

## Секция № 02 «Электрические измерения»

| Содержание                                                                                                                                                                                                          | стр. |
|---------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|------|
| <p>Е.З. Шапиро, Г.Б. Гублер, А.Ю. Никитин, <i>ФГУП «ВНИИМ им. Д.И. Менделеева»</i> Эталонная база электроэнергетики и ее развитие на основе современных информационно-измерительных технологий</p>                  | 57   |
| <p>М.Л. Гуревич, В.И. Шевцов, <i>АО «ФНПЦ «ННИПИ «Кварц», ФГУП «ВНИИМ им. Д.И. Менделеева»</i> Российские электротепловые и диодно-детекторные технологии для измерителей переменных напряжений высшей точности</p> | 68   |
| <p>Л.А. Баталов, В.В. Нестеров <i>ФГБУ «Петербургский институт ядерной физики им. Б.П. Константинова»</i> Калибровка преобразователей индукции магнитного поля методами нелинейной оптимизации»</p>                 | 84   |
| <p>А.А. Львов, С.А. Кузин, П.А. Львов <i>Саратовский государственный технический университет имени Гагарина Ю.А.</i> Новый формирователь сигнала «петля переменного тока» для параметрических датчиков</p>          | 98   |
| <p>В.Д. Мазин <i>Санкт-Петербургский политехнический университет Петра Великого</i> Обобщённая геометрическая модель измерительного преобразования</p>                                                              | 108  |

## ЭТАЛОННАЯ БАЗА ЭЛЕКТРОЭНЕРГЕТИКИ И ЕЕ РАЗВИТИЕ НА ОСНОВЕ СОВРЕМЕННЫХ ИНФОРМАЦИОННО- ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ТЕХНОЛОГИЙ

Е.З. Шапиро Г.Б. Гублер, А.С. Никитин

*ФГУП «ВНИИМ им. Д.И. Менделеева»*

Текущее состояние и перспективы развития эталонной базы измерений в электроэнергетике, по крайней мере, на период до 2030 г. связаны с сегодняшним состоянием и прогнозируемым развитием этой крупнейшей отрасли экономики [1].

Экономические задачи электроэнергетики в части требований, предъявляемых к огромному парку средств измерений (СИ), насчитывающему десятки миллионов единиц, и соответственно к системе их метрологического обеспечения, являются первостепенными.

Среди требований экономики электроэнергетики, непосредственно связанных с измерениями, можно выделить как основные:

- обеспечение торговых операций на внутреннем и внешних энергетических рынках, поскольку электрическая энергия - это прежде всего товар;
- обеспечение эффективного технического управления процессами производства (генерация), транспортирования (электрические сети) и потребления (промышленность, сельское хозяйство, ЖКХ и т.д.) этого товара;
- обеспечение энергосбережения путем снижения потерь электрической энергии на всех отмеченных этапах ее жизненного цикла;
- обеспечение безопасности энергообъектов и экологической безопасности, включая широкое использование возобновляемых источников энергии, альтернативных углеводородным.

Приоритетность отмеченных требований не остается неизменной с течением времени и одинаковой для стран с различными энергоресурсами и экономикой.

Если в прошлом столетии, вплоть до последних десятилетий, во всем мире усилия метрологов и энергетиков были направлены на повышение точности измерений количества электрической энергии и минимального набора показателей ее качества, то с начала XXI века приоритетными задачами в электроэнергетике становятся обеспечение безопасности энергосистем (раннее предупреждение и устранение аварийных ситуаций) и обеспечение надежного функционирования сложных сетевых комплексов с множеством источников и потребителей электрической энергии.

Вызвано это тем, что экономические потери от крупных системных аварий (США, 2003, Канада, 2005, Москва и Калужская область, 2010, С. Петербург, 2016, Екатеринбург и другие на всех континентах) существенно превышают технические потери в электрических сетях и создают опасность для здоровья и жизни людей.

Необходимость экономически эффективного и безаварийного управления постоянно растущими потоками мощностей, поставляемых разнородным потребителям, создающим нестабильные, нелинейные нагрузки и разделенных сотнями километров, потребовала создания новых измерительных технологий, вплоть до введения определений новых измеряемых величин и создания нового класса адекватных им СИ.

Практическая реализация метрологического обеспечения новых измерительных технологий и СИ требует, в свою очередь, модернизации отечественной эталонной базы электроэнергетических измерений путем расширения ее функциональных возможностей при максимально возможном сохранении аппаратной части действующих первичных эталонов.

Действующая эталонная база электроэнергетических измерений состоит из трех крупных блоков, обеспечивающих единство измерений электроэнергетических величин (ЭЭВ):

1. Государственный первичный эталон (ГПЭ) единиц коэффициента и угла масштабного преобразования синусоидального тока ГЭТ 152-2011 (УНИИМ) с расширенной неопределенностью воспроизведения единиц  $(4,0 - 14) \cdot 10^{-6}$  и  $(4,0 - 14) \cdot 10^{-6}$  рад и комплекс эталонных компараторов и трансформаторов тока, обеспечивающий калибровку масштабных преобразователей тока в диапазоне до 50 кА.

2. Государственный первичный специальный эталон (ГПСЭ) единиц коэффициента масштабного преобразования и угла фазового сдвига электрического напряжения переменного тока промышленной частоты ГЭТ 175-2009 (ВНИИМС) с расширенной неопределенностью воспроизведения единиц  $(3,0 - 5,0) \cdot 10^{-5}$  и  $(4,0 - 10) \cdot 10^{-5}$  рад и комплекс эталонных трансформаторов и делителей напряжения, обеспечивающий калибровку масштабных преобразователей напряжения в диапазоне до 450 кВ.

3. ГПЭ единиц электрической мощности в диапазоне частот от 1 до 2500 Гц ГЭТ 153-2012 (ВНИИМ), с расширенной неопределенностью воспроизведения единиц активной (ватт) и реактивной (вар) электрической энергии  $(15 - 47) \cdot 10^{-6}$  и комплекс эталонных СИ электрических мощности и энергии, обеспечивающий калибровку однофазных и трехфазных СИ в области напряжений до 1000 В, токов до 10 А и углов сдвига фаз между напряжением и током от 0 до 360 градусов.

ГПЭ 153-2012 воспроизводит единицы ватт и вар на основе национальных единиц напряжения (ГПСЭ единицы электрического напряжения (вольта) в диапазоне частот  $10 - 3 \cdot 10^7$  Гц, ГЭТ 89-2008, ВНИИМ), сопротивления (ГПЭ единицы электрического сопротивления, ГЭТ 14-2014, ВНИИМ) и частоты (ГПЭ единиц времени, частоты и национальной шкалы времени, ГЭТ 1-2012, ВНИИФТРИ).

Немного истории развития эталонной базы электроэнергетики во ВНИИМ. Работы по созданию исходных средств измерений (СИ) электрической мощности проводились во ВНИИМ им. Д.И. Менделеева с начала 50-х годов. В 1986 г. во ВНИИМ был создан Государственный первичный эталон (ГПЭ) единицы электрической мощности ГЭТ 153-86, который впервые обеспечил централизованное воспроизведение единицы ватт и ее передачу СИ электрической мощности и энергии в стране [2].

Создание эталона подняло уровень точности исходного средства измерений мощности в стране до мирового уровня того времени, что было подтверждено рядом международных сличений, включая ключевые сличения ССЕМ К5 (1998-2000 гг.), и ввело нашу страну в достаточно узкий круг стран, располагающих независимыми эталонами единицы мощности, т.е. эталонами, воспроизводящими национальную единицу Ватт на основе национальных единиц – Вольт, Ом и Герц.

В период с 1986 по 2012 гг. в лаборатории электроэнергетики ВНИИМ был создан эталонный комплекс средств электроэнергетических измерений, обеспечивший потребности промышленности тех лет, возможность участия в международных сличениях эталонов и, как следствие, признание результатов наших измерений на международных энергетических рынках.

Динамика развития этого комплекса представлены в таблице 1.

Таблица 1

| Эталон                                                             | Цель и результаты                                                              |
|--------------------------------------------------------------------|--------------------------------------------------------------------------------|
| 1986 ГЭТ 153-86 Государственный первичный эталон                   | Обеспечение разработки отечественных СИ Кл. 0,05 и признания на внешних рынках |
| 1988 ВЭТ 153-88 Вторичный эталон                                   | "Энергомера" - Разработка первых образцовых СИ энергии Кл. 0,05 - 02           |
| 1990 Трансватт-1. Транспортируемый эталон сравнения                | Первые международные сличения Финляндия (Германия) (0,001 – 0,005%)            |
| 1992 Трансватт-3.1. Эталонный трех-фазный счетчик активной энергии | ПО "КВАНТ" - Исходное СИ, выпуск образцовых трехфазных СИ энергии.             |

|                                                                                             |                                                                                                                                    |
|---------------------------------------------------------------------------------------------|------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| 1995 Трансватт-1.2 - Эталон сравнения                                                       | Сличения. Корея (KRISS), Австралия (CSIRO-NPL) ( $\Delta$ ) $\pm 0,001\%$                                                          |
| 1998 Трансватт-3.2 – Эталонный счетчик активной и реактивной энергии                        | Обеспечение выпуска и импорта СИ активной и реактивной энергии                                                                     |
| 1999 Модернизация ГЭТ 153-86                                                                | Ключевые международные сличения CCEM-K5.                                                                                           |
| 2002 Подсистема измерения гармонических составляющих напряжения и тока                      | Обеспечение калибровки анализаторов мощности                                                                                       |
| 2005 "Энергомонитор 3.1К" Эталонный многофункциональный прибор. Уровень вторичного эталона. | Метрологическое обеспечение СИ электроэнергии и контроля качества.                                                                 |
| 2008 Эталонная установка УППУ-МЭЗ.1                                                         | Обеспечение ЦСМ и ведомственных МС.<br>Калибровка и поверка на местах работы СИ.                                                   |
| 2010 – 2011 Частичная модернизация ГЭТ 153-86                                               | Участие в ключевых сличениях АРМР. ЕМ. К 5.1 (май 2011г.)                                                                          |
| 2010 –2011 Вторичный эталон единицы эл. мощности трехфазный. (опытный образец)              | Передача единицы ВАТТ СИ активной и реактивной мощности и энергии. Калибровка и поверка наиболее точных СИ ПКЭ и параметров сетей. |

В первом десятилетии XXI века отечественные и зарубежные приборостроители освоили выпуск многофункциональных эталонных СИ электрической мощности с границами допускаемых погрешностей измерений 0,01-0,02 % и с возможностью измерений показателей качества электрической энергии (ПКЭ) и параметров энергетических сетей (ПЭС). Возможности адаптации аналогового ГЭТ 153-86 к требованиям нового парка эталонных СИ ЭЭВ оказались исчерпанными, и его дальнейшая модернизация была признана нерациональной

В 2012 г. был утвержден новый ГПЭ единиц электрической мощности Ватт и вар в диапазоне частот от 1 до 2500 Гц (ГЭТ 153-2012), основанный на методах математической обработки результатов синхронных аналого-цифровых преобразований мгновенных значений напряжения и тока с возможностью синхронизации этих преобразований с Международной шкалой координированного времени (UTC) [3].

Внешний вид ГЭТ 153-2012 и структура его программного комплекса, обеспечивающего реализацию алгоритмов воспроизведения единиц представлены на рис.1а и 1б.



Рис. 1а

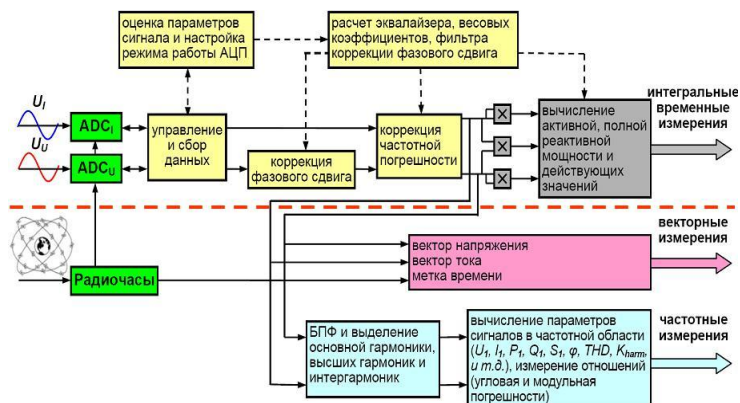


Рис. 1б

В результате создания нового первичного эталона были решены следующие задачи:

- Повышена точность воспроизведения единицы активной электрической мощности в широких диапазонах напряжений, токов, углов сдвига фаз и частот в 1,5 - 2,5 раза;
- Обеспечено воспроизведение единицы реактивной электрической мощности (вар);
- Обеспечено воспроизведение единиц в инфразвуковой области частот (1 – 40 Гц);
- Обеспечена информационная совместимость эталона России с эталонами ведущих в данной области измерений стран для проведения международных сличений;
- Частично решена задача передачи единиц средствам векторных измерений, синхронизированных со шкалой координированного времени (UTC), поддерживающих международный протокол IEC 61850-9-2.

Основное преимущество ГЭТ 153-2012 перед его предшественником состоит в том, что принятые в нем метод и алгоритм воспроизведения единиц и их аппаратная и программная реализация открывают возможности дальнейшего расширения функциональных возможностей эталона в части воспроизведения единиц измерений широкого круга ЭЭВ, в частности ПКЭ и векторных величин. На рис.1б выше пунктирной линии показаны основные блоки программного обеспечения (ПО), реализованные в действующем ГЭТ 153-2012, и обеспечивающие воспроизведение средних значений активной и реактивной электрической мощности и передачу действующих значений электрического напряжения и тока на

уровне вторичных эталонов единиц этих величин. Ниже пунктирной линии показана структура блоков ПО, которые должны быть созданы для воспроизведения единиц измерений параметров электрических сигналов в частотной области, в частности, показателей качества электрической энергии и единиц векторных измерений [4].

Сегодня единый подход к разработке методик калибровки (поверки) ЭЭВ, утверждаемых при испытаниях типа СИ, отсутствует, что не гарантирует единства выполняемых с их помощью измерений. Естественно, нет необходимости обеспечивать прямую прослеживаемость измерений всех более чем 40 наименований ЭЭВ к соответствующим эталонам. Например, отклонение напряжения или частоты от номинальных значений в статических режимах достаточно хорошо прослеживаются к соответствующим первичным эталонам. Выбор группы ЭЭВ, измерения которых должны быть поддержаны специализированными средствами воспроизведения их единиц, представляется достаточно важным как с метрологической, так и с экономической точек зрения.

Актуальность этой работы определяется массовостью работ по калибровке (поверке) многофункциональных СИ ЭЭВ и подтверждается международными работами, в которых ВНИИМ принимает участие. Это: Европейская метрологическая программа исследований и инноваций (EMPIR), проект Trace PQM "Пути прослеживаемости для измерения качества электрической энергии» и проводимые впервые ключевые международные сличения эталонов единиц мощности гармоник ССЕМ-K13.

Отдельной и сравнительно новой для нашей метрологии задачей является воспроизведение единиц измерений векторных величин и создание отечественных эталонных СИ в этой области.

Для решения этих задач в лаборатории электроэнергетики ВНИИМ проводятся исследования в двух основных направлениях:

- Обеспечение воспроизведения единиц измерений показателей качества электрической энергии (ПКЭ) и параметров электрических сетей (ПЭС), измерения которых не охвачены действующими поверочными схемами;
- Обеспечение прослеживаемости результатов измерений электрических величин, характеризующих параметры интеллектуальных электрических сетей (SmartGrid).

Особенности многих измеряемых электрических величин и ЭЭВ как их части состоит в том, что при одном и том же значении величины, выраженном в одной и той же единице измерений, они могут иметь множество форм физической реализации и характеризующих их параметров, определяющих методы, средства и погрешности их измерений.

Покажем это на примере величины – электрическое напряжение, единица измерения – вольт (В).

