного диапазона датчиков вызывает проблему снижения температурной погрешности, которая для полупроводниковых датчиков может быть сравнима или превышать значение полезного выходного сигнала. Изменение температуры ЧЭ в составе датчика вызывает изменение чувствительности тензорезисторов, поэтому разработка технических решений для компенсации температурной погрешности чувствительности является актуальной задачей.

Известные в литературе [1, 2] способы температурной компенсации чувствительности применимы для относительно узкого температурного диапазона, не превышающего 100 °С, так как в этом диапазоне зависимость сопротивления тензорезистора от температуры можно считать линейной [3]. В диапазоне температур до 300 °С зависимость сопротивления от температуры для кремниевых тензорезисторов является нелинейной, при этом погрешность линейности достаточно существенна. По указанной причине необходимо разрабатывать новые технические решения для осуществления температурной компенсации. Рассмотренные в работах [4–6] высокотемпературные тензорезистивные преобразователи давления требуют сложного оборудования для создания трехмерных профилированных структур на основе технологии «кремний на изоляторе». Поэтому целесообразно рассмотреть применимость традиционных методов температурной компенсации для тензорезистивных датчиков с нелинейными температурными зависимостями сопротивления.

Известные способы температурной компенсации с использованием терморезистора [1, 2] требуют дополнительной настройки после изготовления чувствительного элемента, заключающейся в расчете подстроечного резистора по результатам измерений сопротивлений тензорезисторов и определения их температурных характеристик. По этой причине представляется целесообразным определение граничных значений температурных погрешностей чувствительности при использовании в качестве терморезистора полупроводникового резистора, имеющего характеристики такие же, как у тензорезисторов, и изготавливаемого в едином технологическом процессе с ними.

Математическая модель мостовой схемы и исходные данные

Тензорезисторы в составе ЧЭ объединены в мостовую измерительную схему (рис. 1).

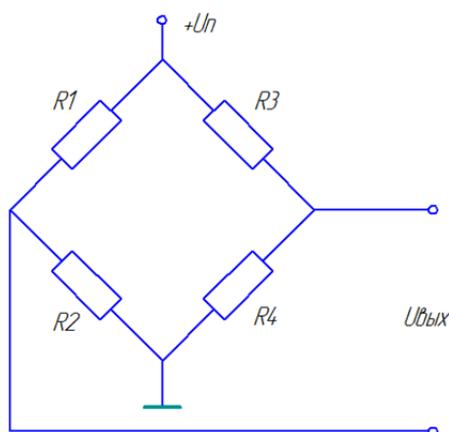


Рис. 1. Мостовая измерительная схема

Выходной сигнал схемы описывается выражением

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{п}} \frac{R_1 R_4 - R_2 R_3}{(R_1 + R_2) \cdot (R_3 + R_4)}. \quad (1)$$

Для упрощения расчета и изготовления ЧЭ номиналы тензорезисторов выбираются одинаковыми, при этом в схеме реализуется дифференциальное преобразование:

$$\begin{aligned} R_1 &= R_4 = R + \Delta R; \\ R_2 &= R_3 = R - \Delta R, \end{aligned} \quad (2)$$

где R – номинальное сопротивление тензорезисторов моста; ΔR – приращение сопротивления тензорезисторов под действием измеряемого давления.

При соблюдении условий (2) выходной сигнал мостовой схемы может быть описан формулой

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{п}} \frac{\Delta R}{R}. \quad (3)$$

Однако в реальных условиях из-за инструментальных погрешностей при изготовлении тензорезисторов они обладают некоторым разбросом параметров, который в ряде случаев может достигать 10 %. Разброс параметров приводит к неодинаковым температурным характеристикам тензорезисторов, что оказывает негативное влияние на величину температурной погрешности чувствительности.

Нелинейность температурной зависимости полупроводниковых тензорезисторов приводит к необходимости использования для ее описания нелинейной функции, например, полинома 2-й степени:

$$R(T) = R_0(1 + \alpha_1 \Delta T + \alpha_2 \Delta T^2), \quad (4)$$

где R_0 – номинал тензорезистора при нормальной температуре; α_1 – ТКС 1-го порядка [$1/^\circ\text{C}$]; α_2 – ТКС 2-го порядка [$1/^\circ\text{C}^2$].

Зависимость сопротивления тензорезистора от деформации под воздействием измеряемого давления выражается формулой

$$R(P) = R_0(1 + k\varepsilon), \quad (5)$$

где k – коэффициент тензочувствительности; ε – относительная деформация тензорезистора.

Коэффициент тензочувствительности можно представить линейно зависящим от температуры:

$$k(T) = k_0(1 + \gamma \Delta T), \quad (6)$$

где γ – ТКЧ.

Подставив выражения (4) и (6) в формулу (5), получим зависимость сопротивления тензорезистора от температуры и деформации вследствие измеряемого давления:

$$R(P, T) = R_0(1 + \alpha_1 \Delta T + \alpha_2 \Delta T^2)(1 \pm k_0(1 + \gamma \Delta T)\varepsilon), \quad (7)$$

где знак «+» соответствует тензорезисторам R_1 и R_4 , а знак «-» – тензорезисторам R_2 и R_3 .

Температурные зависимости сопротивлений тензорезисторов с учетом разброса параметров приведены на рис. 2. Тензорезисторы характеризуются положительным ТКС.

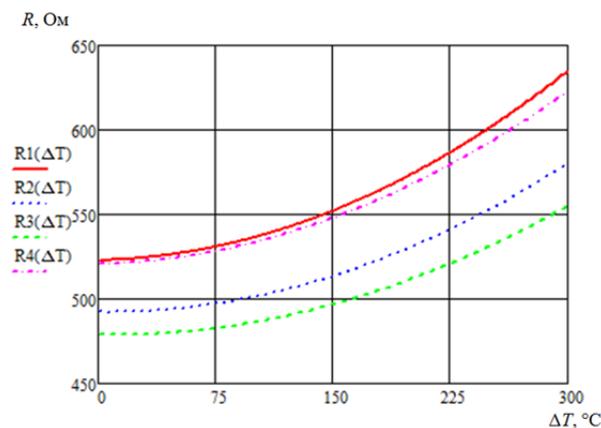


Рис. 2. Температурные зависимости сопротивлений тензорезисторов

В программе MathCAD было проведено моделирование мостовой схемы, тензорезисторы которой имеют номинальное сопротивление 500 Ом и характеризуются разбросом параметров, показанным на рис. 2. Температурные зависимости сопротивлений тензорезисторов

были аппроксимированы выражением (4). Параметры схемы представлены в табл. 1, напряжение питания моста $U_{\text{п}} = 2$ В.

Таблица 1

Параметры моделируемой схемы

	Номинальное сопротивление тензорезистора, Ом	ТКС 1-го порядка α_1 , $1/^\circ\text{C}$	ТКС 2-го порядка α_2 , $1/^\circ\text{C}^2$
R_1	510	$4,839 \cdot 10^{-6}$	$2,22 \cdot 10^{-6}$
R_2	505	$1,166 \cdot 10^{-5}$	$2,1 \cdot 10^{-6}$
R_3	491	$6,348 \cdot 10^{-6}$	$1,9 \cdot 10^{-6}$
R_4	508	$1,196 \cdot 10^{-5}$	$2 \cdot 10^{-6}$

Результаты моделирования

Выходной сигнал мостовой измерительной схемы при максимальном давлении и изменении температуры до 300°C представлен на рис. 3.

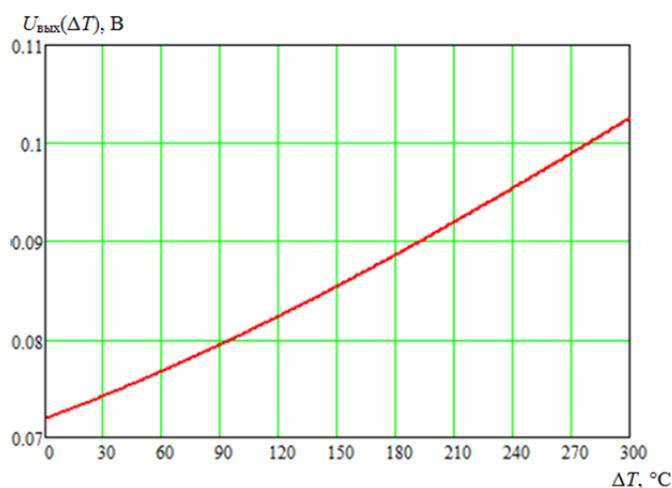


Рис. 3. Выходной сигнал мостовой измерительной схемы

Из рис. 3 видно, что при увеличении температуры выходной сигнал мостовой схемы нелинейно возрастает от 72 до 103 мВ, что составляет погрешность 42,6 %, или 0,142 %/ $^\circ\text{C}$. Из рис. 4 следует необходимость принятия специальных мер для температурной компенсации чувствительности мостовой схемы.

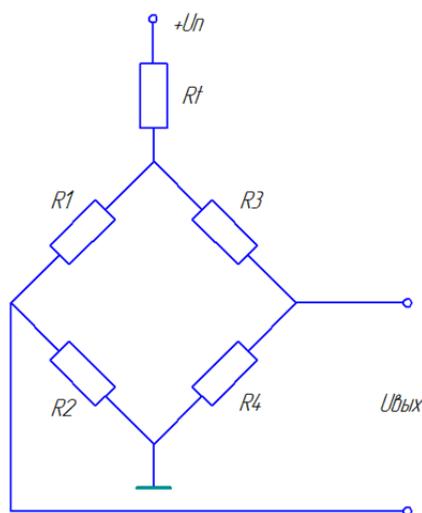


Рис. 4. Включение терморезистора в мостовую схему для компенсации температурной погрешности чувствительности

Моделирование схемы температурной компенсации

Наиболее простым способом температурной компенсации является последовательное включение терморезистора в цепь питания мостовой схемы (см. рис. 4).

