

УЧРЕДИТЕЛИ

Институт проблем управления
им. В. А. Трапезникова РАН,
Московский государственный институт
электроники и математики, “МВТК”
(Ассоциация делового и научно-техничес-
кого сотрудничества в области машиностро-
ения, высоких технологий и конверсии.
Национальная технологическая палата),
ООО “СенСиДат-Контрол” (редакция)

Гл. редактор **Ф.Ф. Пашенко**
Зам. гл. редактора **Н.Н. Кузнецова**
Гл. редактор ИКА **В.Ю. Кнеллер**
Научные редакторы **Г.М. Баранова**
В.П. Морозов
Выпускающий редактор **С.В. Суханова**

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ

Р.Р. Бабаян, Г.М. Баранова, Г.И. Джанджава,
В.Г. Домрачев, А.Н. Житков, Э.Л. Ицкович,
А.Ф. Каперко, В.Ю. Кнеллер, Л.Н. Коломиец,
Н.Н. Кузнецова, В.П. Морозов, Ф.Ф. Пашен-
ко, Б.И. Подлепечный, В.В. Поляков, Н.Л. Про-
хоров, И.Б. Ядыкин

РЕГИОНАЛЬНЫЕ РЕДСОВЕТЫ

(руководители)

Санкт-Петербург
В.Г. Кнорринг —
(812) 297-60-01

Нижний Новгород
С.М. Никулин —
(831) 436-78-40

Екатеринбург
С.В. Поршнев —
(343) 375-97-79

Челябинск
Л.И. Боришпольский —
(351-2) 41-45-26

Новосибирск
Ю.В. Чугуй —
(383-3) 33-73-60

Красноярск
В.Г. Патюков —
(391-2) 912-279

Бийск
Ю.А. Галенко —
(3854) 43-25-69
Л.С. Звольский
(3854) 30-59-44

Пенза
Е.А. Мокров —
(841-2) 56-55-63

М.А. Шербаков —
(841-2) 56-37-08

Рязань
С.Н. Кириллов —
(491-2) 92-04-55

Ульяновск
Н.Г. Ярушкина —
(842-2) 43-03-22

Уфа
В.Г. Гусев —
(347-2) 23-77-89

Ижевск
В.А. Алексеев —
(341-2) 21-29-33

Оренбург
М.Г. Кучеренко —
(353-2) 77-34-19

Орел
В.И. Гавришук —
(486-2) 41-00-35

Владимир
В.Н. Устюжанинов —
(492-2) 33-59-67

Тула
В.Я. Распопов —
(487-2) 35-19-59

Воронеж
В.К. Битюков —
(473-2) 55-36-94

Курск
В.С. Титов —
(471-2) 58-71-12

Липецк
А.К. Погодаев —
(4742) 32-80-00

Л.А. Кузнецов —
(4742) 32-80-44

Тамбов
С.В. Мищенко —
(475-2) 72-10-19

Астрахань
И.Ю. Петрова —
(851-2) 25-73-11

А.И. Надеев
(851.2) 61-45-49

Минск
И.С. Манак —
(417) 278-13-13

Львов
И.И. Марьямова —
(10-380-322)
72-16-32

СОДЕРЖАНИЕ

ТЕОРИЯ И ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ ДАТЧИКОВ, ПРИБОРОВ И СИСТЕМ

- Касимов А. М., Мамедли Э. М., Мельников Л. И.** Вопросы разработки и реализации
разнородной системы управления летательным аппаратом 2
- Барбашов В. М.** Моделирование радиационных отказов цифровых БИС электронных
систем. 7
- Иванов В. И., Титов В. С.** Эквивалентные преобразования обобщенных параметров
двухполюсников при идентификации сложных измерительных цепей 11
- Тихоненков В. А., Солуянов Д. А., Винокуров Л. Н.** Косвенный способ компенсации
аддитивной температурной погрешности тензорезисторного датчика 17
- Гулиев Э. В.** Разработка методов и средств корректирующей фильтрации при цифровых
динамических измерениях физических величин 22
- Аминев Д. А., Увайсов С. У.** Алгоритм распределения пропускной способности систем
регистрации сигналов от многих датчиков 26
- Тимошенков С. П., Плеханов В. Е., Анчутин С. А. и др.** Анализ влияния анизотропии
свойств кремния на параметры резонатора 29

КОНСТРУИРОВАНИЕ И ПРОИЗВОДСТВО ДАТЧИКОВ, ПРИБОРОВ И СИСТЕМ

- Акпаров В. В., Дураев В. П., Медведев С. В.** Полупроводниковые кольцевые лазеры
и датчики вращения на их основе 34
- Воробьев А. В.** Синтез и верификация математической модели анизотропного магнито-
резистивного мостового сенсора 40
- Касаткин С. И., Муравьев А. М., Плотникова Н. В. и др.** Анизотропный магнито-
резистивный преобразователь-градиометр магнитного поля 45
- Сокол-Кутыловский О. Л., Сарвартинов А. И.** Фазовые измерения с синхронизацией
по сигналам GPS-приемников 48
- Липанов А. М., Гуляев П. В., Шелковников Е. Ю., Тюрников А. В.** Инерционный
пьезоэлектрический привод с магнитоиндукционным датчиком скорости 52

ИЗМЕРЕНИЯ, КОНТРОЛЬ, АВТОМАТИЗАЦИЯ (журнал в журнале)

- Грановский В. А., Кудрявцев М. Д., Сирая Т. Н.** Производственный контроль и
методология измерений. 55
- Новости.** Из мира нанотехнологий 65
- Конференции, симпозиумы, семинары** (июль—декабрь 2012 г.) 67

* * *

Contents and abstracts 68

Журнал включен в Перечень ведущих
рецензируемых изданий ВАК, публикующих
основные результаты докторских и кандидатских
диссертаций (октябрь 2010 г.)

Подписные индексы:

79363 в каталоге Роспечати; 40874 в каталоге
“Пресса России”

АДРЕС РЕДАКЦИИ:

117997, ГСП-7, Москва, ул. Профсоюзная, 65, к. 383
Тел./факс: (495) 330-42-66
www.datsys.ru
E-mail: datchik@ipu.rssi.ru

Оригинал-макет и электронная версия
подготовлены ООО “Авансд Солюшнз”.
Отпечатано в типографии “ЭЛИТ-ЮТЕРНА”
Заказ 57/05

Подписано в печать 02.05.2012.

Журнал зарегистрирован в Комитете РФ по печати.

Свидетельство о регистрации

ПИ № ФС 77-24419 от 18 мая 2006 г.

ТЕОРИЯ И ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ ДАТЧИКОВ, ПРИБОРОВ И СИСТЕМ

УДК 623.464.34

К содержанию

ВОПРОСЫ РАЗРАБОТКИ И РЕАЛИЗАЦИИ РАЗНОРОДНОЙ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ЛЕТАТЕЛЬНЫМ АППАРАТОМ

А. М. Касимов, Э. М. Мамедли, Л. И. Мельников

Рассмотрены вопросы разработки и реализации разнородной системы управления летательным аппаратом, включающей резервный канал на базе элементов струйной техники. Разработаны принципы построения разнородной системы, предложен метод определения требований к характеристикам вычислителя резервного канала, приведен пример.

Ключевые слова: разнородная система, резервный канал, принципы построения, требования к характеристикам.

ВВЕДЕНИЕ

На работоспособность систем управления (СУ) летательными аппаратами (ЛА) существенное влияние оказывают внешние дестабилизирующие факторы (ДФ), в том числе электромагнитные и радиационные излучения. В современных самолетах различных типов для передачи управляющих сигналов к приводам поверхностей управления используется электродистанционная (ЭДСУ) система, где управление от летчика и обратные связи реализуются передачей электрических сигналов [1]. Для отработки заданных пилотажных характеристик на всех режимах полета применяются системы улучшения устойчивости и управляемости (СУУ) [1]. Благодаря применению ЭДСУ с СУУ обеспечивается устойчивость и управляемость статически неустойчивых маневренных самолетов.

Система ЭДСУ относится к особой категории функционально значимых систем, основной задачей для правильного функционирования которой является обеспечение высокой надежности. В ЭДСУ не допускаются даже кратковременные перерывы в питании, несмотря на подверженность ЭДСУ влиянию электромагнитных и радиационных излучений. Избыточные электронные высокопроизводительные СУ ЛА обеспечивают достаточную работоспособность в жестком реальном времени (РВ) при наличии собственных, распределенных во времени и пространстве, физических неисправностей (отказов и сбоев) отдельных элементов [2]. Для этих систем хорошо развиты

методы выявления проектных ошибок в прикладном и системном математическом обеспечении [3]. Поэтому они широко используются в качестве основных СУ ЛА.

Однако даже самые изощренные электронные избыточные структуры [4] не могут предохранить их от внешних ДФ, которые на некоторое время целиком и полностью могут вывести их из строя, что в жестком РВ означает недопустимое прерывание процесса управления. Для обеспечения непрерывности управления самолетом в момент проявления внешнего воздействия необходимо использовать дополнительный (резервный) канал СУ неэлектрической природы, на работоспособность которого не влияют ДФ.

Одним из вариантов обеспечения надежности управления и безопасности полета при воздействии ДФ является применение разнородной СУ, включающей наряду с основным электронным каналом резервный канал, построенный на базе цифровых и аналоговых элементов струйной техники [5]. Для решения данной задачи необходимо провести исследование возможности построения резервного канала, обеспечивающего решение задач управления ЛА в реальном масштабе времени и с заданным качеством.

Настоящая работа посвящена принципам построения разнородной СУ самолетами, определению требований к характеристикам струйного резервного канала, обеспечивающим заданное качество управления.

РАЗРАБОТКА ПРИНЦИПОВ ПОСТРОЕНИЯ РАЗНОРОДНОЙ СИСТЕМЫ

Для построения разнородной СУ необходимо разработать структуру системы, алгоритм ее функционирования на различных режимах работы, а также обосновать требования к резервному каналу по качеству управления.

Структура разнородной СУ может быть представлена следующим образом (рис. 1). Основными элементами системы являются два канала различной природы: основной (электронный) и резервный (струйный). Основной канал включает в себя бортовой цифровой вычислительный комплекс *БЦВК*, датчики D_o и внутриканальные связи между ними, резервный канал — вычислитель резервного канала *ВРК*, датчики D_p и внутриканальные связи. В *БЦВК* и *ВРК* реализуются алгоритмы управления. Основной канал может использовать аппаратную и программную избыточность. Для регистрации критических уровней ДФ, вызывающих сбой или необратимые отказы электронной аппаратуры, должны использоваться специальные датчики регистрации *ДР*. В состав системы должны входить устройства сопряжения *УС* между электронными и струйными элементами системы, а также устройства коммутации *УК*.

Разнородная СУ должна функционировать в двух режимах [5]. В рабочем режиме основной канал (на электронных элементах) включен в контур управления, а резервный (на струйных элементах) — нет. При этом оба канала работают параллельно, реализуя в *БЦВК* и *ВРК* идентичные алгоритмы управления. Однако можно ожидать, что точность резервного канала окажется менее допустимой, чем основного. В этом случае после окончания каждого базового цикла основной канал должен корректировать резервный. Таким образом, резервный канал на малых интервалах вре-

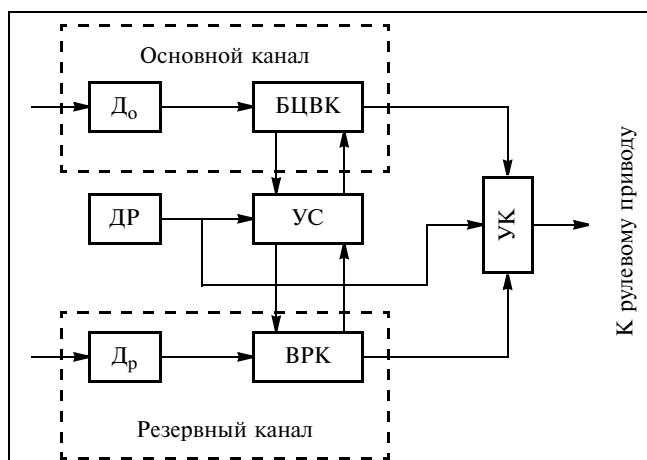


Рис. 1. Структурная схема разнородной СУ

мени должен иметь точность решения алгоритмов, близкую к точности основного.

В момент проявления внешних ДФ система переходит в аварийный режим, т. е. на резервный канал управления. По окончании действия внешних ДФ происходит проверка работоспособности *БЦВК* и датчиков с использованием информации резервного канала и при положительном результате в контур управления включается основной канал. Очевидно, что реализация описанной структуры, обеспечивающей практически абсолютную живучесть, возможна только при достижении необходимого быстродействия струйных элементов.

Резервный канал на струйных элементах должен обеспечивать устойчивость, заданные статические и динамические характеристики управляемости на всех режимах полета при действии внешних ДФ, а также при отказе элементов основного канала из-за собственных неисправностей. При построении резервного канала могут использоваться как аналоговые, так и цифровые элементы струйной техники. Однако необходимо учитывать их реальные возможности. Так, аналоговые элементы отличаются малыми массой и габаритами, высоким быстродействием, но меньшей точностью. При использовании цифровых струйных элементов с более высокой точностью обработки сигналов необходимо учитывать их реальное быстродействие.

Вполне правомерно возникает вопрос о возможности выполнения резервным каналом заданных требований с другим качеством. В военной авиации приняты три приемлемых с точки зрения безопасности полета уровня пилотажных характеристик (Ур.1, Ур.2, Ур.3) в зависимости от режимов полета (основной, эксплуатационный и предельный) и состояния системы (нормальное или с отказами) [1]. Уровни пилотажных характеристик характеризуют качество выполнения требований к устойчивости и управляемости самолетов на различных этапах полета.

Уровень 1 — характеристики устойчивости и управляемости самолетов хорошо соответствуют рассматриваемому этапу полета, и пилотажные характеристики самолета оцениваются летчиком по высшему баллу.

Уровень 2 — характеристики устойчивости и управляемости обеспечивают выполнение задач данного этапа полета при некотором снижении оценки выполнения задачи и при удовлетворительной оценке пилотажных характеристик.

Уровень 3 — характеристики устойчивости и управляемости не обеспечивают эффективного выполнения задачи на данном этапе полета или его выполнение требует от летчика чрезмерной

нагрузки при пилотировании; оценка пилотажных характеристик летчиком лежит в этом случае на грани допустимого.

При формулировании требований к резервному каналу целесообразно разделить режимы полета на три области, определяемые скоростью, высотой полета и перегрузкой [1]:

— *основная область* — режимы полета, на которых должны выполняться основные задачи целевого назначения самолета;

— *эксплуатационная область* — режимы полета, которые охватывают все возможные комбинации скорости, высот полета, перегрузки и углов атаки при нормальной эксплуатации самолета в соответствии с его назначением;

— *предельная область* — режимы полета, на которых недопустим выход за пределы значений угла атаки, скорости полета и перегрузки по условиям безопасности полета.

Наличие трех уровней оценки пилотажных характеристик позволяет рассматривать при построении резервного канала варианты заданных требований с различным качеством.

Для решения вопросов практической реализуемости струйного резервного канала необходимо определить требования к характеристикам его элементов, обеспечивающим заданное качество управления.

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ТРЕБОВАНИЙ К ХАРАКТЕРИСТИКАМ ВРК

Важным этапом при проектировании резервного канала является реализация ВРК, являющегося центральным звеном системы. Возможность практической реализации ВРК связана с типом используемых средств струйной техники и их основными характеристиками. Реализуемые алгоритмы и характеристики элементов ВРК взаимосвязаны. С одной стороны, алгоритмы предъявляют определенные требования к быстродействию и другим характеристикам элементов струйной техники. С другой стороны, особенности ВРК на струйных элементах налагают определенные ограничения на организацию вычислений и реализацию алгоритмов. Отметим, что усложнение алгоритмов управления на БЦВМ приводит лишь к усложнению ее программы, в то время как аналогичное усложнение алгоритмов на базе струйной техники неизбежно требует увеличения числа функциональных элементов.

Для определения требований к основным характеристикам элементов структуры ВРК необходимо построить математическую модель и провести анализ реализуемых на нем алгоритмов, обеспечивающих заданные запасы устойчивости, статические и динамические характеристики уп-

равляемости. Математическая модель управляющей системы должна отражать структуру алгоритмов, функциональные связи между отдельными их элементами. В соответствии с целями моделирования уровень детализации моделируемых алгоритмов должен соответствовать уровню элементарных функций, реализуемых средствами струйной техники. Анализ модели реализуемых на ВРК алгоритмов позволяет определить тип и количество необходимых для построения вычислителя струйных элементов, а также требования к характеристикам элементов ВРК, обеспечивающим заданное качество управления.

Применение цифровых струйных элементов обуславливает дискретный характер процессов в резервном канале. Основным фактором цифровой реализации, определяющим динамические свойства системы, является квантование сигналов по времени. Синтез алгоритмов управления проводится для выбранной или заданной частоты квантования по времени f_0 или периода дискретности $T_0 = f_0^{-1}$. Выбор значения параметра T_0 имеет исключительно важное значение, так как в основном он определяет требования к быстродействию ВРК. Значение T_0 зависит от динамических свойств непрерывной части системы и предъявляемых требований к замкнутой системе, а также от выбранной структуры алгоритмов управления [6]. Допустимое значение периода дискретности определяется из условия теоремы Котельникова, условий обеспечения заданных запасов устойчивости и точности [7].

Определение требований к характеристикам цифрового ВРК включает в себя оценку потребного быстродействия, разрядности его элементов, емкости запоминающих устройств. Величину требуемого быстродействия элементов можно оценить по числу операций, выполняемых в каждом цикле управления. Разрядность элементов определяется требуемой точностью решения задачи управления, разрядностью входных преобразователей. Потребный объем памяти будет зависеть от числа устройств, необходимых для хранения постоянных коэффициентов и промежуточных результатов вычислений. При определении требуемого быстродействия элементов ВРК необходимо учитывать запаздывание управляющего сигнала, которое складывается из времени преобразования сигнала на его входе и выходе и вычисления алгоритма управления. Максимальная величина запаздывания не должна превышать допустимого значения. Требования к характеристикам элементов ВРК, полученные при анализе алгоритма, являются исходной информацией для проверки

реализуемости выбранного варианта построения вычислителя.

Пример. В качестве примера рассмотрим определение требований к характеристикам ВРК СУ маневренного самолета как твердого тела в продольной плоскости. Рассматриваются варианты построения вычислителя с использованием аналоговых и цифровых струйных элементов.

Вариант с применением аналоговых струйных элементов наиболее прост для реализации струйного ВРК. Структурная схема непрерывного алгоритма ВРК приведена на рис. 2, где x_B — отклонение ручки управления; u — управляющее воздействие, n_y, ω_z — нормальная перегрузка и угловая скорость тангажа; k_x, k_n, k_ω — постоянные коэффициенты; $D_x(s) = 1/(T_x s + 1)$, $D_n(s) = 1/(T_n s + 1)$, $D_s(s) = k_s/s$ — передаточные функции.

Тогда система операторных уравнений непрерывного алгоритма ВРК будет иметь вид:

$$\begin{aligned} x_1(s) &= D_x(s)x_B(s); \\ x_2(s) &= D_n(s)n_y(s); \\ x_3(s) &= x_1(s) - x_2(s); \\ x_4(s) &= D_s(s)x_3(s); \\ x_5(s) &= k_x x_1(s) + x_4(s) - k_n x_2(s); \\ u(s) &= x_5(s) - k_\omega \omega_z(s). \end{aligned} \quad (1)$$

Анализ структурной схемы (рис. 2) и системы уравнений (1) позволяет определить тип и число аналоговых струйных элементов, требуемых для построения ВРК. В составе аналогового ВРК должны быть реализованы: одно интегрирующее звено, два аperiodических звена, три постоянных коэффициента, три элемента сложения. Требования к параметрам функциональных струйных элементов определяются из условия обеспечения заданных постоянных времени T_x, T_n и коэффициентов k_x, k_n, k_ω .

Для примера приведем аналоговое струйное аperiodическое звено, схема которого изображена на рис. 3, где p_{BX} — давление на входе, $p_{ВЫХ}$ — давление на выходе, D — дроссель линейный, V — емкость.

Операторное уравнение звена имеет вид

$$p_{ВЫХ} = \frac{1}{(Ts + 1)} p_{BX},$$

где $T = V/(\alpha R \theta)$, α — проводимость дросселя, R — газовая постоянная, θ — абсолютная температура. Отсюда могут быть определены требуемые значения параметров струйного элемента, обеспечивающие заданную постоянную времени T , оценена реализуемость струйного аperiodического звена с заданными характеристиками.

Рассмотрим определение требований к обобщенным характеристикам цифрового ВРК. Струк-

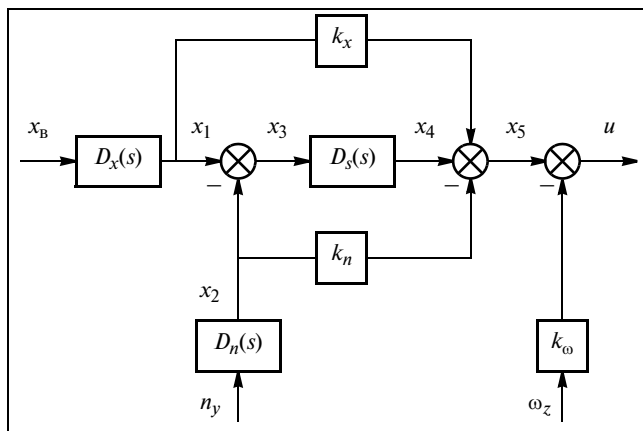


Рис. 2. Структурная схема непрерывного алгоритма ВРК

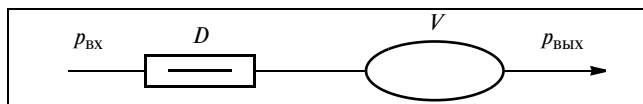


Рис. 3. Схема аналогового струйного аperiodического звена

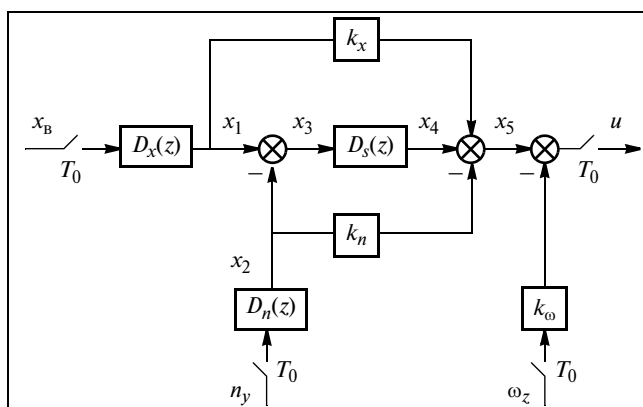


Рис. 4. Структурная схема дискретного алгоритма ВРК

турная схема дискретного алгоритма ВРК приведена на рис. 4, где k_x, k_n, k_ω — постоянные коэффициенты; $D_x(z), D_n(z), D_s(z)$ — дискретные передаточные функции, которые имеют вид:

$$D_x(z) = \frac{a_0 + a_{1x}z^{-1}}{1 + b_{1x}z^{-1}}; \quad D_n(z) = \frac{a_{0n} + a_{1n}z^{-1}}{1 + b_{1n}z^{-1}};$$

$$D_s(z) = \frac{k_s T_0 (1 + z^{-1})}{2(1 - z^{-1})};$$

$$a_{0x} = a_{1x} = \frac{T_0}{2T_x + T_0}; \quad b_{1x} = \frac{-2T_x + T_0}{2T_x + T_0};$$

$$a_{0n} = a_{1n} = \frac{T_0}{2T_n + T_0}; \quad b_{1n} = \frac{-2T_n + T_0}{2T_n + T_0}.$$

Запишем систему операторных уравнений дискретного алгоритма ВРК:

$$\begin{aligned}x_1(z) &= D_x(z)x_B(z); \\x_2(z) &= D_n(z)n_y(z); \\x_3(z) &= x_1(z) - x_2(z); \\x_4(z) &= D_s(z)x_3(z); \\x_5(z) &= k_x x_1(z) + x_4(z) - k_n x_2(z); \\u(z) &= x_5(z) - k_\omega \omega_z(z).\end{aligned}$$

Отсюда получим систему разностных уравнений, определяющую алгоритм работы ВРК в продольном канале:

$$\begin{aligned}x_1[nT_0] &= a_{0x}x_B[nT_0] + a_{1x}x_B[(n-1)T_0] - \\&\quad - b_{1x}x_1[(n-1)T_0]; \\x_2[nT_0] &= a_{0n}n_y[nT_0] + a_{1n}n_y[(n-1)T_0] - \\&\quad - b_{1n}x_2[(n-1)T_0]; \\x_3[nT_0] &= x_1[nT_0] - x_2[nT_0]; \\x_4[nT_0] &= k_s^* x_3[nT_0] + k_s^* x_3[(n-1)T_0] + \\&\quad + x_4[(n-1)T_0]; \\x_5[nT_0] &= k_x x_1[nT_0] + x_4[nT_0] - k_n x_2[nT_0]; \\u[nT_0] &= x_5[nT_0] - k_\omega \omega_z[nT_0]; \\(k_s^* &= k_s T_0/2).\end{aligned}\quad (2)$$

Анализ системы уравнений (2) позволяет определить тип и число цифровых струйных элементов, требуемое быстродействие ВРК, а также емкость запоминающих устройств. В состав ВРК должны входить функциональные элементы, реализующие операции сложения, умножения, задержки, хранения постоянных коэффициентов и промежуточных результатов вычислений. Быстродействие ВРК должно обеспечить выполнение на каждом цикле управления 10 операций сложения и 11 операций умножения. Запоминающие устройства должны иметь возможность хранения постоянных коэффициентов a_{0x} , a_{1x} , b_{1x} , a_{0n} , a_{1n} , b_{1n} , k_s^* , k_x , k_n , k_ω , а также хранения промежуточных результатов вычислений:

$$\begin{aligned}&x_B[nT_0]; \quad x_B[(n-1)T_0]; \quad x_1[(n-1)T_0]; \quad x_1[nT_0]; \\&n_y[nT_0]; \quad n_y[(n-1)T_0]; \quad x_2[(n-1)T_0]; \quad x_2[nT_0]; \\&x_3[nT_0]; \quad x_3[(n-1)T_0]; \quad x_4[(n-1)T_0]; \quad x_4[nT_0]; \\&x_5[nT_0]; \quad \omega_z[nT_0]; \quad u[nT_0].\end{aligned}$$

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Для обеспечения непрерывности управления современными самолетами с ЭДСУ в условиях действия внешних ДФ целесообразно использо-

вать разнородную СУ, включающую наряду с основным каналом резервный, построенный на струйных элементах.

Разработаны принципы реализации разнородной СУ, обеспечивающие функционирование системы в рабочем и аварийном режимах с заданным качеством. Предложен метод, основанный на анализе математической модели реализуемых алгоритмов, позволяющий определить требования к структуре и характеристикам ВРК с заданным качеством управления. В качестве примера приведена методика определения требований к характеристикам аналогового и цифрового вариантов ВРК СУ маневренным самолетом в продольной плоскости.

Рассмотренные подходы могут быть использованы при разработке разнородных СУ для анализа различных вариантов построения струйного вычислителя, оценки возможности их практической реализации с заданными характеристиками.

ЛИТЕРАТУРА

1. *Аэродинамика, устойчивость и управляемость сверхзвуковых самолетов* / Под ред. Г. С. Бюшгенса. — М.: Наука. Физматлит, 1998.
2. Мамедли Э. М., Самедов Р. Я., Соболев Н. А. Методы восстановления вычислительного процесса в отказоустойчивых цифровых системах управления реального времени. — М.: ИПУ РАН, 1998. — 75 с.
3. Мамедли Э. М., Соболев Н. А. Механизмы операционных систем, обеспечивающие отказоустойчивость в управляющих вычислительных системах // Автоматика и Телемеханика. — 1995. — № 8. — С. 3—63.
4. Мамедли Э. М., Соболев Н. А. Метод обеспечения отказоустойчивости в резервированных управляющих вычислительных системах // Автоматика и Телемеханика. — 2000. — № 2. — С. 172—182.
5. Касимов А. М., Мамедли Э. М. Комбинированные системы управления летательными аппаратами // Датчики и системы. — 2008. — № 4. — С. 2—5.
6. Теряев Е. Д., Шамриков Б. М. Цифровые системы и поэтапное адаптивное управление. — М.: Наука, 1999.
7. *Системы цифрового управления самолетом* / Под ред. А. Д. Александрова, С. М. Федорова. — М.: Машиностроение, 1988.

Работа выполнена в Институте проблем управления им. В. А. Трапезникова РАН (г. Москва).

Асим Мустафаевич Касимов — д-р техн. наук, зав. лабораторией;

☎ (495) 334-91-00

E-mail: kasimov@ipu.ru

Эмин Муса оглы Мамедли — канд. техн. наук, ст. научн. сотрудник И;

☎ (495) 334-89-51

E-mail: mamedli@ipu.ru.

Лев Иванович Мельников — научн. сотрудник.

☎ (495) 334-89-51

E-mail: lmelnikov@inbox.ru



МОДЕЛИРОВАНИЕ РАДИАЦИОННЫХ ОТКАЗОВ ЦИФРОВЫХ БИС ЭЛЕКТРОННЫХ СИСТЕМ

В. М. Барбашов

Представлены методы функционально-логического моделирования радиационных отказов цифровых электронных систем, основанные на модели нечеткого цифрового автомата Брауэра. Даны рекомендации по методам прогнозирования радиационных отказов в электронной компонентной базе (ЭКБ). В качестве примера приведены теоретические и экспериментальные результаты КМОП БИС серии 1617 по их радиационным отказам.

Ключевые слова: радиационная стойкость, критериальная функция принадлежности, автомат Брауэра.

ВВЕДЕНИЕ

В связи с широким применением цифровых БИС в составе электронной компонентной базы (ЭКБ) в специализированной аппаратуре актуальной становится задача прогнозирования функциональных отказов и разработка методов повышения их радиационной стойкости. Характерными особенностями ЭКБ являются: значительная логическая сложность, структурная, технологическая, схемотехническая неоднородность по критерию функциональных отказов в условиях действия радиации и, как следствие, сильная зависимость радиационной стойкости ЭКБ от режима работы. При описании БИС, как правило, используют представление ее модели в виде двух цифровых автоматов — управляющего и операционного [1]. Такая модель не отражает зависимость радиационной стойкости от структурной, схемотехнической организации ЭКБ и технологии производства. Возникает задача определения параметров моделей, позволяющих оценить их влияние на радиационную стойкость, заложенные схемотехнические и структурные решения ЭКБ.

Такая задача реализуема, если перейти к использованию метода критериальных функций принадлежности (КФП) в виде автомата Брауэра, в котором каждому логическому состоянию ЭКБ сопоставляется функция принадлежности, характеризующая истинность принадлежности его логическому “0” или “1”, определяемых по критериям работоспособности [2].

ФУНКЦИОНАЛЬНО-ЛОГИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ ЭЛЕМЕНТОВ ЭКБ

Критериальная функция принадлежности для остаточных радиационных эффектов ЭКБ определяется как [2]:

$$\mu^j(F) = \begin{cases} \frac{1}{2} K_H^j(F), & \text{при } U_{\text{вх}} < U_{\text{вх.гр}}(F) \\ 1 - \frac{1}{2} K_H^j(F), & \text{при } U_{\text{вх}} \geq U_{\text{вх.гр}}(F) \end{cases},$$

$$\text{где } K_H^j(F) = \frac{|U_{\text{вх}}(U_{\text{вх}}, F) - U_{\text{вх}}(U_{\text{вх}})|}{\max |U_{\text{вх}}(U_{\text{вх}}, F) - U_{\text{вх}}(U_{\text{вх}})|} - \text{ко-}$$

эффициент неточности, который определяется как нормированный модуль разности между измененной под действием облучения статической переключающей характеристикой ($U_{\text{вх}}(U_{\text{вх}}, F)$) и первоначальной ($U_{\text{вх}}(U_{\text{вх}})$); j — логическое состояние, для которого строится КФП.

В случае временной потери работоспособности ЭКБ КФП представляет функцию $\mu(t, P_\gamma)$, где t — время с момента начала импульса ионизирующего излучения с мощностью дозы P_γ в виде:

$$\mu(t, P_\gamma) = \begin{cases} \frac{1}{2} K_H(t, P_\gamma) \\ 1 - \frac{1}{2} K_H(t, P_\gamma) \end{cases},$$

$$\text{где } K_H(t, P_\gamma) = \frac{|U_{\text{вх}}(t, P_\gamma) - S(t, P_\gamma)|}{\max |U_{\text{вх}}(t, P_\gamma) - S(t, P_\gamma)|}; S(t, P_\gamma) -$$

пороговая ионизационная реакция логического элемента.

Для сравнения КФП различных реализаций ЭКБ вводятся специальные характеристики в виде функций работоспособности, чувствительности и неоднородности.

Функция работоспособности характеризует степень отличия результата функционирования при облучении от результата функционирования исправной ЭКБ:

$$\psi(F) = \xi(\vec{X}^n, \vec{D}^n, \vec{\mu}(F)) \oplus \xi(\vec{X}^n, \vec{D}^n, \vec{\mu}(0)), \quad (1)$$

где ξ — нечеткие функции; n — номер цикла функционирования ЭКБ; $\vec{X}$ — входные сигналы; $\vec{D}$ — информационные сигналы; $\vec{\mu}$ — вектор КФП.

В граничных точках функция работоспособности принимает вид:

$$\psi = \begin{cases} 0, & \text{если ЭКБ полностью работоспособна;} \\ 1, & \text{если ЭКБ полностью} \\ & \text{неработоспособна.} \end{cases} \quad (2)$$

Для прогнозирования радиационной стойкости ЭКБ на схемотехническом и структурном уровнях описания модель автомата Брауэра имеет вид:

$$\vec{Y} = \vec{Q}(\vec{X}, \vec{Z}, \vec{\mu}(F)), \quad (3)$$

где $\vec{X}$, $\vec{Y}$ — векторы входных и выходных переменных цифровых устройств, соответственно; $\vec{Z}$ — вектор внутреннего состояния ЭКБ; $\vec{\mu}(F)$ — набор КФП, описывающий радиационное поведение элементов; $\vec{Q}$ — вектор нечетких функций.

В соответствии с выражением (1) функция работоспособности отдельных узлов ЭКБ по j -му выходу при i -м входном наборе сигналов и m -ом внутреннем состоянии выражается как:

$$\begin{aligned} \psi_j(\vec{X}_i, \vec{Z}_m, F) = \\ = Q_j(\vec{X}_i, \vec{Z}_m, \vec{\mu}(F)) \oplus Q_j(\vec{X}_i, \vec{Z}_m, \vec{\mu}(0)). \end{aligned} \quad (4)$$

Обобщенная функция работоспособности (ФР) цифрового устройства на основе выражения (4) имеет вид:

$$\psi(F) = \max \psi_j(F) = \max \psi(\vec{X}_i, \vec{Z}_m, F). \quad (5)$$

ЭКБ реализуется на большом количестве логических элементов (порядка миллиона), характеристики каждого из которых в различной степени влияют на значения ФР всего цифрового устройства. Для выявления таких элементов вводится функция работоспособности $\Phi R(\psi_j)$. Чувствительность ФР к варьированию дозовых зависимостей отдельных элементов μ_j можно определить через отношения приращения ФР, связанные с изменением этих величин, которые в однопараметрическом случае имеют следующий вид:

$$\begin{aligned} \Delta_j(\mu_{ir}, D) = \\ = \frac{H[\psi_j(\mu_{ir}(D'), \vec{\mu}_i(D')), \psi_j(\mu_{ir}(D^0), \vec{\mu}_i(D^0))]}{H[\mu_{ir}(D'), \mu_{ir}(D^0)]}, \end{aligned} \quad (6)$$

где $\vec{\mu}_i$ — векторный параметр или переменная, по которой варьируется координата μ_{ir} ; ψ_j — ФР цифрового устройства.

Выражение (6) используется для локализации доминирующего элемента, обуславливающего отказ в данном логическом состоянии цифрового устройства в целом. Элемент цифрового устройства, имеющий наихудшие радиационные характеристики, т. е. $\max \mu_i(D)$ характеризуется как критический элемент. Граничные значения для $\Delta_j(\mu_{ir}, D)$ определяются следующим образом:

$$\begin{aligned} \Delta_j(\mu_{ir}, (D)) = \\ = \begin{cases} 0, & \text{если элемент с } \mu_{ir} \\ & \text{не доминирует при заданном } D; \\ 1, & \text{если элемент с } \mu_{ir} \\ & \text{доминирует при заданном } D. \end{cases} \end{aligned}$$

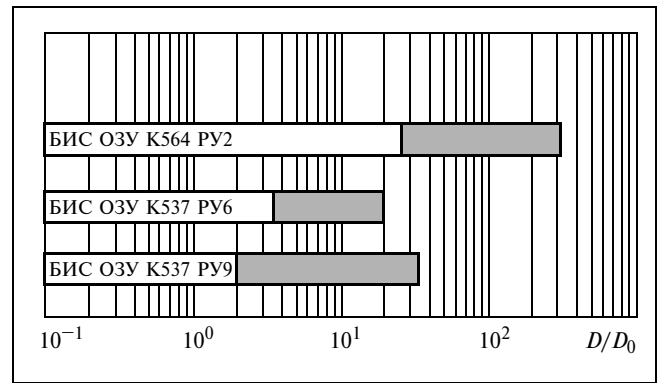


Рис. 1. Зависимость порога функционального отказа КМОП БИС ОЗУ K564PY2 (256×1); K537PY6 (4K×1); K537PY9 (2K×8) от поглощенной дозы ИИ:

■ — наблюдаемый диапазон отказов

В ходе проведенных исследований была выявлена ярко выраженная зависимость радиационной стойкости от структурной организации ЭКБ, когда критический и доминирующий элементы различны в пределах заданного статистического технологического разброса [3]. Для обеспечения стойкости структурнонеоднородных ЭКБ по критерию радиационной стойкости помимо традиционных методов необходимо использовать структурные методы, связанные с изменением структурной организации ЭКБ при сохранении реализуемой Булевой функции. Выражение для оценки уровня структурной неоднородности ЭКБ имеет следующий вид:

$$\Delta D^C = \sup H[D_{KЭ}(\vec{X}_i), D_{ДЭ}(\vec{X}_i)], \quad (7)$$

где $D_{KЭ}(\vec{X}_i)$, $D_{ДЭ}(\vec{X}_i)$ — уровень нарушения работоспособности критических и доминирующих элементов при i -ом режиме функционирования.

В качестве примера на рис. 1 приведены типовые экспериментальные данные функциональных отказов от дозовых ионизационных эффектов трех типов КМОП БИС, имеющих разную структурную организацию.

Таким образом, процесс прогнозирования функциональных отказов можно представить в виде определенной последовательности этапов:

- оценка существующей элементной базы ЭКБ с точки зрения определения КФП по критерию радиационной стойкости;
- определение функции работоспособности ЭКБ по выражениям (1)–(5);
- определение функции чувствительности по формуле (6);
- оценка уровня структурной неоднородности из выражения (7).

РЕЗУЛЬТАТЫ РАСЧЕТНО-ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫХ ИССЛЕДОВАНИЙ

На примере моделирования остаточных эффектов, возникающих в КМОП транзисторных БИС, рассмотрим особенности радиационного поведения выходного каскада ОЗУ 1617РУ6 на функционально-логическом уровне. При этом функционально-логический уровень системы определяется как спецификой ОЗУ, так и типом внешних воздействующих факторов, однозначно связанных с критериями работоспособности на всех уровнях описания моделей. Схема выходного каскада (ВК) приведена на рис. 2, а, которая состоит из двух логических элементов (2ИЛИ-НЕ), одного инвертора, n - и p -канальных транзисторов. В этом случае нечеткая модель ВК с учетом всех КФП представлена на рис. 2, б, и описывается следующим выражением:

$$y = x_1 \bar{\mu}_5 + x_2 \bar{\mu}_5 + \bar{\mu}_1 \bar{\mu}_5. \quad (8)$$

Полученная нечеткая модель ВК (8) в зависимости от режима функционирования ОЗУ принимает следующий вид:

$$y = \begin{cases} \bar{\mu}_1 \bar{\mu}_5, \text{ режим "чтение" "0":} \\ \quad x_1 = 0, x_2 = 0, x_3 = 1; \\ \bar{\mu}_5, \text{ режим "чтение" "1":} \\ \quad x_1 = 0, x_2 = 1, x_3 = 0; \\ \bar{\mu}_5, \text{ режим "хранение-запись":} \\ \quad x_1 = 1, x_2 = 0, x_3 = 0; \\ \quad x_1 = 1, x_2 = 0, x_3 = 1; \\ \quad x_1 = 1, x_2 = 1, x_3 = 0; \\ \quad x_1 = 1, x_2 = 1, x_3 = 1. \end{cases}$$

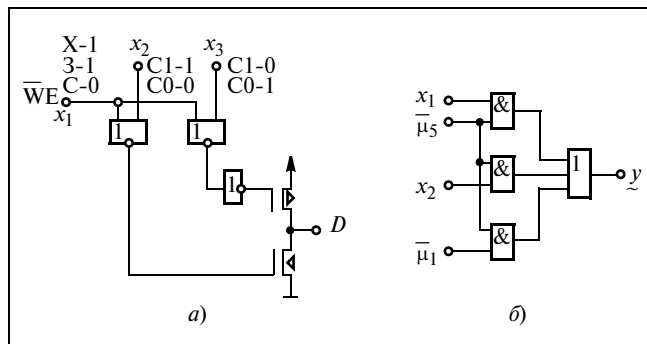


Рис. 2. Выходной каскад КМОП БИС ОЗУ 1617РУ6:

а — принципиальная схема; б — нечеткая модель выходного каскада

В данном случае расчет КФП на электрическом уровне описания логического элемента (ЛЭ), составляющего элементную базу БИС, можно свести к анализу КМОП инвертора с соответствующими параметрами транзисторов. При этом даже при сравнительно заметном росте токов утечки под действием облучения выходные потенциалы ЛЭ на КМОП-структурах практически не меняются, так как они фиксируются на уровнях, определяемых потенциалами общих шин питания:

$U_{\text{вых}}^1 \approx E_{\text{ИП}}; U_{\text{вых}}^0 \approx 0$. В этом случае основным критерием нарушения работоспособности элементной базы является сдвиг статической переключательной характеристики (СПХ) в результате изменения пороговых напряжений транзисторов, приводящих к изменению напряжения отпирания $U_{\text{вх.от}} = U_{\text{зи.пор.н}}$ и запираания $U_{\text{вх.зап}} = E_{\text{ИП}} - U_{\text{зи.пор.р}}$ СПХ, которая смещается в область низких напряжений, так как напряжения $U_{\text{вх.от}}$ и $U_{\text{вх.зап}}$ уменьшаются (первое из-за уменьшения порогового напряжения n -канального транзистора $U_{\text{зи.пор.н}}$, второе — из-за увеличения по абсолютной величине порогового напряжения p -канального транзистора $U_{\text{зи.пор.р}}$).