Основные формы физической реализации электрического напряжения:

1 напряжение постоянного тока;

2 напряжение переменного тока:

- гармоническое или апериодическое (на интервале измерения);
- синусоидальное, несинусоидальное, импульсное;
- напряжение линейное и фазное (для трехфазных сетей);
- напряжения прямой, нулевой и обратной последовательностей.

Каждая из форм характеризуется рядом параметров напряжения (ПЭН), которые, по существу, и являются измеряемыми величинами:

- мгновенное значение
- среднеквадратическое значение (СКЗ);
- среднее значение;
- амплитудное (пиковое) значение;
- средневывпрямленное значение;
- СКЗ основной гармоники;
- СКЗ высших гармоник;
- СКЗ интергармоник;
- СКЗ суммы высших гармоник.

Помимо характеристик, измеряемых в вольтах, измеряемое напряжение характеризуется рядом безразмерных параметров, определяемых, как правило, в виде отношения параметров напряжения, измеренных в вольтах. Это различные коэффициенты: амплитуды, формы, искажений, отдельных гармонических составляющих, прямой, обратной и нулевой последовательностей в трехфазных цепях и другие.

Мгновенное значение напряжения, которое имеет смысл только в привязке к углу сдвига фазы относительно известного синхроимпульса или в отдельных случаях относительно точки перехода функции напряжения через ноль, условно принятой за нулевой угол сдвига фазы, становится одним из важнейших параметров, особенно при переходе к синхронизированным векторным измерениям. К параметрам электрического напряжения относятся также углы сдвига фаз гармоник относительно основной или углы основной гармоники относительно других напряжений и токов в электрической цепи.

Из всех перечисленных выше видов и параметров электрического напряжения непосредственная прослеживаемость результатов измерений обеспечивается только для напряжения постоянного тока (ГЭТ 13-2001) и действующего значения синусоидального напряжения переменного тока (ГЭТ 89-2008).



Аналогичные параметры характеризуют и электрический ток и, со значительным дополнением, активную и реактивную электрические мощности. Прослеживаемость измерений этих параметров также не обеспечивается действующими первичными эталонами.

Особенность параметров электрического напряжения (ПЭН) в отличие от параметров электрического тока (ПЭТ) и параметров электрической мощности активной (ПЭМа) и реактивной (ПЭМр) состоит в том, что часть из них, характеризующая электрическую энергию, поставляемую потребителю, как товар, получили дополнительно наименование – "показатели качества электрической энергии" (ПКЭ). Одни и те же по определению ПЭН могут не относиться к ПКЭ, если их измерения имеют иное назначение (управление энергопотреблением, защита энергообъектов и т.д.)

Различия между одноименными ПКЭ и ПЭН состоит в том, что по условиям работы внутренних и внешних энергетических рынков для ПКЭ устанавливаются в международных стандартах ([5], [6]) жесткие нормы и для обеспечения единства их измерений регламентируются методы измерений, интервалы интегрирования результатов единичных измерений и границы допускаемых погрешностей измерений ([7], [8]). Для ПЭН с теми же наименованиями обязательная регламентация норм, методов и погрешностей измерений не предусмотрена. В зависимости от объектов и целей измерений они отражаются в ведомственных стандартах или методиках измерений. Например, СКЗ напряжения, как ПКЭ, должно измеряться на интервале 10 периодов с пределом допускаемой погрешности  $\pm 0,1\%$ , а СКЗ напряжения, как ПЭН, в зависимости от потребности может быть измерено на одном периоде с большей или меньшей погрешностью.

Таким образом, работа по первому из указанных направлений должна обеспечить прослеживаемость результатов измерений значительно более широкого круга ЭЭВ, чем ПКЭ, и в более широких диапазонах метрологических характеристик.

Второе направление работ связано с необходимостью метрологического обеспечения измерений в интеллектуальных электрических сетях (SmartGrid), которые рассматриваются как стратегическое направление развития электроэнергетики XXI века.

Цель создания интеллектуальных сетей – это повышение надежности системы энергоснабжения, энергосбережение и экологическая безопасность, переход от традиционного наращивания мощностей за счет углеводородных энергоносителей и строительства новых сетей к рациональному использованию имеющихся сетей, ресурсов и экологически чистых возобновляемых источников энергии.

О том насколько велик размах работ в мире по созданию интеллектуальных сетей, говорят многомиллиардные инвестиции государственных агентств США, Китая, Японии, Евросоюза и промышленных альянсов в научные и инженерные разработки. Например, только в Евросоюзе в программе метрологического обеспечения SmartGrid на 2010 - 2014 гг. (2 этап 2014 - 2019) участвуют 22 страны, 18 НМИ и 4 университета.

В нашей стране работы по созданию интеллектуальных сетей сосредоточены в основном в ОАО «ФСК ЕЭС», и Институте Энергетических исследований РАН. В основу работ по созданию в стране современного электроэнергетического комплекса России положена «Концепция интеллектуальной электроэнергетической системы с активно-адаптивной сетью», в которой даны идеология, базовые технологии и механизмы реализации.

Во множестве задач, которые ставят интеллектуальные сети, для нас важно понять и выделить задачи метрологические. Управляющие воздействия, оптимизирующие работу сети, формируются на основе результатов измерений параметров сети, полученных одновременно в точках сети, разнесенных в пространстве (иногда на многие километры). Это достигается путем привязки всех измерений к одной шкале времени. Синхронизация в локальных измерительных сетях обеспечивается тактовыми сигналами высокой частоты, специализированными протоколами синхронизации NTP или PTP, секундными метками шкалы времени PPS, получаемыми от систем глобального позиционирования GPS или ГЛОНАСС.

Основным видом измерений при создании ИЭС становятся синхронизированные векторные измерения. Объектом измерений в этом случае является **фазор** – вектор в комплексной форме, описывающий гармонический сигнал, а измеряемыми величинами параметры фазора: модуль (**M**), угол сдвига фазы сигнала относительно метки времени (**φ**), частота (**F**) и скорость изменения частоты (**V<sub>f</sub>**). Наиболее важным при этом становятся измерения **φ** или его временного эквивалента с неопределенностью в доли микросекунд, поскольку далее частота и скорость ее изменения оцениваются как первая и вторая производные угла.

Новые измеряемые величины породили комплекс принципиально новых средств измерений, сосредоточенных, как правило, в узловых точках интеллектуальных сетей называемая цифровыми подстанциями (ЦП):

измерители параметров фазоров - PMU (Phasor Measurement Unit, русская аббревиатура пока отсутствует, поддерживающие стандарт IEEE C37.118.1 [9] и IEEE C37.118.2 [10];

синхронизированные АЦП (С-АЦП) переменного напряжения (тока) в поток цифровых данных, синхронизированных со шкалой времени UTC в соответствии со стандартом IEEE 1588-2008 «Протокол высокоточной синхронизации часов для сетевых измерений и управляющих систем»;

средства объединения потоков цифровых данных (MU - Merging unit) и передачи их в формате протокола IEC 61850-9-2 [11];

важнейшие элементы цифровых подстанций – цифровые электронные трансформаторы напряжения (ЦТН) и тока (ЦТТ), включая оптические, с выходными сигналами в виде синхронизированных потоков цифрового представления мгновенных значений измеряемых величин в формате протокола IEC 61850-9-2.

Законченная система передачи единиц от первичных эталонов базовых единиц электрических величин СИ, реализующим векторные измерения, и СИ ЦП, пока отсутствует. Работы в этом направлении проводятся в настоящее время в ведущих приборостроительных и метрологических центрах мира (США, Канада, Италия, Германия), где созданы первые образцы установок для калибровки векторных СИ. Необходимость метрологического обеспечения ЦП в России потребует создания новой ветви эталонной базы электроэнергетики, на основе новых специальных первичных эталонов «единиц фазоров» или, что, по нашему мнению, более перспективно, на основе модернизации первичного эталона единиц активной и реактивной электрической мощности ГЭТ 153-2012, идеология построения аппаратного и программного обеспечения которого, ориентированы на расширение функциональных возможностей.

В период 2013 - 2015 гг. на этой базе во ВНИИМ в сотрудничестве с приборостроительной фирмой НПП «Марс-Энерго» созданы, исследованы и внесены в государственный реестр СИ:

вторичный эталон единиц электрической мощности ВЭТ-МЭ 1.0, адаптированный к выполнению синхронизированных измерений;

установка поверочная векторная компарирующая УПВК-МЭ 61850, обеспечивающая поверку ЦТН и ЦТТ с выходными сигналами в формате IEC 61850-9-2.

Поверочный комплекс КЭТ-61850, созданный на базе установки УПВК-МЭ 61850, практически использован при испытаниях с целью утверждения типа оптических трансформаторов, выпускаемых фирмой «Профотек» (Москва) и сейчас находится в эксплуатации.

Необходимо отметить, что показанные результаты исследований и разработок – только первые шаги в развитии отечественной метрологии измерений в интеллектуальных электрических сетях. Они нуждаются в государственной поддержке и развитии, как минимум для того, чтобы не допустить отставания российской метрологии электроэнергетики в этой экономически важной области.

## Литература

- 1 Энергетическая стратегия России на период до 2030 года. Утверждена распоряжением Правительства Российской Федерации от 13 ноября 2009 года № 1715-р
- 2 Шапиро Е.З., Белов В.С., Никитин Ю.В. и др. "Государственный эталон единицы электрической мощности", Измерительная техника №8, 1990
- 3 Гублер Г.Б., Шапиро Е.З., Никитин А.Ю. "Государственный первичный эталон единицы электрической мощности в диапазоне частот от 1 до 2500 Гц ГЭТ 153-2012", Измерительная техника №1, 2016
- 4 Гиниятуллин И.А., Гублер Г.Б., Шапиро Е.З., Никитин А.Ю. "Многофункциональный вторичный эталон единиц электрической мощности "ВЭТ-МЭ 1.0"" Сборник докладов конференции "Метрология – учет и контроль качества электрической энергии – измерения в интеллектуальных сетях", Санкт-Петербург, 2016
- 5 ГОСТ 32144-2013 Электрическая энергия. Совместимость технических средств электромагнитная. Нормы качества электрической энергии в системах электроснабжения общего назначения
- 6 ГОСТ 32145-2013 Электрическая энергия. Совместимость технических средств электромагнитная. Контроль качества электрической энергии в системах электроснабжения общего назначения
- 7 ГОСТ 30804.4.30-2013 Электрическая энергия. Совместимость технических средств электромагнитная. Методы измерений показателей качества электрической энергии
- 8 ГОСТ 30804.4.7-2013 Совместимость технических средств электромагнитная. Общее руководство по средствам измерений и измерениям гармоник и интергармоник для систем электроснабжения и подключаемых к ним технических средств
- 9 IEEE C37.118.1 Измерения синхрофазоров в электроэнергетических сетях
- 10 IEEE C37.118.2 Синхрофазоры, передача данных в электроэнергетических сетях
- 11 IEEE1588-2008 Протокол высокоточной синхронизации часов для сетевых измерений и управляющих систем
- 12 IEC 61850-9-2:2011 на русском языке Системы автоматизации и сети связи на подстанциях. Часть 9-2.Схема особого коммуникационного сервиса (SCSM). Значения выборок по ISO/IEC 8802-3.

# РОССИЙСКИЕ ЭЛЕКТРОТЕПЛОВЫЕ И ДИОДНО-ДЕТЕКТОРНЫЕ ТЕХНОЛОГИИ ДЛЯ ИЗМЕРИТЕЛЕЙ ПЕРЕМЕННЫХ НАПРЯЖЕНИЙ ВЫСШЕЙ ТОЧНОСТИ

Гуревич М.Л.<sup>1</sup>, Шевцов В.И.<sup>2</sup>

<sup>1</sup>АО «ФНПЦ «ННИПИ «Кварц», г. Нижний Новгород

<sup>2</sup>ФГУП «ВНИИМ им. Д.И. Менделеева», Санкт-Петербург

В метрологической практике для целей точного измерения уровня переменного напряжения широкое применение находят электротепловые и диодно-детекторные измерительные преобразователи (ИП), осуществляющие первичное преобразование этого напряжения в постоянное. Выполненные в виде защищенных электрическим и тепловым экранами малогабаритных блоков (модулей), они для завершения полного цикла измерений используются вместе с вольтметрами постоянного тока и другим вспомогательным оборудованием.

Хотя наибольшее применение модули ИП находят в составе эталонов сравнения переменного и постоянного напряжений [1] при поверке средств измерений переменного электрического напряжения (калибраторов, генераторов, вольтметров), они также используются при контроле метрологических характеристик измерительных каналов разнообразной электротехнической и радиотехнической аппаратуры, средств связи, а также для проверки амплитудно-частотных характеристик аналоговых и аналогово-цифровых изделий микроэлектроники и устройств, построенных на основе этих изделий.

В эталонах старших разрядов Государственной поверочной схемы России (ГПС) для средств измерений переменных электрических напряжений [2] в диапазоне частот от 20 Гц до 30 МГц применяются модули электротепловых ИП, которые практически нечувствительны к паразитным гармоникам испытательного сигнала и поэтому обеспечивают наивысшую точность. В диапазоне частот от 30 до 2000 МГц применяются модули диодно-детекторных ИП, которые превосходят электротепловые ИП по широкополосности, но, из-за повышенной чувствительности к гармоникам испытательного сигнала, уступают им по точности.

Большинство модулей ИП, применяемых в составе вторичных эталонов, а также в составе эталонов 1-го и 2-го разряда, такие как ИП изделий ПНТЭ-6; ПНТЭ-10; ПНТЭ-12; ПНТЭ-13; ПНТЭ-21; ВЗ-63 разработаны более 30 лет назад, выработали свой ресурс и не удовлетворяют современным метрологическим и эксплуатационным требованиям.

Основой модуля электротеплового ИП, применяемого в качестве эталона сравнения (компаратора) переменного и постоянного напряжений [3], является термоэлемент косвенного нагрева, состоящий из объединенных тепловой связью подогревателя, к которому подводится сигнал, и электронного термометра, реагирующего на приращение среднего значения  $\Delta T$  температуры подогревателя под действием мощности сигнала. Точность сравнения напряжений повышается при увеличении коэффициента электротеплового преобразования  $K_{np} = E_{вых}/P$  (типичные значения от 1 до 10 мВ/мВт), определяемого отношением выходного постоянного напряжения  $E_{вых}$  электронного термометра к величине средней мощности  $P$ , рассеиваемой сигналом на подогревателе. Наиболее часто термометром ИП является одиночная или многоэлементная термопара, а подогревателем служит проводник из нихрома.

Для идеального термоэлемента коэффициент электротеплового преобразования  $K_{np}$  является постоянной величиной, которая не зависит ни от частоты, ни от уровня воз-действующего на подогреватель сигнала, ни от его формы, ни от направления тока. Поэтому приращение среднего значения температуры  $\Delta T$  подогревателя, вызванное подачей сигнала, которое фиксируется термометром, определяется только среднеквадратическим уровнем сигнала. Одинаковому приращению температуры  $\Delta T$ , зафиксированной термометром при поочередной подаче на подогреватель напряжения сигнала и вспомогательного постоянного напряжения, называемого опорным, соответствует точное равенство среднеквадратического значения напряжения сигнала и эквивалентного по тепловому действию опорного напряжения.