Представляет интерес использование в качестве термозависимого резистора сопротивления, выполняемого по тому же технологическому процессу, что и тензорезисторы, и имеющему аналогичную температурную характеристику и номинал, что позволило бы изготавливать терморезистор в одной технологической операции с изготовлением тензорезисторов, разместив его на мембране ЧЭ в области, не подвергающейся деформации под действием измеряемого давления (рис. 5). Термокомпенсация с использованием терморезистора с температурной характеристикой, противоположной характеристике тензорезисторов, рассмотрена в работе [7].

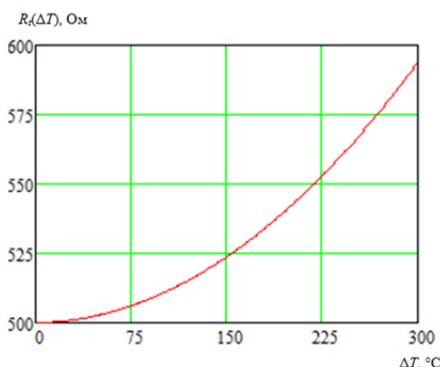


Рис. 5. Температурная зависимость сопротивления терморезистора

В этом случае часть схемы, содержащую источник питания $U_{\text{п}}$ и терморезистор R_t , можно представить в виде эквивалентного генератора напряжения, управляемого температурой, напряжение на выходе которого $U_{\text{п1}}$ будет определяться формулой

$$U_{\text{п1}} = U_{\text{п}} \frac{R_{\text{м}}}{R_{\text{м}} + R_t}, \quad (8)$$

где $R_{\text{м}}$ – сопротивление мостовой схемы, определяемое выражением

$$R_{\text{м}} = \frac{(R_1 + R_2) \cdot (R_3 + R_4)}{R_1 + R_2 + R_3 + R_4}, \quad (9)$$

R_t – сопротивление терморезистора, зависимость которого от температуры также целесообразно описать полиномом 2-го порядка:

$$R_t(T) = R_{t0}(1 + \beta_1 \Delta T + \beta_2 \Delta T^2), \quad (10)$$

где β_1 и β_2 – ТКС терморезистора 1-го и 2-го порядков соответственно.

Результаты моделирования схемы с терморезистором показаны на рис. 6.

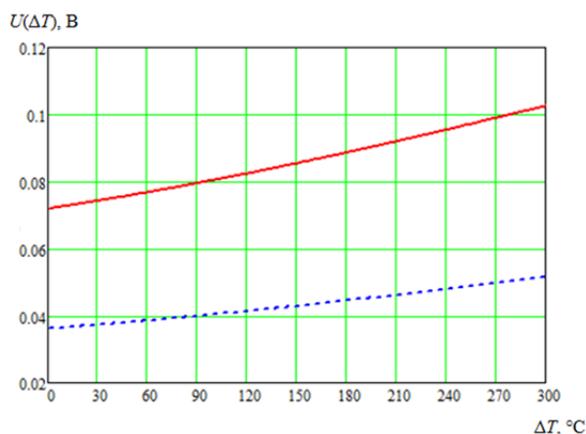


Рис. 6. Результаты моделирования выходного сигнала при максимальном давлении схемы без температурной компенсации (сплошная линия) и схемы с температурной компенсацией (пунктир)

Из анализа результатов моделирования следует, что использование терморезистора, обладающего характеристикой, показанной на рис. 5, снижает вдвое выходной сигнал измерительной мостовой схемы, при этом наклон линии остается практически неизменным, т.е. температурная погрешность выходного сигнала практически не снижается.

Таким образом, возникает задача определения температурной характеристики сопротивления компенсирующего терморезистора, т.е. определения коэффициентов β_1 и β_2 , входящих в выражение (10).

Решение данной задачи аналитически может быть получено с использованием символьных вычислений в программе MathCAD. Постановка задачи определения температурной зависимости терморезистора выглядит следующим образом:

$$\begin{cases} \frac{\partial}{\partial(\Delta T)}(U_{\text{ВЫХ}}(\Delta T)) = 0; \\ \frac{\partial}{\partial(\varepsilon)}(U_{\text{ВЫХ}}(\Delta T)) = U_{\text{ВЫХ}}(0), \end{cases} \quad (11)$$

где выходной сигнал схемы с включенным терморезистором $U_{\text{ВЫХ}}$ определяется на основании выражения (1), в котором напряжение питания определяется по формуле (8). В указанную формулу входит сопротивление терморезистора, определяемое выражением (10). Первое уравнение системы (11) отражает условие минимальной температурной чувствительности выходного сигнала термокомпенсированной схемы, второе уравнение отражает условие неизменности чувствительности схемы к деформации, вызванной измеряемым давлением, при изменении температуры.

Решение системы (11) относительно β_1 и β_2 дает следующие выражения:

$$\begin{aligned} \beta_1 &= \frac{R_0(\gamma - \gamma\alpha_2\Delta T^2) + Rt_0(\gamma + \alpha_1 - \gamma\alpha_2\Delta T^2)}{Rt_0}, \\ \beta_2 &= \frac{R_0(\gamma\alpha_1 + 2\gamma\Delta T) + Rt_0(\alpha_2 + \gamma\alpha_1 + 2\gamma\alpha_2\Delta T)}{Rt_0}, \end{aligned} \quad (12)$$

где α_1 и α_2 – усредненные значения ТКС тензорезисторов мостовой схемы; R_0 – усредненный номинал тензорезисторов; Rt_0 – номинал терморезистора.

Анализ выражений (12) показывает, что ТКС терморезистора зависят от температуры, однако зависимость сопротивления терморезистора от температуры близка к линейной (рис. 7).

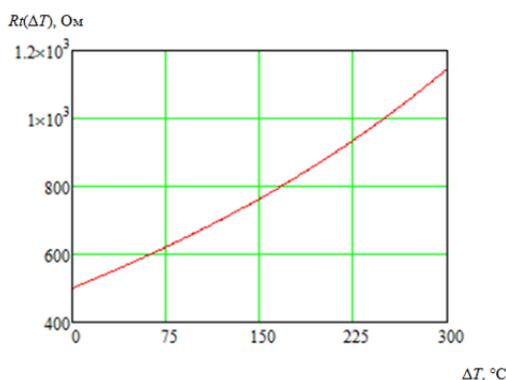


Рис. 7. Зависимость сопротивления терморезистора от температуры с учетом значений ТКС, определяемых выражением (12)

Зависимость на рис. 7 с достаточной для практики точностью можно аппроксимировать прямой, при этом значение β_2 будет равно 0, а β_1 легко определится аналитически. Таким образом, температурная зависимость сопротивления терморезистора будет линейной. Номинал терморезистора целесообразно выбирать порядка 0,1 от номинала тензорезисторов, чтобы не произошло значительного снижения выходного сигнала мостовой схемы. Так, для схемы, па-

раметры которой даны в табл. 1, при выборе номинала терморезистора, равного 50 Ом, значение ТКС β_1 составило $0,024 \text{ }^\circ\text{C}^{-1}$. На рис. 8 приведена зависимость выходного сигнала мостовой схемы от температуры, полученная с учетом вышеприведенных значений.

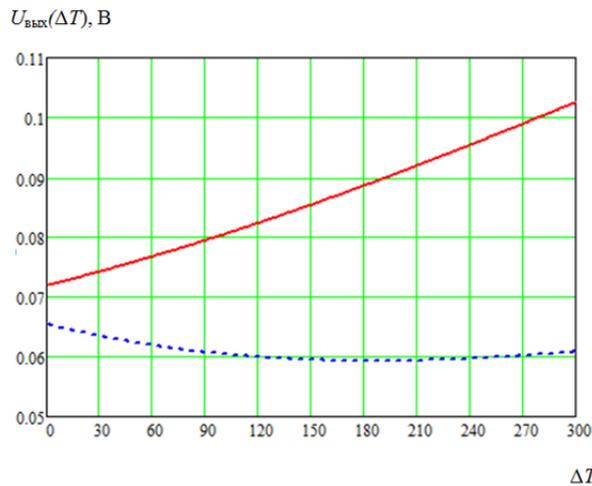


Рис. 8. Результаты моделирования выходного сигнала при максимальном давлении схемы без температурной компенсации (сплошная линия) и схемы с температурной компенсацией (пунктир) с учетом найденных значений ТКС и номинала терморезистора

Выводы

Температурная погрешность выходного сигнала составила $-9,3 \%$, или $-0,031 \text{ } \%/^\circ\text{C}$, максимальный выходной сигнал — 60 мВ при нормальной температуре. Следовательно, применение терморезистора с линейной температурной характеристикой с ТКС, равным $0,024 \text{ }^\circ\text{C}^{-1}$, и номиналом 50 Ом привело к снижению максимального выходного сигнала мостовой схемы на 10% , при этом абсолютное значение температурной погрешности чувствительности выходного сигнала уменьшилось почти в 5 раз (с $42,6$ до $-9,3 \%$). Решение системы уравнений (11) возможно с использованием численных методов и может быть запрограммировано в микроконтроллере, что позволит автоматизировать разработку диагностического обеспечения интеллектуальных датчиков, в состав которых могут входить мостовые измерительные схемы и вторичные измерительные преобразователи [8, 9].