Нестандартные схемно-технические решения, отличающиеся от КМОП инвертора, описываются автоматом Брауэра с учетом КФП отдельно взятых транзисторов. Если КФП n - и p -канальных МОП транзисторов аппроксимируются в общем виде как [4]

$$\mu = \exp \left[- \frac{I_{\text{гр}}^1 - I_{\text{вых}}}{I_{\text{гр}}^0 - I_{\text{вых}}} \right] [-|@|],$$

то КФП КМОП транзисторов описываются в виде:

$$\mu_n = \begin{cases} 0, U_{\text{пор}} > 0; \\ 1 - \exp \left[\frac{1}{U^* / (U_{\text{пор}} + 1)} \right], -|U^*| \leq U_{\text{пор}} < 0; \\ 1, U_{\text{пор}} < -|U^*|; \end{cases}$$

$$\mu_p = \begin{cases} 0, U_{\text{пор}} \geq -E_n + |U^*|; \\ 1 - \exp \left[1 + \frac{U^*}{(U_{\text{пор}} + E_n)} \right], \\ -E_n \leq U_{\text{пор}} < -E_n + |U^*|; \\ 1, U_{\text{пор}} < -E_n, \end{cases}$$

где $I_{\text{вых}} = \frac{K_0}{2(1 + \eta)} \left(U^* + \frac{2}{3} \eta |U_n| \right)^2$, $U^* = U_3 - U_{\text{пор}}$.

На рисунках 3 и 4 приведены расчетные и экспериментальные зависимости КФП ВК КМОП БИС ОЗУ и зависимости изменения выходного напряжения от поглощенной дозы ИИ. При этом для расчета КФП использовалась зависимость деградации $U_{\text{пор}}(D)$, предложенная в работе [5]:

$$U_{\text{пор}} = (U_{\text{пор}})_0 + \Delta U_{\text{нас}}(1 - e^{-BD}),$$

где $(U_{\text{пор}})_0$ — значение порогового напряжения до облучения; B — параметр, характеризующий накопление заряда в окисле под затвором.

Анализ полученных теоретических результатов КФП и сравнение их с экспериментальными показал, что характер изменения кривых КФП и пороги потери работоспособности БИС ОЗУ 1617РУ6

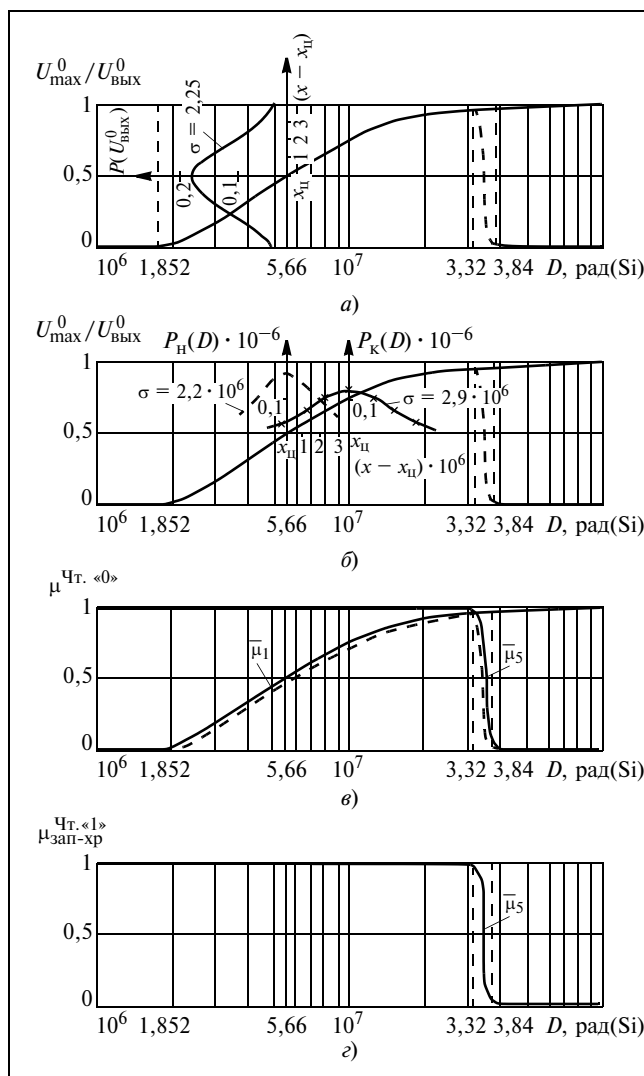


Рис. 3. Экспериментальные (а, б) и расчетные (в, г) зависимости КФП ВК КМОП БИС ОЗУ от поглощенной дозы ИИ: σ — дисперсия; $(x - x_{\text{ц}})$ — отклонение от центра; $P_H(D)$ и $P_K(D)$ — вероятности поглощенной дозы ИИ

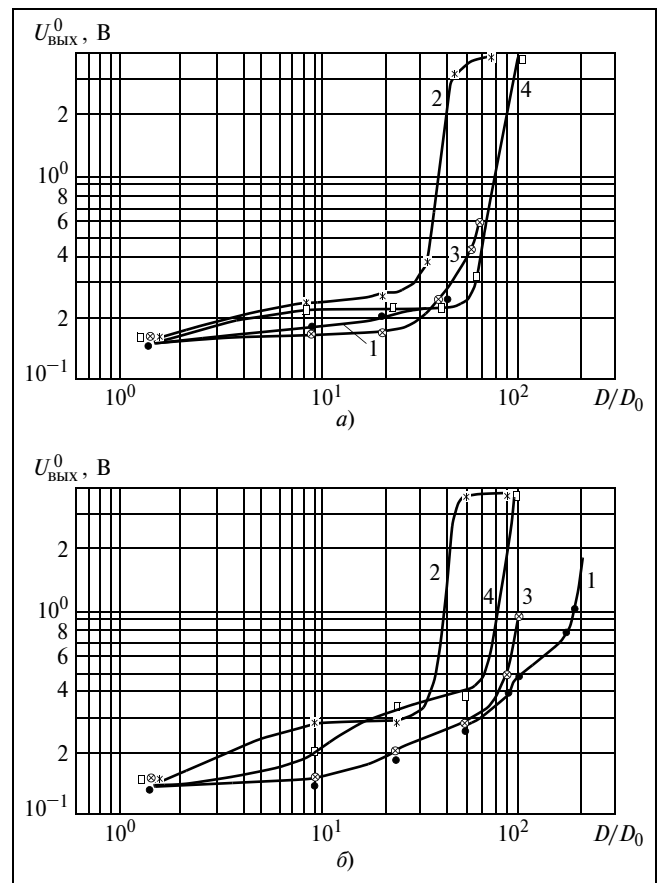


Рис. 4. Экспериментальные зависимости изменения $U^0_{\text{вых}}$ от поглощенной дозы ИИ элементов КМОП БИС ОЗУ 1617РУ6 при облучении электронами с энергией $E_e = 130$ кэВ:

а — первая партия; б — вторая партия; 1, 3 — тест поле “0”; 2, 4 — тест поле “1”

по функциональным и параметрическим критериям совпадают с учетом статистического разброса $U_{\text{пор}}(D)$ (партия 10 шт.) (см. рис. 4).

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Предложенные модели прогнозирования радиационной стойкости БИС на основе метода КФП позволяют задать межуровневые связи функционально-логического и электрического уровней для решения задачи оценки качества функционирования. Такие модели обеспечивают возможность задания в них в явной форме зависимости радиационной стойкости элементов цифровых устройств от режима работы, конструктивно-технологических, схемотехнических и архитектурных особенностей их реализации.

Использование нечетких функционально-логических моделей позволяет не только прогнозировать возможность возникновения различного рода функциональных отказов, характерных для сложных цифровых устройств, но и реализовать

такие параметры, как индексы сравнения (работоспособность, чувствительность и неоднородность), характеризующих радиационную стойкость этих устройств с позиции их функционально-логического описания.

На основе метода КФП разработана методика прогнозирования функциональных радиационных отказов ЭКБ.

ЛИТЕРАТУРА

1. Шрейдер Ю. А., Шаров А. Л. Системы и модели. — М.: Радио и связь, 1982. — 152 с.
2. Аствацатурьян Е. Р., Беляев В. А., Скоробогатов П. К. Использование метода критериальных функций принадлежности для теоретического моделирования и экспериментального исследования радиационного поведения АПОИ на базе ИМС высокой степени интеграции // Специальная техника средств связи. Серия общетехническая. — 1987. — Вып. 11. — С. 3—12.

3. Аствацатурьян Е. Р. Особенности учета неточности моделей при анализе стабильности сложных электронных устройств физического эксперимента. В кн.: Электроника для экспериментальной физики / Под ред. Т. М. Агаханяна. — М.: Энергоатомиздат, 1986. — С. 3—8.
4. Барбашов В. М. Моделирование функциональных отказов цифровых систем при воздействии радиации // Датчики и системы. — 2011. — № 6. — С. 29—34.
5. Аствацатурьян Е. Р., Беляев В. А., Гурарий А. Л., Коллонтай И. В. Логические релаксации в цифровых устройствах. Электронные устройства предварительной обработки данных. / Под ред. Т. М. Агаханяна. — М.: Энергоатомиздат, 1990.
6. Першенков В. С., Попов В. Д., Шальнов А. В. Поверхностные радиационные эффекты в элементах интегральных микросхем. — М.: Энергоатомиздат, 1988. — 256 с.

Вячеслав Михайлович Барбашов — д-р техн. наук, доцент кафедры “Электроника” Национального исследовательского ядерного университета “МИФИ”.

☎ (499) 323-90-34

E-mail: VMBarbashov@MEPHI.ru

□

УДК 621.317.73

К содержанию

ЭКВИВАЛЕНТНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ОБОБЩЕННЫХ ПАРАМЕТРОВ ДВУХПОЛЮСНИКОВ ПРИ ИДЕНТИФИКАЦИИ СЛОЖНЫХ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ЦЕПЕЙ

В. И. Иванов, В. С. Титов

Рассмотрены примеры преобразований обобщенных параметров различных системных функций многоэлементных двухполюсников, позволяющие упростить процедуру идентификации сложных цепей, в частности, расчет условий уравнивания и вычисления значений электрических параметров элементов измеряемых двухполюсников.

Ключевые слова: многоэлементные двухполюсники, обобщенные параметры, эквивалентные преобразования.

Для возбуждения измерительной схемы, в которую включен линейный пассивный многоэлементный двухполюсник, необходимо применять такое воздействие, чтобы в выходном сигнале содержалось достаточное число составляющих, из которых можно извлечь информацию о каждом параметре двухполюсника. Так, если в качестве тестового сигнала использовать импульс напряжения или тока $x(t)$, имеющий форму функции n -й степени времени: $x(t) = X_m t^n / t_n^n$, где X_m — амплитуда, t_n — длительность импульса, то реакцией цепи $v(t)$ после

окончания переходного процесса будет сумма импульсов, изменяющихся по закону n ; $(n-1)$; ..., 1; 0-й степеней времени:

$$v(t) = \frac{n! X_m}{t_n^n} \sum_{r=0}^n \frac{F_r t^{n-r}}{(n-r)!},$$

где $F_0, F_1, F_2, F_3, \dots$ — обобщенные параметры системной функции измерительной схемы, операторное изображение которой в общем случае выражается в виде

$$F(p) = \frac{b_0 + b_1 p + b_2 p^2 + b_3 p^3 + \dots}{a_0 + a_1 p + a_2 p^2 + a_3 p^3 + \dots} \quad (1)$$

При $a_0 \neq 0$ обобщенные параметры определяются рекуррентной формулой [1]:

$$\begin{aligned} F_0 &= \frac{b_0}{a_0}; \quad F_1 = \frac{b_1 - F_0 a_1}{a_0}; \\ F_2 &= \frac{b_2 - F_0 a_2 - F_1 a_1}{a_0}; \\ F_3 &= \frac{b_3 - F_0 a_3 - F_1 a_2 - F_2 a_1}{a_0} \dots \quad (2) \end{aligned}$$

Значение каждой составляющей выходного сигнала содержит информацию об одном или нескольких параметрах двухполюсника. Показатель степени n питающего импульса должен соответствовать числу элементов

N в измеряемом двухполюснике: $n \geq N - 1$. Так, если для определения параметров четырех-элементного двухполюсника используются импульсы тока кубической формы ($n = 3$) с амплитудой I_m , то выходной сигнал представляет собой комбинацию кубических, квадратичных, линейных и прямоугольных импульсов напряжения на двухполюснике [2]:

$$u_{\text{дп}}(t) = \frac{Z_0 I_m t^3}{t_{\text{и}}^3} + \frac{3Z_1 I_m t^2}{t_{\text{и}}^3} + \frac{6Z_2 I_m t}{t_{\text{и}}^3} + \frac{6Z_3 I_m}{t_{\text{и}}^3},$$

где Z_0, Z_1, Z_2, Z_3 — обобщенные параметры комплексного сопротивления $Z(p)$ двухполюсника. В случае применения в качестве тестового сигнала импульсов напряжения с амплитудой U_m реакция двухполюсника состоит из импульсов тока [3]:

$$i_{\text{дп}}(t) = \frac{Y_0 U_m t^3}{t_{\text{и}}^3} + \frac{3Y_1 U_m t^2}{t_{\text{и}}^3} + \frac{6Y_2 U_m t}{t_{\text{и}}^3} + \frac{6Y_3 U_m}{t_{\text{и}}^3},$$

где Y_0, Y_1, Y_2, Y_3 — обобщенные параметры комплексной проводимости $Y(p)$ двухполюсника. При включении двухполюсника в состав делителя напряжения с передаточной функцией $H(p)$ напряжение на двухполюснике определится обобщенными параметрами H_0, H_1, H_2, H_3 этой функции [4]:

$$u_{\text{дп}}(t) = \frac{H_0 U_m t^3}{t_{\text{и}}^3} + \frac{3H_1 U_m t^2}{t_{\text{и}}^3} + \frac{6H_2 U_m t}{t_{\text{и}}^3} + \frac{6H_3 U_m}{t_{\text{и}}^3}.$$

Применение обобщенных параметров позволяет унифицировать алгоритм определения электрических параметров элементов широкого круга двух-

полюсных цепей — резистивно-емкостных, резистивно-индуктивных и с разнородными реактивными элементами. В настоящей работе рассматриваются вопросы расширения области применения обобщенных параметров в измерителях с нулевыми свободными членами в числителе или знаменателе системной функции, а также предлагается ряд взаимно однозначных преобразований обобщенных параметров, позволяющих упростить процедуры измерения параметров.

ОБОБЩЕННЫЕ ПАРАМЕТРЫ СИСТЕМНОЙ ФУНКЦИИ С НУЛЕВЫМИ СВОБОДНЫМИ ЧЛЕНАМИ

Рекуррентные формулы расчета обобщенных параметров применимы и для тех двухполюсников, в знаменателе системной функции которых отсутствует свободный член, например, в формуле комплексного сопротивления двухполюсника с бесконечным сопротивлением (разрывом цепи) на постоянном токе или комплексной проводимости двухполюсника с нулевым сопротивлением (коротким замыканием) между полюсами на постоянном токе. Вынесенный за скобки оператор $1/p$ можно отнести к входному воздействию. Тогда:

$$F(p) = \frac{b_0 + b_1 p + b_2 p^2 + b_3 p^3 + \dots}{a_1 p + a_2 p^2 + a_3 p^3 + \dots} = \frac{1}{p} \cdot \frac{b_0 + b_1 p + b_2 p^2 + b_3 p^3 + \dots}{a_0 + a_1 p + a_2 p^2 + a_3 p^3 + \dots}. \quad (3)$$

Он символизирует операцию интегрирования и повышает на единицу показатель степени входного сигнала. Поэтому можно уменьшить степень тестовых импульсов, т. е. $n = N - 2$, а обобщенные параметры следует находить для остальной части выражения (3). Выходной сигнал будет содержать импульсы с

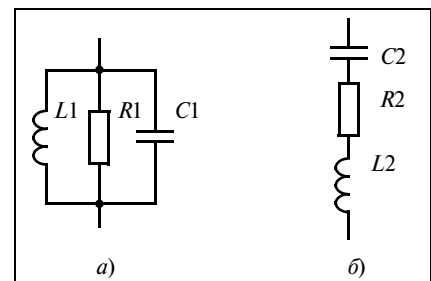


Рис. 1. Примеры RLC двухполюсников с коротким замыканием (а) и обрывом цепи (б) на постоянном токе

показателями степени от $(n + 1)$ до нуля:

$$v(t) = \frac{n! X_m}{t_{\text{и}}^n} \sum_{r=0}^{n+1} \frac{F_r t^{n-r+1}}{(n-r+1)!}.$$

На рис. 1 приведены примеры двухполюсников с нулевым (а) и бесконечным (б) сопротивлением на постоянном токе. Оператор интегрирования присутствует в выражении для комплексной проводимости двухполюсника $L_1 R_1 C_1$ с нулевым сопротивлением на постоянном токе (см. рис. 1, а):

$$Y(p) = \frac{1}{p} \cdot \frac{R_1 + p L_1 + p^2 R_1 L_1 C_1}{R_1 L_1}.$$

Обобщенные Y -параметры двухполюсника равны: $Y_0 = 1/L_1$; $Y_1 = 1/R_1$; $Y_2 = C_1$.

Для измерения трех параметров этого двухполюсника достаточно использовать линейные импульсы напряжения. Выходной сигнал содержит квадратичный, линейный и прямоугольный импульсы тока:

$$i_{\text{дп}}(t) = \frac{U_m t^2}{2 L_1 t_{\text{и}}} + \frac{U_m t}{R_1 t_{\text{и}}} + \frac{C_1 U_m}{t_{\text{и}}}.$$

У двухполюсника $C_2 R_2 L_2$ с бесконечным сопротивлением на постоянном токе (см. рис. 1, б) оператор интегрирования входит в выражение для комплексного сопротивления:

$$Z(p) = \frac{1}{p} \cdot \frac{1 + p R_2 C_2 + p^2 L_2 C_2}{C_2}.$$

Обобщенные Z -параметры двухполюсника равны: $Z_0 = 1/C_1$; $Z_1 = R_2$; $Z_2 = L_2$.

При питании двухполюсника линейными импульсами тока напряжение на двухполюснике содержит составляющие квадратичной, линейной и прямоугольной формы:

$$u_{\text{дп}}(t) = \frac{I_m t^2}{2 C_2 t_{\text{и}}} + \frac{R_2 I_m t}{t_{\text{и}}} + \frac{L_2 I_m}{t_{\text{и}}}.$$

В случае отсутствия свободного члена в числителе системной функции:

$$F(p) = \frac{b_1 p + b_2 p^2 + b_3 p^3 + \dots}{a_0 + a_1 p + a_2 p^2 + a_3 p^3 + \dots} \quad (4)$$

параметр F_0 равен нулю и выходной сигнал будет содержать импульсы с показателями степени от $(n-1)$ до нуля:

$$v(t) = \frac{n! X_m}{t_{\text{и}}^n} \sum_{r=1}^n \frac{F_r t^{n-r}}{(n-r)!}.$$

Поэтому для питания измерительной схемы следует повысить степень тестовых импульсов, т. е. $n = N$.

Примером системной функции, соответствующей выражению (4), является комплексное сопротивление трехэлементного двухполюсника $L_1 R_1 C_1$ (см. рис. 1, а)

$$Z(p) = \frac{p R_1 L_1}{R_1 + p L_1 + p^2 R_1 L_1 C_1}.$$

Обобщенные Z -параметры двухполюсника равны:

$$Z_1 = L_1; \quad Z_2 = -(L_1^2/R_1); \\ Z_3 = -L_1^2 C_1 + L_1^3/R_1^2.$$

Для питания этого двухполюсника следует использовать кубические импульсы тока. Выходной сигнал содержит квад-

ратичный, линейный и прямоугольный импульсы напряжения:

$$u_{\text{дп}}(t) = \frac{3 L_1 I_m t^2}{t_{\text{и}}^3} - \frac{6 L_1^2 I_m t}{R_1 t_{\text{и}}^3} + \\ + \frac{6(L_1^3 - R_1^2 L_1^2 C_1) I_m}{R_1^2 t_{\text{и}}^3}.$$

У двухполюсника $C_2 R_2 L_2$ (см. рис. 1, б) аналогичный вид имеет выражение для комплексной проводимости:

$$Y(p) = \frac{p C_2}{1 + p R_2 C_2 + p^2 L_2 C_2}.$$

Обобщенные Y -параметры двухполюсника равны: $Y_1 = C_2$; $Y_2 = -R_2 C_2^2$; $Y_3 = R_2^2 C_2^3 - L_2 C_2^2$.

При питании двухполюсника кубическими импульсами напряжения выходной сигнал состоит из квадратичного, линейного и прямоугольного импульсов тока:

$$i_{\text{дп}}(t) = \frac{3 C_2 U_m t^2}{t_{\text{и}}^3} - \frac{6 R_2 C_2^2 U_m t}{t_{\text{и}}^3} + \\ + \frac{6(R_2^2 C_2^3 - L_2 C_2^2) U_m}{t_{\text{и}}^3}.$$

Применение обобщенных параметров позволяет унифицировать алгоритм определения электрических параметров элементов широкого круга двухполюсных цепей — резистивно-емкостных, резистивно-индуктивных и имеющих разнородные реактивные элементы. От конфигурации схемы измеряемого двухполюсника зависит сложность процедуры нахождения выражений для обобщенных параметров. Например, при наличии в схеме последовательно соединенных цепей проще определить параметры сопротивления двухполюсника, а при параллельном соединении — параметры проводимости. Поэтому возникает потребность во взаимоднозначных преобразованиях

один из системных функций измерительной цепи в параметры другой.

ЭКВИВАЛЕНТНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ОБОБЩЕННЫХ ПАРАМЕТРОВ

От конфигурации схемы измеряемого двухполюсника зависит сложность процедуры нахождения выражений для обобщенных параметров. Поэтому возникает потребность во взаимоднозначных преобразованиях обобщенных параметров одной из системных функций измерительной цепи в параметры другой системной функции. Ниже приводится ряд полезных для практического применения преобразований.

Определение Z -параметров при последовательном включении двухполюсников. Если через два двухполюсника протекает один и тот же импульс тока, имеющий форму функции n -й степени времени, напряжения на обоих двухполюсниках содержат импульсы, имеющие форму степенных функций времени, то общее напряжение равно сумме напряжений на отдельных двухполюсниках:

$$u_{\text{дп}}(t) = \frac{(Z'_0 + Z''_0) I_m t^n}{t_{\text{и}}^n} + \\ + \frac{n!(Z'_1 + Z''_1) I_m t^{n-1}}{(n-1)! t_{\text{и}}^n} + \dots + \\ + \frac{n!(Z'_{n-1} + Z''_{n-1}) I_m t}{1! t_{\text{и}}^n} + \\ + \frac{n!(Z'_n + Z''_n) I_m}{0! t_{\text{и}}^n},$$

где Z'_k, Z''_k — Z -параметры первого и второго двухполюсников соответственно. Следовательно, при последовательном включении двухполюсников Z -пара-

метры с одинаковыми индексами суммируются:

$$\begin{aligned} Z'_0 + Z''_0 &= Z_0; \\ Z'_1 + Z''_1 &= Z_1; \\ &\dots \\ Z'_{n-1} + Z''_{n-1} &= Z_{n-1}; \\ Z'_n + Z''_n &= Z_n. \end{aligned}$$

Определение Y -параметров при параллельном включении двухполюсников. Если к двум двухполюсникам приложен один и тот же импульс напряжения, имеющий форму функции n -й степени времени, токи обоих двухполюсников содержат импульсы, имеющие форму степенных функций времени, то общий ток равен сумме токов отдельных двухполюсников:

$$\begin{aligned} i_{\text{дп}}(t) &= \frac{(Y'_0 + Y''_0) U_m t^n}{t^n} + \\ &+ \frac{n!(Y'_1 + Y''_1) U_m t^{n-1}}{(n-1)! t^n} + \dots + \\ &+ \frac{n!(Y'_{n-1} + Y''_{n-1}) U_m t}{1! t^n} + \\ &+ \frac{n!(Y'_n + Y''_n) U_m}{0! t^n}, \end{aligned}$$

где Y'_k, Y''_k — Y -параметры первого и второго двухполюсников соответственно. Таким образом, при параллельном включении двухполюсников Y -параметры с одинаковыми индексами суммируются:

$$\begin{aligned} Y'_0 + Y''_0 &= Y_0; \\ Y'_1 + Y''_1 &= Y_1; \\ &\dots \\ Y'_{n-1} + Y''_{n-1} &= Y_{n-1}; \\ Y'_n + Y''_n &= Y_n. \end{aligned}$$

Преобразование Z -параметров в Y -параметры. Если операторное изображение сопротивления $Z(p)$ двухполюсника имеет вид:

$$\begin{aligned} Z(p) &= \\ &= \frac{b_0 + b_1 p + b_2 p^2 + b_3 p^3 + \dots}{a_0 + a_1 p + a_2 p^2 + a_3 p^3 + \dots}, \end{aligned}$$

и обобщенные параметры сопротивления Z_0, Z_1, Z_2, Z_3 определяются выражениями (2):

$$\begin{aligned} Z_0 &= \frac{b_0}{a_0}; \quad Z_1 = \frac{b_1 - Z_0 a_1}{a_0}; \\ Z_2 &= \frac{b_2 - Z_0 a_2 - Z_1 a_1}{a_0}; \\ Z_3 &= \frac{b_3 - Z_0 a_3 - Z_1 a_2 - Z_2 a_1}{a_0}; \dots, \end{aligned}$$

то, представив операторное изображение проводимости двухполюсника $Y(p)$ как функцию, обратную $Z(p)$:

$$Y(p) = \frac{a_0 + a_1 p + a_2 p^2 + a_3 p^3 + \dots}{b_0 + b_1 p + b_2 p^2 + b_3 p^3 + \dots},$$

обобщенные параметры комплексной проводимости можно выразить через обобщенные параметры сопротивления:

$$\begin{aligned} Y_0 &= 1/Z_0; \quad Y_1 = -Y_0(Z_1/Z_0); \\ Y_2 &= -Y_0(Z_2/Z_0) - Y_1(Z_1/Z_0); \quad (5) \\ Y_3 &= -Y_0(Z_3/Z_0) - Y_1(Z_2/Z_0) - \\ &- Y_2(Z_1/Z_0) \dots \end{aligned}$$

Для общего случая при $k = 1, 2, 3, \dots$ получим рекуррентную формулу:

$$Y_k = - \sum_{m=0}^{k-1} Y_m \frac{Z_{k-m}}{Z_0}.$$

Преобразование Y -параметров в Z -параметры. Формулы для представления обобщенных параметров сопротивления через параметры проводимости имеют вид, симметричный выражениям для преобразования Z -параметров в Y -параметры (5):

$$\begin{aligned} Z_0 &= 1/Y_0; \quad Z_1 = -Z_0(Y_1/Y_0); \\ Z_2 &= -Z_0(Y_2/Y_0) - Z_1(Y_1/Y_0); \\ Z_3 &= -Z_0(Y_3/Y_0) - Z_1(Y_2/Y_0) - \\ &- Z_2(Y_1/Y_0) \dots \end{aligned}$$

Для Z -параметров с произвольным индексом $k = 1, 2, 3, \dots$ получается рекуррентное выражение

$$Z_k = - \sum_{m=0}^{k-1} Z_m \frac{Y_{k-m}}{Y_0}. \quad (6)$$

Преобразование Z -параметров в H -параметры. Если двухполюсник с комплексным сопротивлением $Z(p)$ входит в состав делителя напряжения, в другое плечо которого включен образцовый резистивный элемент с сопротивлением R_0 , операторное изображение передаточной функции делителя имеет вид:

$$H(p) = \frac{Z(p)}{Z(p) + R_0}.$$

Полагаем, что параметры R_0 и Z_0 имеют одинаковую размерность. Определение обобщенных параметров передаточной функции непосредственно по формулам (2) приводит к громоздким промежуточным выражениям. Гораздо проще найти параметры функции $H(p)$, используя Z -параметры или Y -параметры двухполюсника. Найдем несколько обобщенных параметров функции $H(p)$, представим их с помощью Z -параметров двухполюсника и приведем формулы H -параметров к рекуррентным выражениям:

$$\begin{aligned} H_0 &= \frac{Z_0}{Z_0 + R_0}; \\ H_1 &= (1 - H_0) \frac{Z_1}{Z_0 + R_0}; \\ H_2 &= (1 - H_0) \frac{Z_2}{Z_0 + R_0} - H_1 \frac{Z_1}{Z_0 + R_0}; \\ H_3 &= (1 - H_0) \frac{Z_3}{Z_0 + R_0} - \\ &- H_1 \frac{Z_2}{Z_0 + R_0} - H_2 \frac{Z_1}{Z_0 + R_0}; \dots \end{aligned}$$

В общем виде для всех, кроме нулевого, индексов $k = 1, 2, 3, \dots$ формула преобразования приобретает вид

$$\begin{aligned} H_k &= (1 - H_0) \frac{Z_k}{Z_0 + R_0} - \\ &- \sum_{m=1}^{k-1} H_m \frac{Z_{k-m}}{Z_0 + R_0}. \quad (7) \end{aligned}$$

Преобразование Y -параметров в H -параметры. Представим передаточную функцию делителя напряжения с двухполюсником, имеющим комплексную проводимость $Y(p)$ и образцовый резистор R_0 , в виде

$$H(p) = \frac{1/R_0}{1/R_0 + Y(p)} = \frac{1}{1 + R_0 Y(p)}.$$

Определим выражения для H -параметров через Y -параметры и приведем их к рекуррентной форме:

$$H_0 = 1/(1 + Y_0 R_0);$$

$$H_1 = -H_0^2 R_0 Y_1;$$

$$H_2 = -H_0 R_0 (H_0 Y_2 + H_1 Y_1);$$

$$H_3 = -H_0 R_0 (H_0 Y_3 + H_1 Y_2 + H_2 Y_1); \dots$$

В общем виде для индексов $k = 1, 2, 3, \dots$

$$H_k = -H_0 R_0 \sum_{m=0}^{k-1} H_m Y_{k-m}. \quad (8)$$

Применение предлагаемых преобразований проиллюстрируем на примерах двух мостовых цепей, каждая из которых состоит из двух ветвей, в одну из которых включен многоэлементный двухполюсник с образцовыми регулируемыми элементами, а в другую — измеряемый двухполюсник (рис. 2). В смежных плечах отношения включены одиночные резисторы R_{01} и R_{02} соответственно. Для уравнивания мостовой цепи необходимо обеспечить равенство обобщенных параметров передаточных функций первой и второй ветвей:

$$H'_0 = H''_0; \quad H'_1 = H''_1; \quad \dots; \\ H'_{n-1} = H''_{n-1}; \quad H'_n = H''_n.$$

Из выражений (7) и (8) видно, что уравнивание является раздельным, но зависимым, и его необходимо производить именно в такой последовательности, которая приведена выше. При этом нет необходимости

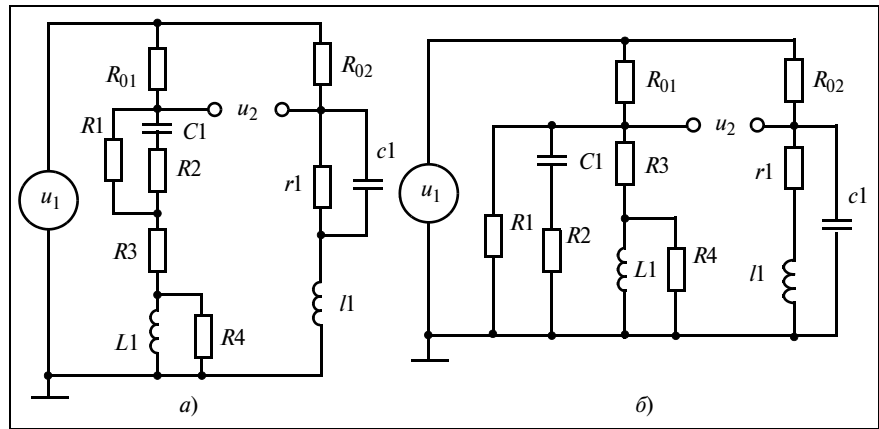


Рис. 2. Мостовые схемы с последовательным (а) и параллельным (б) включением двухполюсников с регулируемыми элементами

находить аналитические выражения для H -параметров, достаточно формул для Z - или Y -параметров. Если применяются Z -параметры, то на первом этапе уравнивают параметры $H'_0 = H''_0$, условие равновесия имеет вид: $Z'_0/R_{01} = Z''_0/R_{02}$. На втором этапе для уравнивания $H'_1 = H''_1$ необходимо выполнить условие $Z'_1/R_{01} = Z''_1/R_{02}$ и т. д. И, наконец, на последнем, $(n + 1)$ -м этапе, для уравнивания $H'_n = H''_n$ нужно выполнить условие $Z'_n/R_{01} = Z''_n/R_{02}$. Приведенные условия равновесия используются для вычисления искомых параметров измеряемого двухполюсника.

В схеме на рис. 2, а шестиэлементный двухполюсник $R_1 C_1 R_2 R_3 L_1 R_4$ в первой ветви состоит из двух последовательно соединенных более простых двухполюсников $R_1 C_1 R_2$ и $R_3 L_1 R_4$. Каждый из обобщенных Z -параметров шестиэлементного двухполюсника равен сумме соответствующих обобщенных параметров трехэлементных двухполюсников.

Операторные изображения сопротивлений двухполюсников

$R_1 C_1 R_2$ и $R_3 L_1 R_4$ имеют, соответственно, вид

$$Z_1(p) = \frac{R_1 + p R_1 R_2 C_1}{1 + p(R_1 + R_2) C_1} \text{ и}$$

$$Z_2(p) = \frac{R_3 R_4 + p(R_3 + R_4) L_1}{R_4 + p L_1}.$$

Обобщенные Z -параметры первого и второго двухполюсников равны

$$Z_{10} = R_1; \quad Z_{11} = -R_1^2 C_1;$$

$$Z_{12} = R_1^2 C_1^2 (R_1 + R_2); \quad Z_{20} = R_3;$$

$$Z_{21} = L_1; \quad Z_{22} = -L_1^2 / R_4.$$

Суммируя значения обобщенных Z -параметров трехэлементных двухполюсников $R_1 C_1 R_2$ и $R_3 L_1 R_4$, получаем выражения для обобщенных Z -параметров шестиэлементного двухполюсника $R_1 C_1 R_2 R_3 L_1 R_4$:

$$Z'_0 = R_1 + R_3; \quad Z'_1 = L_1 - R_1^2 C_1;$$

$$Z'_2 = R_1^2 C_1^2 (R_1 + R_2) - L_1^2 / R_4.$$

Операторное изображение комплексного сопротивления измеряемого двухполюсника, который содержит две последовательно соединенные цепи, имеет вид

$$z(p) = \frac{r_1}{1 + p r_1 c_1} + p l_1,$$

и его обобщенные Z -параметры равны

$$\begin{aligned} Z_0'' &= r_1; \\ Z_1'' &= l_1 - r_1^2 c_1; \\ Z_2'' &= r_1^3 c_1^2. \end{aligned}$$

На первом этапе можно регулировать сопротивление $R1$ или $R3$, на втором — индуктивность $L1$ или емкость $C1$, на третьем — сопротивления $R2$ или $R4$. Формулы условий равновесия используются для вычисления параметров r_1, l_1, c_1 :

$$\begin{aligned} \frac{R_1 + R_3}{R_{01}} &= \frac{r_1}{R_{02}}; \\ \frac{L_1 - R_1^2 C_1}{R_{01}} &= \frac{l_1 - r_1^2 c_1}{R_{02}}; \\ \frac{R_1^2 C_1^2 (R_1 + R_2) R_4 - L_1^2}{R_4 R_{01}} &= \frac{r_1^3 c_1^2}{R_{02}}. \quad (9) \end{aligned}$$

Из (9) видно, что уравнивание возможно, так как в левой части каждого, кроме первого, выражения имеются разнополярные регулируемые слагаемые.

Второй пример мостовой цепи представлен на рис. 2, б. Шестиэлементный двухполюсник $R_1 C_1 R_2 R_3 L_1 R_4$ состоит из трех параллельно соединенных двухполюсников: R_1 ; $C_1 R_2$ и $R_3 L_1 R_4$. В этом случае суммируются обобщенные Y -параметры двухполюсников. Первый двухполюсник R_1 имеет один обобщенный Y -параметр $Y_{10} = 1/R_1$.

Операторные изображения проводимости двухполюсников $C_1 R_2$ и $R_3 L_1 R_4$ имеют вид

$$\begin{aligned} Y_2(p) &= \frac{p C_1}{1 + p R_2 C_1} \text{ и} \\ Y_3(p) &= \frac{R_4 + p L_1}{R_3 R_4 + p (R_3 + R_4) L_1}, \end{aligned}$$

а их обобщенные Y -параметры равны

$$\begin{aligned} Y_{21} &= C_1; \quad Y_{22} = -R_2 C_1^2; \\ Y_{30} &= 1/R_3; \quad Y_{31} = -L_1/R_3^2; \\ Y_{32} &= L_1^2 (R_3 + R_4)/R_3^3 R_4. \end{aligned}$$

Значения обобщенных Y -параметров многоэлементного двухполюсника $R_1 C_1 R_2 R_3 L_1 R_4$ равны сумме Y -параметров простых двухполюсников с соответствующими индексами:

$$\begin{aligned} Y_0' &= 1/R_1 + 1/R_3; \\ Y_1' &= C_1 - L_1/R_3^2; \\ Y_2' &= \frac{L_1^2 (R_3 + R_4)}{R_3^3 R_4} - R_2 C_1^2. \end{aligned}$$

Операторное изображение проводимости двухполюсника объекта измерения, который содержит две параллельные ветви, выражается формулой

$$y(p) = \frac{1}{r_1 + p l_1} + p c_1,$$

а его обобщенные Y -параметры равны $Y_0'' = 1/r_1$; $Y_1'' = c_1 - l_1/r_1^2$; $Y_2'' = l_1^2/r_1^3$.

Условие равновесия моста на первом этапе определяется выражением $Y_0' R_{01} = Y_0'' R_{02}$, на втором этапе $Y_1' R_{01} = Y_1'' R_{02}$, на третьем $Y_2' R_{01} = Y_2'' R_{02}$. Отсюда можно определить параметры объекта измерения:

$$\begin{aligned} \frac{R_{01}}{R_1} + \frac{R_{01}}{R_3} &= \frac{R_{02}}{r_1}; \\ \frac{(R_1^2 C_1 - L_1) R_{01}}{R_3^2} &= \frac{(r_1^2 c_1 - l_1) R_{02}}{r_1^2}; \\ \frac{[L_1^2 (R_3 + R_4) - R_2 C_1^2 R_3 R_4] R_{01}}{R_3^3 R_4} &= \\ &= \frac{l_1^2 R_{02}}{r_1^3}. \end{aligned}$$

Видно, что и в этой схеме уравнивание возможно благодаря тому, что в левой части каждого условия, кроме первого, имеются разнополярные регулируемые слагаемые. Регулируемыми элементами на первом этапе может служить сопротивление $R1$ или $R3$, на втором — индуктивность $L1$ или емкость $C1$, на третьем этапе — сопротивление $R2$ или $R4$.

Рассмотренные преобразования обобщенных параметров могут быть полезными при разработке новых алгоритмов и аппаратных средств идентификации многоэлементных двухполюсных цепей [2—4].

ЛИТЕРАТУРА

1. Иванов В. И., Титов В. С., Голубов Д. А. Применение обобщенных параметров измерительной цепи для идентификации многоэлементных двухполюсников // Датчики и системы. — 2010. — № 8. — С. 43—45.
2. Пат. РФ № 2391675, G01R 27/02. Способ и устройство измерения параметров многоэлементных двухполюсников / В. И. Иванов, В. С. Титов, Д. А. Голубов и др. // Бюл. — 2010. — № 16.
3. Пат. РФ № 2390787, G01R 27/02. Измеритель параметров многоэлементных пассивных двухполюсников / В. И. Иванов, В. С. Титов, Д. А. Голубов // Бюл. — 2010. — № 15.
4. Пат. РФ № 2390785, G01R 17/10. Способ измерения параметров многоэлементных пассивных двухполюсников и устройство для его реализации / В. И. Иванов, В. С. Титов, Д. А. Голубов // Бюл. — 2010. — № 15.

Работа выполнена в Юго-Западном государственном университете (г. Курск).

Владимир Ильич Иванов — канд. техн. наук, доцент кафедры вычислительной техники;

☎ (4712) 58-71-05

E-mail: viva37@mail.ru

Виталий Семенович Титов — д-р техн. наук, профессор, зав. кафедрой вычислительной техники.