Характеристики устаревших электротепловых модулей ИП заметно отличаются от идеальных. Большинство ИП используют одиночные электровакуумные термоэлементы ТВБ, содержащие подогреватель (NiCr) и термопару (Vi-Sb). Достаточно высокое значение  $K_{np}$  (около 4 мВ/мВт) здесь достигнуто за счет вакуумной конструкции и высокой температуры (100-150°C) разогрева подогревателя током сигнала. Но коэффициент преобразования  $K_{np}$  подвержен изменению во времени и под действием климатических факторов окружающей среды, причем повышенная температура разогрева проявляется в нелинейности передаточной характеристики термометра и приводит к снижению точности измерения переменного напряжения низкой частоты, период которого соизмерен с тепловой постоянной времени ИП. Кроме того, в условиях сильного разогрева подогревателя возрастает влияние температурных эффектов Томсона и Пельтье, вызывающих зависимость выходного напряжения  $E_{вых}$  ИП от направления тока через подогреватель («асимметрия»), что приводит к неоднозначности определения эквивалентного опорного

напряжения и результирующему снижению точности. Другим следствием высокой температуры является низкая устойчивость термоэлемента к перегрузкам. На повышенных частотах  $K_{np}$  не остается постоянным из-за скин-эффекта в цепи подогревателя ИП и паразитной реактивности его сопротивления, что приводит к снижению точности. Устаревшие электротепловые блоки ИП построены по пассивной схеме, имеют небольшое напряжение  $E_{вых}$  (единицы мВ), поэтому для точной фиксации этого напряжения требуется использование высокочувствительного (единицы нановольт) внешнего индикаторного вольтметра, снабженного помехоустойчивой линией связи.

Нижняя граница динамического диапазона измеряемых уровней сигнала при использовании устаревших модулей ограничивается значениями (0,3-0,5) В, при этом уменьшение уровня сигнала сопровождается существенным снижением точности.

Для ослабления сигнала повышенного уровня вместе с электротепловым блоком ИП применяются блоки добавочных сопротивлений (БДС), содержащие масштабные резисторы. БДС имеют схемно-конструктивное исполнение, которое при повышенных частотах не обеспечивает сохранение малых значений погрешности, реализуемых при сигналах небольшого уровня.

Для создания электротепловых модулей ИП, основанных на использовании новых технологий, учеными и инженерами Нижегородского научно-исследовательского приборостроительного института «Кварц» при участии специалистов-метрологов ВНИИМ им. Д.И. Менделеева был выполнен большой комплекс работ. Указанные работы завершились разработкой промышленных моделей ИП [4-11], вошедших в состав приборов В9-25; В9-14; ПНТЭ-35; ПНТЭ-36; ПНТЭ-37, которые уже применяются в метрологических службах Росстандарта и производственных предприятий.

В процессе исследований для использования в качестве основного узла ИП была разработана [12-13] технология изготовления интегральных микросхем ДТПС-1 и ДТПС-2. На рисунке 1 показана микросхема исполнения ДТПС-2. Указанные микросхемы отличаются размерами, массой и тепловой инерционностью. При этом ДТПС-1 может использоваться в диапазоне частот 2 Гц - 100 МГц при уровнях мощности до 100 мВт, а микросхема ДТПС-2 – в диапазоне частот 10 Гц - 250 МГц при уровнях мощности до 30 мВт. Эти микросхемы содержат на одной подложке два термоэлемента, каждый из которых имеет свой низкореактивный пленочный подогреватель  $R_{\Pi}$  и свою многоэлементную пленочную термопару  $T$ . Высокая идентичность термоэлементов, обусловленная интегральной технологией, позволила использовать дифференциальное включение и практически устранить влияние на

точность временной и температурной нестабильности характеристик ИП. Многоэлементная (25 шт. спаев в каждом термоэлементе) структура термопар позволила за счет перераспределения тепла снизить до нескольких градусов приращение  $\Delta T$  температуры каждого спая, существенно уменьшить неопределенность измерений, связанную с эффектами Пельтье и Томсона, и снизить нижнюю границу частотного диапазона, в несколько раз повысить устойчивость к перегрузкам.

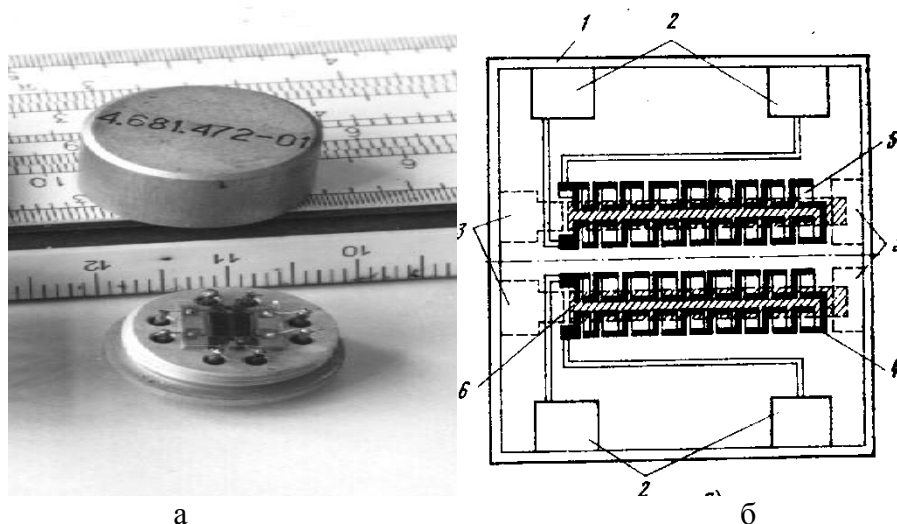


Рисунок 1. Интегральная микросхема ДТПС-2

а - внешний вид корпуса микросхемы со снятой крышкой;  
б - идентичная пара термоэлементов на слюдяной подложке.

1-подложка (слюда);

2 – контактные площадки выводов термопар;

3- контактные площадки выводов подогревателей;

4-ветвь многоэлементной термопары с положительным потенциалом (железо);

5 - ветвь многоэлементной термопары с отрицательным потенциалом (теллурид свинца);

6-подогреватель (нихром)

Новые электротепловые модули ИП построены по активной схеме (рисунок 2), при этом термоэлементы микросхемы ДТПС вместе с прецизионным усилителем постоянного тока, построенном на операционном усилителе, снабженном встроенной схемой коррекции нуля, включены в следящую систему автоматического регулирования устройства взаимного преобразования. Обратная связь по переменному току через квадратор обеспечивает минимизацию времени переходных процессов при изменении уровня сигнала. Схема обеспечила уменьшение в 3-5 раз составляющих погрешности преобразования, обусловленных шумами, а также температурными и временными нестабильностями элементов схемы. Кроме того, увеличенное в 100-300 раз выходное напряжение позволило отказаться от использования для регистрации



выходного напряжения микросхемы  $E_{вых}$ . высокочувствительных нановольтметров.

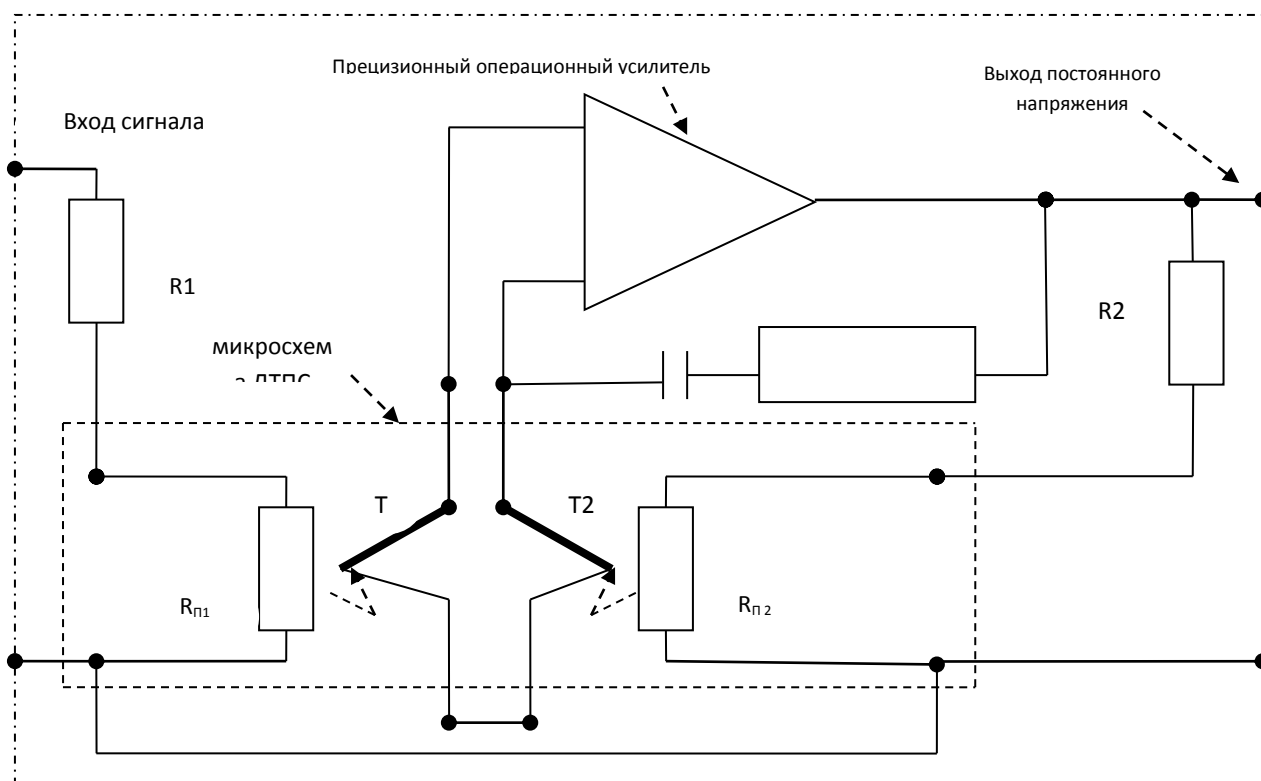


Рисунок 2. Функциональная электрическая схема ИП, построенного на микросхеме ДТПС

Для снижения нижней границы динамического диапазона измеряемых сигналов разработаны прецизионные широкополосные усилители, структурная схема которых приведена на рисунке 3. Использование прецизионных широкополосных усилителей вместе с электротепловым ИП позволило обеспечить возможность точного измерения сигналов, уровень которых составляет единицы милливольт в частотном диапазоне до 1 МГц и несколько десятков милливольт в частотном диапазоне до 10 МГц. Такие усилители построены по составной схеме и используют в своем составе широкополосный операционный усилитель, снабженный каналом стабилизации нулевого уровня.

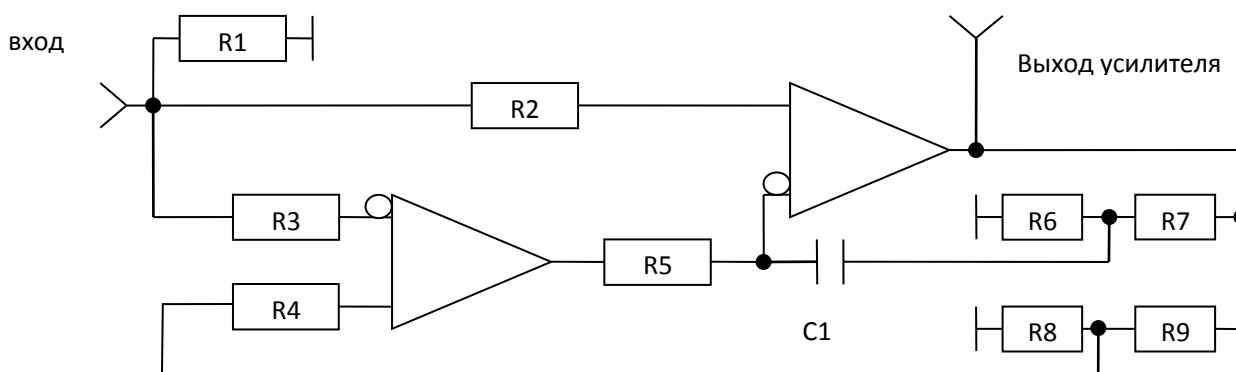


Рисунок 3. Электрическая структурная схема широкополосного усилителя, применяемого вместе с электротепловым ИП для преобразования сигналов малого уровня

Блоки БДС (рисунок 4) разработаны для использования вместе с электротепловым модулем и применяются для преобразования сигналов повышенного уровня. Сами БДС выполнены по новой технологии на прецизионных безреактивных чип-резисторах, монтируемых на теплопроводящие печатные платы, что позволило уменьшить температурные и временные нестабильности. Высокоэффективная схема коррекции обеспечила существенное уменьшение частотной погрешности.

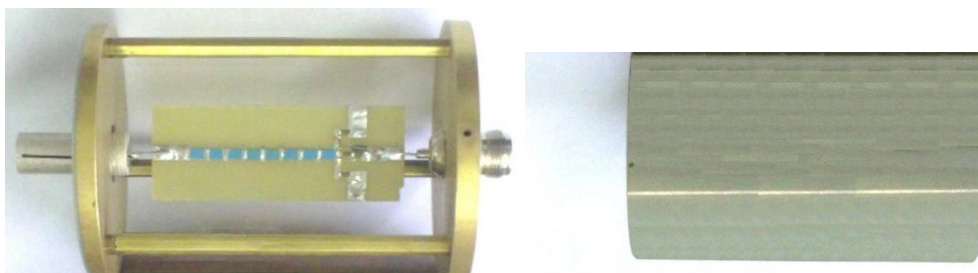


Рисунок 4. Блок БДС-1000 В (со снятой крышкой), используемый вместе с электротепловым модулем при сигналах повышенного уровня

Исследования, выполненные на Государственном первичном эталоне ГЭТ 89, [13] подтвердили, что новые ИП превосходят устаревшие модели по всем характеристикам и полностью их заменяют. Основные характеристики новых модулей термопреобразователей приведены в таблице 1.

Таблица 1. – Метрологические характеристики новых модулей термопреобразователей

|                                                                         | Тип преобразователя |                                            |                                                       |                                                                     |                        |
|-------------------------------------------------------------------------|---------------------|--------------------------------------------|-------------------------------------------------------|---------------------------------------------------------------------|------------------------|
|                                                                         | В9-25               | В9-14                                      | ПНТЭ-35                                               | ПНТЭ-36                                                             | ПНТЭ-37                |
| Разряд ГПС по ГОСТ Р 8.648                                              | Эталон 1-го разряда | Эталон 1-го разряда                        | Эталон 1-го разряда                                   | Вторичный эталон (ВЭТ)                                              | Вторичный эталон (ВЭТ) |
| Диапазон напряжений, В                                                  | 0,02 - 10           | 0,25 - 1100                                | 0,01 - 1100                                           | 0,001 - 1100                                                        | 0,3 - 33               |
| $U_{\text{ном}}$ , В                                                    | 0,2 ; 2; 10         | 0,5; 1; 3; 10; 30; 50; 100; 300; 500; 1000 | 0,01; 0,1; 0,5; 1; 3; 10; 30; 50; 100; 300; 500; 1000 | 0,003; 0,01; 0,03; 0,1; 0,3; 1; 3; 10; 30 ; 50; 100; 300; 500; 1000 | 1; 3; 10; 30           |
| Диапазон частот, Гц                                                     | $5 - 2 \cdot 10^8$  | $10 - 2 \cdot 10^8$                        | $10 - 200 \cdot 10^6$                                 | $10 - 1 \cdot 10^6$                                                 | $20 - 3 \cdot 10^7$    |
| Пределы допускаемой основной погрешности нормальной области частот, ± % |                     |                                            |                                                       |                                                                     |                        |
|                                                                         | 0,01                | 0,01                                       | 0,01                                                  | 0,0015-0,05                                                         | 0,0015 -0,05           |
| Пределы допускаемой погрешности в поддиапазонах частоты, ± %            |                     |                                            |                                                       |                                                                     |                        |
| 5 – 10 Гц                                                               | 0,15                |                                            |                                                       |                                                                     |                        |
| 10 – 20 Гц                                                              | 0,15                | 0,15                                       | 0,15                                                  | 0,05 – 0,1                                                          | 0,15                   |
| 20 Гц – 50 кГц                                                          | 0,01 – 0,02         | 0,01 – 0,02                                | 0,01 – 0,02                                           | 0,0015 – 0,1                                                        | 0,0015 - 0,003         |
| 50 – 100 кГц                                                            | 0,01 -0,05          | 0,01 – 0,05                                | 0,01 – 0,05                                           | 0,025 – 0,1                                                         | 0,0015 – 0,003         |
| 0,1 – 1 МГц                                                             | 0,03 – 0,1          | 0,03 – 0,1                                 | 0,03 – 0,1                                            | 0,01 – 0,5                                                          | 0,01                   |
| 1 – 10 МГц                                                              | 0,1 – 0,3           | 0,1 – 0,3                                  | 0,1 – 0,3                                             | -                                                                   | 0,03                   |
| 10 – 30 МГц                                                             | 0,15                | 0,15                                       | 0,15                                                  |                                                                     | 0,05                   |
| 30 – 100 МГц                                                            | 1,5                 | 1,5                                        | 1,5                                                   |                                                                     | -                      |
| 100 – 200 МГц                                                           | 5                   | 5                                          | 5                                                     |                                                                     |                        |

Комплект В9-25, внешний вид которого представлен на рисунке 5, содержит три модуля П1; П2; П3, перекрывающих диапазоны напряжений

и частот от 20 мВ до 10 В и от 10 Гц до 200 МГц соответственно. Отличительной особенностью является точное нормированное значение входного сопротивления модулей ( $50,000 \pm 0,125$ ) Ом для П1, П2 и ( $600 \pm 6$ ) Ом для П3) и точное ( $\pm 1$  %) нормированное значение коэффициента преобразования.