Таким образом, применение терморезистора с температурной характеристикой, рассчитанной по предложенной методике, позволяет снизить температурную погрешность чувствительности высокотемпературных полупроводниковых датчиков давления на этапе проектирования и изготовления.

Список литературы

1. Ваганов, В. И. Интегральные тензопреобразователи / В. И. Ваганов. — М. : Энергоатомиздат, 1983. — 136 с.
2. Мокров, Е. А. Полупроводниковые пьезочувствительные элементы микроэлектронных датчиков давлений. Основы проектирования и разработки : учеб. пособие / Е. А. Мокров, И. Н. Баринов, П. Н. Цибизов. — Пенза : Изд-во Пенз. гос. ун-та, 2009. — 104 с.
3. 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.
4. Соколов, Л. В. Высокостабильные высокотемпературные микроэлектромеханические преобразователи нового поколения на основе гетероструктуры кремний-на-изоляторе / Л. В. Соколов // Измерительная техника. — 2009. — № 9. — С. 18–20.
5. Баринов, И. Н. Конструктивно-технологические решения по созданию высокотемпературных датчиков абсолютного давления на структуре «поликремний–диэлектрик» с улучшенными метрологическими характеристиками / И. Н. Баринов, А. В. Федулов, В. С. Волков // Датчики и системы. — 2012. — № 10. — С. 2–6.
6. Баринов, И. Н. Обеспечение долговременной стабильности параметров высокотемпературных полупроводниковых тензорезистивных датчиков абсолютного давления / И. Н. Баринов, В. С. Волков // Приборы. — 2012. — № 9. — С. 29–35.

7. Волков, В. С. Компенсация температурной погрешности чувствительности высокотемпературных полупроводниковых датчиков давления / В. С. Волков, И. Н. Баринов // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2013. – № 1 (3). – С. 30–36.
8. Волков, В. С. Использование информационных технологий для разработки диагностического обеспечения электронных устройств / В. С. Волков, В. П. Фандеев, И. Н. Баринов // Технологии приборостроения. – 2006. – № 4. – С. 21–23.
9. Волков, В. С. Использование системы Simulink при имитационном моделировании высокотемпературных полупроводниковых датчиков давления / В. С. Волков, И. Н. Баринов // Приборы. – 2011. – № 7. – С. 50–55.

Волков Вадим Сергеевич

кандидат технических наук, доцент,
кафедра приборостроения,
Пензенский государственный университет
E-mail: distorsion@rambler.ru

Volkov Vadim Sergeevich

candidate of technical sciences, associate professor,
sub-department of instrument making,
Penza State University

Баринов Илья Николаевич

кандидат технических наук, доцент,
кафедра информационно-измерительной техники,
Пензенский государственный университет
E-mail: mzungu@inbox.ru

Barinov Ilya Nikolaevich

candidate of technical sciences, associate professor,
sub-department of information
and measuring equipment,
Penza State University

Евдокимов Сергей Павлович

соискатель,
Пензенский государственный университет
E-mail: mzungu@inbox.ru

Evdokimov Sergey Pavlovich

applicant,
Penza State University

УДК 621.3.032

Волков, В. С.

Температурная компенсация полупроводникового датчика давления с нелинейной температурной зависимостью характеристик / В. С. Волков, И. Н. Баринов, С. П. Евдокимов // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2013. – № 4 (6). – С. 53–60.

УДК 621. 865. 8

П. Г. Михайлов, Е. А. Мокров, В. В. Скотников, Д. А. Тютюников, В. А. Петрин

ВОПРОСЫ СОЗДАНИЯ ВЫСОКОТЕМПЕРАТУРНЫХ ДАТЧИКОВ МЕХАНИЧЕСКИХ ВЕЛИЧИН. МАТЕРИАЛЫ. КОНСТРУКЦИИ. ТЕХНОЛОГИИ

P. G. Mikhailov, E. A. Mokrov, V. V. Skotnikov, D. A. Tyutyunikov, V. A. Petrin

THE ESTABLISHMENT OF HIGH-TEMPERATURE SENSORS OF MECHANICAL VALUES. MATERIALS. CONSTRUCT. TECHNOLOGY

А н н о т а ц и я. Статья посвящена материаловедческим и конструктивно-технологическим проблемам, которые возникают при создании высокотемпературных датчиков механических величин, в частности, статико-динамических давлений. Рассмотрены и выбраны функциональные материалы, используемые в полупроводниковых чувствительных элементах высокотемпературных датчиков. В качестве базового материала для чувствительных элементов предложен поликристаллический кремний.

A b s t r a c t. The article is devoted to materials science and structural and technological problems that arise in the creation of high-temperature sensors of mechanical values, in particular, static and dynamic pressures. Considered and selected functional materials used in semiconductor elements of high-sensitive sensor. As the base material for the sensors is provided a polycrystalline silicon.

К л ю ч е в ы е с л о в а: высокотемпературный, монокремний, чувствительный элемент, функциональный материал, поликремний, алмаз, карбид кремния, модификация, пленка.

К е y w o r d s: high temperature, monosilicon, sensor, the functional material, polysilicon, diamond, silicon carbide, modification, film.

Вопросы измерения высокотемпературных процессов становятся все более актуальными по мере развития технологий, освоения новой продукции и пр. Примерами использования высокотемпературных датчиков механических величин (ВДМВ) могут служить измерения давления в двигателях 1-й и 2-й ступеней ракетополетов и реактивных самолетов, контроль процессов в нефтехимической промышленности и т.д. При этом максимальные температуры измеряемой среды могут быть от 150 до 1500 °С, а время воздействия высокотемпературной среды – от секунд до десятков минут и нескольких часов. Следует отметить, что при создании ВДМВ необходима проработка различных вопросов, при этом особое внимание следует уделять выбору конструктивных и функциональных материалов [1, 2].

Для современных микроэлектронных датчиков (МЭД) механических величин характерно применение монокристаллического кремния (МК), который в наибольшей мере согласуется с существующими микроэлектронными технологиями. В то же время для использования в высокотемпературных датчиках роль МК как функционального материала в значительной мере сужена. Это объясняется несколькими причинами, основными из которых являются:

– недостаточная температурная стабильность, которая объясняется в основном его сравнительно узкой запрещенной зоной, составляющей 1,1 эВ при 300 К, что не позволяет исполь-

зовать кремний при больших температурах и значительных уровнях электромагнитных и радиационных воздействий. Последнее объясняется тем, что энергии теплового возбуждения кристаллической решетки, а также энергии фотонов и элементарных частиц бывает вполне достаточно, чтобы инициировать переходы электронов и дырок через потенциальные барьеры в полупроводниковых структурах;

– рост количества дефектов (термических, радиационных), порожденных термоударами, радиацией и механическими деформациями приводит к деградации характеристик ВДМВ и росту токов утечки.

Указанных явлений можно избежать, используя в качестве функциональных материалов широкозонные полупроводники или полупроводниковые соединения.

Следует отметить, что единственным представителем широкозонных монокристаллических полупроводников является только алмаз, у которого ширина запрещенной зоны составляет 5,5 эВ при 300 К.

К другой группе относятся двойные и тройные полупроводниковые соединения:

- карбид кремния (β – политип) – β -SiC, $eg = 2,4$ эВ;
- арсенид галлия (GaAs), $eg = 1,43$ эВ;
- фосфид галлия (GaP), $eg = 2,24$ эВ;
- фосфат цинка (ZnP_2), $eg = 2,05$ эВ (тетрагональная фаза);
- $MgSiP_2$, $eg = 3,1$ эВ;
- $ZnSiAs_2$, $eg = 2,15$ эВ;
- $CdSiP_2$, $eg = 2,2$ эВ.

Из всех вышеперечисленных материалов практический интерес для использования в ВДМВ представляют только алмаз, карбид кремния и арсенид галлия. Остальные материалы интересны больше с научной, чем с практической, стороны из-за значительных технологических трудностей получения кристаллов достаточной площади, малой технологичности процессов формирования сенсорных элементов и структур датчиков. Поэтому тройные полупроводниковые соединения в основном используются в качестве функциональных материалов для источников и приемников оптических излучений.

Что касается арсенида галлия, имеющего, кроме широкой запрещенной зоны, еще и высокую подвижность дырок и электронов, позволяющих получать приборы с высокими граничными частотами и температурами, то следует отметить, что технология формирования GaAs структур в значительной степени отличается от кремниевой: она более сложная, менее управляемая и дорогая. Кроме того, в отличие от МК, на поверхности GaAs практически невозможно создать самопассивирующие окисные пленки, а при термообработке он может выделять соединения мышьяка и галлия, которые даже в очень малых дозах крайне ядовиты для человека. Нейтрализация отходов, травителей и газов, получаемых в процессе проведения технологических процессов обработки GaAs, является весьма сложной технической задачей и на практике в должной мере пока не решена. Указанные технологические, организационные и иные технические трудности привели к тому, что в настоящее время GaAs используется исключительно для создания быстродействующих полупроводниковых приборов (СВЧ-диоды и транзисторы) и интегральных схем. Попытки создания ВДМВ на основе GaAs ограничились пока лабораторными образцами.