☎ (4712) 58-71-12

КОСВЕННЫЙ СПОСОБ КОМПЕНСАЦИИ АДДИТИВНОЙ ТЕМПЕРАТУРНОЙ ПОГРЕШНОСТИ ТЕНЗОРЕЗИСТОРНОГО ДАТЧИКА

В. А. Тихоненков, Д. А. Солуянов, Л. Н. Винокуров

Описан адаптированный к производству способ компенсации аддитивной температурной погрешности тензорезисторного датчика с мостовой измерительной цепью с учетом нелинейности температурной характеристики начального разбаланса датчика.

Ключевые слова: тензорезисторный датчик, мостовая цепь, аддитивная температурная погрешность, компенсация, нелинейность, выходной сигнал, пилотажно-навигационная система.

В настоящее время постоянно повышаются требования к пилотажным и навигационным системам летательных аппаратов. Входная информация для управления и навигации поступает в данные системы с датчиков и в значительной мере определяет точность, надежность и эффективность их работы. В силу этого к датчикам предъявляются повышенные требования по точности и стабильности измерения параметров в значительном динамическом диапазоне изменения температур. Большое распространение получили тензорезисторные датчики. Одним из наиболее мощных дестабилизирующих факторов в работе тензорезистора является температура. Компенсация температурной погрешности — одна из приоритетных задач при разработке и изготовлении тензодатчиков. Для решения данной задачи применяется известный схемный способ компенсации аддитивной температурной погрешности [1], который предполагает шунтирование плеча мостовой цепи для компенсации температурной нелинейности и последующую компенсацию аддитивной температурной погрешности включением термозависимого резистора в одно из плеч мостовой цепи.

Схемный способ предполагает знание ряда физических параметров материала упругого элемента (УЭ) и тензорезисторов. Как правило, необходимую информацию можно получить из сертификатов на применяемые материалы, но значительные технологические разбросы, получаемые при изготовлении этих материалов, не позволяют использовать эту информацию. Если датчики производят с применением микроэлектронной технологии, то информация о тензорезисторах может быть значительно искажена в процессе изготовления. Поэтому следует экспериментально определять требуемые физические параметры элементов, входящих в состав датчика.

В свою очередь, экспериментальное определение физических параметров элементов датчика представляет определенную сложность. Она заключается, во-первых, в конструктивных и технологических затруднениях, связанных с нарушением электрических связей в собранном датчике при определении физических параметров элементов датчика. Во-вторых, прямые методы измерения указанных физических параметров не обеспечивают требуемой точности.

По указанной причине следует измерять физические параметры элементов датчика косвенными методами, основанными на измерении выходного сигнала датчика при различных условиях. Подобное решение не только упрощает настройку датчика, но и увеличивает точность на порядок и более при определении физических параметров элементов датчика.

С учетом вышесказанного был разработан косвенный способ для компенсации аддитивной температурной погрешности тензорезисторных датчиков с учетом нелинейности температурной характеристики начального разбаланса. Данный способ по аналогии с методом, описанным в [1], включает компенсацию нелинейности температурной характеристики начального разбаланса выходного сигнала и последующую компенсацию аддитивной температурной погрешности.

В разработанном способе перед компенсацией нелинейности температурной характеристики производят балансировку мостовой цепи известными методами. Требования к точности балансировки мостовой цепи определяются неравенством $U_0 \leq 0,5\% U_n$, где U_0 — начальный разбаланс датчика; U_n — номинальный выходной сигнал датчика.

Затем измеряют напряжение питания $U_{пит}$ и номиналы сопротивлений всех плеч мостовой цепи R_1, R_2, R_3, R_4 , определяют суммарное относи-

тельное изменение сопротивлений плеч мостовой цепи датчика через выходные сигналы датчика при подаче номинального значения измеряемого параметра:

$$\sum_{i=1}^4 \varepsilon_{ri} = \frac{U_n}{U_{\text{пит}} \frac{k}{(k+1)^2}},$$

где $\sum_{i=1}^4 \varepsilon_{ri}$ — суммарное относительное изменение сопротивлений плеч мостовой цепи датчика при подаче номинального значения измеряемого параметра; $k = R_1/R_2 = R_3/R_4$ — коэффициент симметрии мостовой цепи датчика.

Для исключения влияния технологических резисторов на мультипликативную погрешность задаются величинами технологических компенсационных элементов:

— величиной технологического термoneзависимого резистора $R_{\text{шт}}$, которая согласно [2] не должна быть меньше $6R_i$;

— величиной технологического термозависимого резистора $R_{\text{рт}}$, которая согласно [2] не должна превышать 2 % от R_i .

Для обеспечения линейности температурной характеристики начального разбаланса датчика один из тензорезисторов датчика шунтируют термoneзависимым резистором $R_{\text{шт}}$. Согласно [1] номинал компенсационного резистора вычисляют путем решения следующего квадратного уравнения:

$$\frac{R_{\text{шт}} \alpha_i^-}{R_i(1 + \alpha_i^- \Delta t^-) + R_{\text{шт}}} - \frac{R_{\text{шт}} \alpha_i^+}{R_i(1 + \alpha_i^+ \Delta t^+) + R_{\text{шт}}} = \Delta \alpha_{\text{п}} - \Delta \alpha_{\text{с1}} - \Delta \alpha_{\text{с2}}, \quad (1)$$

где R_i — номинал плеча мостовой цепи, в которое будет включен резистор $R_{\text{шт}}$; $\Delta t^+ = t^+ - t_0$ — положительный диапазон температур, соответствующий разности верхнего предела рабочего диапазона температур t^+ и нормальной температуры t_0 ; $\Delta t^- = t^- - t_0$ — отрицательный диапазон температур, соответствующей разности нижнего предела рабочего диапазона температур t^- и нормальной температуры t_0 ; α_i^+ , α_i^- — температурный коэффициент сопротивления (ТКС) плеча R_i при температуре, соответствующей верхнему и нижнему пределу рабочего диапазона температур, соответственно; $\Delta \alpha_{\text{п}} = \Delta \alpha_{\text{п}}^+ - \Delta \alpha_{\text{п}}^-$ — изменение ТКС плеча, противолежащего плечу R_i , при изменении температуры; $\Delta \alpha_{\text{с1}} = \Delta \alpha_{\text{с1}}^+ - \Delta \alpha_{\text{с1}}^-$ и

$\Delta \alpha_{\text{с2}} = \Delta \alpha_{\text{с2}}^+ - \Delta \alpha_{\text{с2}}^-$ — изменение ТКС плеч, смежных плечу R_i , при изменении температуры.

Анализ зависимости (1) показывает, что для вычисления номинала компенсационного резистора $R_{\text{шт}}$ необходимо экспериментально оценить ТКС плеча, в которое включается компенсационный резистор, и значение выражения $\Delta \alpha_{\text{п}} - \Delta \alpha_{\text{с1}} - \Delta \alpha_{\text{с2}}$.

Для вычисления ТКС плеча, шунтируемого термoneзависимым резистором, измеряют значение начального разбаланса датчика U_0 при нормальной температуре t_0 , а также значения разбаланса при температуре, соответствующей как верхнему t^+ (U_{0t}^+), так и нижнему t^- (U_{0t}^-) пределам рабочего диапазона температур датчика.

Разность ТКС тензорезисторов, установленных на УЭ и собранных в мостовую измерительную цепь (ТКС мостовой цепи датчика), вычисляют для положительного и отрицательного диапазона температур в соответствии с [2] по формуле:

$$\alpha_r^{+(-)} = \frac{U_{0t}^{+(-)} - U_0}{U_{\text{пит}} \frac{k}{(k+1)^2} \Delta t^{+(-)}} = \frac{U_{0t}^{+(-)}}{U_{\text{пит}} \frac{k}{(k+1)^2}}, \quad (2)$$

где $\alpha_r^{+(-)}$ — ТКС мостовой цепи при температуре, соответствующей одному из пределов рабочего диапазона температур.

По знаку и соотношению номиналов ТКС мостовой цепи для положительного и отрицательного диапазона температур выбирают плечо мостовой цепи, которое будут шунтировать термoneзависимым резистором $R_{\text{шт}}$ в соответствии с [1].

В выбранное плечо мостовой цепи устанавливают термoneзависимый резистор $R_{\text{шт}}$ параллельно рабочему тензорезистору, осуществляют известными способами балансировку мостовой цепи без изменения ТКС балансируемого плеча. При подключенном технологическом резисторе определяют разбаланс мостовой цепи датчика $U_{0\text{шт}}$ при нормальном значении температуры t_0 , а также значение $U_{0\text{шт}}^+$ при температуре t^+ и $U_{0\text{шт}}^-$ при температуре t^- .

Аналитическое выражение для вычисления изменения начального разбаланса при отсутствии термoneзависимого резистора $R_{\text{шт}}$ и температуре, соответствующей одному из пределов рабочего диапазона температур, в соответствии с [2] принимает вид:

$$\Delta U_{0t}^{+(-)} = U_{0t}^{+(-)} - U_0 = U_{\text{пит}} \frac{k}{(k+1)^2} \times (\alpha_1^{+(-)} + \alpha_4^{+(-)} - \alpha_2^{+(-)} - \alpha_3^{+(-)}) \Delta t^{+(-)}, \quad (3)$$

где $\Delta U_{0t}^{+(-)}$ — искомое изменение начального разбаланса датчика; $\alpha_i^{+(-)}$ — ТКС плеча R_i при температуре, соответствующей одному из пределов рабочего диапазона температур.

Как было показано в [1], ТКС $\alpha_9^{+(-)}$ плеча R_i после шунтирования резистором $R_{шт}$ при температуре, соответствующей одному из пределов рабочего диапазона температур, вычисляют по формуле:

$$\alpha_9^{+(-)} = \frac{R_{шт} \alpha_i^{+(-)}}{R_i (1 + \alpha_i^{+(-)} \Delta t^{+(-)}) + R_{шт}}; \quad (4)$$

где $\alpha_9^{+(-)}$ — ТКС плеча R_i после шунтирования тензорезистора при температуре t^+ или t^- соответственно;

С учетом (4) аналитическое выражение (3) для вычисления изменения начального разбаланса после включения термoneзависимого резистора $R_{шт}$ параллельно одному из тензорезисторов при температуре t^+ или t^- примет вид:

$$\Delta U_{0шт}^{+(-)} = U_{0шт}^{+(-)} - U_{0шт} = U_{пит} \frac{k}{(k+1)^2} \times$$

$$\times (\pm \alpha_9^{+(-)} \pm \alpha_{п}^{+(-)} \mp \alpha_{с1}^{+(-)} \mp \alpha_{с2}^{+(-)}) \Delta t^+, \quad (5)$$

где $\alpha_{п}^+$, $\alpha_{п}^-$ — ТКС плеча мостовой цепи, противолежащего плечу включения резистора $R_{шт}$, при температуре t^+ и t^- , соответственно; $\alpha_{с1}^+$, $\alpha_{с1}^-$, $\alpha_{с2}^+$, $\alpha_{с2}^-$, — ТКС плеч мостовой цепи, смежных плечу включения резистора $R_{шт}$, при температуре t^+ и t^- соответственно.

При этом знаки слагаемых берут по верхнему ряду при включении резистора $R_{шт}$ параллельно тензорезистору R_1 или R_4 , в противном случае — по нижнему ряду.

Путем вычитания зависимости (5) из (3) после несложных преобразований получим квадратное уравнение относительно ТКС шунтируемого плеча R_i :

$$(\alpha_i^{+(-)})^2 + \frac{U_{пит} \frac{k}{(k+1)^2} \pm (\Delta U_{0шт}^{+(-)} - \Delta U_{0t}^{+(-)})}{U_{пит} \frac{k}{(k+1)^2} \Delta t^{+(-)}} \alpha_i^+ \pm$$

$$\pm \frac{(\Delta U_{0шт}^{+(-)} - \Delta U_{0t}^{+(-)}) (R_i + R_{шт})}{U_{пит} \frac{k}{(k+1)^2} R_i (\Delta t^{+(-)})^2} = 0. \quad (6)$$

Решая полученное квадратное уравнение (6) определяют ТКС плеча, к которому подключается термoneзависимый резистор $R_{шт}$, при температуре, соответствующей одному из пределов рабочего диапазона температур.

Помимо ТКС шунтируемого плеча экспериментально оценивают значение выражения $\Delta \alpha_{п} - \Delta \alpha_{с1} - \Delta \alpha_{с2}$. Известно, что ТКС мостовой цепи определяется значениями ТКС плеч мостовой цепи датчика [2]:

$$\alpha_r = (\alpha_1 + \alpha_4) - (\alpha_2 + \alpha_3). \quad (7)$$

С учетом зависимости (7) и возможности включения компенсационного резистора $R_{ш}$ в разные плечи мостовой цепи после несложных преобразований можно получить зависимость:

$$\alpha_{п} - \alpha_{с1} - \alpha_{с2} = \pm \alpha_r - \alpha_i. \quad (8)$$

С учетом (8) искомое выражение можно представить следующим образом:

$$\Delta \alpha_{п} - \Delta \alpha_{с1} - \Delta \alpha_{с2} = \pm (\alpha_r^+ \mp \alpha_i^+) \mp (\alpha_r^- \mp \alpha_i^-). \quad (9)$$

С целью определения требуемого номинала термoneзависимого резистора $R_{ш}$ решают уравнение (1) с учетом зависимостей (2) и (9) и уравнения (6). Затем устанавливают резистор $R_{ш}$ с требуемым номиналом, проводят последующую балансировку датчика известными способами без изменения ТКС балансируемого плеча.

После компенсации нелинейности температурной характеристики начального разбаланса датчика, рассмотренной выше, определяют номинал резистора R_{β} , обеспечивающего компенсацию аддитивной температурной погрешности. Для исключения прямого измерения физических параметров элементов датчика производят измерение выходного сигнала при нормальной температуре U_0 и при верхнем или нижнем пределе рабочего диапазона температур U_{0t} .

Определяют по формуле (2) ТКС мостовой цепи с учетом компенсации нелинейности температурной характеристики начального разбаланса. По знаку ТКС выбирают плечо подключения термoneзависимого компенсационного резистора R_{β} [3]. В выбранное плечо включают технологический термoneзависимый резистор $R_{\beta т}$, производят балансировку мостовой цепи известными способами без изменения ТКС балансируемого плеча. Измеряют начальный разбаланс при нормальной температуре $U_{0\beta}$ и разбаланс $U_{0\beta т}$ при верхнем или нижнем пределе рабочего диапазона температур, затем определяют номинал термoneзависимого ком-

пенсационного резистора R_β в соответствии с [3] по формуле:

$$R_\beta = \frac{R_{\beta T}}{1 - \frac{R_i + R_{\beta T}}{R_i} \cdot \frac{U_{0\beta T}^{+(-)} - U_{0\beta}}{U_{0T}^{+(-)} - U_0}}. \quad (10)$$

Производят установку резистора R_β расчетной величины в определенное ранее плечо мостовой цепи. Осуществляют окончательную балансировку мостовой цепи известными способами без изменения ТКС балансируемого плеча. Для исключения изменения ТКС термозависимого резистора R_β при окончательной установке его в датчике технологический термозависимый резистор, например в металлопленочных датчиках, изготавливается непосредственно на упругом элементе одновременно с рабочими тензорезисторами по планарно-пленочной технологии. Вычисленное значение термозависимого компенсационного резистора R_β получают путем частичного задействования резистора $R_{\beta T}$, используемого при настройке.

После окончания перечисленных операций датчик должен быть скомпенсирован по аддитивной температурной погрешности с учетом нелинейности температурной характеристики начального разбаланса.

Для проверки правильности приведенных рассуждений рассмотрим пример расчета компенсационных элементов с последующим расчетом аддитивных температурных чувствительностей для оценки точности температурной компенсации предлагаемым методом.

Пример

Допустим, что датчик имеет следующие параметры:

— рабочий диапазон температур от -80 до $+120$ °C;

— номинал тензорезисторов: $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = 1$ кОм;

— изменение относительного сопротивления датчика при воздействии номинального значения

измеряемого параметра: $\sum_{i=1}^4 \varepsilon_{pi} = 10^{-2}$.

Поскольку $R_1 = R_2 = R_3 = R_4$, то коэффициент симметрии $k = 1$.

Сначала вычислим номинал резистора $R_{\beta T}$.

В первую очередь определим начальный разбаланс датчика при воздействии температуры. Предположим, что ТКС плеча R_2, R_3, R_4 не зависит от температуры и составляет $\alpha_{2(3,4)}^{+(-)} = 5 \cdot 10^{-4}$ 1/°C, а ТКС плеча R_1 при температуре, соответствующей

верхнему пределу рабочего диапазона температур, равно $\alpha_1^+ = 4,58 \cdot 10^{-4}$ 1/°C и при температуре, соответствующей нижнему пределу рабочего диапазона температур, $\alpha_1^- = 4,6 \cdot 10^{-4}$ 1/°C. В этом случае начальный разбаланс датчика при воздействии температуры в соответствии с (3) составит:

$$\Delta U_{0T}^+ = 10 \text{ В} \cdot 0,25(-0,000042 \text{ °C}) \cdot 100 \text{ 1/°C} = -10,500 \text{ мВ};$$

$$\Delta U_{0T}^- = 10 \text{ В} \cdot 0,25(-0,00004 \text{ °C}) \cdot (-100 \text{ 1/°C}) = 10,000 \text{ мВ}.$$

Тогда результат вычисления ТКС мостовой цепи по формуле (2):

$$\alpha_r^+ = \frac{-10,500 \text{ мВ}}{10 \text{ В} \cdot 0,25 \cdot 100 \text{ °C}} = -4,2 \cdot 10^{-5} \text{ 1/°C};$$

$$\alpha_r^- = \frac{10,000 \text{ мВ}}{10 \text{ В} \cdot 0,25 \cdot (-100 \text{ °C})} = -4,0 \cdot 10^{-5} \text{ 1/°C}.$$

Поскольку $\alpha_r < 0$ и $|\alpha_r^+| > |\alpha_r^-|$, то компенсационный резистор $R_{\beta T}$ в соответствии с [1] следует включить в плечо R_2 или R_3 . Включим технологический резистор $R_{\beta T} = 6$ кОм в плечо R_2 . Для оценки результата измерения начального разбаланса датчика при воздействии температуры и включении резистора $R_{\beta T}$ в выбранное плечо вычислим ТКС плеча R_2 после шунтирования технологическим резистором по формуле (4):

$$\alpha_2^+ = \frac{6 \text{ кОм} \cdot 5,0 \cdot 10^{-4} \text{ 1/°C}}{1 \text{ кОм} \cdot 1,05 + 6 \text{ кОм}} = 4,255 \cdot 10^{-4} \text{ 1/°C};$$

$$\alpha_2^- = \frac{6 \text{ кОм} \cdot 5,0 \cdot 10^{-4} \text{ 1/°C}}{1 \text{ кОм} \cdot 0,95 + 6 \text{ кОм}} = 4,317 \cdot 10^{-4} \text{ 1/°C}.$$

Тогда начальный разбаланс датчика в соответствии с (5) составит:

$$\Delta U_{0\beta T}^+ = 10 \text{ В} \cdot 0,25 \cdot 3,247 \cdot 10^{-5} \text{ 1/°C} \cdot 100 \text{ °C} = 8,118 \text{ мВ};$$

$$\Delta U_{0\beta T}^- = 10 \text{ В} \cdot 0,25 \cdot 2,835 \cdot 10^{-5} \text{ 1/°C} \cdot (-100 \text{ °C}) = -7,088 \text{ мВ}.$$

Для определения ТКС плеча R_2 необходимо решить уравнение (6). При температуре 120 °C:

$$(\alpha_2^+)^2 + \frac{10 \text{ В} \cdot 0,25 - 19 \text{ мВ}}{10 \text{ В} \cdot 0,25 \cdot 100 \text{ °C}} \alpha_2^+ - \frac{19 \text{ мВ} \cdot 7 \text{ кОм}}{10 \text{ В} \cdot 0,25 \cdot 1 \text{ кОм} \cdot (100 \text{ °C})^2} = 0.$$

Решением уравнения является

$$\alpha_2^+ = 5,000003 \cdot 10^{-4} \text{ 1/°C}.$$

При температуре $-80\text{ }^{\circ}\text{C}$

$$(\alpha_2^-)^2 + \frac{10\text{ В} \cdot 0,25 - 17\text{ мВ}}{10\text{ В} \cdot 0,25 \cdot (-100\text{ }^{\circ}\text{C})} \alpha_2^- - \frac{-17\text{ мВ} \cdot 7\text{ кОм}}{10\text{ В} \cdot 0,25 \cdot 1\text{ кОм} \cdot (-100\text{ }^{\circ}\text{C})^2} = 0.$$

Решением уравнения является

$$\alpha_2^- = 4,999975 \cdot 10^{-4}\text{ }1/^{\circ}\text{C}.$$

Пренебрегая величинами второго порядка малости можно принять, что ТКС плеча R_2 не зависит от температуры и равен $\alpha_2 = 5 \cdot 10^{-4}\text{ }1/^{\circ}\text{C}$.

Определим разность изменений ТКС противолежащего плеча и смежных плеч мостовой цепи относительно плеча R_2 при воздействии температуры по формуле (9):

$$\Delta\alpha_3 - \Delta\alpha_1 - \Delta\alpha_4 = -4,58 \cdot 10^{-4}\text{ }1/^{\circ}\text{C} + -4,6 \cdot 10^{-4}\text{ }1/^{\circ}\text{C} = 2 \cdot 10^{-6}\text{ }1/^{\circ}\text{C}.$$

Для определения номинала термнезависимого компенсационного резистора необходимо решить уравнение (1):

$$\frac{R_{\text{ш}}}{1\text{ кОм} \cdot 1,05 + R_{\text{ш}}} - \frac{R_{\text{ш}}}{1\text{ кОм} \cdot 0,95 + R_{\text{ш}}} = 2 \cdot 10^{-6}\text{ }1/^{\circ}\text{C}.$$

Решением этого уравнения является номинал резистора: $R_{\text{ш}} = 22956,6296\text{ Ом}$.

Затем производится установка компенсационного резистора $R_{\text{ш}}$, балансировка мостовой цепи датчика без изменения ТКС балансируемого плеча. После включения термнезависимого компенсационного резистора ТКС плеча R_2 при воздействии температуры в соответствии с (4) составит:

$$\begin{aligned} \alpha_{2\text{э}}^+ &= \frac{22956,6296\text{ Ом} \cdot 5 \cdot 10^{-4}\text{ }1/^{\circ}\text{C}}{1\text{ кОм} \cdot 1,05 + 22956,6296\text{ Ом}} = \\ &= 4,781310 \cdot 10^{-4}\text{ }1/^{\circ}\text{C}; \\ \alpha_{2\text{э}}^- &= \frac{22956,6296 \cdot 5 \cdot 10^{-4}\text{ }1/^{\circ}\text{C}}{1\text{ кОм} \cdot 0,95 + 22956,6296\text{ Ом}} = \\ &= 4,801310 \cdot 10^{-4}\text{ }1/^{\circ}\text{C}. \end{aligned}$$

ТКС мостовой цепи после компенсации нелинейности температурной характеристики начального разбаланса датчика в соответствии с (7) составит:

$$\begin{aligned} \alpha_r^+ &= 9,580000 \cdot 10^{-4}\text{ }1/^{\circ}\text{C} - 9,781310 \cdot 10^{-4}\text{ }1/^{\circ}\text{C} = \\ &= -0,20131 \cdot 10^{-5}\text{ }1/^{\circ}\text{C}; \\ \alpha_r^- &= 9,600000 \cdot 10^{-4}\text{ }1/^{\circ}\text{C} - 9,801310 \cdot 10^{-4}\text{ }1/^{\circ}\text{C} = \\ &= -0,20131 \cdot 10^{-5}\text{ }1/^{\circ}\text{C}. \end{aligned}$$

Таким образом, включение термнезависимого резистора в мостовую цепь позволило получить постоянство ТКС мостовой цепи в рабочем диапазоне температур.

Рассмотрим компенсацию аддитивной температурной погрешности. Произведем расчет номинала термозависимого компенсационного резистора R_{β} в точке, соответствующей верхнему пределу рабочего диапазона температур. Начальный разбаланс датчика при $120\text{ }^{\circ}\text{C}$ в соответствии с (3) составит:

$$\begin{aligned} \Delta U_{0r}^+ &= 10\text{ В} \cdot 0,25(-0,20131 \cdot 10^{-5}\text{ }1/^{\circ}\text{C}) \cdot 100\text{ }^{\circ}\text{C} = \\ &= -5,033\text{ мВ}. \end{aligned}$$

Поскольку ТКС мостовой цепи отрицательный, что видно из полученного значения начального разбаланса датчика, то следует включить термозависимый резистор R_{β} в плечо R_1 или R_4 . Включим термозависимый технологический резистор $R_{\beta\text{т}} = 20\text{ Ом}$ в плечо R_1 . Для оценки начального разбаланса датчика после включения технологического компенсационного резистора $R_{\beta\text{т}}$ вычислим ТКС плеча R_1 после включения упомянутого технологического резистора [11]:

$$\begin{aligned} \alpha_{1\text{э}}^+ &= \frac{R_{\beta\text{т}}\alpha_{\beta} + R_1\alpha_1^+}{R_{\beta\text{т}} + R_1} = \\ &= \frac{1\text{ кОм} \cdot 4,58 \cdot 10^{-4}\text{ }1/^{\circ}\text{C} + 20\text{ Ом} \cdot 4 \cdot 10^{-3}\text{ }1/^{\circ}\text{C}}{1\text{ кОм} + 20\text{ Ом}} = \\ &= 5,274510 \cdot 10^{-4}\text{ }1/^{\circ}\text{C}. \end{aligned} \quad (11)$$

Начальный разбаланс датчика в соответствии с (3) составит:

$$\begin{aligned} \Delta U_{0\beta\text{т}}^+ &= 10\text{ В} \cdot 0,25 \cdot 4,932 \cdot 10^{-5}\text{ }1/^{\circ}\text{C} \cdot 100\text{ }^{\circ}\text{C} = \\ &= 12,330\text{ мВ}. \end{aligned}$$

Согласно (10) потребуется следующий номинал компенсационного резистора R_{β} :

$$R_{\beta} = \frac{20\text{ Ом}}{1 - \frac{1\text{ кОм} + 20\text{ Ом}}{1\text{ кОм}} \cdot \frac{12,33\text{ мВ}}{-5,033\text{ мВ}}} = 5,716\text{ Ом}.$$

После включения компенсационного резистора $R_{\beta} = 5,716\text{ Ом}$ в плечо R_1 производится балансировка мостовой цепи без изменения ТКС балансируемого плеча. ТКС плеча R_1 при температурах, соответствующих пределам рабочего диапазона температур ТКС, в соответствии с (11) составит:

$$\begin{aligned} \alpha_{1\text{э}}^+ &= \\ &= \frac{1\text{ кОм} \cdot 4,58 \cdot 10^{-4}\text{ }1/^{\circ}\text{C} + 5,716\text{ Ом} \cdot 4 \cdot 10^{-3}\text{ }1/^{\circ}\text{C}}{1\text{ кОм} + 5,716\text{ Ом}} = \\ &= 4,781310 \cdot 10^{-4}\text{ }1/^{\circ}\text{C}; \\ \alpha_{1\text{э}}^- &= \\ &= \frac{1\text{ кОм} \cdot 4,6 \cdot 10^{-4}\text{ }1/^{\circ}\text{C} + 5,716\text{ Ом} \cdot 4 \cdot 10^{-3}\text{ }1/^{\circ}\text{C}}{1\text{ кОм} + 5,716\text{ Ом}} = \\ &= 4,8012 \cdot 10^{-4}\text{ }1/^{\circ}\text{C}. \end{aligned}$$

В этом случае аддитивная чувствительность датчика к температуре составит [1]:

$$S_{0t}^+ = \frac{\alpha_r^+}{\Sigma \varepsilon} =$$

$$= \frac{9,7813 \cdot 10^{-4} \text{ 1/}^\circ\text{C} - 9,7813 \cdot 10^{-4} \text{ 1/}^\circ\text{C}}{0,01} = 0 \text{ 1/}^\circ\text{C};$$

$$S_{0t}^- = \frac{\alpha_r^-}{\Sigma \varepsilon} = \frac{9,8012 \cdot 10^{-4} \text{ 1/}^\circ\text{C} - 9,8013 \cdot 10^{-4} \text{ 1/}^\circ\text{C}}{0,01} =$$

$$= -1 \cdot 10^{-6} \text{ 1/}^\circ\text{C}.$$

Анализ значений аддитивной чувствительности после компенсации аддитивной температурной погрешности и нелинейности температурной характеристики начального разбала показывает, что описанный способ обеспечивает требуемые точности тензорезисторной датчиковой аппаратуры при упомянутой нелинейности. При использовании косвенных способов измерения физических параметров элементов датчика погрешность датчика определяется точностью изготовления элементов схемы, а влияние погрешности измерения параметров схемы на точность датчика становится пренебрежимо малым.

ЛИТЕРАТУРА

1. Тихоненков В. А., Винокуров Л. Н. Компенсация аддитивной температурной погрешности тензорезисторного датчика // Датчики и системы. — 2010. — № 6. — С. 7—12.
2. Тихоненков В. А., Тихонов А. И. Теория, расчет и основы проектирования датчиков механических величин: учебное пособие. — Ульяновск: УлГТУ, 2000. — 452 с.
3. Пат. 2265802 РФ, МПК G01B7/16. Способ настройки тензорезисторных датчиков с мостовой измерительной цепью по аддитивной температурной погрешности / В. А. Тихоненков, Е. В. Тихоненков // Бюл. — 2005. — № 34.

Работа выполнена на кафедре “Измерительно-вычислительные комплексы” Ульяновского государственного технического университета.

Владимир Андреевич Тихоненков — канд. техн. наук, профессор кафедры;

☎ 8-960-370-43-86

E-mail: tihonenkov@mail.ru

Денис Александрович Солуянов — аспирант кафедры;

☎ 8-903-320-88-07

E-mail: d.soluyanov@yandex.ru

Лев Николаевич Винокуров — аспирант кафедры.

☎ (8422) 44-59-62

E-mail: nejron@gmail.com

□

УДК 681.518:53.088.6/.7

К содержанию

РАЗРАБОТКА МЕТОДОВ И СРЕДСТВ КОРРЕКТИРУЮЩЕЙ ФИЛЬТРАЦИИ ПРИ ЦИФРОВЫХ ДИНАМИЧЕСКИХ ИЗМЕРЕНИЯХ ФИЗИЧЕСКИХ ВЕЛИЧИН

Э. В. Гулиев

Рассмотрены современные тенденции развития измерительно-вычислительных систем (ИВС), направленные на повышение показателей качества и эффективности. Приведены методы исследования и разработки высокоэффективных ИВС для динамических измерений, а также построена модель ИВС. Изложен подход к коррекции измерений, основанный на решении обратной задачи.

Ключевые слова: измерительно-вычислительные системы, динамические измерения, коррекция, обратная измерительная задача.

Широкое применение вычислительной техники в средствах измерения (СИ) привело к созданию целого ряда ИВС и комплексов (ИВК) [1, 2], при этом необходимость в симбиозе информационно-измерительной техники (ИИТ) и вычислительной техники (ВТ) была продиктована следующими условиями [2]:

— расширением функциональных возможностей СИ в отношении сбора, адаптации, распределения формируемых массивов измерительной информации и управления объектом автоматизации

(ОА) за счет перепрограммирования в процессе обработки;

— повышением точности и достоверности измерений путем статистической обработки измерительных данных с учетом влияния внешних факторов;

— обработкой результатов косвенных, совокупных и совместных измерений;

— накоплением и хранением полученной измерительной информации и программ реализации алгоритмов обработки;

— хранением планов проведения измерительного эксперимента в зависимости от полученных результатов;

— сервисной обработкой и представлением измерительной информации;

— программным управлением организацией запросов очередей, приоритетов, диалогового режима с оператором;

— контролем работоспособности функциональных узлов и блоков, включая самопроверку метрологических характеристик.

Однако в дальнейшем, по мере бурного развития средств цифровой ВТ [3], был нарушен баланс в симбиозе “ИИТ — ВТ” в пользу последней. В результате методология и теория ИИТ ориентировались на техническую базу [4]. В силу этого в отношении виртуальных ИВС часто задается вопрос, входит ли измерительная часть в состав персонального компьютера (ПК) или ПК входит в состав измерительной системы [3].

Отставание в развитии теории и методологии ИИТ особенно явно ощущается при решении следующих задач:

— обеспечение единства динамических измерений;

— метрологическая аттестация программных средств в ИВС;

— сбалансированное сочетание и достижение метрологической совместимости аппаратных и программных средств в ИВС;

— развитие теоретических основ перехода от детерминистского подхода к статистическому подходу при создании ИВС;

— регуляризация при решении некорректной обратной задачи в условиях динамических измерений;

— сбалансированное распределение средств ИИТ и ВТ в измерительных каналах (ИК) ИВС;

— сбалансированное сочетание конструктивно-технологических, структурных и алгоритмических способов и средств повышения точности измерений;

— коррекция прогрессирующих систематических погрешностей при динамических и цифровых измерениях физических величин.

Таким образом, проблема оптимизации СИ (особенно информационно-измерительных систем — ИИС) пока еще далека от приемлемого решения [5].

В настоящее время решение перечисленных выше методологических задач и сопутствующих им теоретических, практических и организационных вопросов весьма актуально ввиду бурного развития технологии искусственных нейронных сетей (ИНС) и нейрокомпьютеров. Пути применения ИНС в измерениях проанализированы в

обзорной статье [6], но в ней наблюдается тенденция приспособления ИИТ к данной информационной технологии. Известны также концептуальные подходы к применению ИНС и ИИТ с учетом особенностей обмена измерительной информацией [7].

По мере дальнейшего развития средств ВТ и информационных технологий, очевидно, произойдут значительные изменения в структуре, функционировании и реализации СИ. Параллельно с этим должна быть развита и методология ИИТ.

Современные тенденции развития ИВС, направленные на повышение показателей качества и эффективности, состоят в следующем [1]:

— ориентация основных субтрактов системы (первичного преобразования и нормирования — СППН; аналого-цифрового преобразования — САЦП; предварительной обработки — СПО; вторичной обработки и представления — СВОП) на широкое применение методов и средств преобразования и цифровой обработки нестационарных измерительных сигналов (процессов);

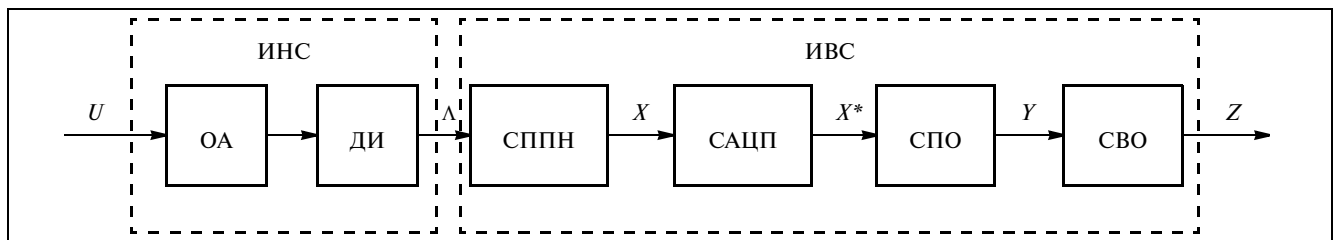
— переход к распределенной (местной) обработке измерительной информации путем сбалансированного введения программируемых вычислительных мощностей (микроконтроллеров, процессоров аналоговых сигналов и т. п.) в ИК;

— использование при организации структур и разработке алгоритмов функционирования ИВС методов и средств технического и программно-алгоритмического обеспечения, применяемых в современных ЭВМ, УВМ и АСУ;

— переход от детерминистического подхода к вероятностно-статистическому описанию и анализу свойств и характеристик как измеряемых физических величин, влияющих факторов и результатов измерений, так и функциональных узлов ИВС с использованием опыта, накопленного в теории и практике смежных областей науки и техники;

— ориентация прикладного измерительно-вычислительного алгоритмического обеспечения на совместимое и сбалансированное аппаратно-программное исполнение в виде адекватных адаптивных и робастных процедур, способствующих повышению метрологического качества результатов измерений за счет их коррекции; установлению максимально возможного соответствия между существом измерительной задачи и содержанием измерительной процедуры, а также обеспечению перестраиваемости при функционировании;

— интеллектуализация и виртуализация ИВС с использованием априорной и апостериорной информации о взаимосвязях между параметрами ОА, условиях измерений, о предъявляемых требованиях, характере внешних связей и влияющих



Обобщенная структура ИВС для динамических измерений непрерывных измерительных сообщений

факторах, о взаимодействии между ОА и сенсорами (датчиками измеряемых физических величин);

— разработка новых и усовершенствование существующих способов и средств метрологического обеспечения ИВС;

— ориентация методов и средств обмена измерительной информацией на решение задач динамических измерений с учетом возрастающих требований к точности и быстродействию ИВС.

Ниже рассматриваются динамические измерения для оценки информативных параметров сигнала в текущий момент времени, исходя из того, что кривая мгновенных значений сигнала является наиболее информативной [8], и она может быть зарегистрирована в аналоговой или цифровой форме.

В общем случае измерительная информация в непрерывном сигнале содержится в значениях как функции, так и аргумента. При этом интенсивность сигнала характеризуется значением функции, а временные и фазовые параметры — значениями аргумента [8]. Сигнал измерительной информации $x(t)$ в общем случае можно представить как результат прохождения некоторых возмущений (процессов) через динамическую систему (объект плюс датчик измерительной информации) [9]. Поэтому извлечение измерительной информации из сигнала направлено на распознавание тех или иных характеристик и показателей ОА. При этом количественное значение некоторого информативного параметра, получаемое путем преобразования и обработки сигнала, представляет собой оценку данного параметра либо на стадии измерительного преобразования, либо на стадии обработки результатов измерений (косвенных, совокупных, совместных). В данной статье основное внимание уделено первой стадии.

Эти оценки представляют собой частную реализацию общих математических соотношений для определения (вычисления) информативных параметров сигнала измерительной информации $x(t)$. Информативные параметры в [1] разбиты на две группы: параметры, характеризующие поведение сигнала (следовательно, системы “ОА + датчик информации”) в текущий момент времени и

параметры, характеризующие сигнал за определенный промежуток времени.

Исходя из вышеизложенного и учитывая структурные обобщения [5, 9], представим модель ИВС для динамических измерений в виде, показанном на рисунке. Здесь: ИНС — источник непрерывных измерительных сообщений, состоящий из ОА и датчика информации ДИ; СППН — субтракт первичного преобразования и нормирования; САЦП — субтракт аналого-цифрового преобразования; СПО — субтракт предварительной обработки; СВО — субтракт вторичной обработки.

Измерительное сообщение $\Lambda = (\lambda_1(t), \lambda_2(t), \dots, \lambda_m(t))$, представляющее собой отклик ИНС на возмущение U , преобразуется в СППН в сигнал $X = (x_1(t), x_2(t), \dots, x_n(t))$ измерительной информации, который подвергается аналого-цифровому преобразованию в САЦП. Выходная последовательность САЦП $X^* = (x_1^*(i), x_2^*(i), \dots, x_n^*(i))$, $i = 0, 1, 2, \dots$ предварительно обрабатывается в СПО, выходная последовательность $Y = (y_1(i), y_2(i), \dots, y_p(i))$ которого вторично обрабатывается в СВО и представляется пользователю в виде массива $Z = (z_1(i), z_2(i), \dots, z_q(i))$ оценок информативных параметров измерительного сообщения.

Результат зашумленного цифрового динамического измерения мгновенного значения $x(t_i)$ непрерывного сигнала представляется в виде:

$$y_i = P_{n-1}(i) + P_{n+L-1}(i) + \varepsilon_i^0, \quad i = 0, 1, 2, \dots, \quad (1)$$

где $P_{n-1}(i)$ — полином степени $(n-1)$, соответствующий результату измерения при совпадении функции преобразования СППН с номинальной функцией преобразования $y = f_{\text{ном}}(x, t)$; $P_{n+L-1}(i)$ — полином степени $(n+L-1)$, описывающий систематическую погрешность $\varepsilon(t_i)$; ε_i^0 — накопленная случайная стационарная центрированная погрешность, включающая также шум квантования.

В качестве априорной информации используются следующие предположения:

— номинальная функция преобразования СППН известна и имеет вид $y = f_{\text{ном}}(x, t)$;

— степень полинома $P_{n+L-1}(i)$ систематической погрешности $\varepsilon(t_i)$ превышает степени полинома $P_{n-1}(i)$ на L ;

— случайный шум $\{\varepsilon_i^0\}$ более широкополосен, чем систематическая погрешность $\{\varepsilon(t_i)\}$.

Корректирующая фильтрация (КФ) последовательности (1) осуществляется корректором, подключенным к выходу САЦП, на трех последовательных этапах с использованием свойства подавления полинома степени $m-1$ фильтром конечных разностей с порядком $M \geq m$:

1) вычисляется конечная разность $\Delta^{M_1} y_i$, $M_1 \geq n+L$, чем подавляются первые два полинома в правой части (1), далее M_1 — кратным суммированием $\Sigma^{M_1}(\Delta^{M_1} \varepsilon_i^0)$ последовательность $\{\varepsilon_i^0\}$ восстанавливается и вводится в $\{y_i\}$ в качестве поправки;

2) вычисляется конечная разность порядка $M_2 \geq n$ предварительно скорректированной последовательности $y_j^* = y_j - \Sigma^{M_1}(\Delta^{M_1} \varepsilon_j^0)$, $j = M_1 + 1, M_1 + 2, \dots$, и тем самым подавляется полином $P_{n-1}(i)$, далее $\Sigma^{M_2} y_j^*$ вводится как поправка в $\{y_j^*\}$; скорректированный на втором этапе результат

$$y_q^{\times\times} = y_q - \Sigma^{M_1}(\Delta^{M_1} \varepsilon_q^0) - \Sigma^{M_2} P_{n-L+1}(q);$$

$$q = M_1 + M_2 + 2; \quad M_1 + M_2 + 3, \dots$$

принимается достаточно “очищенным” от погрешностей (шумов), т. е. $y_q^{\times\times} \approx P_{n-1}(q)$ и приме-

нительно к нему решается обратная задача измерений:

$$x_q^{\times} = f_{\text{ном}}^{-1}(y_q^{\times\times});$$

$$q = M_1 + M_2 + 2; \quad M_1 + M_2 + 3, \dots$$

Таким образом, в отличие от ранее известных работ, посвященных проблеме повышения точности результатов цифровых динамических измерений, предложенный подход к коррекции основан на решении обратной задачи измерений.