Рисунок 5. Внешний вид модулей комплекта B9-25

Комплект модулей преобразователей B9-14, внешний вид которого представлен на рисунке 6, поставляется вместе с измерительным блоком B9-14-00, который содержит встроенный цифровой микровольтметр и источник высокостабильного опорного напряжения двух полярностей (10 мВ - 30 В). Прибор B9-14 перекрывает диапазон частот от 20 Гц до 200 МГц и содержит 5 электротепловых модулей П1-П5 на диапазон напряжений от 0,3 до 50 В, а также 5 блоков БДС, используемых при сигналах повышенного уровня (от 40 В до 1100 В) вместе с электротепловым блоком П6. Наименьшая погрешность ( $\pm 0,01$  %) обеспечивается в нормальной области частот (от 20 Гц до 100 кГц).



Рисунок 6. Внешний вид модулей и блоков комплекта B9-14 вместе с цифровым блоком B9-14-00

По сравнению с В9-14 в комплект ПНТЭ-35, внешний вид которого представлен на рисунке 7, дополнительно включены два модуля, снабженные встроенными усилителями, и рассчитанные на малые номинальные напряжения (0,01 В и 0,1 В). Кроме того, для электротеплового модуля П7 нормированы значения погрешности в режиме сравнения сигналов тока в диапазонах частот и уровней соответственно от 20 Гц до 10 МГц и от 0,3 до 1,5 мА.



Рисунок 7. Внешний вид модулей и блоков комплекта ПНТЭ-35 вместе с цифровым блоком БИ-35

Среди вновь разработанных электротепловых модулей ИП наибольшей точностью (пределы допускаемой основной погрешности  $\pm 0,0015\%$ ) обладают модули комплектов ПНТЭ-36 (рисунок 8) и ПНТЭ-37 (рисунок 9), предназначенные для применения во вторичных эталонах переменного напряжения.



Рисунок 8. Внешний вид модулей и блоков комплекта ПНТЭ-36



Рисунок 9. Внешний вид модулей и блоков комплекта ПНТЭ-37  
в укладочном кейсе

Модули комплекта ПНТЭ-36 используются в диапазоне частот до 1 МГц при уровнях сигнала от 1 мВ до 1100 В, а модули комплекта ПНТЭ-37 – в диапазоне частот до 30 МГц при уровнях сигнала от 0,3 до 33 В.

Высокочастотные (30 МГц и выше) эталоны 1-го разряда ГПС представлены, в основном, устаревшими приборами ВЗ-49 и ВЗ-63. Эти приборы имеют в своем составе измерительный блок (БИ), снабженный выносным ИП, выполненным в виде пробника, электрическая схема которого построена на электровакуумных диодах (ЭВД), давно снятых с производства. ЭВД подвержены временному изменению характеристик и



имеют ограниченную скорость переключения, определяемую временем пролета электронов в межэлектродном пространстве диода. «Пролетная погрешность» вместе с паразитными реактивностями ЭВД, связанными с размерами конструкции, вызывают заметную частотную погрешность, величина которой различна для отдельных экземпляров ЭВД, что требует внесения в результаты измерений индивидуальных частотных поправок. Передаточная характеристика устройства, построенного на ЭВД, нелинейна, а ее крутизна зависит от параметров диода. При использовании ЭВД в эталонных преобразователях, необходимо прерывать измерения операциями калибровки и установки нуля, а также вносить существенные частотные поправки.

В высокочастотных пробниках П1 и П2 вольтметра универсального В7-83, внешний вид которого представлен на рисунке 10, являющегося эталоном нового поколения, применяются интегральные сборки идентичных диодов Шоттки (ДШ). Скорость переключения ДШ превышает скорость переключения ЭВД, а небольшие размеры обуславливают высокую резонансную частоту ИП.



Рисунок 10. Внешний вид вольтметра универсального В7-83, снабженного пробниками П1 и П2.

Это позволило существенно уменьшить частотную погрешность. Высокая идентичность ДШ позволила, используя схемотехнические приемы, достигнуть высокой линейности передаточной характеристики пробников П1 и П2 и стабильности нулевого уровня.

Наряду с диодно-детекторными ИП пробников П1 (измерительный канал №2) и П2 (измерительный канал №3), вольтметр В7-83 имеет также измерительный канал №3, использующий многодиапазонный электротепловой ИП.

При применении пробников П1 и П2 на цифровом табло измерительного блока помимо величины напряжения, отображается также величина проходящей мощности, транслируемой в 50-омных согласованных коаксиальных трактах.

Метрологические характеристики измерительных каналов вольтметра В7-83 представлены в таблицах 2 и 3.

Таблица 2 – Метрологические характеристики измерительных каналов при непрерывных сигналах

| Характеристики                            | Канал №1,<br>снабженный<br>электротепловым<br>ИП                                                                                                                      | Канал № 2,<br>снабженный диодно-<br>детекторным ИП<br>(пробник П 1)                                                             | Канал №3<br>снабженный диодно-<br>детекторным ИП<br>(пробник П 2)                                                             |
|-------------------------------------------|-----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|---------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| Диапазон напряжений                       | 10 мВ –150 В<br>на пределах<br>$U_{п} = 0,1; 1; 10; 100 \text{ В}$                                                                                                    | 10 мВ –10 В<br>на пределах<br>$U_{п} = 1\text{В}; 10 \text{ В}$                                                                 | 1 В-100 В<br>на пределах<br>$U_{п} = 10 \text{ В}; 100 \text{ В}$                                                             |
| Диапазон частот                           | 5 Гц-20 МГц                                                                                                                                                           | 10 кГц-1500 МГц                                                                                                                 | 10 кГц -1000 МГц                                                                                                              |
| Основная погрешность $\pm \delta_0 (\%)$  | 0,05<br>при $1 < U_x / U_{п} < 1,5$ ;<br><br>0,05+0,01( $U_{п}/U_x-1$ )<br>при $0,3 < U_x / U_{п} < 1$ ;<br><br>0,15 ( $U_{п}/U_x$ )<br>при $0,3 < U_x / U_{п} < 0,1$ | 0,05+0,01( $U_{п}/U_x-1$ )<br>при $0,3 < U_x / U_{п} < 1$ ;<br><br>0,1+0,02( $U_{п}/U_x-1$ )<br>при $0,1 < U_x / U_{п} < 0,3$ ; | 0,05+0,01( $U_{п}/U_x-1$ )<br>при $0,3 < U_x / U_{п} < 1$ ;<br><br>0,1+0,02( $U_{п}/U_x-1$ )<br>при $0,1 < U_x / U_{п} < 0,3$ |
| Частотная погрешность, $\pm \delta_f, \%$ | От 0,05 до 10                                                                                                                                                         | От 0,05 до 3                                                                                                                    | От 0,05 до 3                                                                                                                  |
| Диапазон проходящей мощности              |                                                                                                                                                                       | 10 мкВт – 2 Вт                                                                                                                  | 20 мВт - 200 Вт                                                                                                               |



Таблица 3 – Метрологические характеристики измерительных каналов при импульсно-модулированных сигналах

| Наименование характеристики                                 | Значение          |
|-------------------------------------------------------------|-------------------|
| Диапазон среднеквадратических напряжений в импульсе         | 1 В – 10 В        |
| Диапазон средней мощности в импульсе                        | 20 мВт – 2 Вт     |
| Диапазон несущих частот                                     | 1 МГц - 1500 МГц  |
| Диапазон длительностей радиоимпульсов                       | от 0,1 до 100 мкс |
| Изменение показаний ( $\pm \%$ ) при вариациях скважности Q |                   |
| от 1 до 100                                                 | до 2              |
| от 1 до 1000                                                | до 4              |

Электрическая схема пробника П1 (рисунок 11) использует предложенный разработчиками двухканальный метод. Обладая высокой линейностью, точностью и стабильностью передаточной характеристики, пробник П1 позволяет практически с одинаковой точностью измерять, как уровни непрерывных, так и импульсно-модулированных сигналов большой скважности.

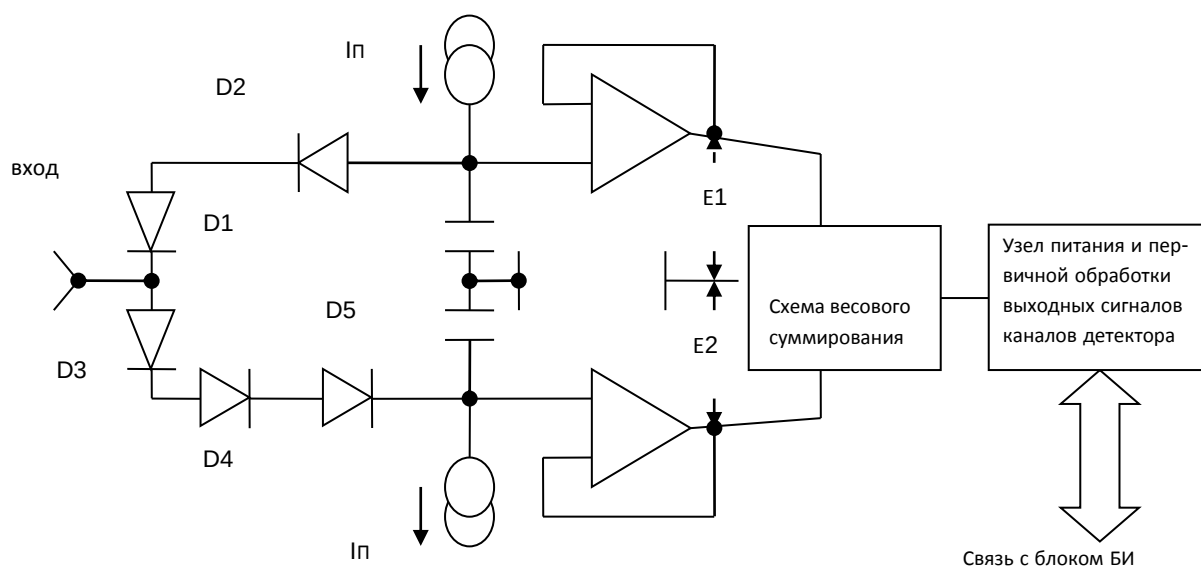


Рисунок 11. Упрощенная функциональная схема ИП выносного пробника П1 вольтметра В7-83

В электрической схеме ИП пробника П2 (рисунок 12), рассчитанного на сигналы повышенного уровня (до 100 В при частотах до 1000 МГц) применен метод параметрической линеаризации передаточной характеристики с использованием во всех узлах идентичных диодов Шоттки и операционных усилителей, работающих в линейном и логарифмическом масштабе.

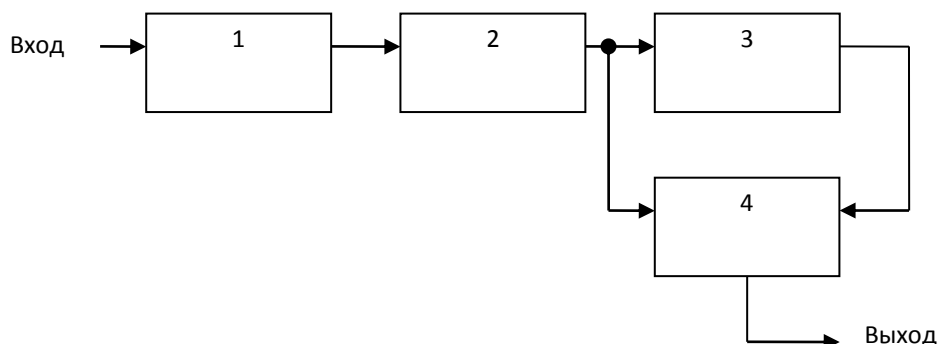


Рисунок 12. Упрощенная функциональная схема ИП выносного пробника П2 вольтметра В7-83.

- 1 – диодный амплитудный детектор СВЧ;
- 2 – корректирующее устройство на основе операционного усилителя и сборки диодов;
- 3 – логарифмический усилитель на основе операционного усилителя и сборки диодов;
- 4 – сумматор

## Выводы

1 На основе современных технологий и оригинальных схемотехнических решений разработаны, изготовлены, исследованы и опробованы:

- новые измерительные электротепловые преобразователи переменного напряжения;
- новые измерительные диодно-детекторные преобразователи переменного напряжения.

2 Указанными измерительными преобразователями оснащены изделия В9-25; В9-14; ПНТЭ-35; ПНТЭ-36; ПНТЭ-37; В7-83, предназначенные для использования в качестве эталонов старших разрядов Государственной поверочной схемы ГОСТ Р 8.648-2015 для средств измерений переменных электрических напряжений.

3 Разработанные изделия прошли исследования и апробацию на Государственном первичном эталоне [13; 17], включены в Федеральный информационный фонд обеспечения единства измерений, полностью заменяют устаревшие приборы типов ПНТЭ-6; ПНТЭ-10; ПНТЭ-12; ПНТЭ-13; ПНТЭ-14; ПНТЭ-21; В3-63 и др. и успешно используются

многими метрологическими центрами Росстандарта РФ во вторичных эталонах, а также в эталонах 1-го разряда.

## Литература

- 1 Телитченко Г.П., Шевцов В.И. Анализ метрологического обеспечения средств измерений переменного напряжения // «Главный метролог», № 5, 2003, с. 15-23.
- 2 ГОСТ Р 8.648 – 2015 Государственная система обеспечения единства измерений Государственная поверочная схема для средств измерений переменного электрического напряжения до 1000 В в диапазоне частот от  $1 \cdot 10^{-2}$  до  $2 \cdot 10^9$  Гц.
- 3 Гуревич М.Л., Чермохин А.В. Комплект электротепловых преобразователей В9-14 для особо точного измерения уровня сигналов переменного напряжения низких и высоких частот // «Приборы», № 10, 2007 г.
- 4 Гуревич М.Л. Новые приборы для точного измерения напряжений НЧ и ВЧ сигналов // Электроника. Наука, Технологии, Бизнес. №7, 2009 г.
- 5 Гуревич М.Л. Новые эталонные приборы для измерения переменных напряжений низких и высоких частот // Измерительная техника, № 10, 2009 г.
- 6 Гуревич М.Л. Новые измерительные приборы для оснащения метрологических электро- и радиолaborаторий научно-производственных предприятий и поверочных центров // Датчики и системы, № 11, 2009 г.
- 7 Гуревич М.Л., Чермохин А.В. Термоэлектрические преобразователи и их применение в метрологических службах в качестве эталонов при поверке средств измерений и средств воспроизведения переменных напряжений и токов // Приборы, № 4, 2011 г.
- 8 Гуревич М.Л. Сравнительные характеристики измерительных термоэлектрических преобразователей напряжения, применяемых в метрологических службах в качестве эталонов при поверке калибраторов, вольтметров и других средств измерений, работающих на переменном токе // Радиоизмерения и электроника, № 18, 2012 г.
- 9 Гуревич М.Л., Горшков А.В., Кудрявцев О.А., Куракин А.В., Русейкин П.Н. Чермохин А.В. Новый комплект особо точных эталонов сравнения переменного и постоянного напряжений ПНТЭ-36 // Приборы, № 10, 2014 г.