Перспективным материалом для высокотемпературных и работающих в агрессивных условиях датчиков является синтетический алмаз [3]. Благодаря таким свойствам, как высокая теплопроводность, термостабильность и стойкость практически к любым агрессивным средам и радиоактивным излучениям, возможно создание различных приборов с уникальными характеристиками, недостижимыми для аналогичных приборов, изготовленных из МК и GaAs. В частности, радиационная стойкость алмаза к нейтронам в 100 раз выше, чем у МК, рабочая температура может достигать 1000–1200 °С, рабочее напряжение до 1 кВ, а теплопроводность выше, чем у Si в 14 раз. Основным препятствием на пути применения алмаза в приборостроении является то, что в настоящее время пока еще не получены алмазные пластины достаточной площади, да и сама технология получения даже небольших кристаллов остается очень сложной и дорогостоящей. Что касается алмазных пленок, получаемых газофазным осаждением, то они имеют значительную дефектность и высокую степень поликристалличности, что затрудняет их использование в электронных приборах.

Основной трудностью проведения технологических операций и процессов с алмазами является их природная инертность, в том числе по отношению к термодиффузионным процес-

сам. Поэтому для легирования кристаллов алмаза используется исключительно ионная имплантация пучками больших энергий (от 100 кэВ до 1 мэВ). Имплантация ионов (He^+ , N^+ , O^+ , Ne^+ , Si^+ , Ni^+ , Cr^+ , Zn^+ , C^+ , B^+ и др.) позволяет создавать слои и области с «*p*» и «*n*» типами проводимости.

В последнее время ускоренно развивается направление синтеза тонких алмазных пленок на поверхности различных материалов, в том числе на кремнии и на металлах. Поликристаллические алмазные пленки получают методом газофазного осаждения различных углеродосодержащих газов (метана в смеси с водородом, ацетиленом, бензолом и ряда других). Активация процесса синтеза пленок осуществляется тлеющим или СВЧ-разрядами. Принципиально возможным способом модификации алмазных пленок является легирование их различными примесями, что позволяет создавать тонкопленочные активные и пассивные электронные приборы, а также ЧЭ на основе поликристаллических алмазных пленок. По мере совершенствования технологии легирования монокристаллического алмаза и поликристаллических пленок, нанесения на них контактной металлизации, профилирования пластин, а также получения пластин достаточной площади и приемлемой цены будут, несомненно, разрабатываться и ВДМВ на основе алмаза.

Еще одним перспективным функциональным материалом для высокотемпературных и радиационно устойчивых датчиков является карбид кремния (SiC). Значительная энергия связи между Si и C обеспечивает высокую термическую, радиационную и химическую стойкость как самому материалу, так и приборам на его основе. Карбид кремния имеет несколько основных (четыре) политипов (модификаций), различающихся строением кристаллической ячейки (а всего известных форм SiC более сотни). Наиболее используемым в датчиках политипом является $6h$ (или $\beta\text{-SiC}$). Из SiC изготавливают высокотемпературные (рабочая температура 600 °С и выше) термометры сопротивления, тензорезисторы, транзисторы и диоды. Как и для алмаза, для SiC традиционная кремниевая технология практически не пригодна, поэтому для него необходима разработка новых технологий формирования сенсорных элементов и структур. Так, для диффузии примесей используется ионная имплантация, а для формирования диэлектрических и проводящих пленок – газофазное осаждение и термовакуумное напыление и т.д. При этом в ограниченной мере возможно легирование с целью создания *p-n*-переходов термодиффузией при высокой температуре и только при использовании диффузиантов – бора и бериллия. Весьма перспективна ионная имплантация ионами Al^+ .

Одной из особенностей SiC является то, что из-за своей высокой твердости он способен обрабатываться только алмазом или карбидом бора, но при этом на его поверхности возникают микротрещины, которые могут быть удалены химическим или плазмохимическим травлением во фторосодержащей кислородной плазме. Химическое травление проводится или в газовой смеси хлор–кислород при температуре свыше 1000 °С, или в расплавах щелочей при температуре свыше 400 °С. В отличие от кремния SiC не травится в большинстве щелочных, кислотных и сложных травителях. Очевидными недостатками, ограничивающими использование SiC в ВДМВ, являются недостаточная отработанность технологических процессов формирования микроструктур, дороговизна и сложность получения монокристаллического SiC . Несмотря на указанные недостатки, SiC является перспективным материалом для ВДМВ, которые работают в экстремальных условиях. Поэтому по мере отработки технологии он будет все больше использоваться в качестве функционального материала для ВДМВ.

Альтернативными материалами и для карбида кремния и алмаза могут быть структуры на основе кремния типа КНД (кремний на диэлектрике) и КНК (кремний на кремнии). Дело в том, что максимальная рабочая температура МК как силового материала, при которой резко изменяются его электрофизические характеристики (ЭФХ), составляет (600–700) °С (температура плавления кремния 1412 °С). При использовании же МК в качестве функционального материала, в котором формируются различные примесные структуры, рабочая температура становится значительно меньше, так как более сложные системы являются термодинамически менее устойчивыми, чем простые.

Основным материалом из группы КНД, наиболее широко используемым в ВДМВ, является кремний на сапфире (КНС), у которого слой кремния легируется необходимой примесью как изначально (при газофазной эпитаксии), так и в процессе формирования ЧЭ (термодиффузией или ионной имплантацией). Выбирая необходимый уровень легирования и соответствующую примесь, получают высоколегированные (низкоомные) и низколегированные (высоко-

омные) области. Для тензоструктур используют, как правило, высоколегированные структуры, которые имеют минимальный температурный коэффициент сопротивления (ТКС), достигается эффект автокомпенсации (равенство ТКС и температурного коэффициента чувствительности (ТКЧ) при питании стабилизированным током). Структуры КНС являются основой для изготовления ЧЭ датчиков неэлектрических параметров, используемых в различных отраслях промышленности.

Достоинствами КНС-структур являются:

- высокая температура эксплуатации, вплоть до 300–350 °С без охлаждения;
- возможность достижения при определенных уровнях легирования кремниевой пленки эффекта самокомпенсации температурных погрешностей;
- стойкость к агрессивным средам и радиации.

Основными недостатками КНС-структур являются их дороговизна, практическая невозможность их профилирования и высокий уровень структурных напряжений в Si-пленке из-за значительной разницы в температурных коэффициентах линейного расширения (ТКЛР) кремния и сапфира. Кроме того, у ВДМВ с чувствительными элементами из КНС существует временная нестабильность характеристик из-за релаксационных процессов, происходящих в пленке Si в процессе эксплуатации датчика. Все эти недостатки сужают область применения таких ВДМВ, а также не позволяют выпускать их в массовом количестве по приемлемым ценам.

Значительный интерес для высокотемпературных ВДМВ представляет поликристаллический кремний (ПК), который, в отличие от МК, изотропен по своим электрофизическим характеристикам. Изотропия ЭФХ ПК объясняется тем, что ориентация кристаллов (зерен) в объеме ПК – произвольная, поэтому основные характеристики ПК определяются наличием межзеренных границ (МЗГ) и объемных зарядов, образующихся в области МЗГ. Основным преимуществом ПК по сравнению с МК является возможность формирования из него ЧЭ, не содержащих *p-n*-переходы, что позволяет повысить рабочую температуру датчиков до 200–250 °С. Изменяя концентрацию легирующих примесей в ПК (модификация ПК), можно получить практически нулевое значение ТКС резисторов [4–6]. Проводимость ПК регулируют технологическими методами путем изменения дозы легирующей примеси, а также энергией легирующих ионов и температурой подложки, таким образом модифицируя ПК путем легирования различными примесями и дозами, термообработкой, рекристаллизацией и т.д. Можно получить области и элементы, имеющие значительную разницу в ЭФХ. При этом на одной подложке можно сформировать тензо- и терморезисторы, фото- и магниточувствительные структуры, проводящие шины, контактные группы, изолирующие области.

Рассмотрим основные технологические методы модификации ПК-структур и полученные, применительно к чувствительным элементам микроэлектронных датчиков, результаты.

При легировании ПК-пленок ионами бора до уровней концентраций (10^{19} – 10^{20}) см⁻³ их удельное сопротивление (ρ) снижается до 0,01 Ом·см. Для сравнения: у Si марки КЭФ 4,5 $\rho = 4,5$ Ом·см, а у пленки Al-mn $\rho = 0,6 \cdot 10^{-3}$ Ом·см. Аморфная структура легированных ПК-пленок дает возможность формировать из них пленочную коммутацию микронных и субмикронных размеров. После термообработки ПК-коммутационных шин на них формируется пленка SiO₂ с высокими изоляционными свойствами, которая позволяет формировать второй слой коммутации. Недостаток ПК-шин – разность в ТКЛР (α) с кремнием: у ПК $\alpha = 3,82 \cdot 10^{-6}$, у МК $\alpha = 2,33 \cdot 10^{-6}$, что не так существенно для интегральных схем, работающих в нормальных условиях, но критично для ВДМВ, эксплуатирующихся в широком диапазоне температур. Важным свойством ПК-пленок является возможность изменения кристаллической структуры с помощью лазерного излучения, при воздействии которого происходит рекристаллизация пленки.