ЛИТЕРАТУРА

1. Исмаилов Ш. Ю., Абдуллаев И. М., Мамедов Н. Я. Преобразование и цифровая обработка непрерывных сигналов. — Баку: Элм, 2004. — 184 с.
2. Чернявский Е. А., Недосекин Д. Д., Алексеев В. В. Измерительно-вычислительные средства автоматизации производственных процессов: Учеб. пособие для вузов. — Л.: Энергоатомиздат, 1989. — 272 с.
3. Kimerly J. The Next Generation of Measurements // Sensors. — 1999. — December. — P. 5.
4. Грановский В. А., Этингер Ю. С. Обеспечение единства динамических измерений // Измерительная техника. — 1990. — № 2. — С. 10—11.
5. Абдуллаев И. М., Аллахвердиева Н. Р. Корректирующая фильтрация в средствах измерения. — Баку: Чашыюглу, 2005. — 182 с.
6. Дапонте П. А., Гримальди Д. С. Искусственные нейронные сети в измерениях // Приборы и системы управления. — 1999. — № 3. — С. 48—64.
7. Малыхина Г. Ф., Меркушева А. В. Концепции информации и энтропии в нейросетевых методах анализа сигналов в информационно-измерительных системах // Информационные технологии. — 2005. — № 12. — С. 26—36.
8. Губарь В. И., Туз Ю. М., Володарский Е. Т. Аналого-цифровые измерительные преобразователи переменного тока. — Киев: Техника, 1979. — 192 с.
9. Новоселов О. Н., Фомин А. Ф. Основы теории и расчета информационно-измерительных систем. — М.: Машиностроение, 1991. — 332 с.

Гулиев Элькин Видади оглы — ассистент, Азербайджанская Государственная Нефтяная Академия.

E-mail: erkin22@rambler.ru

□

Уважаемые читатели!

Если Вы не успели подписаться на журнал “Датчики и системы”, напоминаем Вам, что через Редакцию можно оформить льготную подписку в любое время и с любого номера (дешевле, чем через каталоги агентств) или приобрести номера журнала за прошедшие годы.

Можно также заказать электронные версии как необходимого Вам номера журнала, так и отдельных статей.

Позвоните в Редакцию по тел. (495) 330-42-66 или пришлите заказ по электронной почте (E-mail: datchik@ipu.rssi.ru) — и подписка будет оформлена за один день. Расходы по пересылке журнала Редакция берет на себя. Не забудьте указать свой полный почтовый адрес!

Наш адрес: 117997, В-342, ГСП-7, Профсоюзная ул., д. 65, ИПУ РАН, оф. 383.

**ДАТЧИКИ
и СИСТЕМЫ**

АЛГОРИТМ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ПРОПУСКНОЙ СПОСОБНОСТИ СИСТЕМ РЕГИСТРАЦИИ СИГНАЛОВ ОТ МНОГИХ ДАТЧИКОВ

Д. А. Аминев, С. У. Увайсов

Описан алгоритм распределения пропускной способности интерфейса подсистемы ввода сигналов от разнотипных датчиков с различными скоростями опроса, основанный на методе весовых коэффициентов, связанных со скоростями цифровых потоков. Верификация алгоритма проведена в среде моделирования MatLab. Приведены структурная схема и временные диаграммы работы подсистемы ввода.

Ключевые слова: алгоритм распределения, пропускная способность, регистрация сигналов, системы регистрации, датчики сигналов, верификация алгоритмов, структурная схема, временная диаграмма, цифровой поток, весовой коэффициент.

При исследовании быстропротекающих процессов возникает необходимость обеспечения регистрации высокоскоростных потоков одновременно от многих датчиков [1] различных типов. Следовательно, задача заключается в обеспечении одновременной регистрации многих потоков данных, имеющих различные скорости.

Структурная схема системы многопоточковой регистрации высокоскоростных цифровых потоков приведена на рис. 1. Здесь в качестве источников сигналов представлены датчики. Эти сигналы преобразуются с помощью АЦП [2] в потоки данных с максимальной скоростью, сопровождаемые тактовыми сигналами синхронизации.

Основным элементом системы регистрации является персональная ЭВМ (ПЭВМ) с установленным общим (ОПО) и специальным (СПО) программным обеспечением для регистрации сигналов.

Регистрируемые цифровые потоки поступают на подсистему ввода, преобразующую их в единый поток данных, который передается в ПЭВМ по высокоскоростному интерфейсу 1. Затем поток передается в подсистему хранения [3] посредством высокоскоростного интерфейса 2.

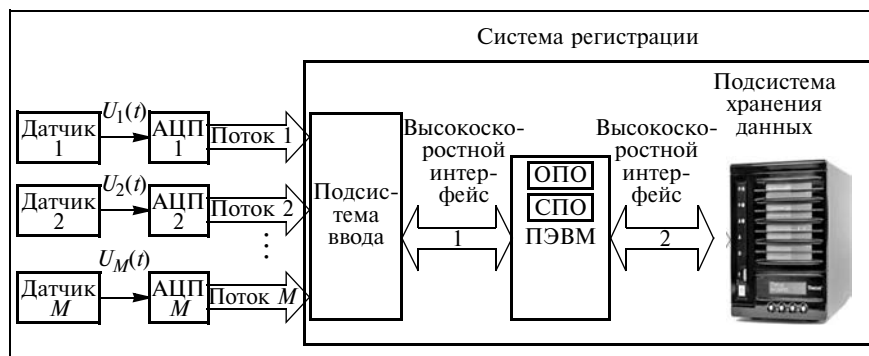


Рис. 1. Структурная схема системы регистрации цифровых потоков

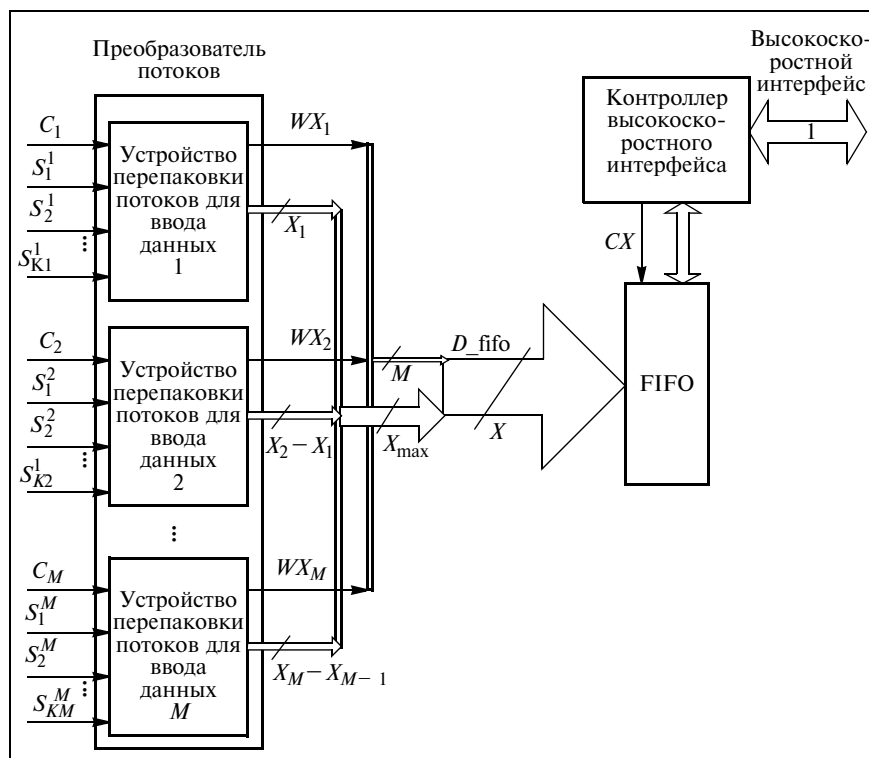


Рис. 2. Структурная схема подсистемы ввода сигналов

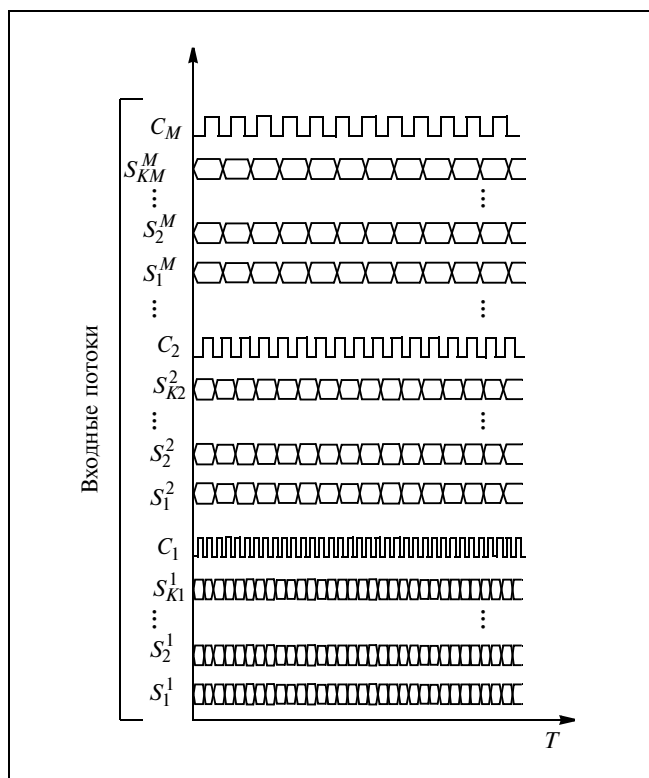


Рис. 3. Временная диаграмма входных потоков

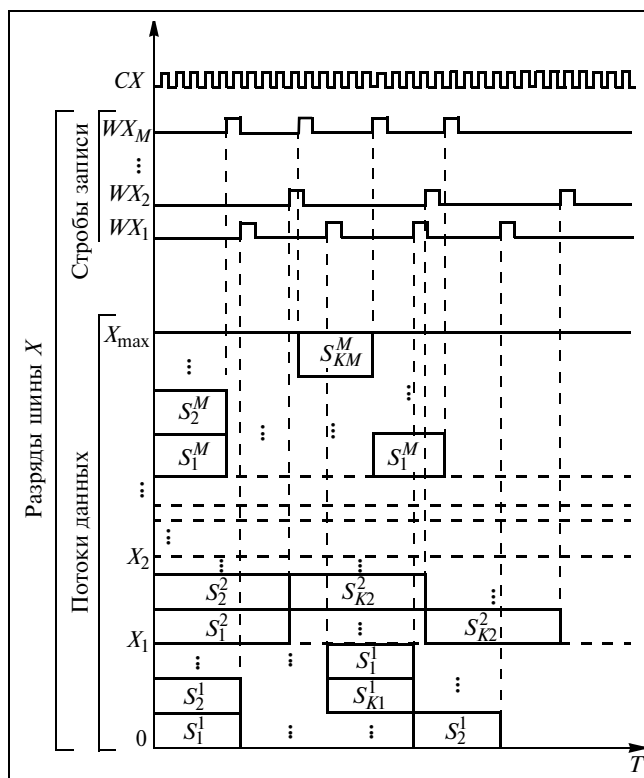


Рис. 4. Временные диаграммы работы преобразователя потоков

Задача преобразования многих потоков в единый поток решается в подсистеме ввода сигналов (рис. 2). На подсистему ввода поступают M групп входных сигналов S , в каждую из которых входит K информационных сигналов и один общий сигнал синхронизации C . Верхний индекс сигналов S соответствует номеру группы, нижний — номеру информационного сигнала в группе. Пример временной диаграммы входных потоков представлен на рис. 3, а временные диаграммы работы преобразователя потоков — на рис. 4.

Здесь многоразрядные потоки данных $S_1^1, S_2^1, \dots, S_{KM}^M$, сопровождаемые тактовыми сигналами $C_1, C_2, \dots, C_M$, поступают на входы преобразователя потоков, состоящего из устройств перепакетки потоков для ввода данных [4, 5]. Устройства преобразуют $K1, K2, \dots, KM$ разрядные потоки в потоки разряд-

ностью $X_1, X_2, \dots, X_M$, сопровождаемые стробирующими сигналами $WX_1, WX_2, \dots, WX_M$. Логически эти сигналы образуют единую X -разрядную шину D_fifo , подаются на вход FIFO буфера контроллера высокоскоростного интерфейса и вводятся по тактовому сигналу CX .

Задача заключается в распределении X -разрядной шины таким образом, чтобы обеспечить максимальную пропускную способность системы.

Решение представлено в виде алгоритма распределения пропускной способности интерфейса ввода (рис. 5), включающего последовательность ряда математических операций, а именно: расчет основного вектора скоростей потоков символов данных $\{V_1, V_2, \dots, V_M\}$; масштабирование каждого значения скорости потока символов данных с помощью его связанного весового коэффициента [6], включающее в себя вычисление

вектора весовых коэффициентов $\{VX_1, VX_2, \dots, VX_M\}$; вычисление максимально возможного числа разрядов $X_{\max}$ интерфейса для ввода в него данных; вычисление масштабированных значений для каждого потока $\{XS_1, XS_2, \dots, XS_M\}$; корректировку масштабирования для приведения значений вектора $\{XS_1, XS_2, \dots, XS_M\}$ к целочисленному виду $\{XC_1, XC_2, \dots, XC_M\}$.

На рис. 5: $\{XC_1, XC_2, \dots, XC_M\}$ — вектор значений разрядностей для потоков, полученный путем округления до большего целого значений вектора $\{XS_1, XS_2, \dots, XS_M\}$ с помощью функции $ceil$; X_c — сумма округленных значений; $X_c > X_{\max}$ — условие корректировки вектора $\{XC_1, XC_2, \dots, XC_M\}$; $X_{c\max}$ — любое из максимальных значений вектора $\{XC_1, XC_2, \dots, XC_M\}$. Значения вектора $\{X_1, X_2, \dots, X_M\}$ являются результирующим рас-

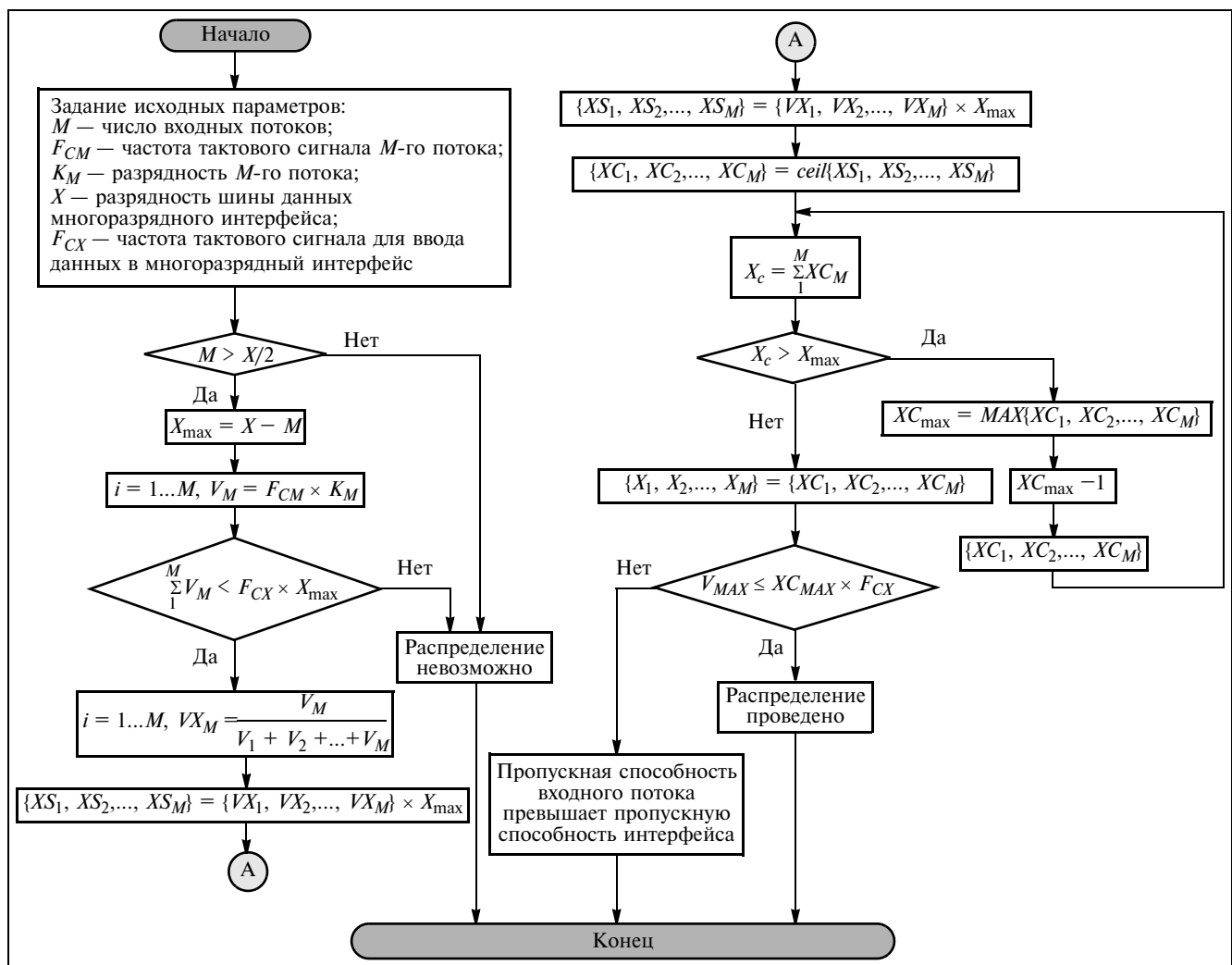


Рис. 5. Алгоритм распределения пропускной способности интерфейса ввода

Примеры распределения пропускной способности

Разрядность входных потоков	Частота тактового сигнала F_c , МГц	Разрядность интерфейса ввода X	Скорость потока V , Мбит/с	Распределенная пропускная способность $R(X)$ для потока, Мбит/с
12	100	192	1200	$191F_x$
1	300	36	30	$157F_x$
20	5		100	$8F_x$
3	250		750	$86F_x$
10	456	20	4560	$1F_x$
3	65		195	$1F_x$
26	234		6084	$1F_x$
34	12		408	$1F_x$
32	3		96	$1F_x$
4	87		348	$1F_x$
3	53		159	$1F_x$
8	21		168	$1F_x$
32	13		416	$1F_x$
43	9	5	387	Распределение невозможно, так как $M > (X/2)$
7	54		378	
8	23		184	

пределением разрядов шины $R(X)$.

Алгоритм обеспечивает также распределение в случае предельного ограничения, когда разрядность шины X равна числу входных потоков M , т. е. для каждого потока выделяется по одному разряду интерфейса ввода.

В таблице приведены примеры распределения пропускной способности, выполненные в среде моделирования MatLab (F_x — частота тактового сигнала интерфейса ввода).

Описанный алгоритм позволяет провести оптимальное по скорости потоков данных распределение пропускной способ-

ности интерфейса в подсистеме ввода сигналов.

Таким образом, при выполнении регистрации быстропротекающих процессов системы, построенные с применением описанного алгоритма, позволяют регистрировать множество потоков данных от датчиков различных типов, имеющих различные скорости.

Для наращивания скорости регистрации цифрового потока необходимо использовать более мощную ПЭВМ и дисковую подсистему регистрации.

Теоретически ограничения скорости регистрации цифрового потока являются интерфейсы [7] в тракте регистрации. Используя самые быстродействующие и соответственно са-

мые высокие по стоимости составные части АПК регистрации, можно теоретически достичь скорости многопоточковой регистрации до 131072 Мбит/с.

ЛИТЕРАТУРА

1. *Сопряжение датчиков и устройств ввода данных с компьютерами IBM PC*: Пер. с англ. / Под ред. У. Томпкинса, Дж. Уэбстера. — М.: Мир, 1992. — 592 с.
2. АЦП компании Analog Devices. <<http://www.analog.com/en/analog-to-digital-converters/products/index.html>>
3. Аминев Д. А. Дисковые подсистемы: достижение максимальной скорости при наименьшем количестве дисков // Цифровая обработка сигналов. — 2008. — № 4. — С. 57–59.
4. Пат. РФ № 2414742. Устройство перепакетки потоков для ввода данных / Д. А. Аминев, А. А. Батов, М. М. Майданюк // Бюл. — 2011.
5. Аминев Д. А. Многоканальная регистрация высокоскоростных сигналов // Системы и средства связи, телевидения и радиовещания. — М., 2011. — С. 48–50.
6. Корн Г., Корн Т. Справочник по математике для научных работников и инженеров. — М.: Наука, 1970. — 720 с.
7. Гук М. Шины PCI, USB и FireWire. Энциклопедия. — СПб.: Питер, 2003. — 540 с.

Работа выполнена в Московском государственном институте электроники и математики.

Дмитрий Андреевич Аминев — соискатель;

☎ 8-906-740-64-53

E-mail: azx38@rambler.ru

Сайгид Увайсович Увайсов — д-р техн. наук, профессор.

☎ (495) 776-64-53

E-mail: Uvaysov@yandex.ru



УДК 621.38.049.77:658.512

К содержанию

АНАЛИЗ ВЛИЯНИЯ АНИЗОТРОПИИ СВОЙСТВ КРЕМНИЯ НА ПАРАМЕТРЫ РЕЗОНАТОРА

С. П. Тимошенко, В. Е. Плеханов, С. А. Анчутин, В. Н. Максимов,
А. С. Головань, Е. С. Кочурина

Представлены результаты анализа влияния свойств материала резонатора на величину расщепления его собственных частот, а также результаты оценки влияния упругого подвеса резонатора на расщепление его собственных частот. Проведенные расчеты позволили выбрать ориентацию кремния для изготовления резонатора и сформулировать требования к конструкции упругого подвеса резонатора.

Ключевые слова: кольцевой резонатор, анизотропия, метод конечных элементов, балансировка.

Принцип работы твердотельного волнового гироскопа в микромеханическом исполнении (далее кольцевой микрогироскоп) основан на инерционных свойствах волны, возбуждаемой в симметричном кольцевом резонаторе, закрепленном с помощью упругих элементов подвеса (рис. 1).

При этом одним из главных условий возникновения стоячей волны колебаний в резонаторе

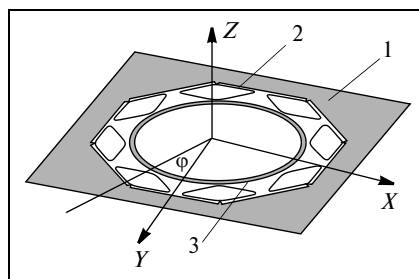


Рис. 1. Кристалл кольцевого микрогироскопа:

1 — основание; 2 — торсион подвеса; 3 — кольцевой резонатор

является симметричность кольцевого резонатора относительно оси, перпендикулярной плоскости кольца. Нарушение этого условия может привести (в крайнем случае) к разрушению волны — расщеплению ее на две независимых формы колебаний. В рассматриваемом кольцевом микрогироскопе рабочей формой колебаний является вторая мода колебаний кольцевого резонатора.

Причины, приводящие к нарушению симметрии кольцевого резонатора, можно разделить на следующие классы:

- технологические факторы;
- неоднородность свойств материала резонатора;
- систематические факторы, связанные с особенностями конструкции резонатора.

Технологические факторы включают в себя случайные погрешности воспроизведения формы резонатора в процессе его изготовления (погрешности в фотошаблонах, погрешности при травлении, утонении, и т. п.). Эти факторы, приводящие к нарушению симметрии резонатора, носят случайный характер для серии резонаторов и являются детерминированными для отдельного образца. К этому виду погрешностей можно отнести наличие случайных дефектов структуры материала. Современная технология позволяет выдерживать точность изготовления рассматриваемого кольцевого резонатора на уровне 0,5...1 %.

Неоднородность свойств материала вносит наиболее весомый вклад в несимметрию резонатора кольцевого микрогироскопа. Связано это с тем, что в микромеханике основным материалом является кремний (очень часто — монокристаллический), свойства которого (в частности модуль Юнга) анизотропны. Для конкретных плоскостей кристаллографии неоднородность модуля Юнга кремния может достигать 30 %. Этот фактор является преимущественно детерминированным, так как свойства кремния с конкретной кристаллографией известны с высокой точностью. Однако при изготовлении пластин из кремния возникает случайное отклонение (от пластины к пластине) кристаллографии от заданной плос-

кости. Величина отклонения может достигать порядка 30'.

Особенности конструкции кристалла рассматриваемого микрогироскопа, которые приводят к нарушению осевой симметрии резонатора, обусловлены наличием упругого подвеса. При отсутствии погрешностей изготовления этот возмущающий фактор является детерминированным и полностью определяется конструкцией упругого подвеса. Однако реальные погрешности при изготовлении добавляют к систематической составляющей возмущения и случайный разброс.

Перечисленные факторы приводят в итоге к нарушению осевой симметрии свойств кольцевого резонатора. Поэтому одна из важных задач при проектировании кольцевого микрогироскопа заключается в оценке и (по возможности) минимизации влияния этих факторов на симметрию резонатора.

В данной работе рассмотрим влияние двух систематических причин нарушения симметрии резонатора кольцевого микрогироскопа — анизотропию свойств кремния и наличие упругого подвеса.

Влияние анизотропии свойств кремния на параметры резонатора удобно проанализировать, представив его как неоднородность свойств материала резонатора (плотности и модуля Юнга) по угловой координате. Действительно, любое из перечисленных нарушений симметрии резонатора можно представить как разложение в ряд по углу φ плотности материала резонатора и модуля Юнга:

$$\rho = \rho_0 \left(1 + \sum_{k=1}^{\infty} \delta_k [(\cos(k\varphi) + \sin(k\varphi))] \right), \quad (1)$$

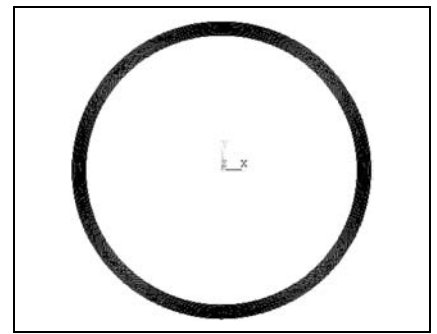


Рис. 2. Сетка конечных элементов модели кольцевого резонатора. Тип КЭ: BEAM3 (ANSYS)

где ρ_0 — номинальная плотность материала; φ — окружной угол (см. рис. 1); δ_k — величина k -ой формы анизотропии кольца; $\delta_k(\cos(k\varphi) + \sin(k\varphi))$ — k -ая форма анизотропии кольца;

$$E = E_0 \left(1 + \sum_{k=1}^{\infty} \delta_k [(\cos(k\varphi) + \sin(k\varphi))] \right), \quad (2)$$

где E_0 — номинальный модуль Юнга материала; $\delta_k(\cos(k\varphi) + \sin(k\varphi))$ — k -ая форма анизотропии кольца.

Для анализа влияния неоднородности плотности материала кольца и его модуля Юнга воспользуемся методом конечных элементов [1, 2]. Для этого построим конечно-элементную модель идеального резонатора (рис. 2). Расчеты проводятся с использованием программного пакета ANSYS [3, 4].

Для верификации построенной модели был проведен модальный анализ резонатора (радиус кольца 2 мм, его ширина 70 мкм и высота 30 мкм, модуль Юнга 169 ГПа [5], плотность материала 2328 кг/м³) аналитическим и численным (используя конечные элементы типа PLANE182) методами. Аналитический расчет собственных частот резонатора проведем по сле-

дующим известным соотношениям:

$$\omega = \frac{k^2(k^2 - 1)^2}{(k^2 + 1)} \cdot \frac{1}{R^4} \cdot \frac{EJ}{S\rho};$$

$$J = \frac{b^3 h}{12};$$

$$S = bh, \quad (3)$$

где ω — частота собственных колебаний; k — номер формы собственных колебаний ($k = 2$ — эллипс и т. д.); R — средний радиус кольца; S — площадь сечения кольца; J — момент инерции сечения кольца; b — ширина кольца; h — высота кольца; E — модуль Юнга материала; $\rho = 2328 \text{ кг/м}^3$ — плотность материала.

Результаты верификации модели представлены в табл. 1. Погрешность построенной модели кольцевого резонатора составила менее 0,2 % относительно результатов аналитического расчета.

Используя аппарат метода конечных элементов, введем неоднородность плотности материала кольцевого резонатора согласно соотношению (1). При этом рассмотрим влияние отдельных форм неоднородности на собственные частоты резонатора. Примем величину неоднородности плотности материала резонатора $\delta_k = 0,1$ (10 %).

Результат численного моделирования (методом конечных элементов) приведен в табл. 2 для форм неоднородности $k = 2 \dots 12$. В таблице приведена относительная величина расщепления собственных частот кольцевого резонатора (вычислена как разность частот одинаковых, в том числе симметричных, форм собственных форм колебаний).

Аналогичный расчет проведен для определения влияния неоднородности модуля Юнга

Таблица 1
Верификация балочной конечно-элементной модели кольцевого резонатора

Номер формы собственных колебаний n	Форма собственных колебаний	Результаты численного расчета в ANSYS		Результаты аналитического расчета
		Плоские конечные элементы	Балочные конечные элементы	
II		18 461 Гц (100,44 %)	18 413 Гц (100,17 %)	18 381 Гц (100 %)
III		52 183 Гц (100,4 %)	52 064 Гц (100,14 %)	51 991 Гц (100 %)
IV		99 965 Гц (100,3 %)	99 792 Гц (100,1 %)	99 688 Гц (100 %)
V		161 475 Гц (100,16 %)	161 310 Гц (100,06 %)	161 218 Гц (100 %)
VI		236 543 Гц (100,017 %)	236 507 Гц (100,001 %)	236 504 Гц (100 %)

Таблица 2
Влияние неоднородности плотности материала резонатора на величину расщепления его собственных частот

Номер формы неоднородности k	Относительное расщепление частот, %				
	Мода II, $n = 2$	Мода III, $n = 3$	Мода IV, $n = 4$	Мода V, $n = 5$	Мода VI, $n = 6$
2	0,1 (1,6)*	0	0	0	0
3	0	0,05	0	0	0
4	4,3 (8,5)*	0	0,04	0	0
5	0	0	0	0,05	0
6	0	5,8	0	0	0,08
7	0	0	0	0	0
8	0	0	6,4	0	0
9	0	0	0	0	0
10	0	0	0	6,7	0
11	0	0	0	0	0
12	0	0	0	0	6,9

*В скобках приведены результаты аналитического расчета согласно [6]

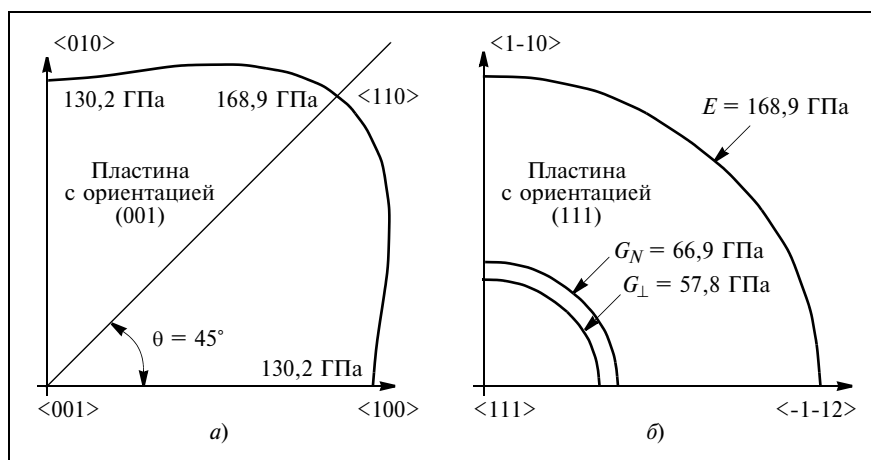


Рис. 3. Распределение модуля Юнга:

a — в кристаллографической плоскости (100); *б* — в кристаллографической плоскости (111)

(согласно соотношению (2)). Результаты представлены в табл. 3.

Проведенные вычисления позволяют сделать следующие выводы.

- Для кольцевого микрогироскопа значимыми являются формы неоднородности двукратные по отношению к форме собственных колебаний. Именно эти формы вызывают расщепление частот. Так, четвертая форма неоднородности модуля Юнга или плотности материала резонатора приводит к расщеплению частот второй моды собственных колебаний кольцевого резонатора, которая является рабочей формой колебаний рассматриваемого кольцевого микрогироскопа. Величина расщепления пропорциональна величине неоднородности.

- Формы неоднородности материала резонатора, отличные от двукратной (относительно формы собственных колебаний), практически не влияют на расщепление собственных частот. Таким образом, допустимо использовать материал с третьей формой неоднородности материала (особенно модуля Юнга) при изготовлении резонатора кольцевого микрогироскопа со

второй рабочей формой колебаний.

Эти выводы позволяют выбрать оптимальную плоскость кристаллографии кремния для изготовления кольцевого резонатора.

Рассмотрим две плоскости кристаллографии кремния [5]: (100) и (111). Распределение модуля Юнга в плоскости пластины для этих кристаллографических плоскостей приведено на рис. 3.

Видно, что для плоскости (100) модуль Юнга имеет четко выраженную четвертую форму неоднородности, что делает кремний с такой кристаллографической ориентацией непригодным для изготовления резонатора кольцевого микрогироскопа. С другой стороны кристаллографическая плоскость (111) обладает изотропией (однородностью по модулю Юнга), что делает кремний с такой ориентацией оптимальным материалом для изготовления кольцевого резонатора (несмотря на наличие трех осей жесткости).

Влияние упругого подвеса кольцевого резонатора подчиняется вышеописанным правилам. Действительно, подвес вносит неоднородность в резонатор, которую можно аппроксимировать как неоднородность жесткости (или модуля Юнга). Поэтому для упругого подвеса резонатора кольцевого микрогироскопа можно сформулировать требование: число упругих элементов подвеса (торсионов) не должно равняться четырем.

Для подтверждения того факта, что влияние упругого подвеса на расщепление собственных

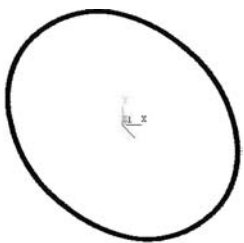
Таблица 3

Влияние неоднородности модуля Юнга материала резонатора на величину расщепления его собственных частот

Номер формы анизотропии <i>k</i>	Относительное расщепление частот, %				
	Мода II, <i>n</i> = 2	Мода III, <i>n</i> = 3	Мода IV, <i>n</i> = 4	Мода V, <i>n</i> = 5	Мода VI, <i>n</i> = 6
2	0	0	0	0	0
3	0	0	0	0	0
4	7,4	0	0	0	0
5	0	0	0	0	0
6	0	7,4	0	0	0
7	0	0	0	0	0
8	0	0	7,4	0	0
9	0	0	0	0	0
10	0	0	0	7,4	0
11	0	0	0	0	0
12	0	0	0	0	7,4

Таблица 4

Влияние упругого подвеса
на расщепление его собственных
частот

Номер формы собственных колебаний, n	Форма собственных колебаний	Относительное расщепление частот, %
II		0
III		0
IV		48 %

частот кольцевого резонатора аналогично влиянию модуля Юнга, был проведен численный модальный анализ резонатора с учетом 8-ми торсионов подвеса. Результаты анализа сведены в табл. 4.

Таким образом, был проведен анализ влияния свойств материала резонатора на величину расщепления его собственных частот и оценка влияния упругого подвеса резонатора на расщепление его собственных частот. Проведенные расчеты позволили выбрать ориентацию кремния для изготовления резонатора и сформулировать требования к конструкции упругого подвеса резонатора. Приведенные расчеты косвенно подтверждаются практическими результатами. Так, для кольцевого резонатора из кремния с ориентацией (111) и упругим подвесом из восьми торсионов реальное расщепление частот составляет в среднем 10 Гц (при собственной частоте второй моды колебаний резонатора равной 14500 Гц), т. е. величина расщепления частот составила менее 0,07 %. Остаточное расщепление частот обусловлено наличием систематического отклонения ориентации кремния от плоскости (111), равного $4 \pm 1^\circ$.

ЛИТЕРАТУРА

1. Каплун А. Б., Морозов Е. М., Олфедова М. А. ANSYS в руках инженера: Практическое руководство. — М.: Едиториал УРСС, 2003. — 272 с.
2. Анчутин С. А., Плеханов В. Е., Тимошенко С. П. Введение в конечно-элементный анализ. Использование ANSYS в задачах математической физики: Уч. пособие. — М.: МИЭТ, 2007. — 280 с.
3. Плеханов В. Е., Анчутин С. А. Применение метода конечных элементов для анализа параметров кольцевого резонатора микромеханического твердотельного волнового гироскопа // Авиакосмическое приборостроение. — 2007. — № 6. — С. 25—29.

4. Анчутин С. А. О проектировании функциональных узлов микромеханических датчиков // Авиакосмическое приборостроение. — 2007. — № 6. — С. 5—9.
5. Kim J., Cho D., Muller R. S. Why is (111) silicon a better mechanical material for MEMS? // Proc. of the 11th International Conf. on Solid-state Sensors and Actuators (Transducers'01), Germany, Munich, 2001. — P. 662—665.
6. Матвеев В. А., Липатников В. И., Алехин А. В. Проектирование волнового твердотельного гироскопа. — М.: МГТУ им. Н. Э. Баумана, 1997. — С. 168.

Сергей Петрович Тимошенко — д-р техн. наук, профессор, зав. кафедрой “Микроэлектроника” Московского института электронной техники (технического университета) (МИЭТ);

☎ (499) 720-87-68

E-mail: stp@miee.ru

Вячеслав Евгеньевич Плеханов — канд. техн. наук, доцент Московского авиационного института (МАИ);

☎ (495) 158-43-60

E-mail: v.plehanow@yandex.ru

Степан Александрович Анчутин — вед. инженер кафедры “Микроэлектроника” МИЭТ;

☎ (499) 720-85-84, 720-87-68

E-mail: step305@mail.ru

Владимир Николаевич Максимов — аспирант МАИ;

☎ (495) 158-43-60

E-mail: mems@bk.ru

Антон Сергеевич Головань — аспирант кафедры “Микроэлектроника” МИЭТ;

☎ (499) 720-85-84, (499) 720-87-68

E-mail: tony_g@mail.ru

Елена Сергеевна Кочурина — инженер-конструктор кафедры “Микроэлектроника” МИЭТ.

☎ (499) 720-85-84, (499) 720-87-68

E-mail: kochurinaes@gmail.com



КОНСТРУИРОВАНИЕ И ПРОИЗВОДСТВО ДАТЧИКОВ, ПРИБОРОВ И СИСТЕМ

УДК 621.375.826

К содержанию

ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ КОЛЬЦЕВЫЕ ЛАЗЕРЫ И ДАТЧИКИ ВРАЩЕНИЯ НА ИХ ОСНОВЕ

В. В. Акпаров, В. П. Дураев, С. В. Медведев

Представлен обзор результатов исследований полупроводниковых кольцевых лазеров (ПКЛ) и их применений в качестве датчиков вращения. В работе рассматриваются принципы, на которых основано функционирование датчиков вращения на базе ПКЛ, а также компоненты ПКЛ, благодаря которым стало возможным создать датчик вращения. Обсуждаются работы ведущих лабораторий, проводящих исследования по применению ПКЛ в качестве датчика вращения.

Ключевые слова: полупроводниковый кольцевой лазер, лазерный гироскоп, датчик вращения, волоконный резонатор.

ВВЕДЕНИЕ

Полупроводниковый кольцевой лазер (ПКЛ) представляет собой полупроводниковый оптический усилитель (ПОУ), замкнутый кольцом оптического волокна, которое выступает в роли резонатора.

Интерес к полупроводниковым кольцевым лазерам обусловлен наличием широкого спектра оптических явлений в полупроводниках, возможностью управления излучением таких лазеров простыми методами, а также относительной дешевизной их изготовления. ПКЛ могут быть использованы в оптических линиях связи, в составе различных устройств с полностью оптической обработкой информации [1–5], в навигационных системах, в составе лазерного гироскопа [6–10], в качестве задающего генератора в ВЧ и СВЧ генераторах [11, 12], и во многих других устройствах.

Одним из важных отличий ПКЛ с волоконным резонатором от других лазеров является возможность встраивать в резонатор ПКЛ широкий спектр оптических устройств и компонентов, что позволяет легко разрабатывать и создавать различные устройства на его основе. Такими компонентами могут быть, в частности: контроллер поляризации, фазовый модулятор, брэгговская волоконная решетка, оптический изолятор, оптический переключатель, ячейка Фарадея, циркулятор, волоконный ответвитель, эталон Фабри-Перо и многие другие.

ПКЛ позволяет использовать волоконный резонатор произвольной длины от нескольких сантиметров до десятков и даже сотен километров. Это, в частности, дает возможность создавать ПКЛ со сверхдлинными резонаторами, свойства которых заслуживают отдельного исследования.

Так как типичная длина резонатора ПКЛ составляет несколько метров, то межмодовый интервал составляет десятки мегагерц, что позволяет использовать ПКЛ в генераторах СВЧ излучения [11, 12, 14].

В отличие от линейных лазеров, в резонаторе которых в режиме генерации существует стоячая волна, в ПКЛ может осуществляться режим бегущей волны. Причем одновременно могут существовать две волны, распространяющиеся навстречу друг другу в резонаторе. Это свойство позволяет использовать ПКЛ как основу для создания лазерного гироскопа с использованием эффекта Саньяка.

Известна [13] возможность снятия сигнала с p - n перехода кристалла ПОУ, которая используется в ПКЛ для регистрации гироскопического сигнала [9].