- 10 Гуревич М.Л., Горшков А.В., Кудрявцев О.А., Куракин А.В., Русейкин П.Н.  
Черемохин А.В. Комплект модулей термоэлектрических преобразователей напряжений высшей точности // Измерительная техника, № 10, 2015 г.
- 11 Гуревич М.Л. Оценка погрешности эталона переменного напряжения // Приборы, № 5, № 6, 2014 г.
- 12 Гуревич М.Л., Русейкин П.Н. Пленочные интегральные микросхемы сдвоенных модулей термопреобразователей для электрических измерений. Нормируемые характеристики и методы их измерений // Приборы, № 5, 2016 г.
- 13 Телитченко Г.П., Шевцов В.И. Новый государственный специальный первичный эталон единицы электрического напряжения – вольта – в диапазоне частот от 10 -  $3 \cdot 10^7$  Гц // Измерительная техника, № 7, 2009 г.
- 14 Гуревич М.Л., Черемохин А.В. Новый высокочастотный цифровой вольтметр В7-83 для точного измерения уровня непрерывных и импульсно-модулированных сигналов напряжения и мощности // Приборы, № 9, 2007 г.
- 15 Гуревич М.Л. Применение высокочастотного вольтметра В7-83 для измерения уровня импульсно-модулированных СВЧ сигналов (радиоимпульсов) // Радиоизмерения и электроника, выпуск 14, 2008 г. Издание Научно-исследовательского приборостроительного института «Кварц».
- 16 Гуревич М.Л. Диодные пробники высокочастотных вольтметров. Особенности построения и характеристики // Радиоизмерения и электроника, выпуск 15, 2009 г. Издание Научно-исследовательского приборостроительного института «Кварц».
- 17 Крестовский В.В., Телитченко Г.П., Шевцов В.И. Новый государственный специальный первичный эталон единицы электрического напряжения – вольта – в диапазоне частот от  $3 \cdot 10^7$  -  $2 \cdot 10^9$  Гц // Измерительная техника, № 2, 2010 г.

# КАЛИБРОВКА ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ИНДУКЦИИ МАГНИТНОГО ПОЛЯ МЕТОДАМИ НЕЛИНЕЙНОЙ ОПТИМИЗАЦИИ

Баталов Л.А.<sup>1</sup>, Нестеров В.В.<sup>2</sup>

<sup>1</sup> ФБГУ «Петербургский институт ядерной физики имени Б.П. Константинова», г. Гатчина

<sup>2</sup> ООО «Магнитные приборы», Санкт-Петербург  
zlokor88@gmail.com

## 1. Введение

При решении задач с использованием средств магнитометрии часто требуется определять большое количество параметров. Это предопределило развитие многоэлементных измерительных систем, которые обеспечивают необходимую степень избыточности измерений, необходимую для определения этих параметров.

В качестве примера многодатчиковой системы можно привести магнитометр «КБД», применяющийся ПАО «Газпром нефть» для внутриводной диагностики трубопроводов (рис. 1). Магнитоизмерительная система этого прибора включает три градиентометрических преобразователя НВ0709, на концах которого размещены трехкомпонентные феррозондовые датчики индукции магнитного поля. Построение системы позволяет получать полную матрицу из девяти разностей компонент вектора индукции, отнесенных к трем пространственным направлениям:  $\Delta B_x/\Delta x$ ,  $\Delta B_x/\Delta y$ ,  $\Delta B_y/\Delta x$  и т.д. Практика показала [1] эффективность выделения особенностей трубопроводов с опорой на полную матрицу разностей перед модульными измерениями. Это показывает полезность избыточности входных данных.

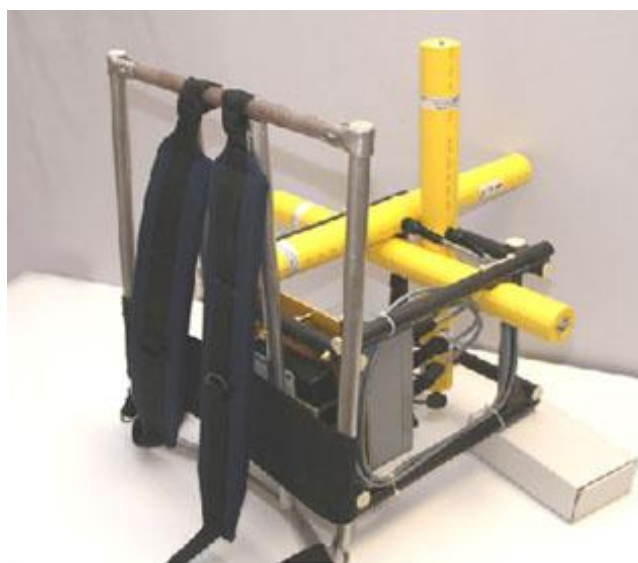


Рисунок 1. Магнитометр «КБД», используемый для внутриводной диагностики подземных трубопроводов.

Другой пример системы с избыточностью – бурно развивающиеся в последнее время системы магнитного трекинга, использующиеся в практической хирургии для визуализации положения хирургического инструмента. Общий принцип таких систем следующий: имеется многокомпонентный излучатель низкочастотного магнитного поля, состоящий из нескольких (обычно 6-10) соленоидов. В течение одного периода времени ( $\sim 0.05$  с) соленоиды поочередно включаются, при этом регистрируются значения сигнала, принятого трёхкомпонентным датчиком, закрепленным на хирургическом инструменте (рис. 2). Далее по этим значениям полностью восстанавливается пространственное положение датчика: находятся три угла Эйлера и три декартовых координаты. Число принятых значений сигнала равно утроенному числу соленоидов от 18 до 30, а определению подлежит 6 параметров датчика. То есть, мы имеем дело с системой с избыточностью измерений.



Рисунок 2. Трёхкомпонентный датчик, закрепляемый на хирургическом инструменте. Длина датчика – 18 мм, диаметр – 10 мм.

Интерпретация измеренных данных включает решение обратной задачи, которое крайне чувствительно к погрешности исходных параметров. К исходным параметрам относятся не только коэффициенты передачи датчиков, но и положение их магнитных центра и магнитных осей. В таких системах применяются трёхкомпонентные датчики. Магнитные оси компонент датчиков должны быть ортогональны. Однако в процессе их изготовления неизбежно возникает погрешность ортогональности. Магнитные центры компонент оказываются расположенными друг относительно друга на некотором расстоянии, поэтому нельзя говорить об измеренных значениях индукции как измеренных в одной какой-то точке пространства. Кроме того, для компонент датчиков уместнее говорить об их эффективных магнитных центрах и эффективных магнитных осях, часто не связанных с

соответствующими геометрическими параметрами компонент датчика. Погрешность ортогональности компонент датчика и их взаимное положение необходимо учитывать при обработке данных измерений, тем более, что при большом количестве датчиков в системе погрешности могут накапливаться и сильно искажать результат.

Необходимость получения параметров взаимного положения датчиков делают затруднительным применение стандартных методов калибровки. К сожалению, даже в простейшем, дипольном приближении система уравнений на неизвестные параметры датчика или источника приводится к алгебраическим полиномиальным уравнениям степени выше 5-й, для которых не существует аналитического решения. Оценки же параметров на основе аналитических приближений также непригодны, так как обычно дают хорошую точность лишь в некоторой области пространства (как в работе [2], в которой получены разложения для составляющих поля в произвольной приосевой области обычного и биттеровского соленоидов).

Для обхода вышеупомянутых трудностей, предлагается метод калибровки многодатчиковых систем, в основе которого – решение обратной задачи магнитостатики в дипольном приближении методами численной нелинейной оптимизации на основе высокой избыточности входных данных – числа измеренных значений сигнала. Правильность нахождения параметров датчика определяется эмпирически на стенде путем контроля погрешностей в опорных точках. Точно таким же образом можно калибровать и системы с большим количеством источников магнитной индукции.

В общем виде в калибровке участвуют два набора элементов: многодатчиковая измерительная часть (измерительный набор) и многокомпонентная, содержащая много источников магнитного поля дипольного типа, излучающая часть (набор излучателей). Предлагаемая методика включает два этапа. На первом этапе определяются магнитные и геометрические параметры взаимного положения, измерительного и излучающего наборов элементов. Эти наборы в дальнейшем рассматриваются как эталонные. На втором этапе в зависимости от решаемой задачи эталонный набор излучателей используется для калибровки измерительного набора, либо эталонный измерительный набор используется для калибровки набора излучателей.

Получение информации о местоположении источника магнитного поля, а также о величине его магнитного момента и направлении его магнитной оси выполняется на основе измерений индукции в некотором числе точек. Анализ оператора, входящего в основное интегро-дифференциальное уравнение магнитостатики показывает, что с математической точки зрения обратная задача относится к классу т.н.

некорректных задач: для таких задач не выполняются условия единственности, существования и устойчивости [3]. Это утверждение остается в силе и в том случае, когда для решения магнитостатического уравнения используется простейшее приближение источника индукции магнитного поля как элементарного диполя.

Одним из подходов к решению обратной задачи магнитостатики является повышение избыточности входных данных по отношению к определяемым параметрам источника, что требует регистрации сигнала в большом количестве точек, как правило, достаточно сильно разнесенных друг относительно друга в пространстве. Задачи нахождения параметров источника по измеренной индукции возникают в задачах интерпретации данных магниторазведки в геофизике [4], во внутритрубной и бесконтактной дефектоскопии [5], в задаче позиционирования хирургического инструмента [6] для его последующей визуализации при проведении операции, в задачах компенсации помех при проведении магнитной съемки с самолета или с корабля [7].

Статья построена следующим образом: в разделе 2 описывается математически формализованная задача калибровки многодатчиковой системы, в разделе 3 описывается калибровочный стенд для применения алгоритма нелинейной оптимизации к калибровке элементов магнитного блока хирургической навигационной станции, приводится методика расчёта погрешностей, который сам по себе не является тривиальным. В разделе 4 приводятся выводы и намечаются пути дальнейшего улучшения алгоритмов.

## 2. Формулировка проблемы

В дальнейшем изложении будем все формулы записывать в глобальной системе координат (системе координат стенда)  $XYZ$ , при этом для описания пространственных положений будем пользоваться декартовыми координатами  $(x, y, z)$ , а для задания направления осей – нормированными на единицу векторами  $\mathbf{n}$ , которые параметризуются сферическими координатами  $(\theta, \varphi)$  следующим образом:

$$\vec{n} = (\cos \theta \sin \varphi, \cos \theta \cos \varphi, \sin \theta) \quad (1)$$

Трехкомпонентный магнитоизмерительный датчик характеризуется тремя компонентами, каждая из которых имеет свою ось  $\mathbf{n}_1, \mathbf{n}_2, \mathbf{n}_3$  и свой магнитный центр в системе координат стенда, описываемый радиус-вектором  $\mathbf{r}_1, \mathbf{r}_2, \mathbf{r}_3$ . Тогда если датчик помещен в объем, где действует индукция магнитного поля  $\mathbf{B}(\mathbf{r})$ , то он будет регистрировать три сигнала:  $\mathbf{n}_1\mathbf{B}(\mathbf{r}_1), \mathbf{n}_2\mathbf{B}(\mathbf{r}_2), \mathbf{n}_3\mathbf{B}(\mathbf{r}_3)$  или



$$\begin{aligned}
B_1 &= \bar{n}_1 \bar{B}(\bar{r}) \\
B_2 &= \bar{n}_2 \bar{B}(\bar{r} + \bar{r}_{12}) \\
B_3 &= \bar{n}_3 \bar{B}(\bar{r} + \bar{r}_{13})
\end{aligned} \tag{2}$$

где  $\mathbf{r}_{12}$  и  $\mathbf{r}_{13}$  – взаимные векторы расположения компонент, подлежащие определению, а  $B_1, B_2, B_3$  – три измеренных датчиком значения сигнала. Оси датчика  $\mathbf{n}_1, \mathbf{n}_2, \mathbf{n}_3$  образуют матрицу осей датчика  $3 \times 3$ . Если бы компоненты были строго ортогональны друг другу, то данная матрица была бы ортогональной. В нашем же случае можно говорить лишь о её приближенной ортогональности. Эта матрица вместе с шестью значениями компонент векторов  $\mathbf{r}_{12}$  и  $\mathbf{r}_{13}$  полностью характеризуют датчик как таковой. В принципе, унитарным преобразованием можно преобразовать матрицу осей к более простому виду, например, добиться того, чтобы первая строка записывалась как  $(1, 0, 0)$ . Применяв это же преобразование к векторам  $\mathbf{r}_{12}$  и  $\mathbf{r}_{13}$ , мы получим параметры датчика в его собственной системе координат без привязки к стенду. Мы, тем не менее, не будем останавливаться на этой тривиальной процедуре и продолжим рассматривать параметры датчика в системе стенда.

Пусть теперь в системе имеется  $L$  источников магнитного момента, причем датчик, находящийся в точке  $\mathbf{r}$  способен принимать сигнал от каждого из  $L$  источников. Тогда мы получим  $3L$  значений сигнала с 3-х компонент датчика, причем индукция магнитного поля будет характеризоваться магнитным моментом  $i$ -го источника  $M_i$ , который войдет в виде множителя и направлением оси его магнитного момента  $\mathbf{N}_i$ :  $\mathbf{B}(\mathbf{r}) = M_i \mathbf{b}(\mathbf{N}_i, \mathbf{r})$ , где  $\mathbf{b}(\mathbf{N}_i, \mathbf{r})$  определяет форму распределения индукции от  $i$ -го источника магнитного момента в пространстве, а  $\mathbf{R}_i$  – его радиус-вектор. В этом случае имеем:

$$\begin{aligned}
B_1^{(i)} &= \bar{n}_1 M_i b(\bar{N}_i, \bar{r} - \bar{R}_i) \\
B_2^{(i)} &= K_{12} \bar{n}_1 M_i b(\bar{N}_i, \bar{r} - \bar{R}_i + \bar{r}_{12}), i = 1, 2 \dots L \\
B_3^{(i)} &= K_{13} \bar{n}_1 M_i b(\bar{N}_i, \bar{r} - \bar{R}_i + \bar{r}_{13})
\end{aligned} \tag{3}$$

где  $B_k^{(i)}$  – сигнал с  $k$ -й компоненты датчика, возбужденный  $i$ -м источником магнитного момента. В формуле (3) учтены также взаимные коэффициенты передачи компонент датчика  $K_{12}$  и  $K_{13}$ . В дипольном приближении имеем следующий вид  $\mathbf{b}(\mathbf{N}_i, \mathbf{r})$ :

$$\bar{b}(\bar{N}_i, \bar{r}) = \frac{3(\bar{N}_i \bar{r}) \bar{r} - \bar{N}_i r^2}{4\pi r^5} \tag{4}$$

Однако конкретный вид  $\mathbf{b}(\mathbf{N}_i, \mathbf{r})$  не ограничивает приводимые рассуждения: в работах [8] проводилась попытка учета формы катушки путем интегрирования (4) по длине катушки.

Предлагается алгоритм калибровки датчика, состоящий из двух этапов.

На **первом этапе** определяются параметры каждого из  $L$  источников магнитного момента, составляющих эталонный излучатель, а также эталонного датчика путем измерения сигналов этого датчика в  $S$  точках с известными координатами. При этом необходимо обеспечить плоско-параллельный характер перемещения датчика от одной точки к другой.

На **втором этапе** по известным параметрам эталонного излучателя индукции определяются параметры датчика, который необходимо калибровать.