Структура ПК сильно зависит от вида легирующей примеси, температуры осаждения и термообработки пленки после формирования. Как показали исследования, ПК-пленки, осаждаемые при температуре менее 575 °С – аморфные, а при температуре более 625 °С становятся поликристаллическими и имеют столбчатую структуру. Кристаллизация и рост ПК-зерен происходят при термоотжиге аморфного или мелкокристаллического ПК. Для высокотемпературных ПК ВДМВ важной технологической операцией является перекристаллизация поликристаллической пленки, которая происходит при нагреве структур. При этом обнаружено, что температура кристаллизации сильно зависит от легирующих примесей, которые вносятся

в ПК в процессе газофазного осаждения пленок. Изменяя состав и концентрацию примесей, можно управлять свойствами ПК-пленок. Было обнаружено, что примеси O_2 , N_2 , C стабилизируют аморфное состояние ПК до $t_{отж} > 1000$ °С, а мышьяк обеспечивает устойчивую столбчатую структуру до 990 °С [6].

В ЧЭ поликремниевые тензорезисторы имеют два преимущества перед монокристаллическими. Поликремний осаждается обычно на пленку двуокиси кремния, которая предварительно создается на поверхности кремниевой пластины. Двуокись кремния – отличный изолятор, поэтому поликремниевые тензорезисторы могут работать при значительно более высоких температурах, чем тензорезисторы с изоляцией p – n -переходами. В качестве верхней границы рабочего диапазона температур в литературе указывается 300 °С.

Другое важное преимущество поликремниевых тензорезисторов состоит в возможности их создания на предварительно покрытой диэлектриком металлической поверхности упругого элемента. Применение металлических упругих элементов упрощает конструкцию механических сенсоров и повышает их надежность.

Недостатком поликремниевых тензорезисторов является их меньшая (примерно в 1,5–2 раза) чувствительность, чем у монокристаллических. Поэтому разработчикам приходится сравнивать достоинства и недостатки поликремниевых резисторов, однако применение поликремниевых тензорезисторов в механических сенсорах продолжает расширяться.

Сопротивление поликремниевых пленок можно представить в виде суммы

$$R = R_k + R_b, \quad (1)$$

где R_k и R_b – суммарные сопротивления кристаллов и областей обеднения (барьеров). По мере роста уровня легирования пленок сопротивление кристаллитов уменьшается, при этом сопротивление областей обеднения уменьшается еще больше. При концентрации легирующей примеси (бора) больше $5 \cdot 10^{19}$ $см^{-3}$ удельное сопротивление поликремниевой пленки приближается к сопротивлению монокристаллического кремния, оставаясь, однако, всегда больше.

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

Температурная зависимость сопротивления поликристаллических пленок имеет две составляющие: одна определяется кристаллитом, а другая – границей его поверхности. Из формулы (1) следует, что температурный коэффициент сопротивления α (ТКС) пленки может быть представлен в виде

$$\alpha = \frac{1}{R} \cdot \frac{dR}{dT} = \frac{R_k}{R_k + R_b} \cdot \left(\frac{1}{R_k} \cdot \frac{dR_k}{dT} \right) + \frac{R_b}{R_k + R_b} \cdot \left(\frac{1}{R_b} \cdot \frac{dR_b}{dT} \right), \quad (2)$$

или

$$\alpha = \frac{R_k}{R_k + R_b} \cdot \alpha_k + \frac{R_b}{R_k + R_b} \cdot \alpha_b, \quad (3)$$

где $\alpha_k = \frac{1}{R_k} \cdot \frac{dR_k}{dT}$ – ТКС кристаллита; $\alpha_b = \frac{1}{R_b} \cdot \frac{dR_b}{dT}$ – температурный коэффициент сопротивления области обеднения (барьера); $\alpha = \frac{1}{R} \cdot \frac{dR}{dT}$ – температурный коэффициент сопротивления пленки.

α_k определяется рассеянием носителей тока на колебаниях кристаллической решетки и имеет положительный знак. Температурный коэффициент барьера α_b – отрицательная величина. Это связано с тем, что более разогретым и, следовательно, более быстрым частицам легче преодолевать потенциальный барьер на границе зерен.

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

$$S = \frac{R_k}{R_k + R_b} \cdot S_k + \frac{R_b}{R_k + R_b} \cdot S_b, \quad (4)$$

где $S_k = \frac{1}{R_k} \cdot \frac{dR_k}{d\varepsilon}$ – тензочувствительность кристаллита; $S_b = \frac{1}{R_b} \cdot \frac{dR_b}{d\varepsilon}$ – тензочувствительность барьера; $S = \frac{1}{R} \cdot \frac{dR}{d\varepsilon}$ – тензочувствительность пленки.

Физические причины изменения сопротивления кристаллита под действием деформации такие же, что и в монокристаллическом кремнии. Важной особенностью поликристаллических пленок является различная кристаллографическая ориентация кристаллов. Это приводит при вычислениях общей тензочувствительности к необходимости усреднения по угловой ориентации отдельных кристаллитов:

$$S_k = \int S_k(\alpha, \beta, \gamma) f(\alpha, \beta, \gamma) d\alpha d\beta d\gamma, \quad (5)$$

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

При этом ключевым моментом является то, что при $N > 5 \cdot 10^{19} \text{ см}^{-3}$ высота потенциального барьера равна нулю. В этом случае вся тензочувствительность обусловлена вкладом только кристаллитов:

$$S = S_k \cdot \frac{R_k}{R_k + R_b}. \quad (6)$$

При этом действие границ зерен учитывается последним множителем.

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

Таблица 1

Тензочувствительность кристаллов и барьеров поликристаллической пленки

Элемент структуры	Тензочувствительность		ТКС
	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 ПК-пленок. Теоретические и экспериментальные исследования показывают, что максимальная величина абсолютной тензочувствительности достигается при концентрациях $2-4 \cdot 10^{19} \text{ см}^{-3}$ при легировании бором. При меньшей степени легирования тензочувствительность уменьшается из-за большой роли межкристаллитных барьеров, а при большей степени легирования – из-за влияния вырождения электронного газа.

Путем модификации пленки ПК с помощью ионного легирования можно в значительных пределах изменять основные ЭФХ – поверхностное сопротивление, ТКС и тензочувствительность ПК-тензорезисторов, при этом основным управляющим фактором является доза легирования (рис. 1) [4–6].

Для ВДМВ силовых параметров, действие которых основано на пьезорезистивном эффекте, экспериментально измерены коэффициенты тензочувствительности для различных поли типов кремния.

Так, для тензоструктур, легированных бором до концентраций 10^{20} см^{-3} , значения продольного (π_l) и поперечного (π_t) пьезорезистивных коэффициентов составляют:

- π_l для МК = 60, для ПК = 30, для рекристаллизованного поликремния (РПК) = 40;
- π_t для МК = 60, для ПК = минус 4, для РПК = минус 6.

Фундаментальные пьезорезистивные коэффициенты для ПК, легированного бором до $1,8 \cdot 10^{20}$, имеют следующие значения: $\pi_{11} = +11,8 \cdot 10^{-11} \text{ Па}$, $\pi_{12} = -6,7 \cdot 10^{-11} \text{ Па}$, $\pi_{44} = +18,6 \cdot 10^{-11} \text{ Па}$.

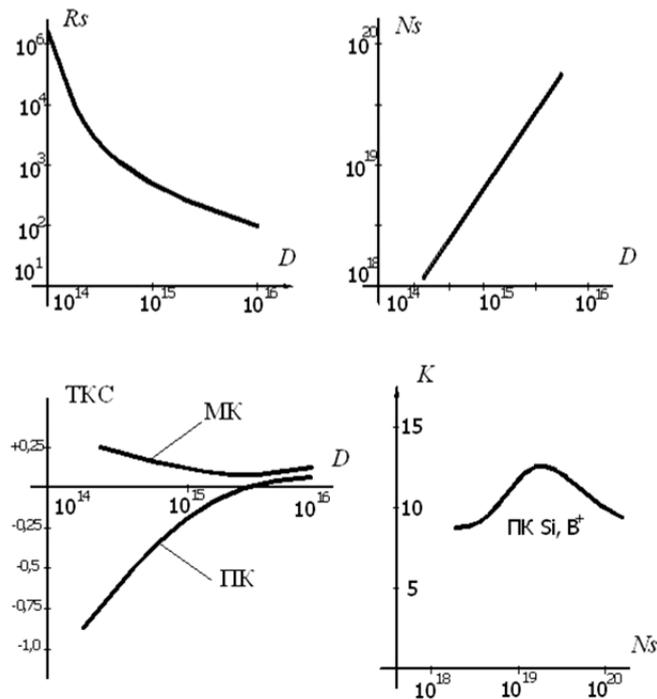


Рис. 1. Зависимость основных ЭФХ (R_s [Ом/□], ТКС [%/К], К) ПК пьезорезисторов от дозы легирования (D [см^{-2}]) и концентрации (N_s [см^{-3}]) внедряемой примеси: МК – монокремний; ПК – поликремний, легированный B^+ и отожженный при 900°C в течение 30 мин

Для пленок ПК, легированных фосфором, тензорезисторы обладают только геометрическим тензоэффектом, а пьезорезистивная составляющая эффекта отсутствует.