Благодаря наличию в ПКЛ двух встречно распространяющихся волн лазер оказывается принципиально чувствительным к вращениям в плоскости резонатора. Строго говоря, из-за постоянного наличия вращения Земли рассматривать ПКЛ без учета вращения некорректно. Чувствитель-

ность к вращению выражается в возникновении различных условий распространения для встречных волн в резонаторе. А именно за счет возникновения фазового сдвига между ними может происходить расщепление частот встречных волн, пропорциональное угловой скорости вращения.

Важной особенностью ПКЛ с волоконным резонатором является чувствительность лазера к изменениям поляризации излучения в процессе распространения по волокну. Это связано, в частности, с поляризационной чувствительностью ПОУ. Благодаря этому свойству ПКЛ может быть использован в качестве сенсора поворота поляризации [15]. Кроме того ПКЛ имеет широкие перспективы применения в качестве датчика вследствие большой чувствительности оптического волокна к различным возмущениям — температурным, механическим, магнитным и т. п. [18].

Очевидной и естественной особенностью ПКЛ, следующей из его конструкции, является волоконный вывод излучения. Обычно вывод излучения из ПКЛ производится с помощью волоконного ответвителя с некоторым коэффициентом ответвления.

Безусловно, огромное число существующих и перспективных применений ПКЛ является одной из самых замечательных его особенностей. Было обнаружено, что ПКЛ в зависимости от используемого волокна резонатора может работать как в многочастотном, так и в одночастотном режимах. С обычным одномодовым волокном ПКЛ работает в многочастотном режиме, при использовании волокна с сохранением поляризации можно добиться одночастотной генерации. Частота генерации ПКЛ может плавно перестраиваться путем изменения тока накачки и температуры кристалла ПОУ, а также с помощью контроллера поляризации или перестраиваемых фильтров в волоконном резонаторе [21].

ПКЛ обладает широким спектром режимов генерации. Это может быть однонаправленный режим, возникающий при наличии невзаимности в резонаторе, которая дает преимущество в распространении и генерации для одной из бегущих волн и подавляет другую [16, 17]. Возможен режим автомодуляций, когда мощность периодически перекачивается из одной встречной волны в другую. В общем случае присутствует двунаправленный режим генерации [16, 17]. Возможен также режим генерации хаоса.

Однонаправленный режим генерации в ПКЛ может быть бистабильным, в этом случае возможно с помощью внешнего воздействия переключать направление генерации и таким образом управлять спектром генерации в ПКЛ [19, 20].

Существование большого числа продольных мод кольцевого резонатора дает возможность генерации коротких оптических импульсов в режиме синхронизации продольных мод ПКЛ [22—24].

КОНСТРУКЦИЯ ПКЛ

Полупроводниковый кольцевой лазер и элементы его конструкции представлены на рис. 1. Он состоит из металлокерамического корпуса 1, активного элемента 2, микроохлаждателя 3, термистора 4, одномодового волокна 5 (на концах световода сформированы микролинзы 6), образующего кольцо с активным элементом и ответвителя. Также в конструкцию могут входить оптические коннекторы 8 и оптическая розетка 9. Излучение ПКЛ выводится из резонатора через волоконные выводы 7. Основой ПКЛ является полупроводниковый оптический усилитель бегущей волны, показанный на рис. 2. Длина активного элемента 1200...1600 мкм, ширина мезаполоска 3 мкм. Мезаполоска расположена под углом 7° к просветленным граням активного элемента, что практически полностью исключает положительную обратную связь. На рис. 3 и 4 приведены ватт-амперные характеристики и спектры излучения ПКЛ до (а) и после (б) замыкания волоконного резонатора.

Одним из наиболее перспективных применений ПКЛ являются лазерные гироскопы. Разви-

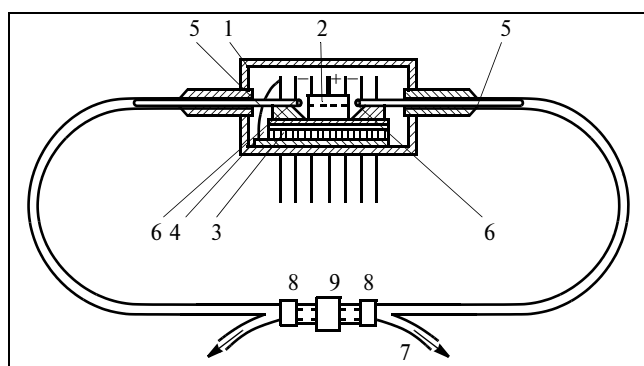


Рис. 1. Элементы конструкции ПКЛ

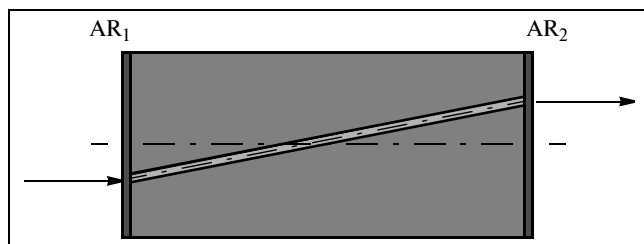


Рис. 2. Активный элемент полупроводникового оптического усилителя бегущей волны

тие науки и техники открывает все больше областей, в которых необходимы датчики вращения и угловых поворотов. Становятся востребованными датчики, позволяющие работать в широких динамических диапазонах, обладающие высокой надежностью и малым временем готовности. Кроме того, многие современные применения требуют значительного снижения массо-габаритных показателей и стоимости датчика.

За последние 25 лет были достигнуты значительные успехи в получении одномодовых оптических волокон, одномодовых полупроводниковых лазеров, полупроводниковых оптических усилителей, в освоении технологии сварки и оконцовки оптических волокон, создании оптического волокна с сохранением поляризации, волоконно-оптических изоляторов, а также элементной базы — волоконных ответвителей, поляризаторов, электрооптических модуляторов и т. п. Это дало возможность всерьез рассматривать создание лазерного гироскопа на базе полупроводникового кольцевого лазера.

Работы в этом направлении ведутся сразу в нескольких исследовательских центрах по всему ми-

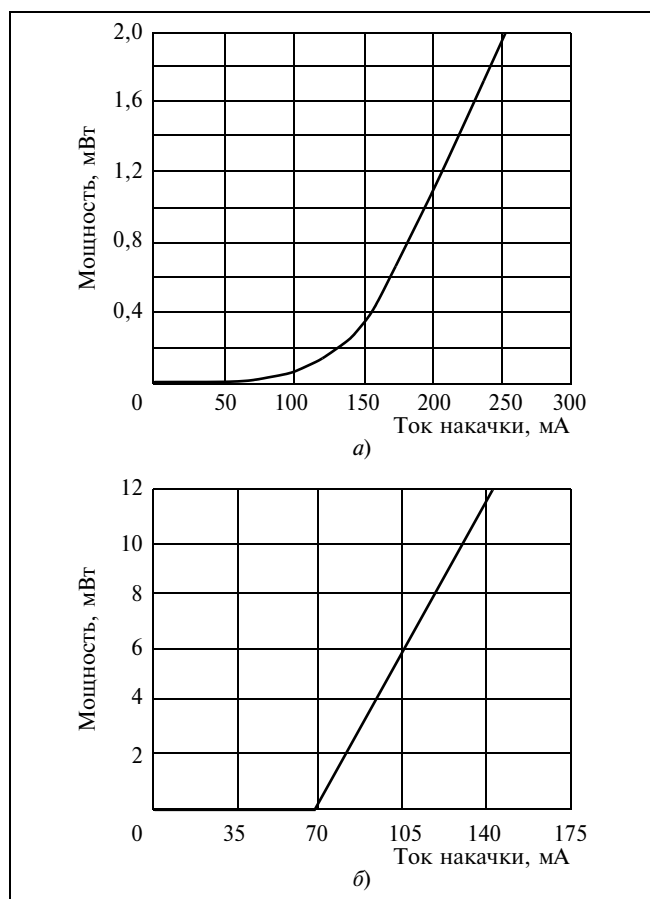


Рис. 3. Ватт-амперные характеристики ПКЛ до (а) и после (б) замыкания кольца резонатора

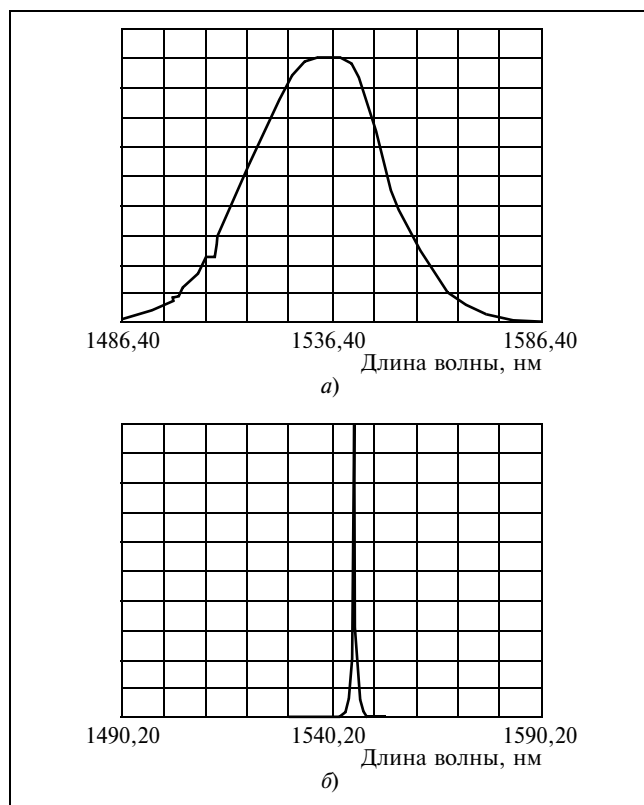


Рис. 4. Оптические спектры излучения полупроводникового оптического усилителя (а) и ПКЛ (б)

ру. Использование ПКЛ в качестве датчика вращения позволит создавать компактные и дешевые гироскопы для систем инерциальной навигации в специальных и гражданских объектах. Основной принцип работы гироскопа на ПКЛ состоит в использовании эффекта Саньяка по аналогии с тем, как это делается в газовых лазерных гироскопах, однако простота в изготовлении и малый вес делают такие гироскопы привлекательнее для использования во многих областях гироскопии. Как известно, эффект Саньяка заключается в том, что при распространении света во вращающемся кольцевом резонаторе возникает сдвиг фаз между встречно распространяющимися волнами, пропорциональный угловой скорости вращения и длине оптического пути.

ПКЛ В КАЧЕСТВЕ ДАТЧИКА ВРАЩЕНИЯ

Одной из первых работ, в которой была продемонстрирована возможность использования ПКЛ для создания датчика вращения, является статья [9].

В этой работе авторы исследовали возможность детектирования вращения по возникновению разности частот встречных волн в кольцевом резонаторе. Возникающая разность частот опре-

деляется как частота биений между встречными волнами и вычисляется по формуле:

$$\Delta f = \frac{4A}{\lambda L} \Omega, \quad (1)$$

где A — площадь, охватываемая резонатором; L — длина резонатора; λ — длина волны; Ω — скорость вращения в плоскости резонатора, рад/с.

В работе использовался ПОУ с зарощенной мезаструктурой (Buried-Heterostructure) на длину волны 1300 нм, для ввода/вывода излучения из волокна в кристалл использовались скошенные полусферические линзы. Съем сигнала производился с p - n перехода ПОУ. Как показано в работах [9, 13] этот метод съема может быть использован наряду с оптическими методами, использующими фотоприемники.

В работе проводилось два эксперимента — первый (рис. 5) с использованием акустооптического частотосдвигающего устройства, установленного таким образом, что в одну из встречных волн вносился сдвиг частоты относительно другой. В результате эксперимента было обнаружено, что сигнал биений между встречными волнами регистрируется вплоть до минимального значения сдвига частоты — 90 Гц, ниже этой частоты наблюдается захват частот встречных волн, и биений не наблюдается.

Во втором варианте, схема которого приведена на рис. 6, ПКЛ помещался на вращающийся стол, при этом в зависимости от скорости вращения наблюдались различные частоты биений встречных волн.

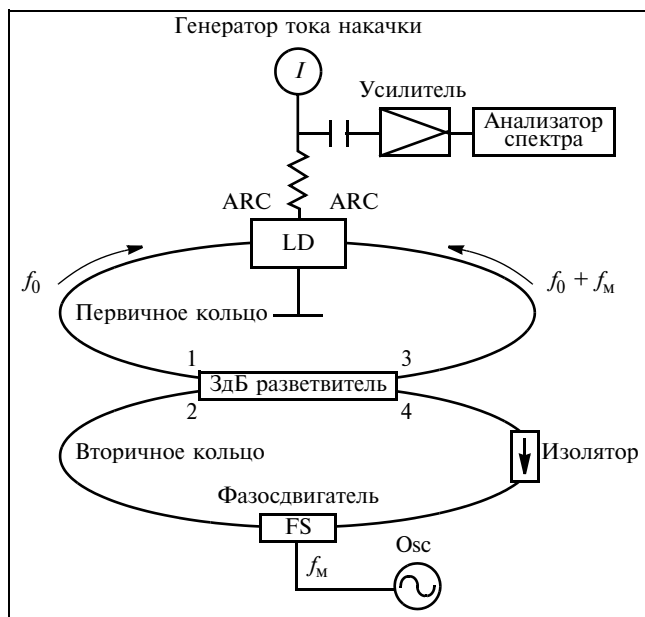


Рис. 5. Первый вариант схемы установки по измерению отклика ПКЛ на вращение (статья [9])

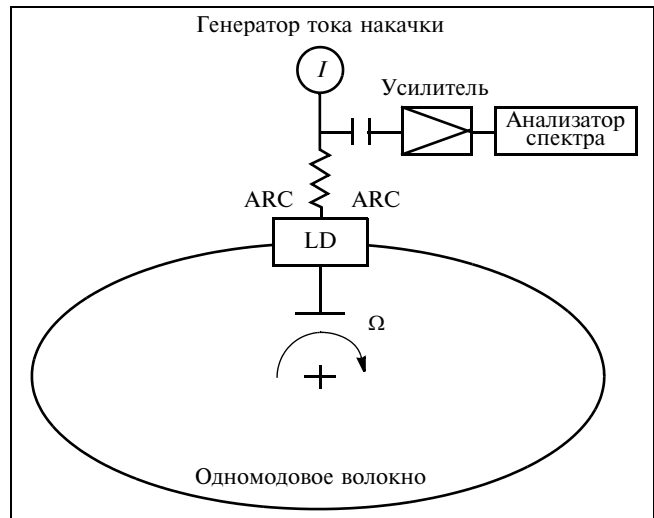


Рис. 6. Второй вариант схемы установки по измерению отклика ПКЛ на вращение (статья [9])

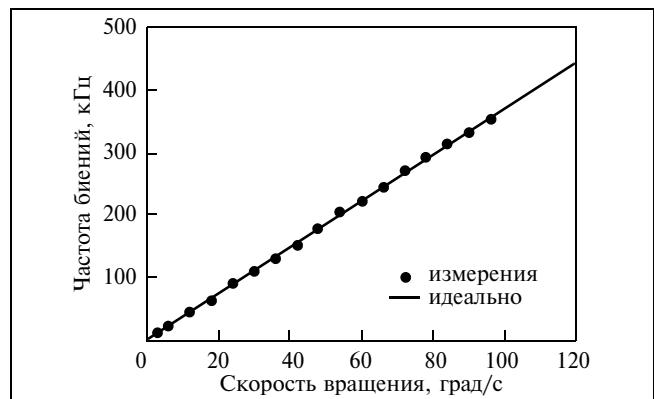


Рис. 7. Зависимость частоты биений встречных волн от скорости вращения (статья [9])

По результатам эксперимента была построена зависимость частоты биений встречных волн от скорости вращения (рис. 7), которая совпадала в пределах погрешности с зависимостью, рассчитанной по формуле (1). Таким образом, в работе М. Ikeda была показана перспектива создания гироскопических датчиков на основе ПКЛ.

Другой группой ученых, работающих в области исследования гироскопического эффекта в ПКЛ, является группа Shuichi Tamura. Так, в статьях [7, 8] приведены характеристики полупроводникового кольцевого лазерного гироскопа, состоящего из ПОУ, кольца волокна с сохранением поляризации и направленного ответвителя для вывода излучения. Было показано, что разность частот между встречными волнами не зависит от полной длины, а только от площади, охватываемой резонатором. Также было выявлено, что с увеличением длины улучшается точность измере-

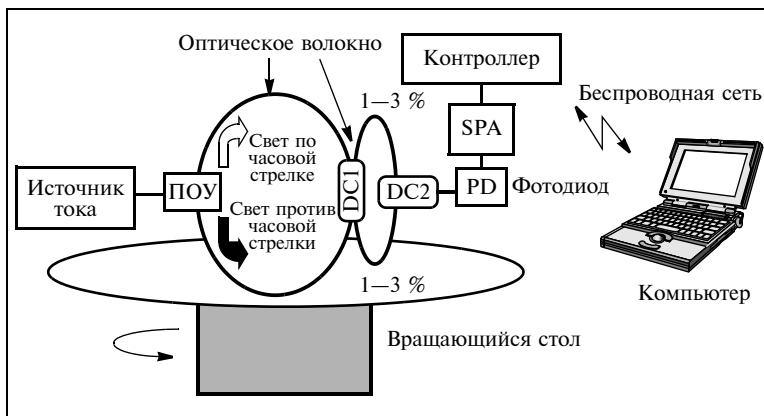


Рис. 8. Схема установки по измерению вращения с помощью ПКЛ (в статьях [7, 8])

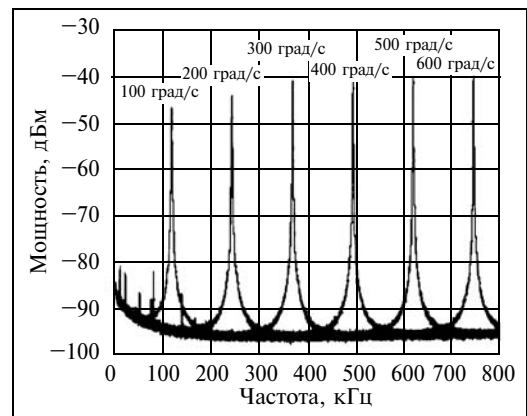


Рис. 9. Спектры биений встречных волн при различных скоростях вращения (в статьях [7, 8])

ния разности частот встречных волн, так как ширина линии биений обратно пропорциональна длине резонатора.

Экспериментальная установка для измерения сигнала биений Саньяка показана на рис. 8. Кольцевой лазер состоит из ПОУ, оптического волокна и направленного ответвителя, формирующих кольцевой резонатор. ПОУ применен в качестве активного усиливающего элемента, а оптическое волокно необходимо для контроля длины резонатора. Ответвитель выводит несколько процентов оптической мощности из обеих встречных волн. Встречные волны смешиваются во втором ответвителе и детектируются фотопремьером. Анализатор спектра измеряет частоту выходного сигнала из фотоприемника. В установке используются волокна с сохранением поляризации. Вся система смонтирована на вращающемся столе. Когда система вращается, измерения передаются через беспроводную связь от вращающегося стола.

Была исследована зависимость частоты биения от скорости вращения. На рис. 9 приведены спектры биений при скоростях вращения 100; 200; 300; 400; 500 и 600 град/с соответственно. Отношение мощности пика на частоте биений относительно шума равно 40 дБ. На рис. 10 показана зависимость частоты биений от скорости вращения, показывающая хорошую линейность. Масштабный коэффициент был измерен как 1,234 кГц/(град/с). Теоретически было получено значение 1,235 кГц/(град/с) с параметрами $n = 1,4495$; $\lambda = 1560,5$ нм; $P = 101,5$ м; $A = 4,06$ м².

В другой статье тех же авторов [10] аналитически с помощью численного расчета было изучено влияние обратного рассеяния на вращающийся кольцевой лазер с использованием уравнений Максвелла-Блоха. Показано, что эффект Саньяка с учетом обратного рассеяния может наблюдаться без эффекта захвата (рис. 11), если значение об-

ратного рассеяния в связи с существованием скачков показателя преломления превышает некоторое значение. Также показано, что экспериментальные результаты, соответствующие теоретическим, могут быть действительно получены с использованием гироскопа на основе ПКЛ.

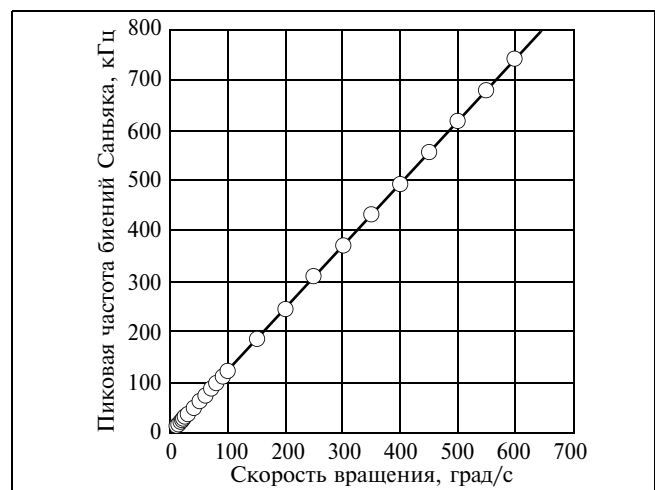


Рис. 10. Зависимость частоты биений от скорости вращения (в статьях [7, 8])

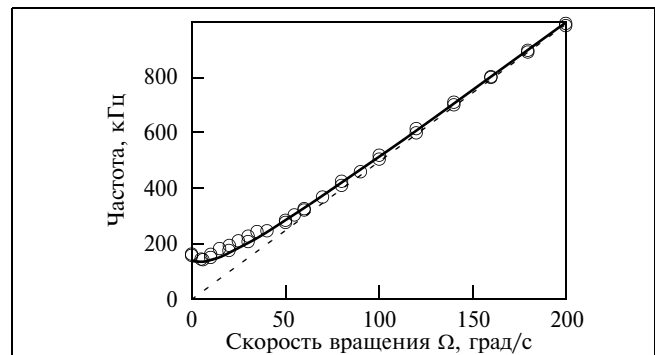


Рис. 11. Зависимость частоты биений от скорости вращения без эффекта захвата частот (статья [10])

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Изготавливаемые в настоящее время ПКЛ имеют радиус кольца, а соответственно и длину резонатора от нескольких миллиметров до сотен метров. Поэтому ПКЛ обладают широким набором свойств, которые позволяют находить ему все новые и новые применения в практических целях. В частности, показаны возможности создания на основе ПКЛ генераторов ВЧ и СВЧ высокой стабильности. Большое число исследований проводится в области лазерного гироскопического применения ПКЛ и в волоконно-оптических линиях связи.

Уже сегодня полупроводниковые кольцевые лазеры могут быть использованы для создания на их основе датчиков вращения для применений, в которых не требуется очень высокая чувствительность датчика.

ЛИТЕРАТУРА

1. Chow K. K., Shu C., Mak M. W. K., Tsang H. K. Widely tunable wavelength converter using a double-ring fiber laser with a semiconductor optical amplifier // IEEE Photon. Tech. Lett. — 2002. — Vol. 14, N 10. — P. 1445.
2. Hu Z., Li F., Pan Z., Tan W. Wavelength-tunable narrow-line width semiconductor fiber-ring laser // IEEE Photon. Tech. Lett. — 2000. — Vol. 12, N 8. — P. 977–979.
3. Pleros N., Bintjas C., Kalyvas M., et al. Multiwavelength and power equalized SOA laser sources // IEEE Photon. Tech. Lett. — 2002. — Vol. 14, N 5. — P. 693.
4. Vlachos K., Bintjas C., et al. Ultrafast semiconductor-based fiber laser sources // IEEE J. of Sel. Topics in Quant. Electron. — 2004. — Vol. 10, N 1. — P. 147–153.
5. Papakyriakopoulos T., Vlachos K., Hatziefremidis A., Avramopoulos H. Optical clock repetition-rate multiplier for high-speed digital optical logic circuits // Optics Letters. — 1999. — Vol. 24, N 11. — P. 717–719.
6. Donati S., Giuliani G., Sorel M. Proposal of a new approach to the electrooptical gyroscope: the AlGaAs integrated ring laser // Alta Frequenza Rivista di Elettronica. — 1997. — Vol. 9, N 6. — P. 61–63.
7. Tamura S., Inagaki K., Noto H., Harayama T. Experimental investigation of sagnac beat signals using semiconductor fiber-optic ring laser gyroscope (S-FOG) based on semiconductor optical amplifier (SOA) // Proc. of SPIE. — 2007. — Vol. 6770. — P. 677014.
8. Sunada S., Tamura S., Inagaki K., Harayama T. Ring-laser gyroscope without the lock-in phenomenon // Physical Review A. — 2008. — Vol. 78. — P. 053822.
9. Taguchi K., Fukushima K., Ishitani A., Ikeda M. Optical inertial rotation sensor using semiconductor ring laser // Electronics Letters. — 1998. — Vol. 34, N 18. — P. 1775–1776.
10. Ishida T., Tamura S., et al. Improvement of accuracy of angular velocity detection in semiconductor fiber-optic ring laser gyroscope // Proc. of SPIE. — 2008. — Vol. 7004. — P. 700450.
11. Yao X. S. and Maleki L. Dual microwave and optical oscillator // Optics Letters. — 1997. — Vol. 22, N 24.
12. Yao X. S., Maleki L. Converting light into spectrally pure microwave oscillation // Optics Letters. — 1996. — Vol. 21, N 7.
13. Luc V. V., Eliseev P. G., et al. Electrical diagnostics of the amplifier operation and a feasibility of signal registration on the basis of the voltage saturation effect in junction laser diodes // IEEE J. Quant. Elec. — 1983. — Vol. 19, N 6. — P. 1080–1084.
14. Eliyahu D., Maleki L., et al. Opto-electronic oscillator with improved phase noise and frequency stability // SPIE Photonics West. — 2003. — Vol. 4998. — P. 139–147.
15. Ulrich R., Jonson M. Fiber-ring interferometer: polarization analysis // Optics Lett. — 1979. — N 4. — P. 152–154.
16. Sorel M., Giuliani G. et al. Operating Regimes of GaAs-AlGaAs Semiconductor Ring Lasers: Experiment and Model // IEEE J. Quant. Electron. — 2003. — Vol. 39, N 10. — P. 1187–1195.
17. Sorel M., Giuliani G. et al. Alternate oscillations in semiconductor ring lasers // Optics Letters. — 2002. — Vol. 27, N 22. — P. 1992–1994.
18. Takahashi Y., Niida R., Otani H. Semiconductor Optical Amplifier-Fiber Laser and Its Improvement for Sensor Application // The Review of Laser Engineering, Supplemental Volume. — 2008. — P. 1287.
19. Wang B. C., Baby V., Glesk I., Pruchal P. R. State selection of a bistable SOA ring laser for bit level optical memory applications // IEEE Photon. Tech. Lett. — 2002. — Vol. 14, N 7. — P. 989.
20. Wang B. C., Baby V., Glesk I., Pruchal P. R. Optical spectral bistability in a semiconductor fiber ring laser through gain saturation in an SOA // IEEE Photon. Tech. Lett. — 2002. — Vol. 14, N 2. — P. 149.
21. Hu Z., Li F., Pan Z. Wavelength-tunable narrow-linewidth semiconductor fiber-ring laser // IEEE Photon Tech. Lett. — 2000. — Vol. 12, N 8.
22. Vlachos K., Zoiros K., Houbavlis T., Avramopoulos H. 10×30 GHz pulse train generation from semiconductor amplifier fiber ring laser // IEEE Photon. Tech. Lett. — 2000. — Vol. 12, N 1. — P. 25–27.
23. Акпаров В. В., Дураев В. П., Логгинов А. С., Неделин Е. Т. Кольцевой лазер на основе полупроводникового оптического усилителя // Фотон-Экспресс. — 2005. — № 6 (46). — С. 23–26.
24. Дураев В. П., Дмитриев В. Г., Казаков А. А. Лазерные гироскопы на полупроводниковых кольцевых лазерах // Обзорение прикладной и промышленной математики. — 2009. — Т. 16. — Вып. 4. — С. 647.

Работа выполнена в ЗАО “НОЛАТЕХ” (г. Москва).

Владимир Валерьевич Акпаров — ст. научн. сотрудник;

☎ +7 (926) 285-88-16

E-mail: akparov@gmail.com

Владимир Петрович Дураев — д-р техн. наук, ген. директор;

☎ (495) 333-93-01

E-mail: nolatech@mail.ru

Сергей Витальевич Медведев — инженер.

☎ (495) 333-93-01

E-mail: nolatech@mail.ru

□

СИНТЕЗ И ВЕРИФИКАЦИЯ МАТЕМАТИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ АНИЗОТРОПНОГО МАГНИТОРЕЗИСТИВНОГО МОСТОВОГО СЕНСОРА

А. В. Воробьев

Предлагается анализ анизотропного магниторезистивного эффекта, наблюдаемого в тонких пермалловых магнитных пленках, синтезируется обобщенная математическая модель АМР-датчика, а также выполняется ее верификация.

Ключевые слова: АМР-эффект, АМР-датчик, магниторезистор, тонкие магнитные пленки.

ВВЕДЕНИЕ

Известно, что современная промышленность располагает достаточно широким рядом информационно-измерительных устройств и систем, построенных на базе различных магниторезистивных эффектов, с той или иной точностью обеспечивая регистрацию параметров магнитных полей в некотором амплитудно-частотном диапазоне. Среди магниторезистивных эффектов в первую очередь следует выделить следующие: физический и геометрический эффекты магнитосопротивления; гигантский магниторезистивный эффект (GMR-эффект); магниторезистивный эффект на базе спин-зависимого туннелирования (SDT-эффект); анизотропный магниторезистивный эффект (AMR-эффект).

Из перечисленных эффектов магнитосопротивления в настоящее время наибольшее распространение в области построения прецизионных магнитных датчиков получил AMR-эффект. Такая ситуация, в первую очередь, связана со следующими, присущими этим датчикам, качествами:

- высокая разрешающая способность (ΔB до $\sim 2,7$ нТл);
- высокий показатель чувствительности ($\gamma = 4$ мВ/В/Тл $\cdot 10^{-4}$);
- линеаризованная выходная характеристика датчика в рабочем диапазоне;
- чувствительность к знаку измеряемого магнитного поля;
- относительно широкий диапазон рабочих частот ($f = 0 \dots 1$ МГц);
- широкий диапазон рабочих температур ($-55 \dots +150$ °С);
- низкое сопротивление ($R \sim 850$ Ом), что минимизирует тепловой шум магниторезистивного преобразователя: $F_T(\omega) = 4kTR$, где $F_T(\omega)$ — спектральная плотность теплового шума магниторезистора (постоянная в широком диапазоне частот); R — сопротивление магниторезистора; k —

постоянная Больцмана; T — абсолютная рабочая температура; Δf — рабочий частотный диапазон.

Кроме этого, к преимуществам АМР-датчиков стоит отнести: малые массогабаритные показатели, высокую технологичность производства, относительно низкую стоимость, а также высокие показатели надежности и срока эксплуатации.

Все перечисленное выгодно выделяет этот тип магнитных датчиков среди аналогичных устройств и значительно расширяет области и перспективы их применения.

Хотя анизотропный магниторезистивный (АМР) эффект известен достаточно давно, серийное производство датчиков на его основе с заявленными выше характеристиками освоено промышленностью не далее, как в последнее десятилетие. По этой и ряду других причин на сегодняшний день имеется лишь ряд разрозненной информации, причем преимущественно на иностранных языках, количественно характеризующей технико-метрологические показатели АМР-сенсоров конкретной модели. Наличие же специализированной литературы по данной тематике не обнаружено. Очевидно, что такое положение дел существенно затрудняет специалистам в области измерительной аппаратуры процесс разработки ИИС, построенных на базе АМР-элементов.

Целью настоящей статьи, прежде всего, является анализ и систематизация знаний, касающихся первичных измерительных АМР-преобразователей, синтез адаптированной для инженерных расчетов математической модели их работы, требуемой при проектировании и построении магнитометрических ИИС на их основе, а также верификация полученных результатов.

ТОНКИЕ МАГНИТНЫЕ ПЛЕНКИ

Сегодня в области построения магнитометрических ИИС с целью увеличения быстродействия, помехоустойчивости, а также чувствительности

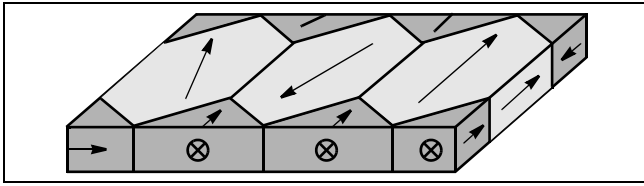


Рис. 1. Доменная структура размагниченной тонкой магнитной пленки

магнитных сенсоров магниточувствительные элементы датчиков, как правило, изготавливают из тонких слоев ферромагнитных сплавов (преимущественно пермалоев).

Здесь под тонким магнитным слоем понимается такая толщина магнитомягкого материала, по которой может располагаться лишь один магнитный домен. При этом однодоменность по толщине не означает однодоменности по всей площади пленки, хотя в некоторых случаях и не исключает этого (рис. 1).

Таким образом, толщина тонких пленок, используемых в качестве рабочего тела сенсорных элементов, колеблется (в зависимости от материала и реализуемого эффекта) от единиц до сотен нанометров.

Помимо всего прочего, важным преимуществом использования именно тонкопленочных магнитных элементов является возможность применения для их изготовления единой пленочной технологии — одного из перспективных направлений микроминиатюризации электронной аппаратуры.

АНИЗОТРОПНЫЙ МАГНИТОРЕЗИСТИВНЫЙ ЭФФЕКТ

Известно, что структура и магнитные свойства тонких анизотропных слоев ферромагнетика могут существенно отличаться от свойств относительно толстых слоев и массивных материалов. Одним из физических проявлений этого эффекта является тот факт, что сопротивление тонкой ферромагнитной пленки, измеренное вдоль оси ее преимущественной намагниченности, оказывается несколько выше сопротивления пленки, измеренного вдоль оси, перпендикулярной вектору преимущественной намагниченности: $R_{\text{пар}} > R_{\text{перп}}$; $\Delta R = (R_{\text{пар}} - R_{\text{перп}}) > 0$.

Причиной этого является спин-орбитальное взаимодействие электронов, т. е. взаимодействие частиц, зависящее от величин и взаимной ориентации их орбитального и спинового моментов количества движения и приводящее к так называемому тонкому спин-зависимому рассеянию электронов, при этом коэффициент рассеяния для спинов сонаправленных и противонаправленных

по отношению к намагниченности образца будет различный.

Тот факт, что элементы $R_{\text{пар}}$ и $R_{\text{перп}}$ не равны, означает, что сопротивление зависит от взаимной ориентации тока и намагниченности. Разница этих сопротивлений ΔR называется анизотропным магнитосопротивлением (естественно, что при температуре выше точки Кюри анизотропный магниторезистивный эффект исчезает).

Сопротивление тонкопленочного образца в виде прямоугольного параллелепипеда в намагниченном состоянии при условии отсутствия внешнего магнитного поля определится согласно выражению [1]:

$$R_{B=0} = \left(\frac{2R_{\text{перп}} + R_{\text{пар}}}{3} \right) + \left(\cos^2 \beta - \frac{1}{3} \right) (R_{\text{пар}} - R_{\text{перп}}), \quad (1)$$

где β — угол между током i и намагниченностью J .

В объемном материале, если намагниченность доменов ориентирована случайным образом и отсутствует внешнее магнитное поле (т. е. случай полностью размагниченного образца), величина $\cos^2 \beta$ в выражении (1) равна $1/3$, а, следовательно, сопротивление анизотропного магниторезистивного элемента определится как [1]:

$$R_{J=0} = \frac{2}{3} R_{\text{перп}} + \frac{1}{3} R_{\text{пар}}.$$

Таким образом, при насыщении в продольном поле ($\cos^2 \beta = 1$) анизотропное магнитосопротивление достигает величины, определяемой выражением:

$$R_{J_{\text{продол}}} = \frac{2}{3} R_{\text{пар}} + \frac{1}{3} R_{\text{перп}},$$

а при насыщении в поперечном поле ($\cos^2 \beta = 0$) — величины, определяемой выражением:

$$R_{J_{\text{попер}}} = \frac{1}{3} R_{\text{пар}} + \frac{1}{3} R_{\text{перп}}.$$

Относительное изменение сопротивления АМР-элемента определится согласно выражению:

$$\frac{\Delta R_{\text{max}}}{R_{J=0}} = \frac{R_{\text{пар}} - R_{\text{перп}}}{\frac{1}{3} R_{\text{перп}} - \frac{2}{3} R_{\text{пар}}},$$

где $R_{B=0}$ — сопротивление магнитной пленки при отсутствии направления преимущественной намагниченности.

Обычно для базовой конструкции АМР-элемента относительное изменение сопротивления небольшое и составляет $\sim 2,5\%$ для сплавов типа

FeNiCo, ~3 % для сплава (81 % Fe и 18 % Ni) и ~4,2 % для сплава (82 % Fe, 18 % Ni) [2].

Говоря о процессе намагничивания тонких магнитных пленок, стоит отметить, что он протекает различно в зависимости от их строения и скорости нарастания внешнего поля. В относительно слабых полях перемагничивание происходит преимущественно за счет смещения границ плоских доменов, в более сильных — в результате некогерентного (неоднородного, т. е. как по часовой стрелке, так и против нее) вращения вектора намагниченности отдельных плоских доменов пленки вследствие дисперсии (отклонения от преимущественного) направления осей легкого намагничивания этих доменов. В однородной пленке перемагничивание протекает путем когерентного (однородного) вращения вектора намагниченности всей пленки, представляющей единый плоский домен.

Таким образом, результирующее магнитное состояние образца определяется как внешним, приложенным к образцу, полем H , так и внутренним полем молекулярных токов, которое характеризуется намагниченностью J — напряженнос-

тью, создаваемой микротоками электронных оболочек вещества: $B = \mu_0(H + J)$.

В общем случае векторы H и J не совпадают по направлению в пространстве. В тонкопленочном элементе их можно считать произвольно ориентированными относительно осей легкого и трудного намагничивания, но расположенными всегда в плоскости пленки.

Приложенное внешнее магнитное поле H поворачивает вектор намагниченности пленки J на угол β , причем значение β зависит от направления и величины внешнего поля. При этом сопротивление пермаллоевой пленки можно оценить согласно следующему выражению при условии, что $H \ll H_0$ [2]:

$$R = R_{B=0} + \Delta R(1 - (H/H_0)^2) = R_{B=0} + \Delta R \cos^2 \beta, \quad (2)$$

где $R_{B=0}$ — сопротивление пермаллоевой пленки вне действия магнитного поля; ΔR — максимально возможное изменение сопротивления; H — измеряемое поле; H_0 — подмагничивающее поле; $\sin \beta = H/H_0$.

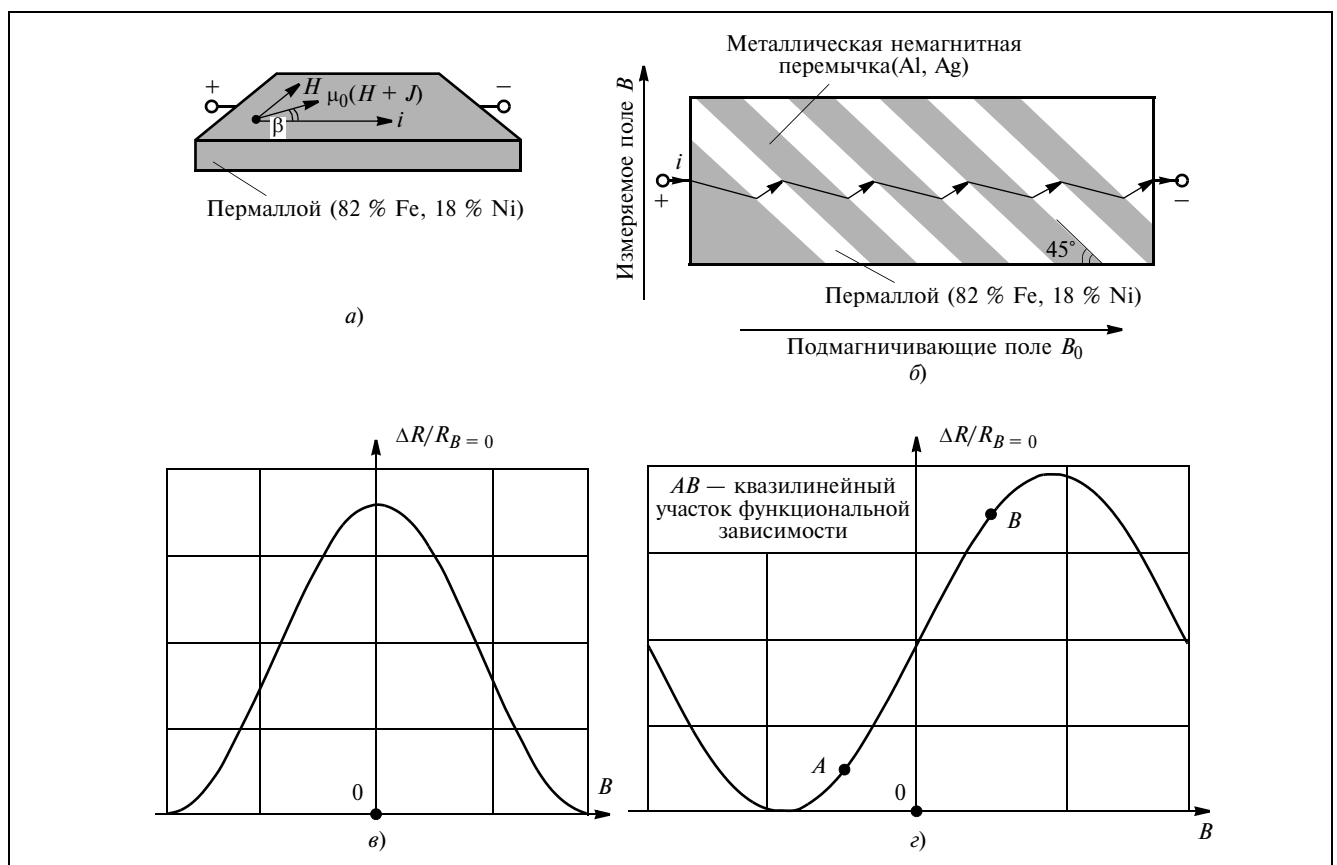


Рис. 2. Структуры АМР-элементов (а, б) и их тесла-омные характеристики (в, г):

H — напряженность внешнего магнитного поля; J — напряженность собственного магнитного поля АМР-материала; μ_0 — магнитная проницаемость АМР-материала; i — ток, протекающий через АМР-материал

Из выражения (2) видно, что сопротивление АМР-элемента квадратично зависит от слагаемого (H/H_0) при $H_0 = \text{const}$. Такая квадратичная зависимость отдаляет выходную характеристику сенсора от желаемого линейного вида (рис. 2, в). В значительной мере линеаризовать выходную характеристику АМР-датчика возможно путем задания так называемой “barber pole” или “зазубренной” структуры, схематически показанной на рис. 2, б [2]. В этом случае сопротивление датчика будет определяться соотношением:

$$R = R_{B=0} + \Delta R_{\max} \cos^2(\beta + 45^\circ).$$

Тесла-омные характеристики для базового АМР-элемента и для его “зазубренной” модификации представлены на рис. 2, в и 2, г, где угол 45° соответствует углу наклона пермалловых полосок относительно ориентации АМР-элемента в пространстве (см. рис. 2, б).