Пусть имеется  $S$  точек с известными радиус-векторами  $\mathbf{r}_j$ ,  $j=1,2\dots S$ . Тогда в совокупности будем иметь  $3LS$  значений сигнала, параметризуемого каждым номером точки  $j$ :  $B_k^{(ij)}$ ,  $k=1\dots 3$ ,  $i=1\dots L$ ,  $j=1\dots S$ . Для определения неизвестных параметров составим целевую функцию  $W$ , являющуюся квадратом невязки между измеренными индукции и теоретическими:

$$W = \sum_{j=1}^S \sum_{i=1}^L \sum_{k=1}^3 B_k^{(ij)} - K_{1k} \vec{n}_k M_i \vec{b}(\vec{N}_i, \vec{r}_j - \vec{R}_i + \vec{r}_{1k})^2. \quad (5)$$

Для единообразия в формуле (5) положено  $r_{11}=(0,0,0)$ ,  $K_{11}=1$ .

Перечислим параметры, определяющие источники магнитного момента и датчик:

Таблица 1.– Определяемые на калибровочном стенде параметры датчика и источников магнитного момента.

| №                                  | параметр                                                    |
|------------------------------------|-------------------------------------------------------------|
| $i$ -й источник магнитного момента |                                                             |
| 1                                  | угол оси магнитного момента $\Theta_i$                      |
| 2                                  | угол оси магнитного момента $\Phi_i$                        |
| 3                                  | величина магнитного момента $M_i$                           |
| 4                                  | X-координата радиус вектора $X_i$                           |
| 5                                  | Y-координата радиус вектора $Y_i$                           |
| 6                                  | Z-координата радиус вектора $Z_i$                           |
| датчик                             |                                                             |
| 7                                  | взаимный коэффициент передачи $K_{12}$                      |
| 8                                  | взаимный коэффициент передачи $K_{13}$                      |
| 9                                  | угол оси магнитного компоненты 1 $\theta_1$                 |
| 10                                 | угол оси магнитного компоненты 1 $\varphi_1$                |
| 11                                 | угол оси магнитного компоненты 2 $\theta_2$                 |
| 12                                 | угол оси магнитного компоненты 2 $\varphi_2$                |
| 13                                 | угол оси магнитного компоненты 3 $\theta_3$                 |
| 14                                 | угол оси магнитного компоненты 3 $\varphi_3$                |
| 15                                 | X-координата взаимного вектора $\mathbf{r}_{12}$ $x_{(12)}$ |

|    |                                                             |
|----|-------------------------------------------------------------|
| 16 | Y-координата взаимного вектора $\mathbf{r}_{12}$ $y_{(12)}$ |
| 17 | Z-координата взаимного вектора $\mathbf{r}_{12}$ $z_{(12)}$ |
| 18 | X-координата взаимного вектора $\mathbf{r}_{13}$ $x_{(13)}$ |
| 19 | Y-координата взаимного вектора $\mathbf{r}_{13}$ $y_{(13)}$ |
| 20 | Z-координата взаимного вектора $\mathbf{r}_{13}$ $z_{(13)}$ |

Параметры (3) и (7-8) входят в целевую функцию (5) непосредственно, параметры (15-17) и (18-20) – через параметризацию взаимных векторов между компонентами  $\mathbf{r}_{12}$  и  $\mathbf{r}_{13}$  соответственно. Параметры (9-10), (11-12) и (13-14) параметризуют оси датчика согласно формуле (1), параметры (1-2) параметризуют ось  $i$ -го источника согласно формуле (1).

На первом этапе, таким образом, нам необходимо определить все параметры (1-20) из таблицы (1), а на втором этапе только параметры (7-20). Поэтому в первом случае избыточность равна  $3LS-6L$ , а во втором  $3LS-14$ , то есть в обоих случаях растет линейно с числом точек измерения.

Контроль правильности найденных параметров можно проводить, измеряя координаты опорных точек и анализируя взаимные расстояния между ними (подробнее в разделе 3). В этом случае датчик описывается тремя углами Эйлера, которые параметризуют матрицу поворота  $U$  и тремя координатами, составляющими радиус-вектор датчика  $\mathbf{r}$ , то есть шестью параметрами. Данные параметры ищутся при регистрации  $3L$  значений поля от источников, то есть избыточность равна  $3L-6$ . Целевая функция имеет вид, похожий на (5), но в предположении известных параметров (1-20) из табл. 1:

$$W = \sum_{i=1}^L \sum_{k=1}^3 B_k^{(i)} - K_{1k} U \bar{n}_k M_i \bar{b}(\bar{N}_i, U(\bar{r} - \bar{R}_i) + \bar{r}_k)^2. \quad (6)$$

Минимизация целевой функции (5) и (6) проводится методами нелинейной оптимизации, для которых в последнее время появилось много программных реализаций. Как правило, для подобных задач используется LM-алгоритм (Левенберга-Марккрайфда) как одна из реализаций нелинейного метода наименьших квадратов. Этот алгоритм удобен своей нечувствительностью к начальному приближению. В нашем случае, однако, в условиях большого числа определяемых параметров, численная процедура может не сойтись к корректным значениям из-за плохо подобранных начальных приближений. Сформулируем ряд условий для начальных приближений в случае калибровки по точкам на плоскости, рассматриваемой подробно в следующем разделе.

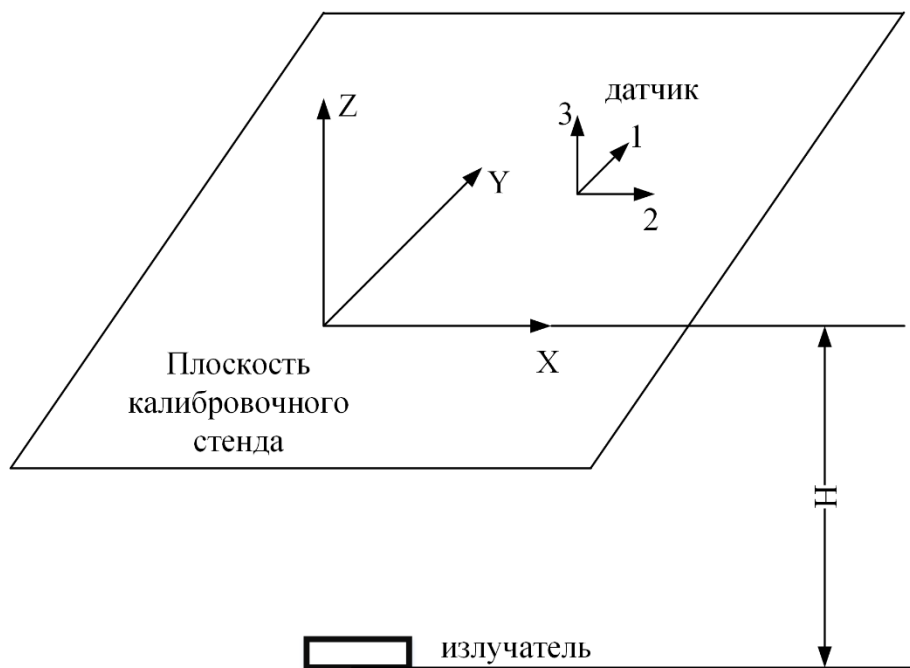


Рисунок 3 Расположение трехкомпонентного датчика на калибровочном стенде.

На рис. 3 изображен датчик с компонентами 1, 2, 3 на плоскости калибровочного стенда. Система координат стенда выбрана таким образом, что оси  $X$  и  $Y$  находятся в плоскости стенда, а ось  $Z$  направлена перпендикулярно им. Датчик расположен так, что ось компоненты 3 приближенно коллинеарна оси  $Z$  системы координат стенда.

Для правильного определения параметров источников магнитного момента необходимо в качестве начальных приближений для их радиус-векторов задать характерное расстояние до стенда, например, высоту  $H$  плоскости над излучателем (рис. 3). То есть, начальные радиус-векторы источников магнитного момента можно брать в виде  $\mathbf{R}_i^{(0)} = (0, 0, H)$ . Также необходимо задать все мультипликативные величины, входящие в формулу (5) и таблицу 1: для взаимных коэффициентов передачи берем  $K_{12}^{(0)} = 1$ ,  $K_{12}^{(0)} = 1$ . Магнитные моменты источников индукции также необходимо задать заранее, желательно предварительно измерить их каким-либо независимым способом. Для осей компонент 1 и 2 вертикальная составляющая равна нулю, поэтому согласно формуле (1) можно брать начальные приближения  $\theta_1^{(0)} = 0$ ,  $\varphi_1^{(0)} = 0$ ,  $\theta_2^{(0)} = 0$ ,  $\varphi_2^{(0)} = 0$ . Для компоненты (3) брать приближение в виде  $\theta_2^{(0)} = \pi/2$  неудобно, так как в окрестности этой точки нет обратимости синуса, что приводит к дополнительной неустойчивости численной процедуры. Удобнее для 3-й компоненты использовать параметризацию, отличную от (1):

$$\vec{n}_3 = (\sin \theta_3 \sin \varphi_3, \sin \theta_3 \cos \varphi_3, \cos \theta_3) \quad (7)$$

с начальным приближением  $\theta_3^{(0)}=0$ ,  $\varphi_3^{(0)}=0$ .

### 3. Описание калибровочного стенда и расчет погрешностей

В данном разделе описывается применение алгоритма, описанного в разделе 2, для калибровки трехкомпонентных датчиков магнитного блока хирургической навигационной станции. Стенд представляет стол, на поверхность которого нанесены метки 36 опорных точек, образующих координатную сетку. Расстояние между соседними точками 140 мм (рис. 4). Погрешность нанесения метки 0.1 мм. Под столом на расстоянии 200 мм от его поверхности, установлен многокомпонентный излучатель, содержащий 6 катушек. Корпус излучателя в плане представляет равносторонний треугольник со стороной 150 мм (рис. 5). Рабочая зона представляет сферу диаметром 600 мм, центр которой расположен на удалении 450 мм от поверхности многокомпонентного излучателя (рис. 5).



Рисунок 4. Калибровочный стенд с нанесенными метками опорных точек.

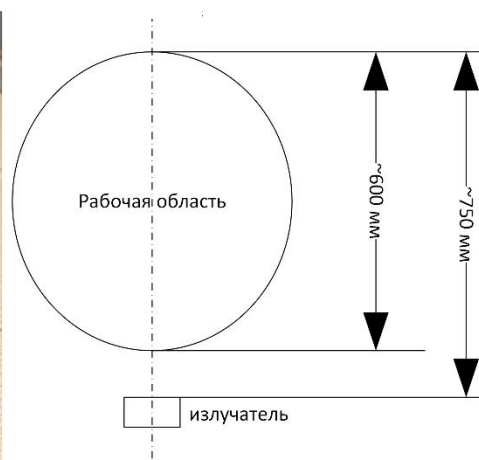


Рисунок 5. Вид многокомпонентного излучателя. Справа приведено положение рабочей зоны относительно излучателя.

Процесс калибровки состоит в последовательном плоско-параллельном перемещении и фиксации трехкомпонентного датчика в каждой из 36 опорных точек плоскости. Датчик в процессе перемещения движется вдоль образующих, не поворачиваясь, что позволяет удерживать во всех слагаемых суммы (5) одинаковые элементы матрицы осей компонент датчика. В каждой точке сигнал усредняется по 100 отсчетам для минимизации влияния шумов и затем сохраняется в память компьютера стенда.

Минимизация целевой функции (5) позволяет находить параметры (1-20). Ниже представлен пример таблицы с найденными параметрами датчика в системе координат стенда.

Таблица 2. – Пример определения параметров датчика в системе координат стенда.

| параметр                          | значение                                                                                                                                     |
|-----------------------------------|----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| Взаимный коэффициент передачи K12 | 0.959129                                                                                                                                     |
| Взаимный коэффициент передачи K13 | 0.98735                                                                                                                                      |
| Взаимный вектор $r_{12}$          | (-3.6425, 0.348757, -1.76089)                                                                                                                |
| Взаимный вектор $r_{13}$          | (-2.70222, -0.257374, -8.87094)                                                                                                              |
| Матрица осей компонент            | $\begin{pmatrix} 0.998627 & -0.0450407 & -0.0267535 \\ 0.0798024 & 0.99667 & 0.0173517 \\ -0.0597426 & 0.00551627 & -0.998199 \end{pmatrix}$ |

Из таблицы 2 видно, что магнитные центры компонент датчика отнесены на расстояния в несколько миллиметров, что необходимо учитывать при анализе измерений. Также видно, что матрица осей компонент близка к единичной, но всё же имеются отличия, также влияющие на погрешность измерений и подлежащие учету.

Найденные параметры можно подставить в формулу (6) для последующего измерения координат опорных точек минимизацией выражения (5). При этом по погрешности определения координат в опорных точках можно судить о погрешности результатов калибровки.

На этапе контроля погрешности предлагаемого алгоритма возникает проблема корректного анализа погрешностей, возникающих в задаче магнитного позиционирования. Малость погрешностей в определении координат опорных точек при положении излучателя таком же, как при калибровке, ещё не гарантирует малости погрешностей при другом положении излучателя или в других точках внутри рабочей области. Это означает, что необходима методика контроля погрешности калибровочных параметров, не зависящая от положения излучателя. Очевидно, что в

случае точно найденных параметров наборы измерений на множестве опорных точек будут одинаковыми с точностью до сдвига и пространственного поворота излучателя: если  $\{r_j\}^{(1)}$  – один набор координат опорных точек, а  $\{r_j\}^{(2)}$  – второй при другом положении излучателя, то всегда найдутся такая матрица поворота  $U_{12}$  и вектор смещения  $R_{12}$ , что для любой опорной точки

$$r_j^{(1)} = U_{12} r_j^{(2)} + R_{12}, j = 1 \dots S. \quad (7)$$

Матрица поворота  $U_{12}$  и вектор смещения  $R_{12}$  при этом не зависят от номера точки  $j$ . Найти их можно также методами нелинейной оптимизации, разновидностью которого является алгоритм ближайших точек (ICP - алгоритм). В нашем случае исходный набор опорных точек лежит на плоскости и их координаты задаются как

$$r_j = (l(p-1), l(q-1), 0), l = 140, p = 1 \dots 6, q = 1 \dots 6. \quad (8)$$

В случае, когда координаты опорных точек найдены с погрешностями, алгоритм ближайших точек не сможет точно совместить два набора измерений и для каждой опорной точки с измеренными координатами  $r_j = (x_j, y_j, z_j)$  можно определить вектор погрешностей

$$\Delta r_j = (\Delta x_j, \Delta y_j, \Delta z_j) = (\tilde{x}_j - l(p-1), \tilde{y}_j - l(q-1), \tilde{z}_j), l = 140, p = 1 \dots 6, q = 1 \dots 6 \quad (9)$$

Предлагается также производить расчет погрешностей (9) в двух плоскостях: когда плоскость корпуса излучателя параллельна плоскости опорных точек и когда она перпендикулярна ей. Такая методика позволяет равномерно покрыть измерениями координат всю рабочую область. При этом в каждой из опорных точек координаты усредняются по 1000 отсчетам и рассчитывается СКО – среднеквадратичное отклонение от среднего значения координат, оно дает представление о влиянии случайной составляющей сигнала на качество калибровки.

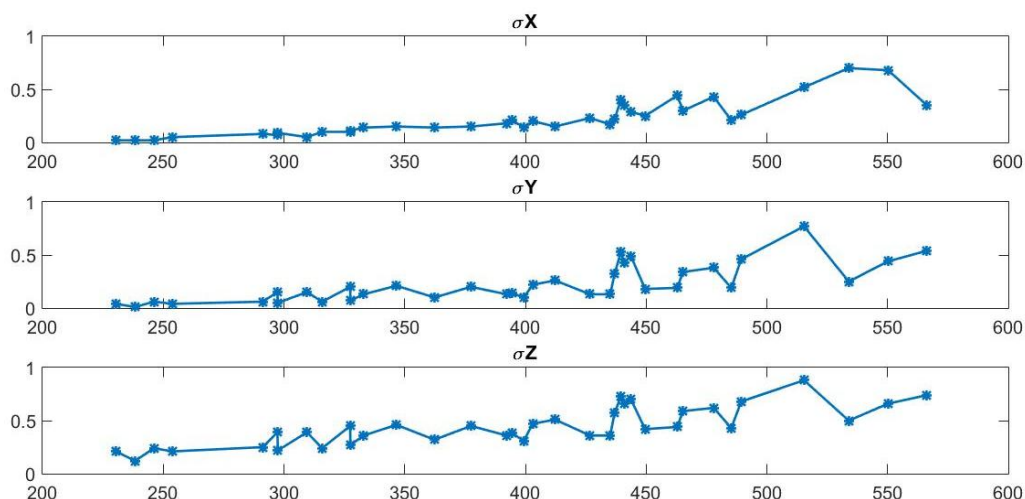


Рисунок 6. Графики СКО координат опорных точек в зависимости от расстояния до центра излучателя.