Таким образом, наиболее перспективными с точки зрения близости к физическим характеристикам МК являются структуры РПК-SiO₂-МК, в которых пленка РПК отделена от основного материала слоем SiO₂ толщиной 0,1–0,2 мкм. Такая структура аналогична вышерассмотренной КНС-структуре, но в отличие от последней позволяет профилировать структуры с помощью щелочных или кислотных травителей, получая ПЧЭ на необходимый диапазон измерения. Рабочая температура ВДМВ с использованием ПК, рекристаллизованного лазерным лучом, составляет $250\text{--}270^\circ\text{C}$. Достигнутая на практике тензочувствительность РПК структур составляет от 70 до 80 % от тензочувствительности МК. Используя в процессе лазерной рекристаллизации окисную маску, защищающую выбранные элементы от нагрева, можно получить гибридные структуры: РПК-ПК, ПК, – элементы которых могут служить высокоомными резисторами, подгоночными элементами и термокомпенсационными элементами. Использование такой технологии позволяет изготовить полностью кремниевый ВДМВ, в котором силовые, функциональные и регулировочные элементы, а также защитные материалы (вплоть до корпуса) изготовлены из модификаций кремния (МК и ПК) и его соединений (SiO₂, Si₃N₄). Такое конструктивно-технологическое решение приводит к резкому снижению тепловых деформаций благодаря идентичности применяемых материалов.

Для проведения исследовательских работ в качестве базовой конструкции была выбрана конструкция малогабаритного акустического датчика, на основе которой была решена задача создания миниатюрного ЧЭ с ПК меза-тензорезисторами.

В базовой конструкции ЧЭ в соответствии с выбранными материалами были достигнуты следующие технические характеристики:

- удельное поверхностное сопротивление резисторов из поликремния $r_s = (30-100) \text{ Ом}/\square$;
- номиналы ПК тензорезисторов $r = (200-1000) \text{ Ом}$;
- толщина мембраны в профиле кристалла (5–20) мкм;
- ТКС ПК тензорезисторов $\text{ТКС} < 0,05 \text{ \%}/^\circ\text{C}$.

Фрагменты конструкции ЧЭ с ПК тензорезисторами представлены на рис. 2.

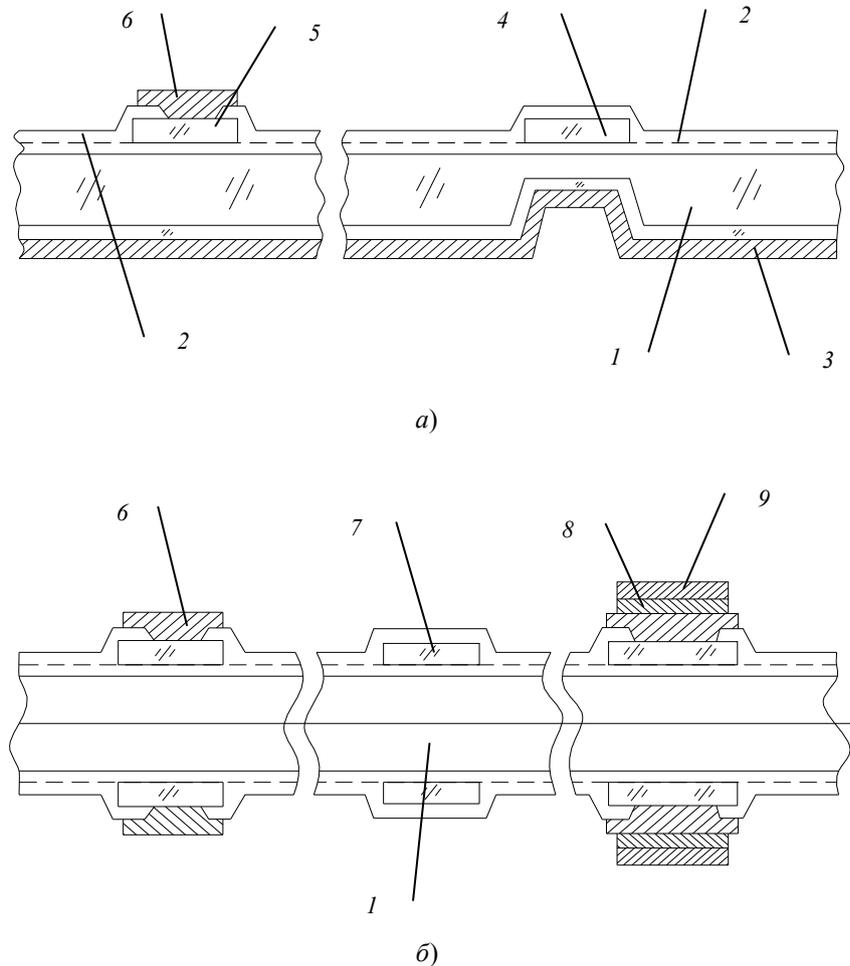


Рис. 2. Фрагменты конструкций ЧЭ (а) и настроечной платы (б), изготовленных с использованием поликремниевой технологии:
 1 – подложка из МК; 2 – изолирующая пленка из SiO_2 ; 3 – Al-экрэн;
 4 – ПК-тензорезистор; 5 – ПК-коммутационная шина; 6 – Al-контактная площадка;
 7 – ПК-резистор; 8 – подслоя ванадия; 9 – Ni-контактная площадка

Технологии формирования поликремниевых элементов и структур ВДМВ

В результате проведенных исследований была разработана технология формирования ПК меза-тензорезисторов на монокристаллических кремниевых подложках.

Формирование ЧЭ с ПК тензорезисторами проводилось по следующему технологическому маршруту (указаны только основные технологические операции):

1. Профилирование Si заготовки и профилирование ПЧЭ с использованием в качестве защитной маски слоя SiO_2 .
2. Травление SiO_2 с обеих сторон пластины.
3. Окисление пластин с целью создания слоя SiO_2 , выполняющего роль изолятора между ПК тензорезисторами и подложкой из МК.
4. Нанесение пленки ПК толщиной $0,6 \pm 0,2 \text{ мкм}$ в диффузионной печи СДО 125/3-15 (оснащенной реактором пониженного давления – РПД) по режимам: температура $630 \text{ }^\circ\text{C}$, время 90 мин; рабочий газ – 5 %-я смесь моносилана с аргоном.

5. Загонка бора в пленку ПК термической диффузией из нитрида бора при температуре 950 °С при последовательной выдержке в потоке аргона в течение 12 мин и потоке кислорода в течение 5 мин, величина удельного поверхностного сопротивления находится в пределах (67–74) Ом/□.

6. Фотолитография по формированию меза-тензорезисторов в пленке ПК.

7. Активация примеси бора в пленке ПК при режимах: температура 1150 °С, пластины выдерживают в потоке кислорода 20 мин, потоке аргона – 10 мин, величина удельного поверхностного сопротивления находится в пределах (38–46) Ом/□.

8. Фотолитография по SiO₂ над профилем с непланарной стороны.

9. Фотолитография по формированию окон под контакт с Al-металлизации с планарной стороны.

10. Термовакуумное напыление Al-металлизации.

11. Фотолитография по формированию Al-металлизации.

12. Вжигание алюминия.

13. Контроль электрических параметров ПЧЭ.

14. Напыление металлических защитных пленок на обе стороны пластины.

15. Фотолитография по формированию зон разделения в металлической пленке с планарной стороны.

16. Плазмохимическое разделение пластин на отдельные ПЧЭ.

17. Отжиг ПЧЭ с целью имитации процесса электростатики.

18. Контроль внешнего вида ПЧЭ.

19. Контроль адгезии Al-металлизации.

20. Окончательный контроль параметров и внешнего вида разделенных ПЧЭ.

Проводились экспериментальные работы по ионному легированию ПК на Si-пластинах при различных дозах и температурах разгонки примеси (см. рис. 2).

Поясним технологические режимы при формировании пьезорезисторов.

Первый режим загонки бора – доза 110 000 импульсов, ускоряющее напряжение 70 кэВ. Разгонка (активация) примеси с окислением при 1150 °С, выдержка в потоке O₂ – 20 мин, в потоке Ar – 10 мин.

Величина удельного поверхностного сопротивления ПК для первого режима была получена в пределах $r_s = (25–26)$ Ом/□.

Второй режим загонки бора – доза 90 000 импульсов, ускоряющее напряжение 70 кэВ. Разгонка (активация) примеси с окислением при 1150 °С, выдержка в потоке O₂ – 20 мин, в потоке Ar – 10 мин.

Величина удельного поверхностного сопротивления ПК для второго режима была получена в пределах $r_s = (53–57)$ Ом/□.

Велась разработка экспериментальной технологии формирования компенсационных плат с поликремниевыми резисторами и многослойными контактными площадками.

Топология платы предусматривает изготовление элементов компенсации с двух сторон платы. Фрагменты конструкции платы представлены на рис. 1,б.

ТП изготовления компенсационной платы примерно повторяет ТП изготовления ЧЭ, за исключением металлизации, поверх алюминиевой металлизации путем напыления масочным методом формируется пленочная структура молибден–никель, позволяющая припаивать электрические выводы.

На основе анализа экспериментальных результатов формирования ПК пьезорезисторов можно сделать следующие выводы:

1. Факторами, управляющими ЭФХ СЭ на основе ПК, являются доза легирования, мощность лазерного излучения и в меньшей мере – температура подложки.

2. ПК-резисторы, имеющие защитную окисную пленку, имеют и большую стабильность, при этом оптимальная толщина пленки лежит в диапазоне 0,1–0,2 мкм.

3. Варьируя дозами легирования, можно изменять ТКС ПК-пленок от отрицательных до нулевых значений.

4. При увеличении дозы легирования одновременно с уменьшением ТКС уменьшается удельное поверхностное сопротивление слоев.