Учитывая, что $\cos^2(\beta + 45^\circ) = \sqrt{2}/2(\cos(\beta) - \sin(\beta))$, можем записать:

$$R = R_{B=0} + \Delta R_{\max} \frac{H}{H_0} \sqrt{1 - \left(\frac{H}{H_0}\right)^2}. \quad (3)$$

Знак “ $\pm$ ” в выражении (3) соответствует одной из возможных ориентаций немагнитных перемычек (см. рис. 2, б).

В случае, когда $H \ll H_0$ выражение (3) возможно переписать в виде:

$$R \approx R_{B=0} \pm \Delta R_{\max} \frac{H}{H_0}. \quad (4)$$

Очевидно, что функциональная зависимость (4) имеет более предпочтительный квазилинейный характер (см. рис. 2, г) в сравнении с выражением (2) (см. рис. 2, в).

СХЕМОТЕХНИКА АНИЗОТРОПНЫХ МАГНИТОРЕЗИСТИВНЫХ ДАТЧИКОВ

Рассмотренные АМР-преобразователи, в частности, резистивные измерительные преобразователи, вообще являются одним из наиболее распространенных типов устройств, используемых в ИИС в качестве первичных измерительных преобразователей. В данном случае, наиболее очевидным методом измерения сопротивления является метод, заключающийся в пропускании постоянного тока через имеющийся резистивный элемент с последующим измерением падения напряжения на нем.

При подобном схемотехническом подходе к косвенной оценке сопротивления крайне важно обеспечивать как точное удержание тока возбуждения, так и точное измерение выходного напряжения. При этом мощность, рассеиваемая на резистивном датчике, должна быть достаточно малой

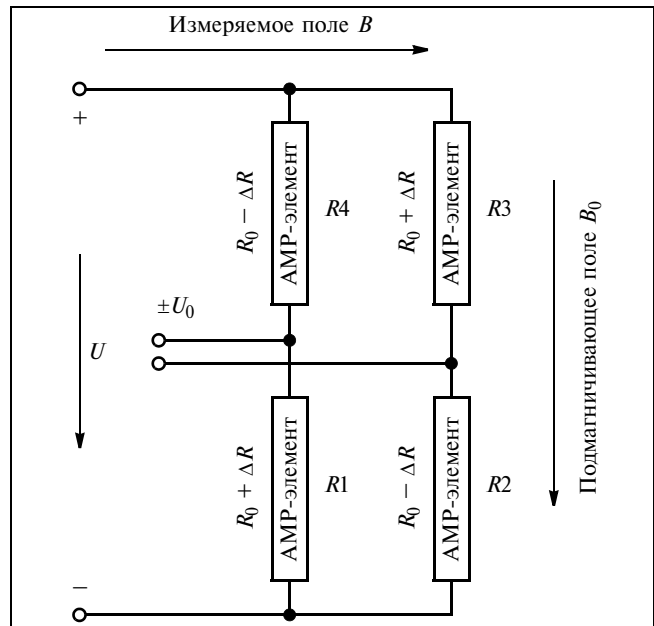


Рис. 3. Мостовая схема соединения АМР-элементов

во избежание ошибок, связанных с саморазогревом чувствительного элемента, т. е. должна соответствовать техническим условиям эксплуатации, установленным производителем. Следовательно, номинал тока возбуждения необходимо минимизировать, что вызовет противоречивую ситуацию при попытках повысить чувствительность АМР-датчика.

Именно по этой причине на более высоком схемотехническом уровне АМР-датчики представляют собой четыре эквивалентных “зазубренных” магниторезистора, каждый из которых, в свою очередь, представляет собой несколько последовательно соединенных АМР-полосок, сформированных путем осаждения тонкого слоя пермаллоя на кремниевую пластину в форме квадрата, соединенных по схеме, представляющей плечи измерительного моста Уитстона (рис. 3).

Известно, что такой мост находится в нулевом (сбалансированном) состоянии при соблюдении условия $R1/R4 = R2/R3$ вне зависимости от способа его возбуждения (постоянным либо переменным током), величины возбуждения или способа считывания выходного сигнала (ток или напряжение), импеданса схемы измерения. Параметры выходного сигнала определяются в соответствии с выражением:

$$U_0 = \left(\frac{R1}{R1 + R4} - \frac{R2}{R2 + R3} \right) U = \frac{R1/R4 - R2/R3}{(1 + R1/R4)(1 + R2/R3)} U, \quad (5)$$

причем, если $R1/R4 = R2/R3$, $U_0 = 0$.

Максимального сигнала на выходе, а также линейной связи между выходом моста и изменением величины чувствительности резистора (отношение максимально ожидаемого изменения выходного напряжения к напряжению возбуждения), можно добиться, используя топологию соединения АМР-элементов типа “полный мост”.

Чувствительность S и коэффициент нелинейности γ такого измерительного моста определяются в соответствии с выражениями:

$$S = U_{\text{ВХ}}[\Delta R/R]; \quad \gamma = 0 \frac{\%}{\%}.$$

СИНТЕЗ И ВЕРИФИКАЦИЯ ОБОБЩЕННОЙ МАТЕМАТИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ АМР-ДАТЧИКА ДЛЯ ИНЖЕНЕРНЫХ РАСЧЕТОВ

Принимая во внимание выражения (3)–(5), рис. 3 и полагая, что АМР-элементы магнитного датчика ориентированы таким образом, что $R1 = R3 = R_0 + \Delta R$, а $R2 = R4 = R_0 - \Delta R$, справедливо записать:

$$U_0 = \frac{R_0 + \Delta R_{\text{max}} \frac{H}{H_0} \sqrt{1 - \left(\frac{H}{H_0}\right)^2}}{\left[R_0 + \Delta R_{\text{max}} \frac{H}{H_0} \sqrt{1 - \left(\frac{H}{H_0}\right)^2} \right] + \left[R_0 - \Delta R_{\text{max}} \frac{H}{H_0} \sqrt{1 - \left(\frac{H}{H_0}\right)^2} \right]} - \frac{R_0 - \Delta R_{\text{max}} \frac{H}{H_0} \sqrt{1 - \left(\frac{H}{H_0}\right)^2}}{\left[R_0 + \Delta R_{\text{max}} \frac{H}{H_0} \sqrt{1 - \left(\frac{H}{H_0}\right)^2} \right] + \left[R_0 - \Delta R_{\text{max}} \frac{H}{H_0} \sqrt{1 - \left(\frac{H}{H_0}\right)^2} \right]} U,$$

откуда после приведения подобных слагаемых U_0 определится как:

$$U_0 = 2U\Delta R_{\text{max}} \frac{H}{H_0} \sqrt{1 - \left(\frac{H}{H_0}\right)^2}. \quad (6)$$

При условии, что $H \ll H_0$, выражение (6) можно переписать в виде:

$$U_0(H) = 2U\Delta R_{\text{max}} \frac{H}{H_0}. \quad (7)$$

Из выражения (7) видно, что кроме линейности выходной сигнал прямопропорционально зависит от напряжения питания моста, напряженности измеряемого поля H и чувствителен к знаку поля.

Далее, задаваясь целью верификации полученной математической модели, подставим в (7)

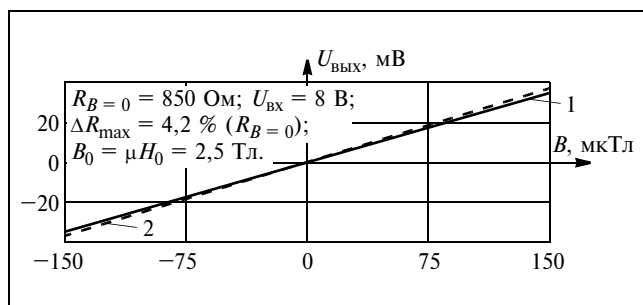


Рис. 4. Результат верификации обобщенной математической модели АМР-датчика, выполненного на базе схемы типа “полный мост”

численные значения характеристик одного из АМР-сенсоров, выпускаемых серийно (например, НМС1001) и сравним полученную графическую зависимость напряжения на выходе датчика от прикладываемого к нему воздействия магнитного поля (прямая 1 на рис. 4) с аналогичной графической зависимостью, предоставляемой фирмой производителем, (пунктирная прямая 2 на рис. 4).

Некоторые расхождения на рисунке могут быть объяснены округлением численных значений характеристик, публикуемых фирмой производителем (например, номинального сопротивления) АМР-элемента.

ВЫВОДЫ

Таким образом, предложенная математическая модель адекватно описывает поведение АМР-датчиков практически всех известных фирм производителей (Honeywell, Philips и др.), учитывает при этом все основные процессы, протекающие в АМР-пленках, и отличается информативной и лаконичной формой записи, что очевидно упрощает ее применение в процессе проектирования и отладки магнитометрических ИИС, построенных на базе АМР-эффекта.

ЛИТЕРАТУРА

1. Лукашевич М. Г. Введение в магнитоэлектронику. — Минск: БГУ, 2003. — С. 39–40.
2. Ripka P., Tipek A. Modern Sensors. — London: ISTE ltd, 2007. — P. 439–443.

Андрей Владимирович Воробьев — канд. техн. наук, доцент кафедры “Электроника и биомедицинские технологии” Уфимского государственного авиационного технического университета.

☎ +7 (347) 273-76-34

E-mail: cpu8bit@yandex.ru

□

АНИЗОТРОПНЫЙ МАГНИТОРЕЗИСТИВНЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ-ГРАДИОМЕТР МАГНИТНОГО ПОЛЯ¹

С. И. Касаткин, А. М. Муравьев, Н. В. Плотникова, В. В. Амеличев, Р. О. Гаврилов

Рассмотрен новый вид анизотропного магниторезистивного преобразователя магнитного поля, представляющий собой градиометр магнитного поля с четной вольт-эрстедной характеристикой, выходящей в насыщение с ростом внешнего магнитного поля. Приведены результаты его разработки в качестве магниточувствительного нанозлемента для биосенсора и магнитной головки.

Ключевые слова: анизотропный магниторезистивный преобразователь, градиометр, магнитное поле, металлическая наноструктура.

ВВЕДЕНИЕ

Разработан анизотропный магниторезистивный преобразователь (АМРП) магнитного поля с четной вольт-эрстедной характеристикой (ВЭХ), в котором тонкопленочные АМР-полоски в соседних плечах мостовой схемы расположены перпендикулярно друг другу [1]. Конструкция такого АМРП представляет собой мостовую схему, каждое плечо которой состоит из нескольких последовательно соединенных низкорезистивными немагнитными перемычками и расположенных в ряд АМР-полосок. При этом в двух парах противоположно расположенных плечах ряды АМР-полосок расположены перпендикулярно друг другу. Благодаря такой топологии мостовой схемы формируется четная ВЭХ АМРП, при этом с возрастанием внешнего магнитного поля ВЭХ преобразователя выходит в насыщение. Недостатком АМРП является то, что он реагирует на все однородные и неоднородные магнитные поля, действующие на него. Поэтому стоит задача выделить слабое неоднородное магнитное поле на фоне большого однородного магнитного поля, которая возникает,

например, при разработке магниточувствительных нанозлементах биосенсоров и головок считывания.

К другому недостатку АМРП можно отнести наличие гистерезиса, влияние которого на результат измерения устраняется

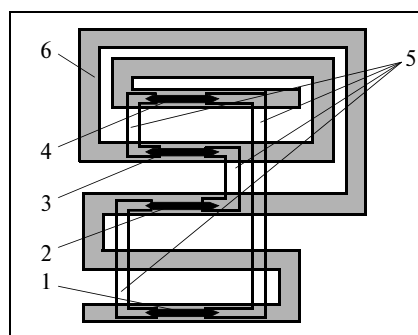


Рис. 1. Топология АМРП-градиометра с нечетной ВЭХ:

1—4 — АМР-полоски; 5 — низкорезистивные перемычки; 6 — проводники для импульсов s/r

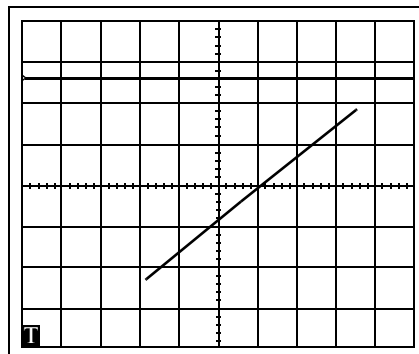


Рис. 2. Осциллограмма ВЭХ АМРП-градиометра

введением дополнительного планарного проводника, в который подаются импульсы тока s/r .

Данных недостатков лишен АМРП-градиометр. На рис. 1 в качестве примера приведена топология АМРП, используемого в качестве головки считывания [2]. Одно плечо мостовой схемы является рабочим и измеряет локальное приповерхностное магнитное поле, а три, отнесенные на некоторое расстояние от рабочего плеча, — балластными плечами. Данный АМРП обладает нечетной линейной ВЭХ (см. осциллограмму на рис. 2), имеющую перегиб и постепенный спад к нулю при увеличении магнитного поля. В настоящее время существует ряд задач, в первую очередь, для пороговых преобразователей, когда необходимо сохранять сигнал при больших локальных магнитных полях. Такой же АМРП-градиометр, только с двумя рабочими плечами, может применяться в качестве магниточувствительного нанозлемента в биосенсоре.

АМРП-ГРАДИОМЕТР

В статье представлен АМРП-градиометр с четной ВЭХ, выходящей в насыщение с ростом магнитного поля. Данный градиометр может найти применение в МР биосенсорах, головках считывания и других областях, где на фоне большого однород-

¹ Работа выполнена при финансовой поддержке государственного контракта Минобрнауки России № 01.426.11.0021.

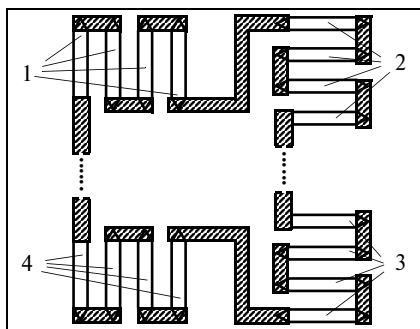


Рис. 3. Топология АМРП градиометра с четной ВЭХ

ного магнитного поля необходимо выделить слабый сигнал.

АМРП-градиометр содержит подложку с диэлектрическим слоем, на котором расположены соединенные в мостовую схему немагнитными низкорезистивными перемычками тонкопленочные АМР-полоски, содержащие каждая верхний и нижний защитные слои, между которыми расположены две ферромагнитные пленки, разделенные разделительным слоем. Поверх АМР-полосок нанесен изолирующий слой. АМР-полоски могут состоять из одной ферромагнитной пленки с двумя защитными слоями. В первом и четвертом плечах мостовой схемы АМР-полоски расположены перпендикулярно полоскам второго и третьего плеч мостовой схемы (рис. 3). Первое и второе плечо мостовой схемы расположены от третьего и четвертого плеча мостовой схемы на некотором расстоянии, достаточном для затухания локального магнитного поля.

При перпендикулярном расположении АМР-полосок в первом и четвертом плечах относительно их расположения во втором и третьем плечах мостовой схемы АМРП-градиометра однородное магнитное поле не вызывает появления сигнала считывания на выходе мостовой схемы, т. е. это схема градиометра. А наличие достаточного расстояния между парами плеч поз-

воляет только одной паре плеч градиометра реагировать на локальное неоднородное магнитное поле, причем его ВЭХ является четной с насыщением при возрастании магнитного поля, аналогично ВЭХ АМРП с четной характеристикой, но с вдвое меньшей чувствительностью из-за двух балластных плеч.

Данный АМРП-градиометр магнитного поля относится к наноэлементам на основе металлических многослойных ферромагнитных наноструктур. При наличии АМР-эффекта изменение сопротивления ферромагнитной пленки в магнитном поле пропорционально $\sin^2\varphi$, где φ — угол между вектором намагниченности $\mathbf{M}$ ферромагнитной пленки тонкопленочной АМР-полоски и направлением протекающего в ней сенсорного тока I .

Работа АМРП-градиометра происходит следующим образом. Рассмотрим случай многослойной наноструктуры с двумя ферромагнитными пленками. При отсутствии внешнего магнитного поля и сенсорного тока в мостовой схеме векторы намагниченности ферромагнитных пленок в двух рядах тонкопленочных АМР-полосок плеч 1—4 устанавливаются вдоль оси легкого намагничивания (ОЛН) ферромагнитных пленок антипараллельно друг другу. Ось ОЛН направлена вдоль длины АМР-полосок одной из пар плеч мостовой схемы.

При подаче в мостовую схему преобразователя градиометра сенсорного тока появится постоянный сигнал считывания, определяемый технологическим разбалансом его мостовой схемы, и незначительно изменится направление векторов намагниченности ферромагнитных пленок АМР-полосок. Однородное внешнее магнитное поле H , перпендикулярное ОЛН, приведет к развороту векторов

намагниченности ферромагнитных пленок АМР-полосок в плечах 1—4 по направлению H . В АМР-полосках в плечах 1—4 мостовой схемы угол между направлением сенсорного тока и векторами намагниченности ферромагнитных пленок возрастет, а в полосках плеч 2—3 — угол уменьшится. В соответствии с АМР-эффектом магнитосопротивление 1-го и 4-го плеч мостовой схемы возрастет, а плеч 2-го и 3-го — уменьшится. Это означает отсутствие сигнала считывания на выходе мостовой схемы при внешнем однородном магнитном поле, т. е. данная конструкция АМРП соответствует градиометру.

Действие локального магнитного поля $H_{\text{л}}$ на два рабочих плеча приведет к развороту векторов намагниченности ферромагнитных пленок АМР-полосок в плечах 1 и 2 по направлению $H_{\text{л}}$. На балластные плечи 3 и 4 поле $H_{\text{л}}$ не действует и сигнала считывания они не дадут. В рабочих плечах изменение магнитосопротивления приводит к появлению сигнала считывания. Ввиду квадратичной зависимости изменения магнитосопротивления при анизотропном магниторезистивном эффекте ВЭХ преобразователя-градиометра будет четной и выходить в насыщение с ростом локального магнитного поля.

На рис. 4 приведена, рассчитанная с применением теории

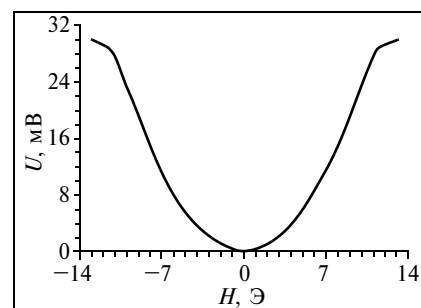


Рис. 4. Теоретическая ВЭХ АМРП-градиометра

микромагнетизма, теоретическая четная ВЭХ АМРП-градиометра на основе двухслойных FeNiCo_6 ферромагнитных пленок толщиной 12 нм с размерами АМР-полоски, равными $14 \times 260 \text{ мкм}^2$, для локального магнитного поля, действующего на два рабочих плеча при напряжении питания 1 В. Величина АМР-эффекта составляет 2 %. ВЭХ данного преобразователя градиометра аналогична ВЭХ обычного преобразователя, но ввиду того, что рабочими плечами являются только два плеча, в отличие от четырех рабочих плеч обычного магниторезистивного преобразователя, величина сигнала считывания и чувствительность преобразователя-градиометра оказывается вдвое меньше обычного преобразователя.

Таким образом, предложенный АМРП-градиометр магнитного поля с перпендикулярно расположенными тонкопленочными АМР-полосками в рабочих и балластных парах плеч мостовой схемы, разнесенных друг относительно друга, обладает заявленными свойствами, т. е. преобразователь-градиометр не реагирует на внешнее однородное магнитное поле и обладает четной ВЭХ с ее насыщением при возрастании внешнего локального магнитного поля, действующего на рабочую пару плеч мостовой схемы преобразователя градиометра.

АМР ЧУВСТВИТЕЛЬНЫЙ НАНОЭЛЕМЕНТ БИОСЕНСОРА

АМРП-градиометр с четной нелинейной ВЭХ, выходящей в насыщение с увеличением магнитного поля может быть успешно применен в качестве чувствительного наноэлемента (ЧНЭ) биосенсора. Объясняется это тем, что в ЧНЭ не должно быть проводников управления, что привело бы к удалению маг-

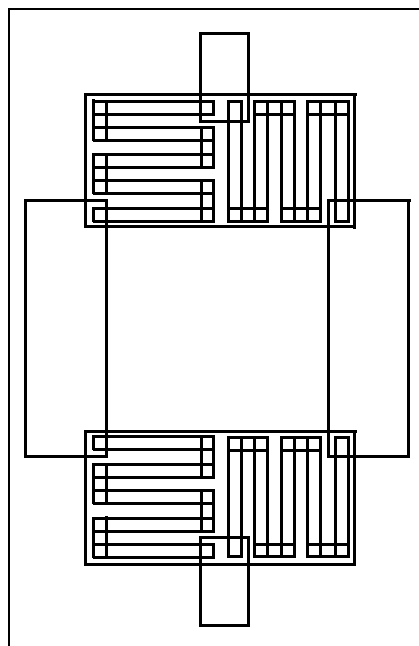


Рис. 5. Топология АМРП-градиометра

нитных микро- и наногранул (МГ) от поверхности ЧНЭ и ослабило бы сигнал считывания. Для увеличения сигнала считывания и наличия ВЭХ ЧНЭ в магнитном поле до 150 Э, а это одна из главных проблем при разработке биосенсора, были выбраны многослойные FeNiCo_{20} и NiCo_{20} АМР-полоски шириной 2 и 4 мкм с малой рабочей площадью (около $30 \times 30 \text{ мкм}^2$, длина полосок 12 и 22 мкм) и большой площадью ($200 \times 200 \text{ мкм}^2$, длина полосок 102 мкм). Величина АМР-эффекта для этих ферромагнитных пленок достигает 2,5 и 5 % соответственно.

Топология данного АМР ЧНЭ — это топология градиометра с двумя АМР рабочими плечами мостовой схемы, на которые осаждаются МГ (рис. 5), и двумя удаленными от действия локального магнитного поля МГ балластными плечами. Над рабочими плечами может располагаться наномagnet для создания поля сдвига ВЭХ градиометра в область с максимальной чувствительностью.

АНАЛИЗ РАБОТОСПОСОБНОСТИ АМРП

АМРП с шириной полосок 4 мкм. Для увеличения рабочего диапазона АМРП по магнитному полю необходимо увеличить поле перемагничивания АМР-полоски. Это, при ее фиксированной топологии, можно осуществить, увеличивая толщину ферромагнитных пленок. На рис. 6 приведены ВЭХ АМРП для толщины ферромагнитной пленки $d = 12 \text{ нм}$ (кривая 1) и 24 нм (кривая 2) для полоски длиной 22 мкм при напряжении питания 2 В. Видна нелинейность ВЭХ и ее поле насыщения, равное 60 и 98 Э для $d = 12$ и 24 нм соответственно. Максимальные чувствительности АМРП для двух толщин вблизи области насыщения составляют 0,2 и 0,12 мВ/(В $\times$ Э) соответственно. Дальнейшее увеличение толщины ферромагнитной пленки для увеличения поля насыщения ВЭХ нежелательно, так как в этом случае мы входим в область существования доменных границ с перетяжками, комбинаций границ Нееля и Блоха, что ведет к ухудшению магнитных параметров пленок и, в первую очередь, к росту их коэрцитивной силы и гистерезиса.

АМРП с шириной полосок 2 мкм. Реальный путь увеличения поля насыщения АМРП — уменьшение ширины полоски при той же толщине ферромаг-

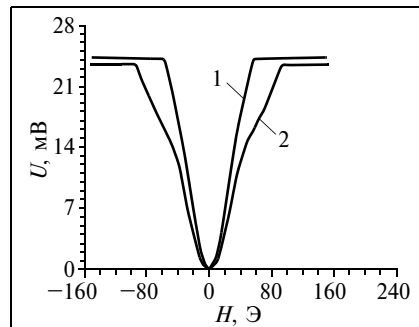


Рис. 6. Четная нелинейная ВЭХ с шириной полоски 4 мкм:

1 — $d = 12 \text{ нм}$; 2 — $d = 24 \text{ нм}$

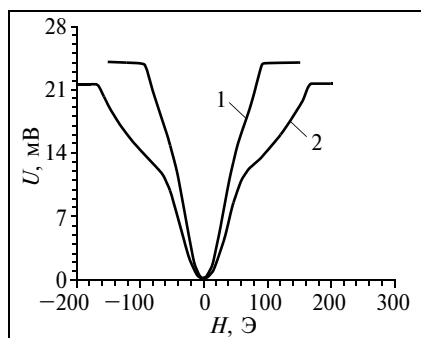


Рис. 7. Четная ВЭХ с шириной полоски 2 мкм:

1 — $d = 12$ нм; 2 — $d = 24$ нм

нитной пленки за счет роста размагничивающего магнитного поля. На рис. 7 приведены ВЭХ для толщины ферромагнитной пленки $d = 12$ нм (кривая 1) и 24 нм (кривая 2) для длины полоски 12 мкм. Видна нелинейность ВЭХ и ее поле насыщения, равное 98 и 170 Э для $d = 12$ и 24 нм соответственно. Максимальные чувствительнос-

ти АМРП для двух толщин вблизи области насыщения составляют 0,25 и 0,15 мВ/(В × Э) соответственно.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Описан новый АМР-преобразователь-градиометр магнитного поля с четной ВЭХ, выходящей в насыщение с ростом внешнего магнитного поля. Проведенный анализ его работоспособности в качестве магнито-чувствительного наноэлемента для биосенсора и магнитной головки, применяемой, например, для диагностики объектов с приповерхностными магнитными полями, показал его перспективность для данных применений.

ЛИТЕРАТУРА

1. Н. П. Васильева, С. И. Касаткин, Н. Н. Аверин и др. Разработка тонкопленочных двухслойных магниторезистивных датчиков // Приборы

и системы управления. — 1995. — № 2. — С. 24–26.

2. Пат. № 2366038 РФ. Магнито-резистивная головка-градиометр / С. И. Касаткин, А. М. Муравьев // Бюл. — 2010.

Сергей Иванович Касаткин — д-р техн. наук, зав. лабораторией Института проблем управления им. В. А. Трапезникова РАН (ИПУ РАН);

☎ (495) 334-75-79

E-mail: serkasat@ipu.rssi.ru

Андрей Михайлович Муравьев — канд. техн. наук, вед. научн. сотрудник ИПУ РАН;

☎ (495) 334-75-79

Наталья Васильевна Плотникова — вед. инженер ИПУ РАН;

☎ (495) 334-75-79

Владимир Викторович Амеличев — канд. техн. наук, рук. лаборатории Научно-производственного комплекса "Технологический центр" МИЭТ (НПК ТЦ);

☎ (499) 720-87-79

Роман Олегович Гаврилов — мл. научн. сотрудник НПК ТЦ.

☎ (499) 720-87-79

УДК 550.8.015.621.3.018.782.3

К содержанию

ФАЗОВЫЕ ИЗМЕРЕНИЯ С СИНХРОНИЗАЦИЕЙ ПО СИГНАЛАМ GPS-ПРИЕМНИКОВ

О. Л. Сокол-Кутыловский, А. И. Сарвартинов

Показана помехоустойчивость и высокая эффективность обнаружения аномалий электромагнитного поля аппаратно-программным комплексом, осуществляющим фазовые измерения магнитного поля низкой частоты с синхронизацией по сигналам GPS-приемников.

Ключевые слова: фазовые измерения, геофизические измерения, синхронизация по сигналам GPS-приемников, электромагнитные аномалии.

ВВЕДЕНИЕ

При распространении электромагнитного поля в материальной среде, в результате его взаимодействия с веществом среды возникает вторичное электромагнитное поле, которое содержит информацию о физических свойствах взаимодействующего с полем вещества. Если возбуждение осуществляется на фиксированной частоте, то вся информация об электромагнитных свойствах вещества заключена в амплитуде и в фазе

вторичного электромагнитного поля. В настоящее время наиболее распространены амплитудные методы обнаружения аномалий электромагнитного поля. При их относительной простоте им свойственны и некоторые недостатки. Прежде всего, это сильная зависимость амплитуды анализируемого сигнала от взаимного расположения и ориентации излучателя и приемника, а также высокая чувствительность к электромагнитным шумам и помехам.

КОМПЛЕКС ФАЗОВЫХ ИЗМЕРЕНИЙ

Аппаратурно-программный измерительный комплекс [1], предназначенный для применения в активных методах электроразведки, в значительной степени лишен указанных недостатков. Он осуществляет измерение фазового сдвига вторичного электромагнитного поля по отношению к первичному электромагнитному полю возбуждения, создаваемому вблизи выбранных участков горных пород. Комплекс позволяет в условиях высокого внешнего электромагнитного шума надежно фиксировать различие электрических и магнитных свойств горных пород в зоне чувствительности датчика при широком разбросе расстояния между излучателем и датчиком и при различной их взаимной угловой ориентации. По различию магнитных свойств и степени поляризации горных пород выявляются участки и границы участков с отличающимися электрическими и магнитными свойствами.

Аппаратурная часть комплекса состоит из генератора электромагнитных колебаний, датчика магнитного поля, аналого-цифрового преобразователя и компьютера.

Генератор электромагнитных колебаний прямоугольной формы выполнен на основе транзисторного МОП-ключа, нагруженного на излучатель электромагнитного поля в виде петли (вертикальный магнитный диполь). Ключ управляется прямоугольными импульсами, формируемыми сигналом 1 rps (1 импульс в секунду) или начальным импульсом каждой строки потока данных, поступающих с GPS-приемника. Амплитуда электрического тока в петле 6 А, эффективная площадь петли 10 м².

Датчик магнитной индукции должен воспринимать три составляющие магнитного поля в виде суммы магнитных составляющих первичного и вторичного электромагнитного поля. Сигнал суммарного магнитного поля, воспринимаемый датчиком, может изменяться по фазе в пределах ± 90 град в зависимости от соотношения амплитуд первичного и вторичного магнитных полей.

В качестве датчика применен трехкомпонентный магнитомодуляционный преобразователь магнитной индукции с автопараметрическим усилением сигнала в сердечнике из аморфного ферромагнитного сплава [2] со следующими техническими характеристиками.

Основные технические характеристики преобразователя магнитной индукции

Коэффициент преобразования (чувствительность) в режиме, мВ/нТл:

измерения постоянного магнитного поля 0,2

измерения переменного магнитного поля 50

Динамический диапазон измерений в режиме, нТл:

измерения постоянного магнитного поля $\pm 60\ 000$

измерения переменного магнитного поля ± 200

Разрешающая способность (порог чувствительности), пТл Гц^{-1/2} ~ 1

Полоса пропускания, Гц:

на уровне 0,5...0,05 30

с практически плоской амплитудно-частотной

характеристикой 0,5...20

В комплексе аппаратуры применен четырехканальный аналого-цифровой преобразователь (АЦП) AD7734, управляемый микроконтроллером ADuC824.

По трем каналам АЦП осуществляется преобразование аналоговых сигналов трех составляющих магнитной индукции в цифровой код, четвертый канал используется для оцифровки опорного сигнала.

СИНХРОНИЗАЦИЯ СИГНАЛОВ

Синхронизация сигналов осуществляется с помощью двух GPS-приемников LS20031, один из которых используется для формирования сигнала, управляющего ключевым каскадом генератора прямоугольных импульсов, создающего магнитное поле возбуждения (первичное магнитное поле), а другой формирует опорный сигнал, подаваемый на четвертый, опорный вход АЦП.

В самом простом случае опорный сигнал формируется из высокоточного сигнала 1 rps, имеющегося в GPS-приемниках. Сигнал появляется только в том случае, если он уверенно принимается не менее чем с трех спутников одновременно, что индицируется миганием светодиода. Для получения сигнала прямоугольной формы (со скважностью 2) сигнал, равный 1 rps, пропускается через *D*-триггер, включенный в режиме деления на два. Полученный таким образом сигнал прямоугольной формы имеет частоту 0,5 Гц, а его фронты соответствуют фронтам сигнала 1 rps с точностью до микросекунды (время задержки определяется временем срабатывания *D*-триггера).

С помощью GPS-приемника LS20031 можно сформировать опорный синхросигнал другой частоты, вплоть до частоты 5 Гц. Для этого с помощью программы MiniGPS (версия 4.0) необходимо установить более высокую частоту получения данных со спутников (GPS-приемник LS20031 поддерживает частоту обновления данных до 10 Гц, при этом передний фронт первого импульса каждой серии данных синхронизирован с сигналом 1 rps). В этом случае опорный сигнал формируется из потока данных на выходе GPS-приемника, для чего необходимо в программе MiniGPS в окнах протокола в режиме "Setup" установить все нули кроме окна RMC (отключить все строки получения данных, кроме одной, содержащей временные данные).

В результате в потоке данных на выходе GPS-приемника будет сформирована серия импульсов с продолжительностью, несколько меньшей периода установленной частоты обновления. С помощью цифрового одновибратора, выполненного на кварцевом генераторе и *D*-триггере, управляющем работой счетчика импульсов, а также делителя частоты на втором *D*-триггере, формируется опорный сигнал прямоугольной формы, частота которого равна половине установленной частоты обновления данных.

Для работы на более высокой частоте можно сформировать сигнал синхронизации с помощью системы фазовой автоподстройки частоты или использовать специализированный GPS-приемник, в котором имеется частотный выход, синхронизированный с сигналом 1 pps.

ПРОГРАММНОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ КОМПЛЕКСА

Оцифрованные значения трех компонент магнитного поля и опорного сигнала обрабатываются с помощью быстрого Фурье-преобразования, после чего выделяются средние амплитуды выбранных гармоник сигналов заданной частоты и опорного сигнала. Разность фаз (фазовый сдвиг) сигналов каждой из компонент измеряемого магнитного поля по отношению к соответствующей

гармонике опорного сигнала определяется по максимумам анализируемых амплитуд и по максимуму опорного сигнала на временной оси. Так как оцифровка осуществляется одним и тем же АЦП, то времена задержки измерительных каналов и опорного практически одинаковы (с точностью до времени дискретизации).

Передача данных производится от вывода UART микроконтроллера ADuC824 на ноутбук через RS-232—USB кабель. Прием данных осуществляется программой IND_P. Программа после получения данных выводит графики значений составляющих магнитного поля и сохраняет эти значения, дописывая текущее время в текстовый файл. Сюда же записывается опорный сигнал.

Для получения значений фазового сдвига используется программа IND_I [3]. Программа использует в качестве входных данных численные значения амплитуды магнитного поля и опорного сигнала, измеряемые через определенное время на определенной частоте. Эта частота соответствует частоте магнитного поля возбуждения или ее нечетным гармоникам и выбирается по максимуму опорного сигнала. Сдвиг фазы сигналов рассчитывается через комплексное дискретное преобразование Фурье.

В левой верхней части диалогового окна программы IND_I (рис. 1) задаются данные коли-

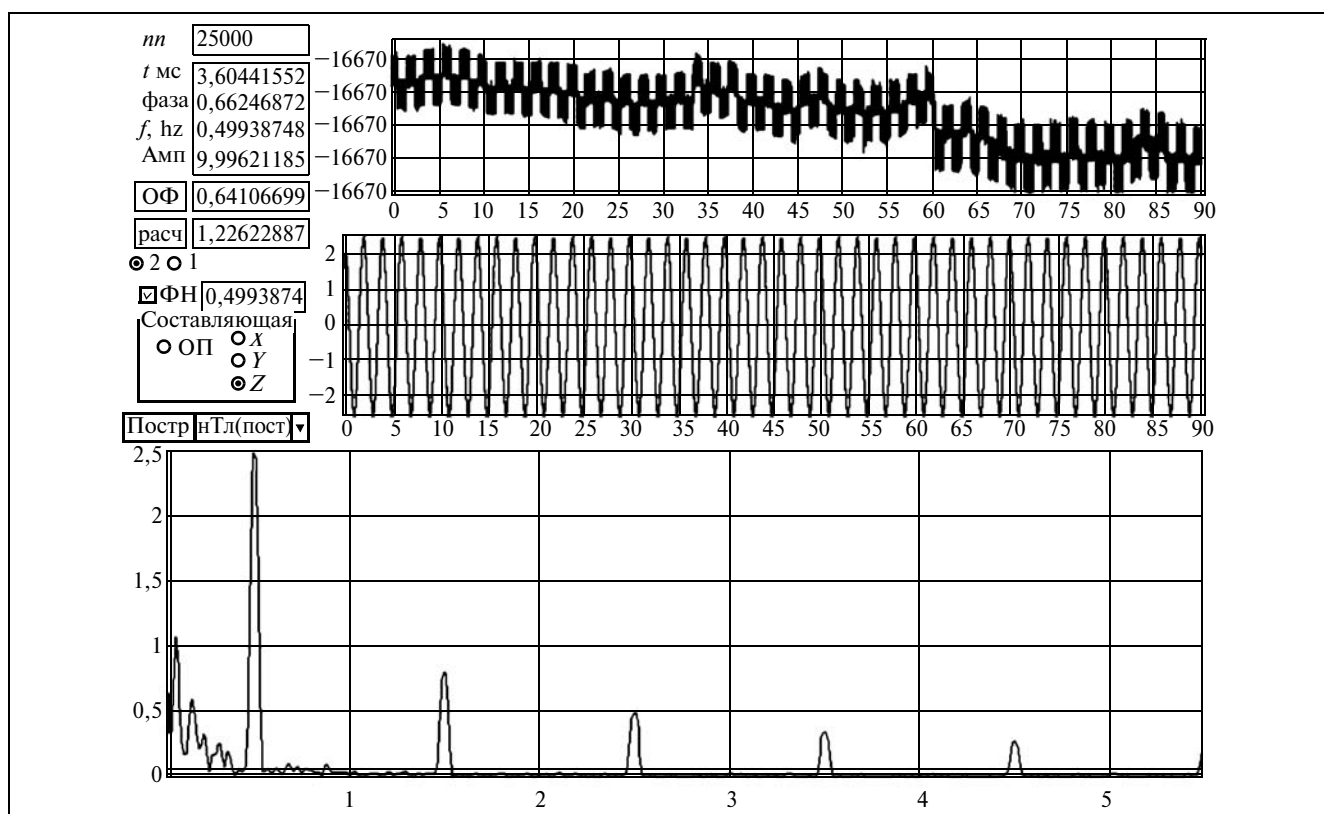


Рис. 1. Диалоговое окно программы IND_I. Показан результат расчета *Z*-составляющей магнитного поля на частоте 0,5 Гц

чества отсчетов сигнала и время дискретизации. Ниже показана вычисленная величина фазы текущего канала, частота сигнала и амплитуда. На графиках диалогового окна сверху вниз показаны: исходный сигнал, первая гармоника сигнала возбуждения и Фурье-спектр исходного сигнала измеряемой компоненты магнитного поля.