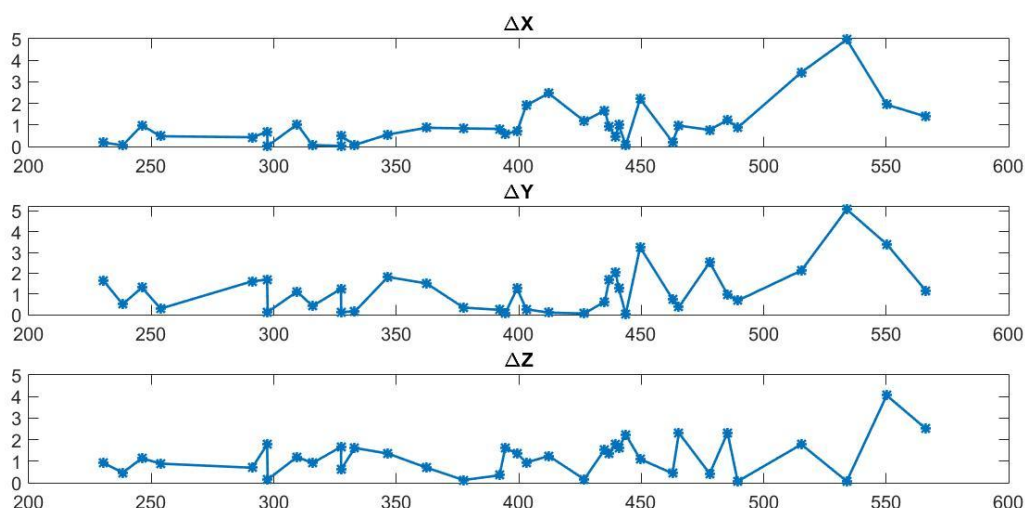


Рисунок 7. Графики погрешностей определения координат опорных точек в зависимости от расстояния до центра излучателя.

На рисунках 6 и 7 приведены графики СКО координат опорных точек и погрешностей определения координат опорных точек в зависимости от расстояния до центра излучателя. Характер полученных кривых и величины погрешностей совпадают с аналогичными данными в известных нам опубликованных работах [9]. Видно, что во всей рабочей зоне СКО не превышает 1 мм, а на расстоянии, меньшем 400 мм до центра излучателя, не превышает 0.5 мм, что говорит о малом влиянии шумов в этой области. Модуль погрешности позиционирования на расстоянии, меньшем 400 мм, не превышает 2 мм, а начиная с 450 мм, начинает резко расти по всем трем координатам  $X$ ,  $Y$ ,  $Z$ . Данная проблема, по-видимому, связана с недостаточной точностью в определении параметров датчика и



источников магнитного момента или влиянием искажающих факторов на сигнал. Тем не менее, можно сделать важный вывод о том, что описанная процедура калибровки датчика позволяет успешно решать задачу позиционирования в магнитном поле излучателя.

#### **4. Заключение**

В настоящей работе предложена методика калибровки многодатчиковых систем. По результатам апробации этой методики можно сделать следующие выводы:

1. Показана возможность решения обратной задачи магнитостатики в дипольном приближении в условиях избыточности входных данных относительно числа определяемых параметров датчика. В число этих параметров входят, помимо коэффициентов передачи компонент датчиков, его геометрические параметры их взаимного положения. Строгое обоснование данного подхода и определение условий устойчивости численной процедуры требует, тем не менее, более тщательного анализа целевых функций (5) и (6).

2. Предложена методика калибровки трехкомпонентного датчика индукции в магнитном поле многокомпонентного излучателя, использующая результаты измерения датчиком индукции магнитного поля при его последовательном перемещении по набору опорных точек с априори известными координатами. Методика может быть обобщена на различные многодатчиковые (многоэлементные) измерительные системы, например, градиентометрические.

3. Предложена методика расчета погрешностей в рабочей зоне излучателя стенда для контроля погрешности найденных параметров датчика. При анализе погрешностей также используются методы нелинейной оптимизации для определения координат опорных точек на основе найденных ранее параметров датчика. Выявлено, что погрешность в определении координат зависит от единственного параметра – расстояния до центра излучателя, зависимостью от остальных параметров можно пренебречь. Требуется дальнейшее изучение связи между пространственным распределением погрешностей определения координат опорных точек и погрешностей параметров датчика.

4. Предложенная методика была успешно применена к задаче навигации хирургического инструмента [5], приведены параметры соответствующего калибровочного стенда и сделана оценка погрешностей позиционирования в поле излучателя. Возможны и другие приложения предлагаемой методики.

## Литература

- 1 Г.Л. Максимов, Ф.В. Носов, А.Д. Фогель, В.В. Семенов, А.А. Елисеев. Комплексная диагностика технического состояния трубопроводов. Коррозия Территории Нефтегаз № 2 (37) 2017.
- 2 В.Н. Канунников, И.И. Логачев. Аналитические расчеты полей в системах фокусировки из биттеровских соленоидов., Журнал технической физики, Том 60, вып. 1, 1990, с.15-20.
- 3 А.Н.Печенков, В.Е.Щербинин. Некоторые прямые и обратные задачи технической магнитостатики., Екатеринбург, УрО РАН, 2004, 177с.
- 4 Трошков Г.А., Грознова А.А. Математические методы интерпретации магнитных аномалий, Москва, Недра, 1985, 151с.
- 5 А.Н.Печенков. Численное моделирование обратной задачи магнитостатической дефектоскопии., Дефектоскопия, 11,2005,с.25-30.
- 6 Alfred M. Franz, Tamás Haidegger, Wolfgang Birkfellner, Kevin Cleary, Terry M. Peters and Lena Maier-Hein. Electromagnetic Tracking in Medicine – a Review of Technology, Validation and Applications. IEEE Transactions on Medical Imaging, May 2014, doi: 10.1109/TMI.2014.2321777
- 7 Семевский Р.Б., Аверкиев В.В., Яроцкий В.А. Специальная магнитометрия. СПб: Наука, 2002. 228 с, 78 ил.
- 8 Tobias Schroeder. An accurate magnetic field solution for medical electromagnetic tracking coils at close range - Journal of Applied Physics 117, 224504 (2015).
- 9 Mengfei Li, Tomasz Bien, Georg Rose. FPGA based electromagnetic tracking system for fast catheter navigation - International Journal of Scientific & Engineering Research, Volume 4, Issue 9, September 2013.

## НОВЫЙ ФОРМИРОВАТЕЛЬ СИГНАЛА «ПЕТЛЯ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА» ДЛЯ ПАРАМЕТРИЧЕСКИХ ДАТЧИКОВ

Львов А.А.<sup>1</sup>, Львов П.А.<sup>2</sup>, Кузин С.А.<sup>2</sup>, Соколов Д.Н.<sup>1</sup>

<sup>1</sup> *Саратовский государственный технический университет  
имени Гагарина Ю.А.*

<sup>2</sup> *Энгельсское ОКБ «Сигнал» имени А.И. Глухарева*

alvova@mail.ru

Приоритетная проблема современной концепции развития техники высоких технологий – повышение эффективности автоматических или автоматизированных цифровых систем управления и качественного мониторинга состояния данных систем. Решение большинства задач в рамках этой проблемы требует разработки высокоточных и надежных источников первичной информации – датчиков. Одним из важнейших требований к ним является неизменность их метрологических характеристик в течение всего срока службы при высокой устойчивости к внешним воздействиям.

В настоящее время в качестве формирователей сигналов датчиков, как правило, используются мостовые схемы [1], которые стали стандартом построения формирователей сигналов для абсолютного большинства параметрических датчиков. Проблемы таких формирователей достаточно подробно рассмотрены в работах отечественных и зарубежных исследователей [2,3]. Их основными преимуществами являются простота конструкции и высокая точность измерений. Однако мостовым схемам присущи и некоторые существенные недостатки [2,5]: 1) нелинейность передаточной функции моста; 2) зависимость достигаемой точности измерений от длины соединительных проводов (например, при дистанционных измерениях); 3) зависимость от помех, наводимых в этих проводах; 4) недостаточная стабильность выходной характеристики мостовой схемы во времени. Высокоточные же версии этих формирователей представляют собой дорогостоящие и громоздкие устройства.

Отмеченных недостатков лишена оригинальная схема формирователя сигнала, основанная на петле постоянного тока, впервые предложенная К.Ф. Андерсоном [2] для резистивных датчиков температуры. В настоящей работе рассматривается использование универсального вторичного преобразователя на основе петли переменного тока для параметрических датчиков с чисто резистивным, емкостным, индуктивным и смешанным типами импедансов.

Предлагаемая структурная схема формирователя показана на рис. 1.

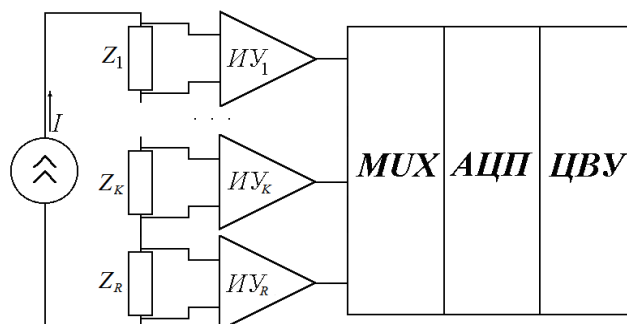


Рисунок 1. Схема «токовой петли»:

$I$  – генератор тока;  $Z_1, \dots, Z_K$  – импедансы чувствительных элементов датчиков;  $Z_R$  – импеданс опорного датчика;  $ИУ$  – измерительный усилитель;  $MUX$  – мультиплексор;  $АЦП$  – аналого-цифровой преобразователь;  $ЦВУ$  – центральное вычислительное устройство.

В петлю, питаемую генератором тока  $I$ , включаются несколько чувствительных элементов (ЧЭ) параметрических датчиков с собственными импедансами  $Z_i$ , на которые действуют измеряемые величины, и один опорный датчик с импедансом  $Z_R$ , подверженный воздействию всех внешних возмущающих факторов, что и ЧЭ измерительных, но на который не действуют измеряемые величины. Напряжения, снимаемые с ЧЭ и опорного датчика, усиливаются с помощью измерительных усилителей, оцифровываются в АЦП и вводятся в память ЦВУ, в роли которого выступает микропроцессор, где вся последующая обработка ведется в цифровом виде.

В работах [2, 6] показано, что оцифрованные напряжения с выходов ЧЭ датчиков практически не зависят от сопротивлений соединительных проводов (питающих и измерительных) и возможных помех, наводимых в них. Более того, отслеживая изменения импеданса опорного датчика, вызванные влиянием факторов окружающей среды, можно учесть и компенсировать их влияние на показания измерительных ЧЭ, что позволяет отстроиться от многих источников систематических погрешностей датчиков (неопределенностей типа В).

Для снижения стоимости измерительной системы в целом не используется высокостабильный генератор тока и прецизионные измерительные усилители. Предполагается, что в течение одного цикла измерения выходных сигналов ЧЭ датчиков частота генератора и смещение нуля измерительных усилителей остаются постоянными, но их значения точно неизвестны. Поэтому математическая модель сигналов, снимаемых с ЧЭ и опорного датчика, представляется следующей системой уравнений [5]:

$$u_{kj} = A_k \sin[2\pi(f_0 + \nu)t_{kj} + \varphi_k] + B_k + \xi_{kj}, \quad k=1,2,\dots,K, R; j=1,2,\dots, N, \quad (1)$$

где:  $A_k$  и  $\varphi_k$  – неизвестные амплитуда и фаза сигнала с выхода  $k$ -го ЧЭ, подлежащие оценке;  $\nu$  – малая неизвестная флуктуация центральной частоты  $f_0$  источника переменного тока, возникающая из-за его нестабильности;  $B_k$  – постоянное смещение, необходимое для того, чтобы оцифровываемый сигнал в АЦП был положительным, но неизвестное из-за возможного «дрейфа нуля» измерительного усилителя;  $\xi_{kj}$  – случайная погрешность измерения напряжения в  $k$ -м канале в момент времени  $t_{kj}$ , возникающая из-за влияния тепловых шумов усилителей и других факторов и предполагаемая нормально распределенной с нулевым математическим ожиданием и неизвестной дисперсией. Величина  $\nu$  считается очень малой по сравнению с  $f_0$  ( $|\nu/f_0| \leq 0,01$ ). При этом моменты взятия выборок в разных каналах  $t_{kj}$  и  $t_{mj}$  не равны между собой для различных каналов ( $k \neq m$ ).

При сделанных допущениях система уравнений (1) должна быть решена относительно параметров  $A_k$ ,  $\varphi_k$ ,  $B_k$  и  $\nu$ . Всего в ней  $3K+1$  неизвестных.

Если общее время измерений не превышает 2-3 периодов тока, питающего петлю, то величина  $\nu N\tau \leq 0,15$  (где  $\tau = t_{kj} - t_{k(j-1)}$  – период дискретизации сигналов в АЦП). В этом случае синус и косинус малого аргумента  $\nu t_{kj}$  могут быть приближенно равны:  $\sin \nu t_{kj} \approx \nu t_{kj}$  и  $\cos \nu t_{kj} \approx 1$ . Тогда после раскрытия скобок (1) может быть переписана:

$$u_{kj} \approx A_k \sin(2\pi f_0 t_{kj}) \cdot \cos \varphi_k + A_k 2\pi \nu t_{kj} \cos(2\pi f_0 t_{kj}) \cdot \cos \varphi_k + A_k \cos(2\pi f_0 t_{kj}) \sin \varphi_k - A_k 2\pi \nu t_{kj} \sin(2\pi f_0 t_{kj}) \cdot \cos \varphi_k + B_k + \xi_{kj}, \quad k=1,2,\dots,K; j=1,2,\dots,N; \quad (2)$$

Следующая замена переменных

$$\begin{cases} q_{1k} = A_k \cos \varphi_k, \\ q_{2k} = A_k \nu \cos \varphi_k, \\ q_{3k} = A_k \sin \varphi_k, \\ q_{4k} = A_k \nu \sin \varphi_k, \\ q_{5k} = B_k, \end{cases} \quad \text{и} \quad \begin{cases} x_{1kj} = \sin 2\pi f_0 t_{kj}, \\ x_{2kj} = 2\pi \nu \cos 2\pi f_0 t_{kj}, \\ x_{3kj} = \cos 2\pi f_0 t_{kj}, \\ x_{4kj} = -2\pi \nu \sin 2\pi f_0 t_{kj}, \\ x_{5kj} = 1; \end{cases} \quad k=1,2,\dots,K; j=1,2,\dots,M; \quad (3)$$

делает систему (2) линейной относительно новых неизвестных

$\mathbf{q} = (q_{11}, \dots, q_{51}, \dots, q_{1K}, \dots, q_{5K})^T$  ( $^T$  обозначает транспонирование матрицы).

$$u_{kj} = \sum_{m=1}^5 q_{mk} x_{mkj} + \xi_{kj}, \quad k=1,2,\dots,K; j=1,2,\dots,N. \quad (4)$$

Как следует из (3) и (4), общее число неизвестных  $q_{mk}$  равно  $5K$ . Следовательно, число измерений напряжения в каждом канале должно быть не меньше этой величины, но для повышения точности оценивания желательно выбрать  $M$  в несколько раз большим, чем  $5K$ .