5. На одном ПЧЭ, изменяя дозу легирования, можно сформировать термо- и тензоэлементы, что позволяет получать совмещенные датчики.

Список литературы

1. Соколов, Л. В. Основы исследования и разработки в области сенсорных МЭМС-устройств / Л. В. Соколов // *SENSOR & SYSTEMS*. – 1999. – № 3. – С. 13–17.
2. Михайлов, П. Г. Управление свойствами материалов сенсорных элементов микроэлектронных датчиков / П. Г. Михайлов // *Микросистемная техника*. – 2003. – № 5. – С. 7–11.
3. Bogue, R. W. The role of materials in advanced sensor technology / R. W. Bogue // *Sensor Review*. – 1986. – № 4. – P. 35–45.
4. Михайлов, П. Г. Модификация материалов микроэлектронных датчиков / П. Г. Михайлов // *Приборы и системы. Управление. Контроль. Диагностика*. – 2003. – № 5. – С. 43–46.
5. Модификация и легирование поверхности лазерными, ионными и электронными потоками / под ред. Дж. Поути. – М. : Машиностроение, 1987. – 390 с.
6. Михайлов, П. Г. Исследования по созданию высокотемпературных сенсорных элементов и структур / П. Г. Михайлов, П. Н. Цибизов, Л. А. Маринина // *Микросистемная техника*. – 2004. – № 8. – С. 38–44.

Михайлов Петр Григорьевич

доктор технических наук, профессор,
кафедра управления информационными ресурсами,
Пензенский филиал РГУ
E-mail: petr.mixsjlov.49@mail.ru

Mikhailov Petr Grigorievich

doctor of technical sciences, professor,
sub-department of information resources management,
Penza branch of Gubkin Russian State University

Мокров Евгений Алексеевич

доктор технических наук, профессор,
кафедра приборостроения,
Пензенский государственный университет
E-mail: kiltem-12@mail.ru

Mokrov Evgeny Alekseevich

doctor of technical sciences, professor,
sub-department of instrument making,
Penza State University

Скотников Валерий Владимирович

аспирант,
Пензенский государственный университет
E-mail: sko_val@mail.ru

Skotnikov Valery Vladimirovich

postgraduate student,
Penza State University

Тютюников Дмитрий Александрович

аспирант,
Пензенский государственный университет
E-mail: tyutyunikov@mail.ru

Tyutyunikov Dmitry Aleksandrovich

postgraduate student,
Penza State University

Петрин Владимир Алексеевич

аспирант,
Пензенский государственный университет
E-mail: vlad.petrin@mail.ru

Petrin Vladimir Alekseevich

postgraduate student,
Penza State University

УДК 621.865.8

Михайлов, П. Г.

Вопросы создания высокотемпературных датчиков механических величин. Материалы. Конструкции. Технологии / П. Г. Михайлов, Е. А. Мокров, В. В. Скотников, Д. А. Тютюников, В. А. Петрин // *Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль*. – 2013. – № 4 (6). – С. 61–70.

УДК 681.586.772

И. В. Ползунов, А. А. Родионов, В. А. Шокоров

**СПОСОБЫ ПОВЫШЕНИЯ НАДЕЖНОСТИ
И ТОЧНОСТИ ИЗМЕРЕНИЯ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ
ДАТЧИКОВ ДАВЛЕНИЯ В СОСТАВЕ ИЗДЕЛИЙ
РАКЕТНО-КОСМИЧЕСКОЙ ТЕХНИКИ
ПРИ ВОЗДЕЙСТВИИ РАДИАЦИОННОГО ИЗЛУЧЕНИЯ**

I. V. Polzunov, A. A. Rodionov, V. A. Shokorov

**WAYS TO IMPROVE THE RELIABILITY AND ACCURACY
OF THE MEASUREMENT OF SEMICONDUCTOR PRESSURE
SENSOR AS PART OF SPACE-AND-ROCKET ENGINEERING
UNDER RADIATION ARE DESCRIBED**

А н н о т а ц и я. Выявлены основные конструктивные материалы и узлы, входящие в состав датчика, которые наиболее уязвимы при воздействии радиации. Определены способы повышения надежности и точности измерения давления полупроводниковыми датчиками давления в составе изделий ракетно-космической техники при воздействии на них радиационного излучения.

A b s t r a c t. The basic structural materials and components that make up the sensor, which are most vulnerable to the impact of radiation. Identified ways to improve the reliability and accuracy of the measurement of semiconductor pressure sensor as part of space-and-rocket engineering under radiation are described.

К л ю ч е в ы е с л о в а: ракетно-космическая техника, датчик давления, точность измерения, радиационное излучение, полупроводниковый чувствительный элемент.

K e y w o r d s: space-and-rocket engineering, pressure sensor, accuracy, radiation, semiconductor sensing element.

Введение

Ракетно-космическая отрасль является одним из важнейших секторов мировой экономики с многомиллиардными оборотами, во многом определяющим развитие человечества. Важнейшее и актуальное на сегодняшний день направление в совершенствовании изделий РКТ – повышение их стойкости к радиационному излучению.

Одними из основных компонентов, входящих в состав изделий РКТ, являются датчики давления, к которым предъявляются высокие требования по точности измерения и надежности в связи с тем, что данный вид аппаратуры обеспечивает контроль состояния отдельных узлов и изделия в целом.

Для обеспечения надежности изделий РКТ требуется разработка унифицированных рядов интеллектуальных датчиков, обладающих высокой точностью измерения при воздействии

высоких уровней радиационных воздействий. Для этого необходимо проанализировать воздействие радиации на конкретные элементы и материалы, влияющие на точность измерения и надежность полупроводниковых датчиков давления, и выявить наиболее стойкие.

Анализ воздействия радиационного излучения на основные элементы и материалы датчика

В конструкции современных полупроводниковых датчиков давления применяют металлы и сплавы, диэлектрические материалы, клеи, компаунды, электрорадиоизделия (ЭРИ) и кремний. Конструктивная схема датчика приведена на рис. 1 и содержит защитную металлическую мембрану 1, кремниевый чувствительный элемент 2, керамический вкладыш 3, стеклометаллический гермовывод 4, контактную гермоколодку 5, корпус 6, провода 7, настроечные резисторы 8, печатную плату 9, компаунд 10, кожух 11 и кабель 12.

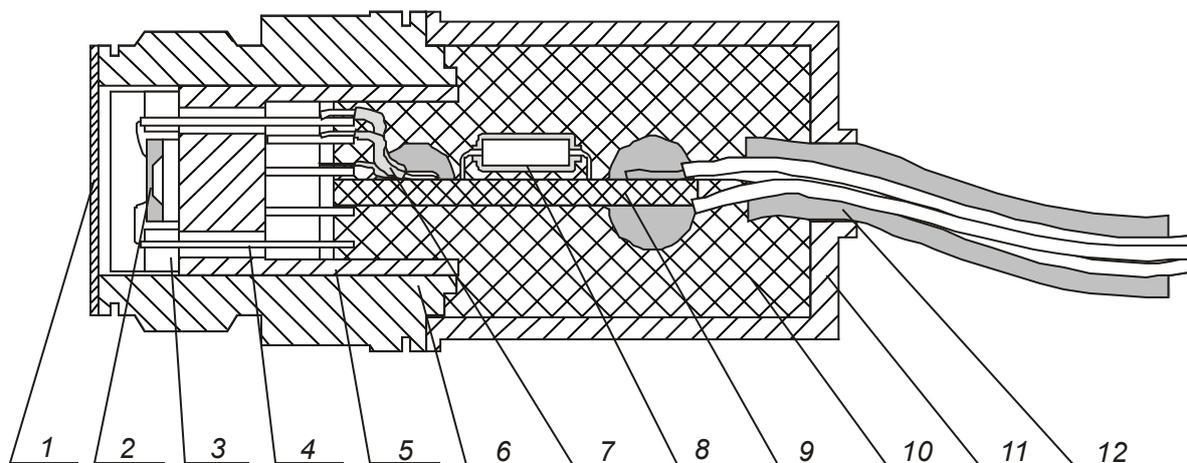


Рис. 1. Конструкция полупроводникового датчика давления

Основным конструкционным материалом полупроводниковых датчиков давления, используемым для изготовления корпусов, кожухов, штуцеров, контактных колодок, является нержавеющая сталь. Наибольшее применение получили такие марки, как 12х18н10т, 36нхтю, 44нхтю, а также железоникелевые сплавы (ковар) марки 29нк. При воздействии на металл радиационного излучения, в зависимости от воздействующей температуры, образуются точечные дефекты или активизируются диффузионные процессы, способствующие распаду пересыщенных твердых растворов. В аустенитных сталях и сплавах на основе Ni, Ti, Mo, Zr, Вe при воздействии высоких температур и радиации происходит увеличение объема металла – радиационное распухание [1], и как следствие возможна потеря герметичности датчика.

В связи с этим при проектировании конструкции датчика необходимо увеличить толщину и плотность деталей, составляющих оболочку датчика. Для избегания распухания металлических частей датчика необходимо использовать высокохромистые ферритные и перлитные стали с меньшей растворимостью водорода.

Другими элементами конструкции датчиков давления, применяемыми в качестве диэлектрических конструкционных материалов, являются керамика и стекло. При воздействии радиации в керамике появляются эффект радиационного газообразования и дефекты в решетке, которые устраняются путем повышения рабочей температуры. Радиационная стойкость стекол при облучении определяется их химическим составом. Наименьшей радиационной стойкостью обладают боросодержащие стекла, у которых происходит заметное снижение прочностных показателей [2].