НЕКОТОРЫЕ ПРИМЕРЫ ПРИМЕНЕНИЯ

Предварительное опробование аппаратно-программного комплекса первоначально осуществлялось на известных аномалиях (трубопроводах, известных подземных объектах). На рис. 2 показан результат выделения неизвестной электромагнитной аномалии при электромагнитном профилировании, осуществленный с помощью аппаратно-программного комплекса. Шаг между точками измерения составлял 5 м, расстояние между петлями и датчиком поддерживалось постоянным и в данном случае также равнялось 5 м. Последующее измерение вертикальной составляющей постоянного магнитного поля (рис. 2, б) и независимые измерения, выполненные на данном профиле магнитным градиентометром, подтвердили наличие аномалии и показали, что выявлен-

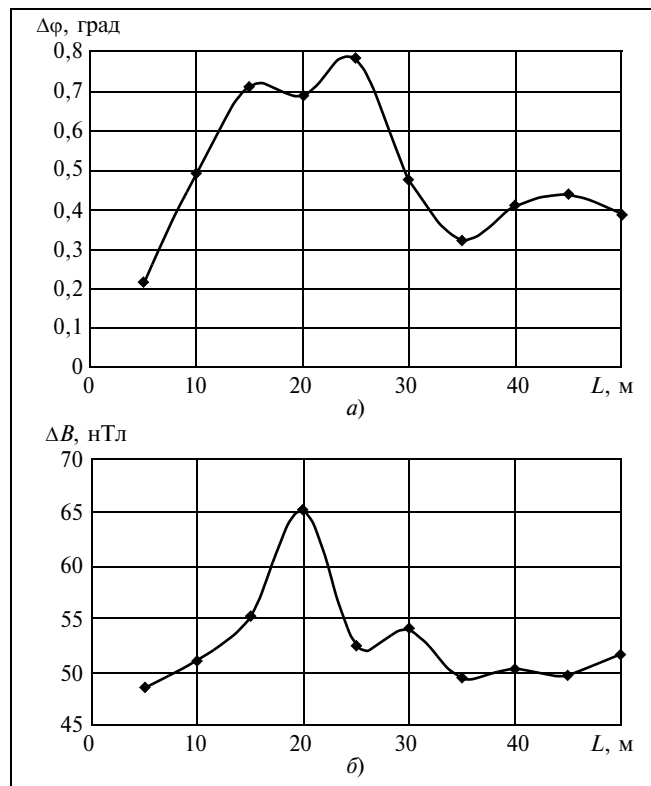


Рис. 2. Электромагнитная аномалия, выявленная фазовым методом (а), и та же аномалия, полученная при измерении вертикальной составляющей магнитного поля (б)

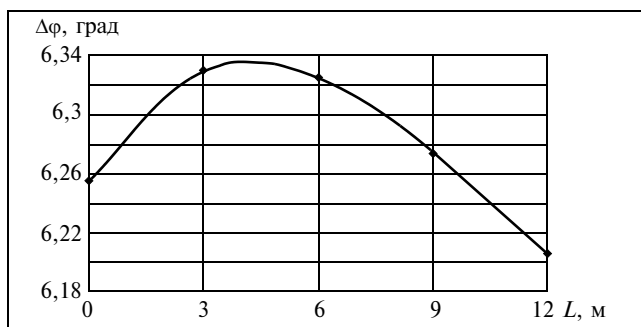


Рис. 3. Зависимость фазового сдвига от неоднородности слабомангнитных горных пород, вызванного наличием пустот

ная электромагнитная аномалия является аномалией магнитного типа.

На рис. 3 показан пример регистрации пустот на фоне слабомангнитных окружающих пород. Петля возбуждения магнитного поля находилась в 15 м от шурфа диаметром 2,5 м и глубиной около 3 м. Датчик магнитометра располагался на поверхности: сначала в трех метрах от края шурфа и на краю шурфа, затем на противоположном краю шурфа и далее. Фазовый сдвиг в точках измерения вблизи краев шурфа (3 и 6 м) существенно отличается от результатов, полученных на участках, удаленных от его краев.

Разрешающая способность комплекса, осуществляющего измерения фазового сдвига, при накоплении нескольких десятков периодов измеряемого сигнала, как показали серии измерений, проведенные в одной точке, находится в пределах $\pm 0,1$ град.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Высокая помехозащищенность измерений достигается накоплением нескольких десятков периодов записываемого сигнала и выделением выбранной гармоники частоты возбуждения при помощи быстрого Фурье-преобразования. При этом в широком диапазоне амплитуд сигналов величина фазового сдвига не зависит от величины амплитуды. Для уверенного нахождения фазового сдвига достаточно, чтобы после Фурье-преобразования амплитуда накопленного среднего значения измеряемой частоты в несколько раз превышала уровень шума вблизи этой частоты.

Таким образом, комплекс позволяет проводить фазовые измерения в условиях повышенного электромагнитного шума, когда амплитуда текущего сигнала оказывается меньше уровня внешнего шума, что характерно при работе в зоне крупных промышленных центров, под линиями электропередач и вблизи других источников электромагнитных помех.

ЛИТЕРАТУРА

1. Сарвартинов А. И. К разработке аппаратно-программного комплекса для геофизических измерений // Матер. конф. "Пятые научные чтения памяти Ю. П. Булашевича", 6–10 июля 2009, г. Екатеринбург. — С. 430–432.
2. Сокол-Кутыловский О. Л. Автопараметрический датчик магнитной индукции // Датчики и системы. — 2009. — № 1. — С. 37–38.
3. Сарвартинов А. И. Программа расчета фазового сдвига сигнала вторичного электромагнитного поля // Двенадцатая уральская молодежная научная школа по геофизике: Сб. науч. материалов. — Пермь: ГИ УрО РАН, 2011. — С. 216–218.

Работа выполнена в Институте геофизики УрО РАН (г. Екатеринбург).

Олег Леонидович Сокол-Кутыловский — д-р техн. наук, ст. научн. сотрудник;

E-mail: s-k52@mail.ru

Артур Ильясович Сарвартинов — инженер лаборатории электрометрии.

E-mail: authur82@mail.ru

□

УДК 681.586.7

К содержанию

ИНЕРЦИОННЫЙ ПЬЕЗОЭЛЕКТРИЧЕСКИЙ ПРИВОД С МАГНИТОИНДУКЦИОННЫМ ДАТЧИКОМ СКОРОСТИ

А. М. Липанов, П. В. Гуляев, Е. Ю. Шелковников, А. В. Тюриков

Дано описание устройства магнитоиндукционного датчика скорости линейных перемещений, встроенного в инерционный пьезоэлектрический привод. Приведены конструктивные и схематические особенности датчика. Представлены результаты его теоретических и экспериментальных исследований.

Ключевые слова: инерционный пьезопровод, магнитоиндукционный датчик скорости, схема замещения, кинематическая пара трения.

Инерционные пьезоэлектрические приводы находят широкое применение для высокоточного позиционирования образцов и зондов [1–3]. Наибольшей точностью перемещений обладают инерционные пьезопроводы вращательно-поступательного типа, позволяющие осуществлять высокоточные угловые перемещения и преобразовывать их в сверхмалые (единицы нанометров) линейные перемещения [4–6]. Однако их применение в современных системах позиционирования ограничивается рядом факторов. Во-первых, для достижения оптимальных характеристик шагового перемещения привод следует (по возможности) подстраивать под конкретные тип и величину нагрузки. Во-вторых, при продолжительном неподвижном контакте кинематических элементов привода увеличивается коэффициент трения по кося [7], что при запуске может привести к необходимости по-

вышения амплитуды управляющих сигналов.

Для учета влияния данных факторов в системе позиционирования на базе инерционного пьезоэлектрического привода целесообразно реализовать возможность мониторинга различных параметров движения. Использование для этих целей готовых датчиков не всегда возможно из-за конструктивных ограничений. Поэтому задача разработки приводов позиционирования, совмещенных с датчиками перемещения или скорости, является весьма актуальной.

Конструкция типичного инерционного пьезоэлектрического привода вращательно-поступательного типа (рис. 1) включает в себя безлюфтовую пару "винт 1 — гайка 2", пьезоэлементы 3 (пьезопластины), инерционный элемент 4 и крепежный элемент 5. Привод работает следующим образом. На электро-

несимметричный пилообразный управляющий сигнал. При формировании пологого фронта управляющего сигнала происходит изгиб пьезоэлементов и медленное смещение элемента 4. Сила трения при этом сдерживает вращение винта в гайке. При формировании крутого среза напряжение между обкладками пьезоэлементов 3 за короткий промежуток времени (десятки микросекунд) становится равным нулю. Элемент 4 в силу инерционных свойств не может так же быстро переместиться в исходную точку. В результате упругие силы деформированных пьезоэлементов преодолевают силу трения в паре винт—гайка, вызывая поворот и поступательное перемещение винта.

Вследствие высокой добротности пьезокерамики форма траектории данных перемещений изменяется в зависимости от параметров управляющего сигнала, поэтому мониторинг динамики движения подвиж-

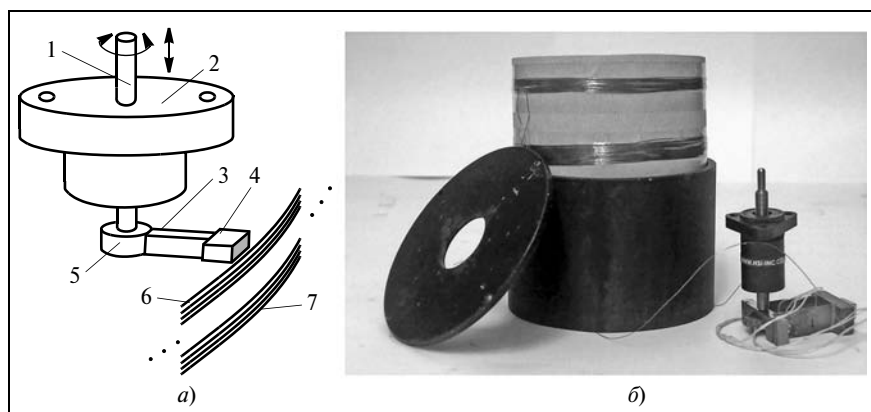


Рис. 1. Инерционный пьезоэлектрический привод:

a — конструкция: 1 — винт; 2 — гайка; 3 — изгибный пьезоэлемент; 4 — инерционный элемент с магнитом; 5 — крепежный элемент; *б* — измерительная катушка; 7 — вспомогательная катушка; *б* — внешний вид

ных элементов привода является весьма полезным. При этом в качестве датчика, органично вписывающегося в конструкцию привода, предлагается использовать магнитоиндукционный датчик скорости.

Один из вариантов такого датчика представляет собой размещенный на инерционном элементе магнит с расположенной рядом катушкой. Для регистрации вертикальной составляющей скорости v_v перемещения магнита необходимо размещать катушку в непосредственной близости от магнита (рис. 2) либо использовать корпусные элементы для формирования однородного магнитного поля в месте пересечения силовых линий поля проводников катушки. Тогда индуцированную ЭДС в катушке можно оценить согласно закону электромагнитной индукции: $\xi = B l v_v \sin \alpha$, где α — угол между проводником и направлением скорости пересечения этим проводником линий магнитной индукции B ; l — длина участка проводника, находящегося в магнитном поле.

Теоретическая оценка уровня и формы индуцированных сигналов и сравнение с реальными сигналами датчика может осуществляться с помощью модели привода, основанной на схемах замещения изгибного

пьезоэлемента [8] и нагрузки на его концах. Схема замещения инерционного пьезоэлектрического привода вращательно-поступательного типа (рис. 3) имеет ветви угловых и линейных перемещений, связанные между собой посредством идеального трансформатора с коэффициентом передачи $1/l$ [2], где l — длина пьезоэлемента. Индуктивность $L1$ в схеме представляет угловую податливость пьезоэлемента, а резистор $R1$ — его механическую проводимость. Нагрузку пьезоэлемента составляют элементы: $C1$ — момент инерции крепежного элемента; $C2, C3$ — соответственно момент инерции и масса инерционного элемента; $R2$ — механическая проводимость трения в паре винт—гайка. Источник тока $I1$ служит для задания пилообразных управляющих воздействий, а источник тока $I2$ моделирует скачкообразное изменение силы сухого трения в зависимости от скорости винта: $I2 = M \cdot \text{sign}(U(C1))$, где M — момент силы трения, подчиняющейся закону Амонтона; $U(C1)$ — напряжение на конденсаторе $C1$. Ключ $K1$ замкнут при относительном покое элементов кинематической пары и разомкнут в обратном случае. Закрытие ключа осуществляется при выполнении следующих ус-

ловий: $|i(L1)| \leq i_0$; $U(C1) = 0$, где i_0 — ток, соответствующий величине силы трения. Типичный график перемещения винта привода в режиме холостого хода, полученный интегрированием напряжения на конденсаторе $C1$, показан на рис. 4, *а*. Значительный обратный ход устраняется дополнительным демпфированием (резистор, параллельный конденсатору $C2$) либо увеличением трения (величины токов $I2$ и i_0) при подключении нагрузки.

Учитывая малый уровень индуцированных сигналов и восприимчивость катушки датчика к различного рода помехам, в измерительной схеме необходимо предусмотреть средства подавления или компенсации помех. Для этой цели использовалась дополнительная катушка 7, находящаяся вне силовых линий поля магнита (см. рис. 1). Схема включения катушек представлена на рис. 5. Графики скорости и величины перемещений, полученные с помощью датчика, представлены на рис. 4, *б*. Форма графиков соответствует результатам моделирования (см. рис. 4, *а*), а также результатам

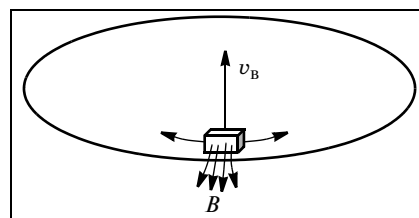


Рис. 2. Взаимное расположение магнита и витка катушки датчика

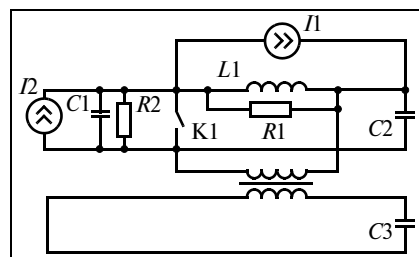


Рис. 3. Схема замещения инерционного пьезоэлектрического привода

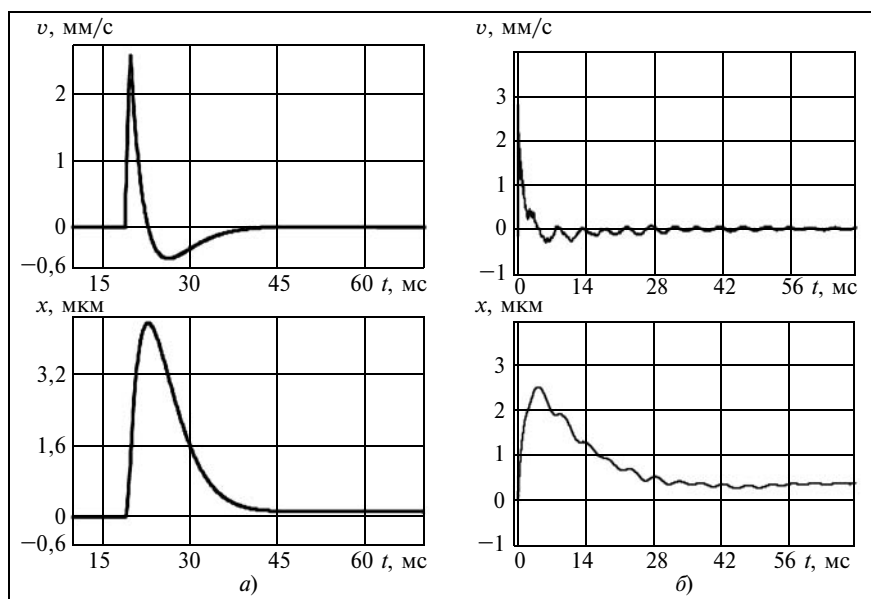


Рис. 4. Графики скорости v и величины перемещений x винта инерционного привода: а — результаты моделирования; б — результаты, полученные с датчика

прямых измерений, представленных в работе [4].

Для проведения прямых измерений величины поступательного перемещения и калибровки датчика использовался зондовый микроскоп в режиме измерения высоты [4]. Погрешность конкретного образца датчика на всем диапазоне его действия (1 см) составила 15 %, что вызвано в большей степени неидеальностью геометрических параметров катушки, изготовленной в лабораторных условиях.

Следует отметить, что возможно использование некалиброванного датчика, например, для проверки работоспособности, оценки траектории шагового перемещения и величины обратного хода при изготовлении и настройке привода. Для этого

используется выборка сигнала скорости за один период управляющего воздействия, которая подвергается удалению постоянной составляющей и численному интегрированию. На полученном в результате графике перемещения определяются максимальное и конечное смещение винта, а также величина обратного хода (разность между максимальным и конечным смещением). Эти значения могут использоваться для улучшения параметров движения посредством изменения характеристик управляющего сигнала. Так, например, нулевое смещение винта свидетельствует о необходимости увеличения амплитуды управляющих сигналов, а большая величина обратного хода — о необходимости повышения скважности.

Таким образом, работоспособность представленного магнитоиндукционного датчика подтверждена результатами теоретических и экспериментальных испытаний. Его интеграция в инерционный пьезоэлектрический привод позволяет существенно расширить функциональные возможности систем пози-

ционирования в области контроля и управления сверхмалыми величинами перемещений.

ЛИТЕРАТУРА

1. Anders M., Thaer M., Heiden C. Simple micropositioning devices for STM // Surface Science. — 1987. — Vol. 181, N 1–2. — P. 176–182.
2. Пат. 2297072 РФ. № 2005134280/28: Инерционный двигатель / В. А. Быков, А. О. Голубок, В. В. Котов, И. Д. Сапожников // Бюл. — 2007. № 10.
3. Липанов А. М., Гуляев П. В., Шелковников Е. Ю. Прецизионный пьезодвигатель наноперемещений для сканирующего туннельного микроскопа // Датчики и системы. — 2004. — № 9. — С. 30–33.
4. Гуляев П. В., Шелковников Ю. К., Тюриков А. В., Оситов Н. И. Высокоточный инерционный пьезоэлектрический привод вращательно-поступательного типа // Электротехника. — 2010. — № 10. — С. 8–11.
5. Липанов А. М., Гуляев П. В., Шелковников Е. Ю., Тюриков А. В. Инерционный пьезоэлектрический шаговый привод субнанометровой точности // ПТЭ. — 2009. — № 5. — С. 121–122.
6. Zhang H., Zeng P., Hua Sh., et al. Impact drive rotary precision actuator with piezoelectric bimorphs // Front. Mech. Eng. China. — 2008. — № 3 (1). — P. 71–75.
7. Крагельский И. В., Виноградова И. Э. Коэффициенты трения. — М.: Государственное научно-техническое издательство машиностроительной литературы, 1962. — 220 с.
8. Ленк А. Электромеханические системы: Системы с распределенными параметрами. — М.: Энергоатомиздат, 1982. — 472 с.

Работа выполнена в Институте прикладной механики УрО РАН (г. Ижевск)

Алексей Матвеевич Липанов — д-р техн. наук, профессор, академик РАН, директор;

☎ (3412) 508-200

E-mail: ipm@udman.ru

Павел Валентинович Гуляев — канд. техн. наук, ст. научн. сотрудник;

☎ 8-904-312-52-91

E-mail: lucac@e-izhevsk.ru

Евгений Юрьевич Шелковников — д-р техн. наук, профессор, зав. лабораторией;

☎ 8-904-311-15-01

E-mail: evshelk@mail.ru

Александр Валерьевич Тюриков — канд. физ.-мат. наук, ст. научн. сотрудник.

☎ 8-965-849-52-99

E-mail: alex.tyurikov@mail.ru

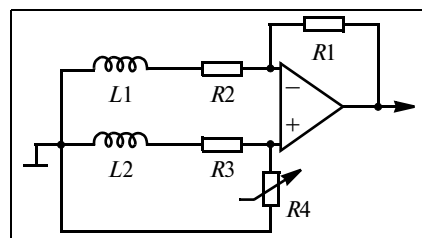


Рис. 5. Схема измерения скорости

ИЗМЕРЕНИЯ КОНТРОЛЬ АВТОМАТИЗАЦИЯ: СОСТОЯНИЕ, ПРОБЛЕМЫ, ПЕРСПЕКТИВЫ

Главный редактор — д-р техн. наук, профессор В. Ю. Кнеллер

УДК 389.658.562.001.8

К содержанию

ПРОИЗВОДСТВЕННЫЙ КОНТРОЛЬ И МЕТОДОЛОГИЯ ИЗМЕРЕНИЙ¹

В. А. Грановский, М. Д. Кудрявцев, Т. Н. Сирая

Исходя из практических задач производственного контроля, представлены основные методологические проблемы измерений, которые необходимо решать для обеспечения достоверности контроля. Они возникают на всех этапах процесса измерений, начиная от формулирования измерительной задачи и заканчивая интерпретацией полученных результатов. Выявлена особая роль общей измерительной модели, построение которой необходимо не только для определения измеряемых величин, но и для формирования согласованной их системы с целью контроля. Системе измеряемых величин должна отвечать формируемая на этапе планирования согласованная система методов и методик измерений. На заключительном этапе обработки данных следует не только сформировать оценки измеряемых величин и погрешностей измерений, но также подтвердить адекватность используемых моделей и согласованность результатов с исходными требованиями и моделями. Указанные проблемы иллюстрируются на примере измерительного контроля параметров детали, имеющей форму секторного кольца. Далее они обобщаются как системные проблемы и рассматриваются применительно к основным этапам измерительной процедуры. Намечены основные пути решения проблем.

Ключевые слова: измерение, производственный контроль, модель, параметр формы, измеряемая величина, план измерительного эксперимента, адекватность модели, алгоритм обработки данных.

ВВЕДЕНИЕ

Потребности в точных измерениях, возникающие в процессе современного производства, обуславливают постановку ряда метрологических проблем, которые носят методологический характер. К этим проблемам следует отнести: а) трансформацию цели измерения, которая устанавливается в предметной области техники и (или) производства, в требования к выбору измеряемых свойств объекта и определению (дефиниции) измеряемых величин; б) моделирование объекта и измеряемых его свойств как основу для формулирования измеряемых величин и, при необходимости, их взаимного согласования; в) выбор адекватных измерительной задаче методов и эффективных процедур (методик) измерений; г) анализ, в процессе измерения, адекватности его элемен-

тов — моделей, измеряемых величин, методов, процедур, алгоритмов — прикладной цели измерений, а также исходной и текущей измерительной ситуации.

Хотя методологические проблемы актуальны, в той или иной мере, в подавляющем большинстве практических ситуаций, они до сих пор не получили полного решения. Более того, их обычно не формулируют в явном виде. В то же время, для того, чтобы обеспечивать высокие требования к точности измерений, например, при контроле прецизионных деталей, указанные методологические проблемы необходимо решать.

Отмеченные проблемы возникают и должны решаться на различных этапах измерительного процесса, поэтому в статье они формулируются и исследуются в рамках временной модели измерения применительно к основным этапам измерительной процедуры [1—3].

¹ Работа выполнена в рамках проекта РФФИ 10-08-01135а.

Далее эти проблемы наглядно показаны на характерном примере контроля параметров формы детали, имеющей форму секторного кольца.

По мере нарастания требований к точности контроля, набор измеряемых параметров формы детали расширяется — начиная с исходных параметров, соответствующих простейшей геометрической модели, и последовательно нарастая за счет включения ряда более тонких параметров, отражающих возможные отклонения от начальной модели.

Уточнение модели обуславливает не только выбор измеряемых величин, но и определяет планирование измерения в целом, включая выбор и разработку оригинальных методов и методик измерений и алгоритмов обработки данных.

Данная статья преследует две основные цели. Во-первых, показать, что даже в рамках простой и распространенной на практике задачи контроля детали приходится решать содержательные методологические задачи для того, чтобы обеспечить достоверность контроля. Во-вторых, изложить на конкретном, геометрически наглядном примере, общую структуру измерительной процедуры, которая обычно имеет абстрактную форму [3] и иногда кажется излишне детализированной. При этом оказывается, что актуальны не только основные экспериментальные процедуры, но и методические операции, которые могут приводить к обратным связям в общей измерительной процедуре.

Следует отметить, что измерения при производственном контроле сложных и (или) точных деталей требуют разработки нестандартизованных методик измерений [2—4]. При разработке методик целесообразно опираться на описанную далее структуру измерительных процедур и результаты их исследований [2, 3]. Важно, что указанная структура является непосредственным обобщением широкого практического опыта разработчиков и метрологов по созданию и использованию методик измерений.

СЕКТОРНАЯ ДЕТАЛЬ: ОПИСАНИЕ И ИСХОДНАЯ МОДЕЛЬ

Рассмотрим задачу измерительного контроля геометрических параметров (параметров формы) детали, имеющей форму секторного кольца [5—7]. В этом случае проблемы трансформации цели измерения и моделирования объекта в интересах определения измеряемых величин являются особенно наглядными и их значимость несомненна.

В качестве исходной модели детали можно использовать простейшую геометрическую модель, т. е., сектор прямого цилиндрического кольца с общей осью внешней и внутренней поверхностей (рис. 1). В этом случае измеряемыми (контролиру-

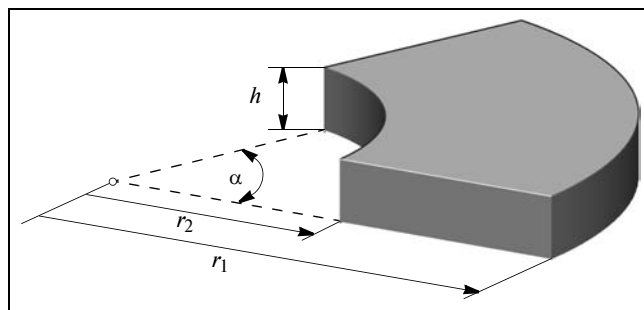


Рис. 1. Исходная модель детали Ω_0

руемыми) параметрами, очевидно, являются: секторный угол α , два радиуса (внешний r_1 и внутренний r_2), высота детали h . Обозначим эту исходную модель через Ω_0 .

Описанная модель детали может оказаться подходящей в случае, если при контроле предъявляются умеренные требования к точности измерений. Однако при повышении точностных требований такая простая модель оказывается неадекватной для измерений и контроля, что проявляется в явном несоответствии между результатами измерений и моделью. Это заставляет использовать другие, более сложные модели детали, и соответственно, вводить дополнительные контролируемые параметры. Таким образом, появляется несколько совокупностей измеряемых величин, которые соответствуют измерительным моделям различного уровня, следовательно, возникают различного типа проблемы моделирования и проверки адекватности [8—10].

Поскольку на исходной модели детали выделено четыре параметра, то формально можно было бы вводить для каждого параметра измерительную модель согласно общим правилам. Однако поскольку объект является технологически целостным, то и задача контроля детали должна решаться как целостная задача, в которой все параметры тесно взаимосвязаны между собой. Следовательно, частные измерительные модели для параметров должны быть согласованы и объединены в общую (системную) модель*.

Далее, на основе обобщенной модели возможно построение согласованной системы измерений. Для получения достаточно полных содержательных расширений, учитывающих все значимые аспекты измерений, целесообразно расширять модель поэтапно, в соответствии с основными этапами измерительной процедуры [11].

* Для решения задач контроля все чаще применяют координатные измерительные машины, и другие 3D-инструменты, которые как раз ориентированы на системные модели.

Этот подход не только позволяет получить регулярные расширения измерительных моделей и соответствующих процедур, но дает возможность непосредственно обобщить проблемы и наметить пути их решения. Отмеченная регулярность расширения [11] подразумевает расщепление одного из контролируемых параметров на несколько подчиненных ему частных параметров, что обеспечивает преемственность задач и результатов контроля на последовательных этапах расширения моделей.

ИЗМЕРИТЕЛЬНАЯ ПРОЦЕДУРА И ЕЕ ОСНОВНЫЕ ЭТАПЫ

Измерительная процедура рассматривается как полная последовательность всех операций (экспериментальных и теоретических), выполняемых для получения результата измерения [1—3]. В ней обычно выделяют следующие основные этапы, содержание которых приведено в табл. 1.

Возвращаясь к примеру измерительного контроля секторных деталей, раскроем содержание основных этапов измерения, указанных выше. Основное внимание будет уделено выявлению и анализу базовых проблем на каждом этапе, а также путям их решения.

РАСШИРЕНИЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ МОДЕЛИ

Первый этап процедуры включает преобразование исходной практической задачи — измерительного контроля детали в производстве — в формализованную измерительную задачу, изложенную в терминах метрологии.

Преобразование начинается с построения модели контролируемого или исследуемого объекта [21—25]. Эта модель является основой для планирования и выполнения измерения. Таким образом, рациональный выбор измерительной модели играет первоочередную роль для всей измерительной процедуры.

Далее, измеряемые величины определяются как параметры или функционалы в рамках принятой модели [1, 4, 12, 22]. Они устанавливаются как наиболее подходящие в соответствии с содержанием исходной практической задачи.

В задаче контроля секторной детали имеется естественная последовательность расширений моделей. Они могут быть получены путем уточнения или усложнения геометрической модели Ω_0 , при этом естественным образом появляются дополнительные параметры, также подлежащие измерениям.

Указанная последовательность представлена следующими моделями:

Модель Ω_1 : деталь является сектором прямого кругового цилиндрического кольца, однако цент-

ры внешней и внутренней дуг в сечении цилиндрических поверхностей могут различаться;

Модель Ω_2 : деталь является сектором “приближенно кругового” цилиндрического кольца, у которого внешняя и внутренняя цилиндрические поверхности несколько искажены; при этом могут быть либо регулярные отклонения от круговых сечений, например, эллиптической формы, или нерегулярные отклонения от кругов.

Модель Ω_3 : деталь является сектором кругового цилиндрического кольца, причем оси внешней и внутренней цилиндрических поверхностей могут быть не параллельны друг другу;

Описанные модели и соответствующие параметры представлены на рис. 2—4.

В рамках модели Ω_1 эксцентриситет d рассматривается как расстояние между центрами вне-

Таблица 1

Этапы измерительной процедуры

Этап измерения	Основные подэтапы (операции)
Постановка измерительной задачи	Анализ априорной информации Формирование модели объекта исследования Определение измеряемой величины Формализация измерительной задачи Установление непосредственно измеряемых величин Формирование основных уравнений измерений
Планирование измерения	Выбор метода измерения Выбор (типов) средств измерений Выбор алгоритма обработки данных Априорное оценивание погрешности измерения Выбор конкретных средств измерений Установление параметров эксперимента (числа наблюдений, отметок измерительной шкалы, моментов/интервалов времени выполнения наблюдений) Подготовка средств измерений к эксперименту
Измерительный эксперимент	Взаимодействие средств измерений с объектом исследований Преобразование сигналов измерительной информации Воспроизведение сигнала, содержащего информацию о размере соответствующей единицы Сравнение сигналов и регистрация экспериментальных данных
Обработка экспериментальных данных	Анализ исходных данных Уточнение алгоритма обработки Вычисление результатов измерений, включая показатели погрешностей Приведение результатов измерений к установленному (стандартизованному) виду
Заключительный анализ и интерпретация результатов измерений	Проверка выполнения требований к результатам (по диапазонам, точности) Проверка согласованности результатов с принятой моделью объекта Представление и интерпретация результатов на языке предметной области

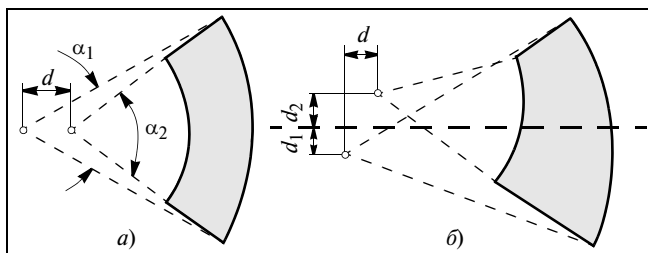


Рис. 2. Модель детали Ω_1 с различными центрами дуг:
а — упрощенная модель; б — расширенная модель

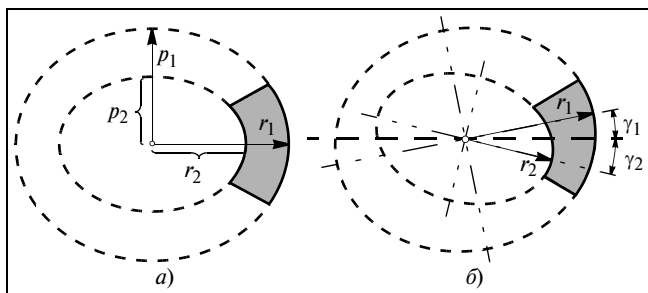


Рис. 3. Модель детали Ω_2 с некруговыми (эллиптическими) внешней и внутренней цилиндрическими поверхностями:
а — упрощенная модель; б — расширенная модель

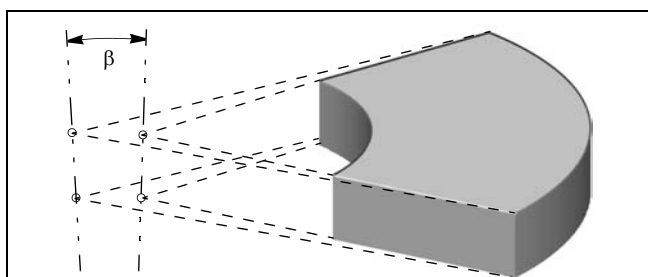


Рис. 4. Модель детали Ω_3 с непараллельными осями внешней и внутренней цилиндрических поверхностей

шней и внутренней дуг. В простейшем случае это расстояние измеряется в радиальном направлении (вдоль биссектрисы угла α). В общем случае необходимо также добавить расстояние в поперечном направлении, и потому ввести два дополнительных параметра, d_1 и d_2 . Такого рода модели (в простом и расширенном вариантах) приведены на рис. 2. Отметим, что на рис. 2, кроме указанных выше параметров, дополнительно введены два секторных угла — внешний α_1 и внутренний α_2 .

Далее, при переходе к модели Ω_2 деталь представляется сектором “приближенно кругового” цилиндрического кольца. В простейшем случае сечения кольца ограничены эллипсами, расположенными симметрично, т. е. соответствующие оси эллипсов совпадают (рис. 3, а). При этом па-

раметры r_1 и r_2 остаются полуосями эллипсов (например, большими), и введены также две других полуоси эллипсов, p_1 и p_2 (в данном случае являющиеся малыми полуосями).

В более общем случае оси могут быть, повернуты, например, как представлено на рис. 3, б. В этом случае дополнительно вводятся два угла поворота осей, γ_1 и γ_2 . Далее, дуги могут быть расположены произвольным образом, т. е., центры эллипсов смещены (аналогично модели Ω_1) и их оси непараллельны.

Наконец, возможны нерегулярные отклонения от круговых сечений (например, квазистохастического характера).

Усложнение исходной модели в другом аспекте приводит к модели Ω_3 , в которой вводится угол β между осями внешней и внутренней цилиндрических поверхностей. Это представлено на рис. 4.

Таким образом, можно было бы продолжить усложнение моделей в нескольких направлениях. В частности, в любой из приведенных выше моделей Ω_1 — Ω_3 можно дополнительно ввести нерегулярные (возможно, случайные) отклонения сечений поверхностей от правильных дуг окружностей или эллипсов. Указанные отклонения следует учитывать при планировании измерительного эксперимента, и в особенности — при выборе алгоритмов обработки данных при измерениях.

ПРИНЦИПЫ ВЫБОРА МОДЕЛЕЙ: ПОРОГОВАЯ НЕОПРЕДЕЛЕННОСТЬ

Как отмечено выше, переход от исходной модели Ω_0 к более сложным моделям Ω_1 — Ω_3 обусловлен повышением требований к точности результатов измерений. Иными словами, речь идет о текущем анализе адекватности модели измерительной задачи и расширении модели как способе обеспечить адекватность при модификации измерительной задачи — повышении требуемой точности. Для того, чтобы количественно оценить эффект перехода от одной модели к другой, необходимо использовать разложения погрешностей измерений на составляющие и, прежде всего, оценить так называемую, пороговую неопределенность [1, 12, 22]. Так называют [22] специфическую составляющую погрешности результата измерения, которая обусловлена отклонениями действительной (искомой) измеряемой величины Q от той, которая определена в рамках принятой модели измерения Ω_0 как ее наилучшее приближение. Таким образом, полную погрешность измерения можно разложить на две основные составляющие:

$$\delta Q = \delta_c Q + \delta_a Q, \quad (1)$$

где $\delta_c Q = \delta\{Q|\Omega_0\}$ — погрешность измерения, определенная в рамках принятой модели Ω_0 (т. е., отклонение полученного результата измерения от измеряемой величины Q_0 , определенной в рамках модели Ω_0); $\delta_a Q$ — погрешность, обусловленная отклонениями действительной измеряемой величины Q от ее наилучшего приближения Q_0 , определенного в рамках модели (пороговая неопределенность или погрешность неадекватности).

Следует подчеркнуть, что при расширении модели, как правило, происходит переопределение (уточнение) исходной измеряемой величины Q , т. е., переход к новой измеряемой величине (ИВ), определенной в рамках расширенной модели. В том числе, обычно повышается размерность ИВ. Соответственно, для погрешностей также выполняется соотношение вида (1), но уже с другими составляющими, определенными относительно расширенной модели.

Необходимость подобного уточнения ИВ (в соответствии с уточнением моделей) возникает во многих измерительных задачах. Это связано также с тем обстоятельством, что изначально (при постановке измерительной задачи) обычно говорят об исследуемом свойстве объекта, при этом подразумевается некоторая идеальная модель. При конкретизации рабочей модели (в данном случае — Ω_0) неизбежно происходит упрощение модели, что приводит к понятию пороговой неопределенности. Поэтому далее бывает необходимо исследовать возможности уточнения ИВ и снижения пороговой погрешности.

Следует подчеркнуть, что две приведенные в (1) составляющие погрешности определяются и оцениваются различными способами. Первая составляющая $\delta_c Q$ определена и может оцениваться в рамках принятой модели Ω_0 . В частности, эта погрешность может быть представлена следующим образом:

$$\delta_c Q = \delta_m Q + \delta_t Q \quad (2)$$

где $\delta_m Q = \delta_m\{Q|\Omega_0\}$ — методическая погрешность, обусловленная используемым методом измерений; $\delta_t Q = \delta_t\{Q|\Omega_0\}$ — трансформированная погрешность, обусловленная свойствами алгоритмов обработки и погрешностями полученных экспериментальных данных.

Для этих составляющих выполняют приближенное априорное оценивание на этапе планирования измерения, а затем — более точное, апостериорное оценивание на этапе обработки данных. При этом разложение погрешностей на составляющие (2) можно продолжить в нескольких аспектах. В частности, для всех элементов измерения, представленных на его структурной схеме [1, 2], можно определить соответствующие

составляющие погрешности. Разумеется, все составляющие оцениваются на основе принятой измерительной модели Ω_0 . Точность результатов в рамках модели оценивают в определенной норме (метрике).

С другой стороны, вторая составляющая $\delta_a Q$ разложения (1) в принципе может быть оценена только при выходе за рамки исходной модели Ω_0 , на основе некоторого ее расширения. Оценки этой составляющей (относительно различных расширений) могут рассматриваться как частные характеристики неадекватности модели Ω_0 (при заданной измеряемой величине Q) [9, 11].

Необходимость включения в модель Ω_0 дополнительных свойств объекта или измерительной процедуры приводит к расширенной модели, например, Ω_1 , которая дает возможность получить результат измерения Q_1 , более близкий к искомой измеряемой величине, чем предыдущий результат Q_0 [9, 11]. При этом следует учитывать, конечно, суммарные погрешности результатов, включающие две составляющие разложения (1). Поскольку указанные составляющие взаимосвязаны, то методы, направленные на снижение только одной из них, могут не приводить к желаемой цели. В частности, нежелательна как ситуация, когда имеется значительная “внутримодельная” составляющая $\delta_c Q$ на фоне незначительной пороговой неопределенности (неадекватности) $\delta_a Q$, так и обратная ситуация (т. е., малая $\delta_c Q$ при значительной неадекватности $\delta_a Q$). По-видимому, вторая ситуация бывает более опасной в том смысле, что в ней создается ложная иллюзия высокой точности результата из-за того, что оценивается, как правило, $\delta_c Q$, а составляющая $\delta_a Q$ обычно остается неизвестной (и на практике нередко даже в принципе не учитывают ее наличие). Поэтому все меры по снижению погрешностей должны рассматриваться комплексно, с учетом взаимодействия двух указанных составляющих.

Процедура расширения модели должна быть основана на новой информации, которая может быть получена в результате предварительного анализа свойств объектов и процедур, а также на основе полученного массива экспериментальных данных, в том числе, на основе специально запланированной их избыточности. Далее на примере секторной детали наглядно показано такого рода обоснование расширения модели.

ПЛАНИРОВАНИЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНОГО ЭКСПЕРИМЕНТА

Применительно к рассматриваемой конкретной задаче из общего перечня операций планирования измерения, перечисленных в табл. 1,

особую значимость приобретают методические операции, от выбора метода измерений до установления параметров эксперимента. На основе анализа геометрических объектов на рис. 1—4 выявляются специфические измеряемые параметры для каждой из описанных моделей Ω_1 — Ω_3 . Если не учитывать возможные случайные эффекты, можно непосредственно определить геометрические параметры из рис. 1—4.

Таким образом, здесь выявляются значимость и содержание проблемы выбора адекватных измерительной задаче методов и эффективных методик измерений.

Как правило, наиболее трудоемкими при планировании являются операции, связанные с выбором количества наблюдений и оцениванием погрешностей; для решения могут применяться подходящие математические методы, прежде всего — статистические методы планирования эксперимента [19, 20, 26, 27]. Это в полной мере справедливо для задачи контроля секторной детали, поскольку производство может порождать нерегулярные несовершенства, которые не учитываются в модели. Кроме того, имеют место также случайные погрешности средств измерений.

Более того, приходится также уточнять и определение измеряемой величины. Здесь опять возникает проблема анализа и обеспечения адекватности важнейшего элемента измерения — измеряемой величины — измерительной задаче. Как отмечалось выше, формально определение ИВ относится к этапу постановки задачи, однако на практике ее уточнение может потребоваться на каждом последующем этапе измерительной процедуры. Наиболее существенное уточнение ИВ обычно реализуется на этапе планирования, поэтому часто два начальных этапа измерительной процедуры оказываются практически неразделимы. Отметим, что уточнения ИВ на последующих этапах процедуры, в принципе, также возможны, однако они гораздо менее эффективны.

В рассматриваемом примере процедуры определения и уточнения ИВ являются геометрическими и потому наиболее наглядны. ИВ как функционал от геометрического контура в выбранном сечении детали может быть определена различными способами, и потому универсальный метод измерений можно было бы реализовать на основе последовательных измерений координат точек контура (как это выполняется в режиме сканирования на координатно-измерительных машинах) с последующим вычислением требуемого функционала. Поскольку выбор ИВ диктует алгоритм обработки данных, то создается иллюзия, что определение ИВ и метод измерений представляют собой математические алгоритмы обработки, на-

пример, метод наименьших квадратов (МНК), метод наименьших модулей (МНМ), минимакс. Однако в действительности в основе выбора ИВ лежит физическое свойство объекта, подлежащее исследованию; далее на основе его формируется алгоритм обработки данных. Например, если ИВ соответствует фигуре с минимальным моментом инерции, то в качестве алгоритма обработки используется МНК.

В частности, в случае использования модели Ω_1 сначала необходимо определить так называемые базовые окружности, аппроксимирующие каждую из дуг реального контура в выбранном сечении детали; на их основе далее можно оценивать основные измеряемые величины — радиусы (или диаметры) и координаты центров соответствующих дуг окружностей в представленных выше моделях секторных деталей. В качестве примера в табл. 2 приведено несколько возможных методов определения базовой окружности, в том числе, стандартизованные (в соответствии с международными стандартами ISO 1101, ISO/TS 12181-1). При этом в большинстве методов построения аппроксимирующих окружностей при реализации требуется применение итерационных алгоритмов, что также отражено в табл. 2. Более полно такого рода определения и соответствующие алгоритмы обработки данных изложены, например, в [5—7].

При анализе методов, приведенных в табл. 2, видно, что на каждый из них влияют два фактора: модель объекта (детали) и метод оценивания параметров. Первый из этих факторов обусловлен

Таблица 2
Методы построения базовых окружностей

Обозначение	Принцип (метод) аппроксимации	Необходимость итераций
Стандартные базовые окружности (ISO/TS 12181-1)		
LS	Окружность с минимальным моментом инерции (МНК-окружность)	Да
MZ	Окружность с минимальной зоной (соответствующая наиболее узкому кольцу, охватывающему реальный контур)	Да
MI	Вписанная окружность максимального радиуса	Да
MC	Описанная окружность минимального радиуса	Да
Нестандартные базовые окружности		
LM	МНМ-окружность	Да
LLS	Линеаризованная МНК-окружность	Нет
MA	Окружность с равными по площади и минимальными областями внутри/вне реального контура	Да
HC	Окружность с гармоническим центром и оптимальным радиусом	Да

измерительной задачей, а второй — свойствами экспериментальных данных, в том числе, свойствами погрешностей используемых средств измерений, а также условиями проведения измерений.

Проблемы, обусловленные необходимостью уточнения определения ИВ и выбора критерия аппроксимации, возникают и при использовании моделей Ω_2 , Ω_3 , а также комбинаций всех трех рассмотренных моделей.

ВЫПОЛНЕНИЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНОГО ЭКСПЕРИМЕНТА

Измерительный эксперимент традиционно рассматривается как центральный, практически наиболее значимый этап измерения. По существу, он представляет собой измерение в узком смысле слова.

Здесь трудно выделить четкую последовательность операций, логически следующих друг за другом, как это было на предыдущих этапах. В то же время, обычно выделяются несколько однородных групп операций, каждая из которых приводит к получению одного (или нескольких) экспериментальных данных (результатов наблюдений). При этом каждая из указанных групп подразделяется на ряд простых взаимосвязанных операций [1, 4, 13], приведенных в табл. 1. Следует отметить, что эти операции обычно реализуются как внутренние функции современных приборов.

В результате выполнения экспериментальных операций получают набор результатов наблюдений, которые в совокупности подлежат математической обработке для нахождения результата измерения и показателей погрешности измерения.

Все операции выполняются в соответствии с принятым планом измерений. Особенностью этого этапа во многих измерительных задачах современного производства, в том числе, в рассматриваемой задаче, является структурирование данных, включая их разбиение на однородные группы или серии данных, а также их взаимосвязи. Как отмечалось, структура данных определяет и выбор алгоритмов при последующей их обработке.

Учитывая, что в ходе контроля детали все планы измерений должны быть взаимно согласованы, в результате получается общая система измерительных операций. Это предполагает и тесное взаимодействие операций для различных измеряемых величин. В частности, для такого объединения измерений большую роль играет корректное базирование или начальная выставка детали, поскольку это должно обеспечить правильное взаимодействие средств измерений с деталью (и между собой), а следовательно — обуславливает однородность соответствующих групп экспериментальных данных. В том числе, возможен вариант

включения параметров базирования в число измеряемых величин, как это делается при использовании координатных измерительных машин.

ОБРАБОТКА ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫХ ДАННЫХ

Этот этап измерительной процедуры содержит последовательность математических и логических операций, которые выполняются над полученными экспериментальными данными с целью формирования результата измерения, включая оценки погрешности измерения. Кроме того, он содержит некоторые операции анализа экспериментальных данных, в том числе, анализа погрешностей результатов наблюдений, и уточнение алгоритма обработки данных [1, 14, 15, 17, 27, 28]. Все это основано на принятой измерительной модели.

Для рассматриваемого частного случая контроля параметров детали имеется достаточно широкий набор возможных алгоритмов обработки данных, например, реализующих приведенные в табл. 2 методы. Соответствующие алгоритмы в значительной степени носят итеративный характер, поскольку методы наименьших квадратов (МНК) и наименьших модулей (МНМ) применяются к нелинейным уравнениям измерений. При этом уравнения, а, следовательно, и алгоритмы обработки данных существенно зависят от выбора измерительной модели.

На данном этапе формальные математические методы и методические проблемы актуальны и тесно взаимосвязаны. Выбор того или иного математического метода основывается на неформальном метрологическом анализе. Таким образом, необходимо согласовать строгие математические методы с эвристическим анализом. Здесь речь идет о проблеме выбора эффективных метода и алгоритма обработки данных, что является частью формирования эффективной методики измерений.

Выбор алгоритма обработки данных основан на определении значимых для измерительной задачи характеристик возможных алгоритмов, которые оценены на подходящих (практически возможных) типовых моделях данных [1, 3]. Кроме того, следует принимать во внимание, что обычно реальные модели данных не удается строго обосновать, и они могут отличаться от типовых моделей, на которых оценивают свойства алгоритмов. Поэтому на практике наиболее предпочтительны алгоритмы обработки данных, обладающие свойствами устойчивости (робастности) [1, 3, 27]. Наконец, алгоритмы не должны быть слишком сложными и требовать больших ресурсов для их реализации, в том числе, не быть трудоемкими, не требовать большого объема вычислений или времени работы ЭВМ. Следовательно, необходимо

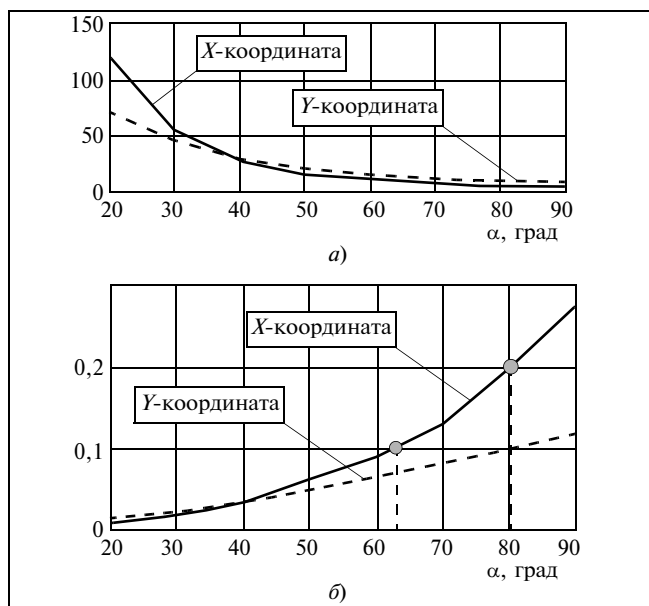


Рис. 5. Зависимости относительных дисперсий оценок координат центра окружности от угла сектора α :

a — $\sigma^2(X)/\sigma_0^2$ — относительная дисперсия оценки абсциссы (сплошная линия), $10\sigma^2(Y)/\sigma_0^2$ — относительная дисперсия оценки ординаты (пунктирная линия); b — обратные величины: $\sigma_0^2/\sigma^2(X)$ — сплошная линия, $\sigma_0^2/\sigma^2(Y)$ — пунктирная линия, σ_0^2 — дисперсия отдельных результатов наблюдений

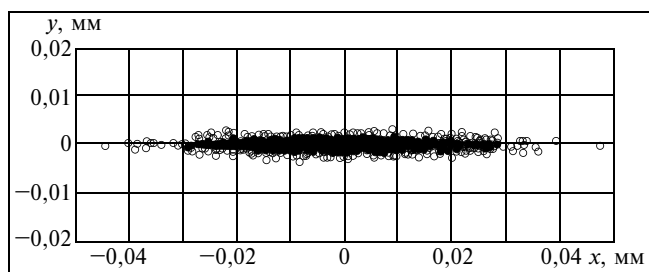


Рис. 6. Разброс оценок координат центра дуги окружности при моделировании (x — абсцисса центра, y — ордината центра для дуги с секторным углом $\alpha = 35^\circ$)

исследовать основные характеристики алгоритмов, включая характеристики точности, устойчивости и сложности [29], на возможных (типовых) моделях данных. Для оценивания характеристик точности алгоритмов целесообразно, прежде всего, использовать методы имитационного моделирования (Монте-Карло).

Для рассматриваемого случая контроля секторной детали основными ИВ являются радиус и координаты центра каждой из двух дуг. Соответственно исследованы алгоритмы оценивания этих трех параметров, где типовые модели данных определяются представленными выше геометрическими моделями и показателями погрешностей

средств измерений. При этом секторный угол α в таких моделях является критическим параметром, влияющим на обусловленность рассматриваемой измерительной задачи.

Результаты аналитического расчета основных характеристик точности — дисперсий оценок координат центра окружности при исследовании указанных алгоритмов представлены графически на рис. 5. Результаты представлены в приведенной форме, где в качестве нормирующих показателей выступают дисперсии отдельных результатов наблюдений (т. е., инструментальных погрешностей). Как правило, такой показатель оказывается больше 1, поэтому он называется коэффициентом потери точности. Для выравнивания масштаба на графиках дисперсии оценок Y -координат десятикратно увеличены, а вторая пара графиков соответствует обратным величинам. Аналогичные результаты представлены в числовом виде в табл. 3.

Из анализа данных рис. 5 и табл. 3 отчетливо видно, что указанные характеристики точности существенно зависят от секторного угла α (на рис. 5 отложен по оси абсцисс). В том числе, как следует из второго графика на рис. 5, при $\alpha = 80^\circ$ имеет место 5-кратная потеря точности оценок координат центра в сравнении с уровнем инструментальной погрешности, а при $\alpha = 60^\circ$ точность падает более, чем на порядок.

Кроме того, алгоритмы имеют различные характеристики точности в разных направлениях. В частности установлено, что алгоритмы более чувствительны в радиальном направлении (вдоль биссектрисы угла сектора), но менее чувствительны в поперечном направлении (рис. 5, табл. 3). В частности, при $\alpha = 90^\circ$ получено значение коэффициента менее единицы, что соответствует увеличению точности оценок за счет усреднения.

Более детальную картину можно получить путем моделирования; результаты представлены на рис. 6—7 для случая дуги с секторным углом

Таблица 3
Характеристики точности алгоритмов
в зависимости от секторного угла и направления

Угол сектора, град.	Коэффициент потери точности	
	вдоль биссектрисы сектора	поперек биссектрисы сектора
20	120	7,0
30	55	4,5
40	28	2,9
50	16	2,1
60	11	1,5
70	7,7	1,2
80	5	1,0
90	3,6	0,85*

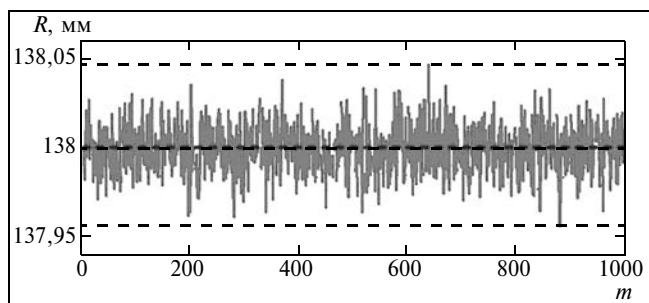


Рис. 7. Разброс оценок радиуса окружности при моделировании (m — номер реализации, R — радиус окружности для дуги с секторным углом $\alpha = 35^\circ$)

$\alpha = 35^\circ$. При этом генерировались отдельные отсчеты (двумерные координаты точек контролируемой дуги) с пределами погрешностей $\pm 0,001$ мм, количество сканируемых точек на дуге $n = 140$, количество повторных реализаций $M = 1000$.

Разброс оценок параметров составил: для X -координаты центра дуги окружности (в продольном направлении) $\pm 0,044$ мм; для Y -координаты $\pm 0,004$ мм; для радиуса $\pm 0,046$ мм. Эти результаты хорошо согласуются с априорными аналитическими оценками, приведенными в табл. 3.

ЗАКЛЮЧИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ И ИНТЕРПРЕТАЦИЯ РЕЗУЛЬТАТОВ ИЗМЕРЕНИЙ

Анализ и интерпретацию результатов измерений можно лишь условно выделить как заключительный этап измерительной процедуры, поскольку, как указано выше, анализ адекватности моделей и проверка соответствия получаемых результатов введенным моделям и исходным требованиям выполняются не только на заключительном, но и на предыдущих этапах процедуры. Во многих случаях эту группу операций не выделяют как самостоятельный этап, но рассматривают как заключительный подэтап обработки данных [1, 3]. Это, как правило, оказывается приемлемым, если учитывать возможные взаимодействия с другими этапами (т. е., наличие обратных связей в процедуре). Однако в методологическом плане все такие операции рационально объединить по функциональным признакам — цели операций и используемому аппарату — и выделить в отдельный этап. Это в особенности существенно для сложных измерительных процедур, например, при измерениях в научных исследованиях [30].

Таким образом, данный этап содержит математические и логические операции, которые в целом направлены на подтверждение достоверности полученных результатов измерений и их соответствия поставленной задаче. Он включает два основных аспекта и, соответственно, две группы за-

дач. Первая группа относится к проверке “внутренней” согласованности результатов в рамках принятой модели измерения, а вторая — к проверке “внешнего” согласия результатов с исходными требованиями задачи контроля.

Первая группа задач реализуется в рамках принятой модели, с использованием соответствующих статистических методов. В частности, необходимо проверять статистические гипотезы относительно параметров данных и проверять однородность наборов данных. Математические методы решения этих задач достаточно разработаны в статистике [19, 20, 26, 27, 31].

Вторая группа задач оказывается более сложной, поскольку она требует выхода за рамки принятой модели — для того, чтобы ее подтвердить или опровергнуть. Обычно для этого необходимо построить более широкую модель, учитывающую практически значимые отклонения от исходной модели. К сожалению, полностью формализовать задачу и применить общие математические методы в этом случае не удастся, и приходится существенно использовать эвристические соображения (рассуждения). Таким образом, необходимо ввести и оценить соответствующие показатели адекватности моделей [8, 11].

Для рассматриваемого случая контроля детали расширение модели представляется весьма логично и наглядно. На основе исходной модели (рис. 1) сформировано несколько моделей, которые являются ее расширениями в различных аспектах (рис. 2—4). Кроме того, возможны также комбинированные модели, включающие одновременно несколько аспектов расширений. На практике необходимо выбрать одну из таких моделей.

В принципе могут быть два подхода к выбору подходящей модели. Во-первых, можно начать с наиболее широкой из допустимых (потенциальных) моделей и затем попробовать ее упростить, насколько возможно. Для этого чаще всего проверяют значимость основных параметров модели, используя статистические критерии [26, 27, 30]. С другой стороны, можно начать с наиболее простой модели (в данном случае — исходной модели Ω_0) и проверять по очереди (шаг за шагом) ее возможные расширения. По-видимому, второй путь является более практичным, поскольку общая (наиболее широкая) модель обычно является слишком трудоемкой. Это становится очевидным, если сравнить рис. 1—4.

Кроме того, с усложнением модели весьма существенно усложняются соответствующие алгоритмы обработки данных, поскольку для их построения и реализации необходимо решать ряд оптимизационных задач (как правило, нелинейных). Для рассмотренного примера секторной детали и

аналогичных задач контроля указанные трудности и возможные способы их преодоления представлены в [32—35].

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В статье основные методологические проблемы измерений — адекватное прикладной цели моделирование измеряемых свойств объекта и формулирование согласованной совокупности измеряемых величин, формирование эффективных методов, методик и алгоритмов, мониторинг адекватности элементов измерительной процедуры измерительной задаче — представлены на примере задачи контроля параметров секторных деталей. Намечены основные методы решения этих проблем, принципиальной основой которых служит системный подход к измерению. Последнее рассматривается как процесс, начинающийся в предметной области техники или производства с формулирования цели измерения, т. е., требуемых количественных сведений об интересующем свойстве объекта, реализующийся затем в измерительно-метрологической сфере в форме измерительной процедуры и заканчивающийся в исходной предметной области подтверждением адекватности полученных данных сформулированной цели.

Пример показывает, каким образом конкретная практическая задача порождает широкий круг методологических проблем, который охватывает практически все области современной теории измерений. При этом выявляется значение процедур моделирования и оценивания адекватности моделей.

Несмотря на существенную специфику исследованного вида измерений (пространственных параметров формы деталей), есть основания утверждать, что как сами методологические проблемы, так и подходы к их решению, взятые на известном уровне общности, сохраняют силу для любых измерений. Более того, между различными видами измерений могут быть установлены более детальные методические аналогии. Так, электро-механические аналогии позволяют сопоставить поточечным пространственным измерениям “поточечные” измерения параметров электрических сигналов; электротепловые аналогии образуют “мостик” между параметрами электрических цепей и тепловыми параметрами тел. Разумеется, подобные соображения не дают возможности заимствовать из других областей измерений конкретные методики, но позволяют использовать общие методические инструменты.

Из сказанного следует, что ввиду неразрывной связи практической измерительной деятельности и теории измерений, желательно установление регулярного механизма для воздействия практики

на развитие методологии измерений. Это тем более значимо, что потребности практики в постановке измерительных задач возрастают гораздо быстрее, чем развиваются возможности теории измерений в их решении.

ЛИТЕРАТУРА

1. Грановский В. А., Сирая Т. Н. Методы обработки экспериментальных данных при измерениях. — Л.: Энергоатомиздат, 1990.
2. Лячев В. В., Сирая Т. Н., Довбета Л. И. Метрологические основы теории измерительных процедур. — СПб.: Элмор, 2011.
3. Тарбеев Ю. В., Александров В. С., Довбета Л. И., Сирая Т. Н. Современные проблемы теоретической метрологии // Итоги науки и техники. Сер. “Метрология и измерительная техника”. — М.: ВИНТИ, 1991. — Т. 8.
4. Земельман М. А. Метрологические основы технических измерений. — М.: Изд-во стандартов, 1991.
5. Кудрявцев М. Д., Яворовская Н. Л. Новая параметризация плоскостной модели объекта и алгоритм обработки данных при измерении диаметров с учетом некруглости // Тез. конф.: “Теория и практика передачи и обработки информации”. — Туапсе, 2004.
6. Басун О. Б., Кудрявцев М. Д., Яворовская Н. Л. Проблемы моделирования объекта для обеспечения контроля высокоточных деталей навигационной аппаратуры в процессе их изготовления // Тез. XXV конференции памяти Н. Н. Острякова. — СПб., 2006.
7. ISO/TS 12181-1:2011 Geometrical Product Specifications (GPS) — Roundness — Part 1: Vocabulary and parameters of roundness.
8. Грановский В. А., Сирая Т. Н. Проблема адекватности моделей в измерениях // Датчики и системы. — 2007. — № 10. — С. 52—62.
9. Granovsky V. A., Siraya T. N. Model adequacy in measurements: estimation and improvement // Abstracts of conf. “Advanced mathematical and computational tools in metrology and testing”, 23—25 June 2008, ENS Cachan, France.
10. Кудрявцев М. Д. Анализ и уточнение математической модели эксперимента при аттестации правильных многогранных призм методом калибровки // Физические проблемы точных измерений: Сб. науч. тр. НПО “ВНИИМ им. Д. И. Менделеева”. — Л., 1984.
11. Granovsky V. A., Siraya T. N. Adequacy of Mathematical tools in metrology: step-by-step approach // Advanced Mathematical Tools in Metrology, V, Singapore, 2001. World Scientific.
12. Грановский В. А. Системная метрология: метрологические системы и метрология систем. — СПб.: ГНЦ РФ-ЦНИИ “Электроприбор”, 1999.
13. Пиотровский Я. Теория измерений для инженеров. — М.: Мир, 1989.
14. Рабинович С. Г. Погрешности измерений. — Л.: Энергия, 1978.
15. Rabinovich S. G. Measurement errors and uncertainties. Theory and practice. — 3rd edition. — Springer-Verlag, New York, 2005.
16. Айвазян С. А., Енюков И. С., Мешалкин Л. Д. Прикладная статистика. Основы моделирования и первичная обработка данных. — М.: Финансы и статистика, 1983.
17. Линник Ю. В. Метод наименьших квадратов и основы теории обработки наблюдений. — М.: Физматгиз, 1961.
18. Блехман И. И., Мышкис А. Д., Пановко Я. Г. Механика и прикладная математика: Логика и особенности приложной математики. — М.: Наука, 1983.
19. Браунли К. А. Статистическая теория и методология в науке и технике. — М.: Наука, 1977.
20. Химмельблау Д. Анализ процессов статистическими методами. — М.: Мир, 1973.
21. Бусленко Н. П. Моделирование сложных систем. — М.: Наука, 1978.

22. Грановский В. А., Рабинович С. Г. Автоматизация эксперимента и вопросы методологии измерений // Матер. Всесоюз. конф. "Методы и средства автоматизации научного эксперимента". — Л.: ВНИИНаучприбор, 1972.
23. Кнорринг В. Г., Кудряшов Э. А. Моделирование процессов и средств измерений. Модели физического подобия и модели-аналоги: Учеб. пособие. — Л.: Изд-во ЛПИ, 1985.
24. Пешель М. Моделирование сигналов и систем. — М.: Мир, 1981.
25. Самарский А. А., Михайлов А. П. Математическое моделирование. — М.: Наука, 1999.
26. Джонсон Н., Лион Ф. Статистика и планирование эксперимента в технике и науке. — М.: Мир, 1980.
27. Справочник по прикладной статистике / Под ред. Э. Ллойда, У. Ледермана. Т. 1, 2. — М.: Финансы и статистика, 1989.
28. Розенберг В. Я. Введение в теорию точности измерительных систем. — М.: Сов. радио, 1975.
29. Тарбеев Ю. В., Челпанов И. Б., Сирая Т. Н. Аттестация алгоритмов обработки данных при измерениях // Измерения, контроль, автоматизация. — 1991. — № 2 (78).
30. Лячев В. В., Сирая Т. Н. Особенности измерений в научно-технических исследованиях // Компетентность. — 2009. — № 6.
31. Ванечек А. Модели: эквивалентность, применения, обобщения: В кн. "Современные методы идентификации систем" / Под ред. П. Эйххофа. — М.: Мир, 1983.
32. Кудрявцев М. Д. Измерения параметров замкнутого плоского контура в сечении контролируемой детали. // Сб.

тез. докл. 3-й Всеросс. науч.-техн. конф. "Измерения и испытания в судостроении и смежных отраслях", Санкт-Петербург, 2010.

33. Кудрявцев М. Д. Применение метода наименьших квадратов для обработки результатов наблюдений при аттестации правильных многогранных призм методом калибровки // Метрология. — 1982. — № 4.
34. Кудрявцев М. Д., Яворовская Н. Л. Оценивание погрешностей координатных измерений геометрических параметров в условиях плохо обусловленной измерительной задачи // Гирскопия и навигация. — 2006. — № 4.
35. Granovskiy V., Kudryavtsev M., Siraya T. Industrial measurements as source of methodology problems of metrology // Abstracts of 15 Congrès International de Métrologie, 3–6 Oct. 2011, Paris, France.

Работа выполнена в ОАО "Концерн "ЦНИИ "Электронприбор"" (Санкт-Петербург).

Валерий Анатольевич Грановский — гл. научн. сотрудник, д-р техн. наук, профессор;

☎ (812) 499-81-67

E-mail: vgranovsky@eprib.ru

Михаил Дмитриевич Кудрявцев — ст. научн. сотрудник, канд техн. наук;

Татьяна Николаевна Сирая — вед. научн. сотрудник, д-р техн. наук. □

К содержанию

ИЗ МИРА НАНОТЕХНОЛОГИЙ

СОЗДАНЫ ПЕРВЫЕ ФОТОННЫЕ СХЕМЫ

Группе ученых под руководством профессора Н. Энгета удалось создать первую цепь с сосредоточенными оптическими элементами, о чем сообщается на сайте университета Пенсильвании <<http://www.upenn.edu/pennnews/news/penn-researchers-build-first-physical-metatrionic-circuit>>. Они представляют собой массивы наноразмерных стержней из нитрида кремния и способны изменять свойства света, подобно тому как резисторы, конденсаторы и катушки индуктивности меняют свойства тока в электронных цепях.

В ходе проведенных экспериментов ученые воздействовали на описанные элементы срединным диапазоном инфракрасного света и сравнивали входящий поток с выходящим. В зависимости от конфигурации стержней оптические показатели сопротивления, индуктивности и емкости различались. При этом, срез стержней выступал в роли индуктивности и сопротивления, а воздушный зазор между элементами конструкции служил емкостью.

Ранее ученым также удавалось создать оптические аналоги основных радиодеталей при помощи линз, волноводов и оптических решеток, однако размеры таких компонентов намного превышают длину волны света. По словам Н. Энгета, применение метаматериалов позволило создать структуры, способные оперировать све-

том недостижимым ранее образом. Разработка, получившая название "метатроника", представляет собой значимое событие в истории науки и техники. Фактически, она позволяет создавать миниатюрные фотонные микросхемы, и их первые образцы уже испытаны. Сейчас ученые работают над повышением сложности таких микросхем с применением модульного подхода.

В заключение добавим, что крупнейшие фирмы, такие как IBM и Intel, также проводят исследования в области фотоники в инфракрасном спектре.

Источник: [www. overclockers.ru/](http://www.overclockers.ru/)

НОВОСИБИРСКИЙ НАНОМЕТР — САМЫЙ ТОЧНЫЙ В МИРЕ

Новосибирские физики завершили уникальную работу по созданию вещественных наноэталонов. У сделанного ранее и сертифицированного в Германии эталона длина была 20 нм. В институте физики полупроводников пошли дальше и из кремния сделали комплект эталонов, где самый маленький — 0,3 нм. Росстандарт утвердил его как средство измерения.

Эталон метра был изготовлен в Париже в 1799 г. Многие наверняка помнят картинку из школьного учебника физики: платиновый метр под стеклянным колпаком. Прошло более 200 лет, и пришло время наноэталона.

Наноэталон не в Париже и не под стеклом. Он в новосибирском институте физики полупроводников. Вот в этом специальном чемодане, в пластмассовой коробочке. Как когда-то было с эталоном метра, его копии начали передавать туда, где они нужны.

Человеческий глаз, телевизионная камера видят здесь крохотную полоску. Только с помощью мощных микроскопов можно увидеть собственно наноэталоны. Их в комплекте шесть штук. Работа по их созданию шла несколько лет.

Говорят сотрудники лаборатории нанодиагностики и нанолитографии института физики полупроводников СО РАН.

Дмитрий Щеглов, научный сотрудник: “Эти образцы позволяют осуществлять калибровку и поверку микроскопов (атомно-силовых, интерференционных) в диапазоне размеров от 0,3 нм, т. е. меньше нанометра, до 30 нм, т. е. мы захватили весь диапазон, который в нанотехнологиях используется”.

Работа была нелегкой и неформальной. Физика и метрология — сами по себе не простые науки, а их стык в такой наносфере — это целая история.

Людмила Федина, ведущий научный сотрудник: “Нужно было разрезать кристалл поперек, положить на поверхность и посмотреть в электронном микроскопе высоту ступеньки. Казалось бы, тривиальная задача, но до нас этого никто не сделал. Было очевидно, что слишком точно мы не сможем. Но до 4-го знака мы можем измерить, и этого вполне достаточно для поверки приборов”.

Чтобы изготовить наноэталоны в институте создали технологию получения кристаллов кремния с идеально ровной поверхностью, где все атомы на одном уровне, ни один не выступает.

Сергей Ситников, младший научный сотрудник: “Эту поверхность можно использовать как зеркало. С помощью этого зеркала путем оптических, т. е. интерференционных измерений, можно было измерить высоту атомной ступени, той самой, которая 0,3 нм”.

На столах у микроскопов — множество объектов для исследования. Химия, биология, физика — они сейчас развиваются именно в наносфере. Поэтому здесь, в центре коллективного пользования, всем крайне важна точность. Теперь, с появлением эталонов, ученые уверены в качестве калибровки микроскопов, и значит в высочайшей точности исследований. Содержимое этого чемодана, говорят эксперты, оценить сложно. И ценность, и значимость очень высоки.

Источник: <http://www.nanonewsnet.ru/news/2012/>

НОВЫЕ КОМБИНАЦИИ НАНОМАТЕРИАЛОВ ПРОИЗВЕЛИ ПРОРЫВ В ИНФРАКРАСНОЙ ТЕХНОЛОГИИ

Ученые нашли способ усовершенствовать технологию инфракрасных фотодатчиков, которая крайне важна для национальной обороны и систем безопасности. Кроме того, эта технология все чаще применяется в коммерческих системах и потребительских товарах.

О существенном прогрессе ученых из университета штата Аризона сообщается в издании *Applied Physics Letters*. Публикация описывает открытие деталей того, как инфракрасные фотодатчики могут стать более эффективными при использовании определенных материалов, особым образом расположенных в структурах в атомном масштабе.

Это достигается при использовании многократных ультратонких слоев материалов толщиной лишь несколько нанометров. В каждом слое формируются кристаллы. Далее, эти слоистые структуры объединяются и формируют суперрешетки. Фотодатчики, сделанные из различных суперкристаллов, поглощают световые волны различной длины и преобразуют их в электричество. Конверсионная эффективность, достигнутая этими кристаллами, определяет чувствительность фотодатчика и качество обнаружения, которое он обеспечивает, пояснил инженер-электрик Йон-Хан Жань. Уникальная особенность суперрешеток в том, что длины обнаруживаемых ими волн легко настраивать, изменяя строение и состав слоистых структур. Точные размеры наноматериалов в структуре суперрешетки помогают повысить чувствительность инфракрасных датчиков.

Достигнутый прогресс позволяет надеяться на усовершенствования во многих сферах, от управляемого оружия и комплексных систем наблюдения до промышленных и домашних систем безопасности, а также в медицине и на дорогах. “С помощью новых фотодатчиков дорогу можно будет видеть намного лучше, чем с любыми фарами”, заключил постдокторант Оркун Целек, участник исследовательской группы.

Источник: <http://innovanews.ru/info/news/nano/>

ПОДОГРЕВАЕМЫЙ НАНО-РАЗМЕРНЫЙ КАНТИЛЕВЕРНЫЙ ЗОНД МОЖЕТ ВЫПОЛНЯТЬ ЭЛЕКТРОННЫЕ ИЗМЕРЕНИЯ

По утверждениям исследователей из Иллинойского университета (США) им удалось найти способ проведения электронных измерений с помощью подогреваемого нано-размерного наконечника.

Нано-размерные кантилеверные наконечники со встроенными нагревателями широко применяются при снятии характеристик полимерных пленок в электронике и оптических устройствах, лекарственных средств, красок и покрытий. Их также используют в научных лабораториях, для исследований в области нанолитографии и хранения данных, а также изучения закономерностей нано-размерных тепловых потоков. Однако для электронных измерений, по утверждению ученых, нанонаконечники до сих пор никто не использовал.

“Мы разработали новый тип электротеплового нанозонда, — отметил профессор факультета механики и машиностроения Иллинойского университета У. Кинг. — Наш электротепловой нанозонд может независимо контролировать напряжение и температуру в месте нанометрового контакта, равно как и измерять зависящее от температуры напряжение в таком месте”.

“Наша цель — проведение электротепловых измерений в нанометровой шкале, — сказал П. Флетчер,

первый автор статьи в журнале *Nanotechnology*, описывающей выполненную работу. — Наш электротепловой нанозонд можно использовать для измерения свойств таких материалов как полупроводники, термо- и сегнетоэлектрики”.

Новые электротепловые зонды отличаются от тех, которые обычно использовались как группой проф. Кинга, так и другими, поскольку в них имеются 3 электрических пути к кантилеверному наконечнику: два из них подводят ток нагрева, тогда как третий обеспечи-

вает возможность электроизмерений в наномасштабе. Первые два разделены диодным узлом, встроенным в наконечник. Кантилеверная конструкция достаточно сложна, но зонды могут использоваться в любых атомных микроскопах.

Исследование спонсируют Управление военно-морских исследований США и Управление ВВС США по научным исследованиям.

Источник: www.theengineer.co.uk

□

КОНФЕРЕНЦИИ, СИМПОЗИУМЫ, СЕМИНАРЫ июль–декабрь 2012 г.

К содержанию

Название	Дата	Место	Дополнительная информация
IEEE APCOT 2012 The Sixth Asia-Pacific Conference on Transducers and Micro/Nano Technologies	8–11 July	Nanjing, CHINA	http://apcot.chinatransducers.com/Web/CommonPage.aspx?Id=6
16 th IFAC Symposium on System Identification (SYSID 2012)	11–13 July	Brussels, BELGIUM	http://www.sysid2012.org/pages/home.php
ICINCO 2012 9 th International Conference on Informatics in Control, Automation and Robotics	28–31 July	Rome, ITALY	http://www.icinco.org
IEEE International Conference on Mechatronics and Automation (ICMA)	5–8 August	Chengdu, CHINA	http://2012.ieee-icma.org/Home/Home.aspx
The 3 rd International Conference on Sensor Device Technologies and Applications (SENSORDEVICES' 2012)	19–24 August	Rome, ITALY	http://www.iaria.org/conferences2012/SENSORDEVICES12.html
The 6 th International Conference on Sensor Technologies and Applications (SENSORCOMM' 2012)	19–24 August	Rome, ITALY	http://www.iaria.org/conferences2012/SENSORCOMM12.html
IEEE International Conference on Automation Science and Engineering (CASE 2012)	20–24 August	Seoul, REPUBLIC OF KOREA	http://www.case2012.org/
2012 IEEE AUTOTESTCON	10–13 September	Anaheim, CA, USA	http://www.ieee.org/conferences_events/conferences/conferencedetails/index.html?Conf_ID=15714
XX IMEKO World Congress	9–14 September	Busan, REPUBLIC OF KOREA	http://imeko2012.kriss.re.kr/index.php
Remote Sensing 2012	24–27 September	Edinburgh, UK	http://spie.org/x6262.xml
International Conference on Advances in Electrical Measurements and Instrumentation Engineering (EMIE 2012)	2–3 October	Sheffield, UK	http://emie.theides.org/2012/call.html Last Date of Paper Submission: July 01, 2012
5-я Российская мультikonференция по проблемам управления (МКПУ-2012)	9–11 октября	Санкт-Петербург, РОССИЯ	http://www.elektropribor.apb.ru/cnf/mkpu2012/rindex.php
22 nd International Conference on Optical Fiber Sensors (OFS-22)	15–19 October	Beijing, CHINA	http://www.ofs-22.org/site/
2012 IEEE Sensors	28–31 October	Taipei, TAIWAN	http://www.ieee-sensors2012.org/
10 th ACM Conference on Embedded Networked Sensor Systems (SenSys 2012)	6–9 November	Toronto, CANADA	http://sensys.acm.org/2012/index.html
ICNOP 2012: International Conference on Nanotechnology, Optoelectronics and Photonics	14–16 November	Venice, ITALY	http://www.waset.org/conferences/2012/venice/icnop/

CONTENTS AND ABSTRACTS

Kasimov A. M., Mamedli E. M., Mel'nikov L. I. Development and realization issues of heterogeneous control system for flying vehicle 2

Development and realization issues of heterogeneous control system for flying vehicle, including redundant channel based on jet technology elements, are considered. Construction principles for heterogeneous system were developed, a method of a determination of requirements to characteristics of redundant channel calculator was proposed and an example was presented.

Keywords: heterogeneous system, redundant channel, construction principle, requirements to characteristics.

Barbashov V. M. Simulation of radiation failures of digital LSIs in electronic systems 7

Methods of functional and logical simulation of radiation failures of digital electronic systems based on a model of fuzzy digital Brauer's automation are presented. Recommendations on prediction methods of radiation failures in electronic components base (ECB) are given. Theoretical and experimental results on radiation failures of CMOS LSIs of 1617 series are presented as an example.

Keywords: radiation resistance, criterion membership function, Brauer's automation.

Ivanov V. I., Titov V. S. Equivalent transformations of the generic parameters of double-pole sections at identification of complicated measuring chains 11

The considered examples of the transformations of generic parameters of various system functions of double-pole sections, allowing simplify the procedure to identifications of the complex circuits, in particular, calculation of the conditions for balancing and calculations of importance's electric parameter element measured one-port section.

Keywords: multiple-unit double-pole chains, generic parameters.

Tikhonenkov V. A., Soluyanov D. A., Vinokurov L. N. The indirect method for compensation of additive temperature error of strain gauge 17

The paper present the method for compensation of additive temperature error of strain gauge with bridge measuring circuit taking into account nonlinearity of the temperature characteristic initial unbalance the sensor which is adapted for manufacture of sensors.

Keywords: strain gauge, bridge circuit, additive temperature error, compensation, nonlinearity, output signal, flight navigation system.

Guliyev E. V. Development of methods and means of correcting filter by digital dynamic measurements of physical quantities 22

In the introduced work the modern tendencies of developing ICS which directed to increase their exponents of quality and effectiveness are generalized. It is shown the researchers and exploitations of high effected ICS for numerical dynamic measurements and built its model. Therefore, the approach

based on the solution the inverse function of measurements made to correction.

Keywords: instrument computing system, dynamic measurements, correction, computing inverse function.

Aminev D. A., Uvaysov S. U. Bandwidth distributed algorithm for registration systems of signals from many sensors . . . 26

Bandwidth distributed algorithm for interface of input signal subsystem is developed. Algorithm is based on weighting coefficient method related to speeds of thread and verified in MatLab. Example of registration system and timing diagram is shown.

Keywords: distributed algorithm, bandwidth, registration of signals, registration system, sensor of signals, verification of algorithm, structure circuit, timing diagram, digital thread, weighting coefficient.

Timoshenkov S. P., Plehanov V. E., Anchutin S. A., et al. Analysis of influence of anisotropy of silicon characteristics on the resonator characteristics 29

The article gives results of the analysis of influence of resonator material characteristics on the magnitude of splitting its natural frequencies, results of evaluating of resonator elastic suspension on splitting its natural frequencies. Carried out calculations allowed to choose silicon orientation for resonator fabrication and to formulate requirements for resonator elastic suspension construction.

Keywords: ring resonator, anisotropy, finite element method, balancing adjustment.

Akparov V. V., Duraev V. P., Medvedev S. V. Semiconductor circular ring laser and rotation sensors based on them 34

Review of results of semiconductor circular ring lasers (SCRL) studies and their applications as rotation sensors was presented. The principles of rotation sensors based on SCRLs and SCRL components which allow to develop rotation sensor are considered in this paper. Works of leading laboratories carrying out studies on using SCRL as rotation sensor.

Keywords: semiconductor circular ring laser, laser gyroscope, rotation sensor, fiber-optic resonator.

Vorobyov A. V. Syntesis and verification of the general mathematical models AMR-bridge sensors 40

The analysis anisotropic magnetoresistor the effect observed in thin permalloy magnetic films and the approach to synthesis of generalized mathematical model of the AMR-sensor, and also its verification is offered.

Keywords: AMR-effect, the AMR-sensor, magnetoresistor, thin magnetic films.

Kasatkin S. I., Murav'ev A. M., Plotnikova N. V., et al. Anisotropic magnetoresistive transducer — magnetic field gradiometer 45

New type of anisotropic magnetoresistive transducer of magnetic field representing magnetic field gradiometer with even volt-oersted characteristic saturated with magnetic field increase, is considered. Results of its develop-

ment as magnetosensitive nanoelement for biosensor and magnetic head.

Keywords: anisotropic magnetoresistive transducer, gradiometer, magnetic field, metallic nanostructure.

Sokol-Kutylovskij O. L., Sarvartinov A. I. Phase measurements with synchronization on signals of GPS-receivers 48

The noise stability and high efficiency of detection of anomalies of an electromagnetic field is shown by the hardware-program complex which is carrying out phase measurements of a magnetic field of low frequency with synchronization on signals of GPS-receivers.

Keywords: phase measurements, synchronization on signals of GPS-receivers, electromagnetic anomalies.

Lipmanov A. M., Gulyaev P. V., Shelkovnikov E. Yu., Tyurikov A. V. Inertial piezoelectric drive with magneto-inductive velocity sensor 52

The magneto-inductive linear displacement velocity sensor, embedded to inertial piezoelectric drive, is presented in the paper. The constructive and schematics features of the sensor are described. Results of theoretical and practical tests of the sensor are demonstrated.

Keywords: inertial piezoelectric drive, magneto-inductive velocity sensor, equivalent circuit, friction kinematical couple.

Measurement, Control, Automation (Journal in journal)**Granovsky V. A., Kudryavtsev M. D., Siraya T. N. Production control and methodology of measurements 55**

Based on practical problems of production control, main methodological problems of measurements, which it is necessary to solve for ensuring of control reliability, are presented. These problems appear at all stages of measurements process, beginning from a formulation of measurement problem and finishing by an interpretation of obtained results. Special role of general model of measurements, which it is necessary to construct not only for the determination of measured quantities but also for the formulation of their consistent system for control's goal, is revealed. Consistent system of methods and procedures formulated on the planning stage, should correspond to a system of measured quantities. On final stage of data treatment it is necessary not only to formulate estimates of measured quantities and measurement accuracies but also to confirm the adequacy of used models and consistency of results with initial requirements and models. Stated problems are illustrated on an example of measurements control of parameters of the part with sectored ring shape. After that they are generalized as system problems and are considered in respect to main stages of measuring procedure. Main paths to a solution of problems are outlined.

Keywords: measurement, production control, model, shape parameter, measured quantity, plan of measuring experiment, model adequacy, algorithm of data treatment.