При проектировании датчика в качестве диэлектрического конструкционного материала необходимо применять керамику из чистых оксидов циркония и титана Zr_2O_2 и TiO_2 . Из стекол следует применять ситаллы типа «Пирокерам» и некоторые другие, обладающие высокой радиационной стойкостью.

При разработке датчиков возможно использование клеев и компаундов. Данные виды материалов предназначены для увеличения качества и прочности электрических контактов, защиты от коррозионных сред.

Изменение различных свойств пропиточных и заливочных компаундов при воздействии излучений определяется, прежде всего, содержанием в них смол, отвердителей, пластификаторов, наполнителей и т.д., а также чистотой компонентов, технологией отверждения и условиями облучения. Радиационная стойкость клеев определяется в основном природой полимерной основы, а также зависит от вида и содержания других компонентов. Многокомпонентный состав клеев затрудняет оценку их радиационной стойкости по типу полимерной основы [2]. Использование в их составе материалов, проходящих доотверждение за счет радиации, увеличивает их радиационную стойкость.

Одними из наиболее уязвимых к воздействию радиации элементов конструкции датчика являются покупные ЭРИ, так как по статистике отказ комплектующего ЭРИ находится на первом месте в числе причин отказа целого изделия. Перечень покупных ЭРИ ограничивается резисторами, проводами и разъемами, что существенно расширяет области применения таких датчиков.

Воздействие радиационного излучения вызывает обратимые или необратимые изменения сопротивления, увеличение уровня шумов, ухудшение влагостойкости резисторов, а вследствие и ухудшение точности измерения датчиков. Наиболее устойчивы к воздействию радиационного излучения керамические и проволочные резисторы. В конструкции этих резисторов используются лишь радиационно стойкие материалы: металл, керамика, стекло [3].

Для изготовления радиационно стойких датчиков рекомендуется применять резисторы с $r_{ном} < 10$ кОм. Высокоомные резисторы защищают заливкой либо опрессовкой эпоксидной смолой. Увеличение толщины защитного покрытия в 10 раз позволяет снизить нестабильность резистора в 6–8 раз. При уменьшении размеров резистора его устойчивость к излучению повышается. Часто применяются такие типы резисторов, как С2-36 и Р1-16 (группа 4У по ГОСТ РВ 20.39.404), у которых относительно высокая верхняя граница температурного диапазона (до +155 °С).

Основным отказом при воздействии радиации и высоких температур проводников является снижение напряжения пробоя и сопротивления изоляционной оболочки. Учитывая невысокие значения рабочих напряжений (не более 5–10 В) и использование дополнительных конструктивных мер по укладке проводов, можно в качестве материалов использовать провода с полиимидной, фторопластовой, ПВХ-изоляцией марок МГТФ, МС, МГШВ и пр. Наиболее устойчивыми к жестким условиям являются радиационно стойкие провода марки МС26-15 (группа 4У по ГОСТ РВ 20.39.404, верхняя граница температурного диапазона до +200 °С).

В качестве электрических соединителей чаще других применяют разъемы типа СНЦ, РСГ, РРСЗ, МР1. Отказ электрического соединителя из-за размыкания, плохого контакта приводит к отказу и ухудшению точности измерения датчика. Наиболее устойчивыми к жестким условиям являются цилиндрические соединители марок СНЦ30.

Главным функциональным элементом в конструкции полупроводниковых датчиков давления, безусловно, является чувствительный элемент (ЧЭ), выполненный из кристалла монокристаллического кремния методами прецизионного травления, на поверхности которого сформирована электрическая схема преобразования деформаций мембраны в электрический сигнал.

Радиационное воздействие не оказывает существенного влияния на упругие и прочностные характеристики ЧЭ, однако при облучении электрической схемы возможно изменение значений сопротивлений, а следовательно, и увеличение погрешности. Для сохранения метрологических характеристик ЧЭ при воздействии радиационного излучения необходимо использовать дополнительную защиту с применением защитных экранов и оболочек из плотных металлических материалов с высоким коэффициентом торможения и поглощения радиационных потоков, а также применять в качестве приборного слоя широкозонные полупроводниковые материалы (4).

Вышеописанные способы, позволяющие увеличить надежность и точность измерения полупроводниковых датчиков давления при воздействии радиационного излучения, представлены на рис. 2.

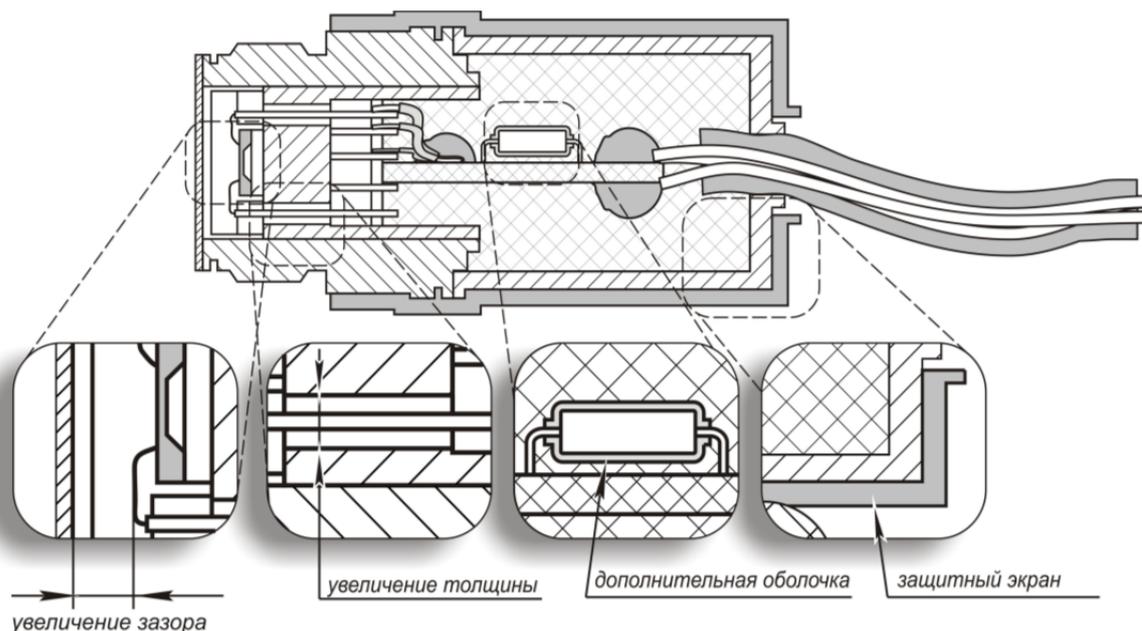


Рис. 2. Способы увеличения точности измерения и контроля датчиков при воздействии радиационного излучения

Заключение

Рассмотрение основных конструктивных материалов и узлов, наиболее уязвимых к воздействию радиации, входящих в состав полупроводникового датчика давления, способствовало выявлению следующих способов повышения надежности и точности измерения:

- повышение стойкости металлов и сплавов достигается использованием высокохромистых ферритных и перлитных сталей с меньшей растворимостью водорода с увеличенной толщиной и плотностью;
- стойкость диэлектрических материалов повышается за счет использования керамики из чистых оксидов циркония и титана Zr_2O_2 и TiO_2 и ситаллов типа «Пирокерам»;
- стойкость ЭРИ можно повысить путем опрессовки или заливки;
- повышение стойкости клеев и компаундов достигается путем использования в их составе материалов, проходящих доотверждение за счет радиации;
- повысить стойкость ЧЭ возможно за счет защиты его экраном из плотных металлических материалов, а также использования в качестве приборного слоя широкозонных полупроводниковых материалов.

При разработке датчиков необходимо обратить внимание на новые материалы с высоким коэффициентом торможения и поглощения радиационных потоков, которые позволили бы уменьшить радиационное влияние на датчик с небольшим изменением массы.

Список литературы

1. Зборщик, А. М. Новые материалы в металлургии / А. М. Зборщик. – Донецк, 2008. – 253 с.
2. Бородулин, В. Н. Электротехническое материаловедение / В. Н. Бородулин, В. К. Дамбис, А. А. Сутченков, А. П. Черкасов // электронный учебник МИЭ(ТУ). <http://ftemk.mpei.ac.ru/ctlw/LocalContent.aspx?id=etm1>

Ползунов Иван Владимирович
начальник сектора,
Научно-исследовательский институт
физических измерений
E-mail: ivan.polzunov@mail.ru

Polzunov Ivan Vladimirovich
head of sector,
Scientific-research Institute
of physical measurements

Родионов Александр Александрович

начальник лаборатории,
Научно-исследовательский институт
физических измерений
E-mail: rodionov_niifi@mail.ru

Rodionov Aleksandr Aleksandrovich

head of laboratory,
Scientific-research Institute
of physical measurements

Шокоров Вадим Александрович

инженер-конструктор,
Научно-исследовательский институт
физических измерений
E-mail: vad_pnz@mail.ru

Shokorov Vadim Aleksandrovich

design engineer,
Scientific-research Institute
of physical measurements

УДК 681.586.772

Ползунов, И. В.

Способы повышения надежности и точности измерения полупроводниковых датчиков давления в составе изделий ракетно-космической техники при воздействии радиационного излучения / И. В. Ползунов, А. А. Родионов, В. А. Шокоров // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2013. – № 4 (6). – С. 71–75.