С математической точки зрения должны существовать  $2K-1$  билинейных уравнений связи на эти переменные  $q_{mk}$ , которые легко находятся из (3)

$$q_{1k}q_{4k} = q_{2k}q_{3k}; \quad \nu = q_{2k}/q_{1k}; \quad k=1,2,\dots,K. \quad (5)$$

На самом деле можно найти много уравнений связи для переменных  $q_{mk}$ , но только  $2K-1$  из них будут независимыми. Поэтому выбраны именно соотношения (5).

При сделанных допущениях относительно погрешностей измерения  $\xi_{kj}$  оптимальные оценки неизвестных параметров  $\mathbf{q}$  могут быть получены путем решения линейной системы уравнений (4) по методу максимального правдоподобия (ММП) [5,6] с учетом билинейных ограничений (5).

Стандартный метод решения, предложенный в [7], позволяет предложить итерационный алгоритм решения задачи (4), (5). На первом этапе решения ограничения (5) не учитываются, и линейная система (4) решается по ММП. В этом случае решение, которое выбирается в качестве нулевого приближения, совпадает с решением по методу наименьших квадратов (МНК):

$$\mathbf{q}_0 = (\mathbf{X}^T \mathbf{X})^{-1} \mathbf{X}^T \mathbf{V}, \quad (6)$$

где  $^{-1}$  обозначает нахождение обратной матрицы. После этого задача (4), (5) может быть решена с помощью метода множителей Лагранжа [5,8]:

$$\mathbf{q}_{m+1} = \mathbf{q}_m - \frac{\mathbf{q}_m^T \mathbf{G} \mathbf{q}_m}{2\mathbf{q}_m^T \mathbf{G} (\mathbf{X}^T \mathbf{X})^{-1} \mathbf{G} \mathbf{q}_m} (\mathbf{X}^T \mathbf{X})^{-1} \mathbf{G}^T \mathbf{q}_m, \quad (7)$$

где  $m$  – порядковый номер итерации, а блочные матрицы  $\mathbf{X}$  и  $\mathbf{G}$  задаются следующими выражениями:

$$\mathbf{X} = \begin{pmatrix} W_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & W_2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & W_{K+1} \end{pmatrix}; \quad \mathbf{G} = \begin{pmatrix} H & G_{12} & G_{13} & G_{14} & G_{15} \\ G_{21} & H & 0 & 0 & 0 \\ G_{31} & 0 & H & 0 & 0 \\ G_{41} & 0 & 0 & H & 0 \\ G_{51} & 0 & 0 & 0 & H \end{pmatrix}; \quad W_k = \begin{pmatrix} x_{11k} & x_{21k} & x_{31k} & x_{41k} & x_{51k} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ x_{1Mk} & x_{2Mk} & x_{3Mk} & x_{4Mk} & x_{5Mk} \end{pmatrix};$$

$$G_{12} = \begin{pmatrix} -1 & 0 & \dots \\ 0 & -1 & \dots \\ \vdots & \vdots & \ddots \end{pmatrix}; \quad G_{21} = \begin{pmatrix} 0 & 1 & \dots \\ 1 & 0 & \dots \\ \vdots & \vdots & \ddots \end{pmatrix}; \quad G_{14} = \begin{pmatrix} -1 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & \dots & -1 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \end{pmatrix}; \quad G_{13} = \begin{pmatrix} -1 & 0 & 0 & \dots \\ 0 & 0 & -1 & \dots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots \end{pmatrix};$$

$$H = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}; \quad G_{31} = \begin{pmatrix} 0 & 1 & \dots \\ 0 & 0 & \dots \\ 1 & 0 & \dots \\ \vdots & \vdots & \ddots \end{pmatrix}; \quad G_{41} = \begin{pmatrix} 0 & 1 & \dots \\ \vdots & \vdots & \ddots \\ 1 & 0 & \dots \\ 0 & 0 & \dots \end{pmatrix}; \quad G_{15} = \begin{pmatrix} -1 & \dots & 0 \\ 0 & \dots & -1 \\ \vdots & \vdots & \vdots \end{pmatrix};$$

$$G_{51} = \begin{pmatrix} 0 & 1 & \dots \\ \vdots & \vdots & \ddots \\ 1 & 0 & \dots \end{pmatrix}.$$

Все матрицы  $G_{ln}$  имеют одинаковые размеры ( $5 \times 5$ ), причем каждая из них содержит только по два ненулевых элемента. Все непоказанные элементы этих матриц равны нулю.

Как указано в работе [8], сходимость предлагаемого алгоритма очень высокая (как правило, не требуется более 2-3 итераций). После нахождения оценок промежуточных неизвестных  $\mathbf{q}$  несложно вычислить оценки искомых параметров модели (1), подставив значения этих оценок в (3):

$$\hat{\nu} = \frac{1}{2K} \sum_{k=1}^K \left( \frac{\hat{q}_{2k}}{\hat{q}_{1k}} + \frac{\hat{q}_{4k}}{\hat{q}_{3k}} \right), \quad \hat{A}_k = \sqrt{\hat{q}_{1k}^2 + \hat{q}_{3k}^2}, \quad \hat{\phi}_k = \begin{cases} \alpha_k, & \hat{q}_{1k} \geq 0, \hat{q}_{3k} \geq 0; \\ \alpha_k + \pi, & \hat{q}_{1k} < 0; \\ \alpha_k + 2\pi, & \hat{q}_{1k} > 0, \hat{q}_{3k} < 0, \end{cases},$$

$$0 \leq \hat{\phi}_k \leq 2\pi, \quad \alpha_k = \arctg(\hat{q}_{3k} / \hat{q}_{1k}) \quad (8)$$

Зная из (8) оценки амплитуд и фаз сигналов с выходов всех датчиков, можно определить значения физических величин, для измерения которых используется ЧЭ.

Применение предлагаемого формирователя сигналов в сочетании с описанной процедурой оценивания параметров датчиков позволяет существенно снизить требования к идентичности используемых ЧЭ в токовой петле (что является обязательным для мостовых формирователей сигнала). Таким образом, стоимость системы датчиков, используемых для сбора информации с какого-либо объекта, может быть значительно снижена.

Помимо этого, процедура решения системы получающихся уравнений (6), (7) будет существенно упрощена, если использовать методы оптимального планирования эксперимента. Действительно, точность измерения и вычислительная сложность решения во многом определяются матрицей  $\mathbf{X}^T \mathbf{X}$ , обращение которой является трудоемкой задачей, если число ЧЭ в петле  $M$  достаточно велико. Однако в случае правильного планирования эксперимента, заключающегося в подборе соотношения между частотой генератора тока и частотой дискретизации сигналов в АЦП, можно существенно упростить вид этой матрицы. Для этого необходимо, чтобы частота АЦП была в целое число раз больше частоты генератора тока. В работе [9] показано, что при таком выборе частот столбцы матрицы планирования эксперимента  $\mathbf{X}$  становятся ортогональными, а матрица  $\mathbf{X}^T \mathbf{X}$  – диагональной, что значительно упрощает все расчеты по формулам (6) и (7), которые можно проводить, используя специализированный микропроцессор, обладающий ограниченными вычислительными ресурсами, что еще более упрощает и удешевляет аппаратуру измерителя.

Теперь рассмотрим примеры использования предлагаемого формирователя сигналов для измерения давления. Повышение тактико-

технических характеристик авиационной техники требует её оснащения интеллектуальными датчиками давления, для управления и контроля, обладающих погрешностью не более 0,25 % от верхнего предела измерений, надежностью не менее 300000 часов наработки на отказ при работе в условиях от  $-60^{\circ}\text{C}$  до  $+125^{\circ}\text{C}$ . Таким требованиям в наибольшей степени отвечают малогабаритные датчики давления нового поколения, разработанные ЭОКБ «Сигнал» им. А.И. Глухарева (г. Энгельс, Саратовской обл.), которые в 1,5–2 раза дешевле зарубежных аналогов и не уступают им по точности измерений.

Предлагаемый формирователь сигналов использовался при разработке датчиков давления пьезорезистивного и емкостного типов.

В датчиках первого типа традиционно четыре ЧЭ – пьезорезистора включаются в плечи мостовой схемы, причем резисторы в противоположных плечах ориентированы так, чтобы одна пара увеличивала сопротивления, а другая – уменьшала, при воздействии измеряемого давления. Сигнал рассогласования мостовой схемы подается на схему обработки.

Предлагаемая авторами топология измерительной схемы полностью совпадает с изображенной на рис. 1, когда все пьезорезисторы включаются последовательно в токовую петлю ( $M = 4$ ). Алгоритм обработки снимаемых с них напряжений задается выражениями (6)–(8). Поскольку сопротивления пьезорезисторов считаются чисто активными, то интерес представляют только амплитуды напряжений  $A_1, \dots, A_4, A_R$ .

В емкостных датчиках абсолютного давления структурная схема несколько видоизменяется (рис. 2). В этой схеме используется измерительный емкостный датчик, включенный в токовую петлю последовательно с опорной емкостью  $C_0$ . Измерительный датчик представляет собой преобразователь «измеряемое давление – емкость», а опорная емкость конструктивно расположена в непосредственной близости к измерительной емкости, причем при отсутствии внешнего давления обе емкости имеют примерно одинаковые параметры. Токовая петля питается генератором  $G$ , формирующим переменный синусоидальный ток постоянной амплитуды. Математическая модель напряжений, снимаемых с обеих емкостей, совпадает с (1)–(5). В ней ( $M = 1$ ), а импедансы измерительного и опорного ЧЭ равны соответственно:



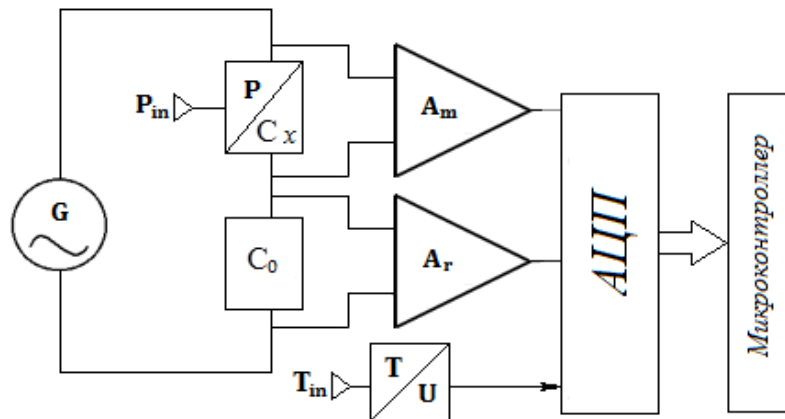


Рисунок 2. Структурная схема формирователя сигнала емкостного датчика абсолютного давления:

$P_{in}$  – измеряемое давление;  $T_{in}$  – температура окружающей среды;  
 $P/C_x$  – преобразователь типа «давление–емкость»;  
 $C_0$  – опорная емкость;  
 $A_m, A_r$  – операционные усилители измерительного и опорного каналов, соответственно;  $T/U$  – преобразователь «температура–напряжение»;  
 АЦП – аналого-цифровой преобразователь с мультиплексором

$$Z_x = R_x + jX_{Cx} = A_x \cos \varphi_x + jA_x \sin \varphi_x,$$

$$Z_0 = R_0 + jX_{C0} = A_0 \cos \varphi_0 + jA_0 \sin \varphi_0, \quad (9)$$

где реактивная составляющая импеданса  $X_C = 1/2\pi fC$ . При этом емкость измерительного датчика связана с измеряемым давлением некоторым соотношением  $C_x = Q(P, T)$ , в котором нелинейная функция  $Q$  (зависящая от измеряемого давления  $P$  и температуры окружающей среды  $T$ ) определяются при калибровке датчика, предшествующей его эксплуатации [10]. Для измерения температуры окружающей среды используется специальный преобразователь. Тогда функция преобразования датчика давления будет:

$$P_x = Q^{-1} \left( C_x \right)_{T=T_{in}} = Q^{-1} \left( \frac{1}{2\pi f A \sin \varphi} \right)_{T=T_{in}}.$$

Информацию с опорного датчика можно использовать для снижения влияния окружающей среды (влажность, вибрации и т.д.) на точность измерения.

Разработанные методы и алгоритмы обработки информации с выходов ВП были проверены с помощью имитационного моделирования, для чего был разработан соответствующий комплекс программ на языке C++ в среде Visual Studio 10. Некоторые результаты моделирования показаны ниже.

Сначала исследовалась точность предлагаемого способа оценки величин амплитуд с помощью алгоритма (6), (7) путём сравнения

результатов оценивания с известным алгоритмом, задаваемым стандартом IEEE-1057 [11]. На рис. 2 показаны в логарифмическом масштабе зависимости стандартного отклонения (STD) погрешности оценивания амплитуд пьезорезистивных ЧЭ от отношения сигнал/шум (SNR) на входе АЦП для различных величин  $\nu$ , характеризующих стабильность частоты генератора. Видно, что предлагаемый метод оценивания обладает большей точностью, которая практически не зависит от погрешности частоты генератора тока.

Далее сравнивались различные возможные топологии предлагаемого метода измерения с помощью токовой петли. Первая топология включала датчик с четырьмя пьезорезистивными ЧЭ и одним опорным, а вторая топология – датчик с двумя ЧЭ и одним опорным. Все остальные параметры схем выбирались одинаковыми. На рис. 3 показаны характерные результаты оценивания. Использование четырёх активных элементов вместо двух даёт незначительный выигрыш в точности, что позволяет сократить число активных элементов и упростить датчик в целом практически без потери точности измерений.

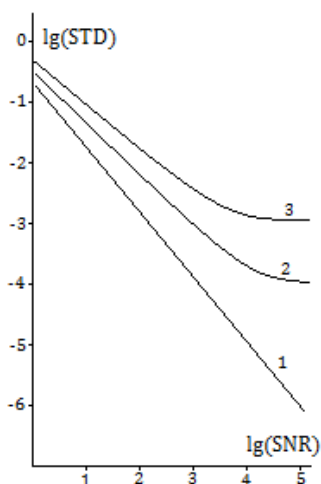


Рис. 3. Зависимости  $\lg(\text{STD})$  от  $\lg(\text{SNR})$  для двух методов оценивания: 1 – оценивание по методу (6), (7); 2,3 – оценивание по методике IEEE-1057 (кривая 2 соответствует расстройке частоты  $\nu = 30$  Гц, кривая 3 –  $\nu = 180$  Гц)

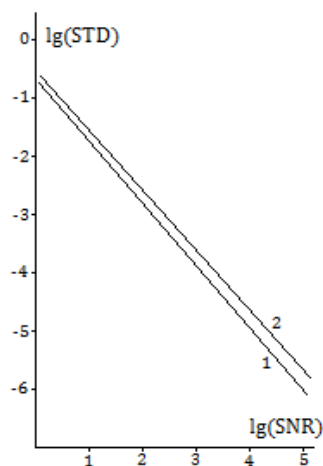


Рис. 4. Зависимости  $\lg(\text{STD})$  от  $\lg(\text{SNR})$  для двух топологий датчика: 1 – четыре измерительных пьезорезистора и один опорный; 2 – два измерительных пьезорезистора и один опорный

Далее было проведено компьютерное моделирование емкостного датчика абсолютного давления, в котором сравнивались точности измерения тремя методами: применяемым в существующих ёмкостных датчиках (сплошные линии, экспериментальные точки – квадратики) [11], предлагаемым в стандарте IEEE-1057 (пунктирные линии с ромбиками) и предложенным в работе (точечные линии с треугольниками).

Во всех экспериментах сравнивалась точность оценивания в зависимости от отношения сигнал/шум на входе АЦП и самого измеряемого давления.

Характерные результаты моделирования приведены на рис. 5, где показаны зависимости натурального логарифма дисперсии погрешности измерения давления от измеряемого давления (отношение сигнал/шум равно 60 дБ).

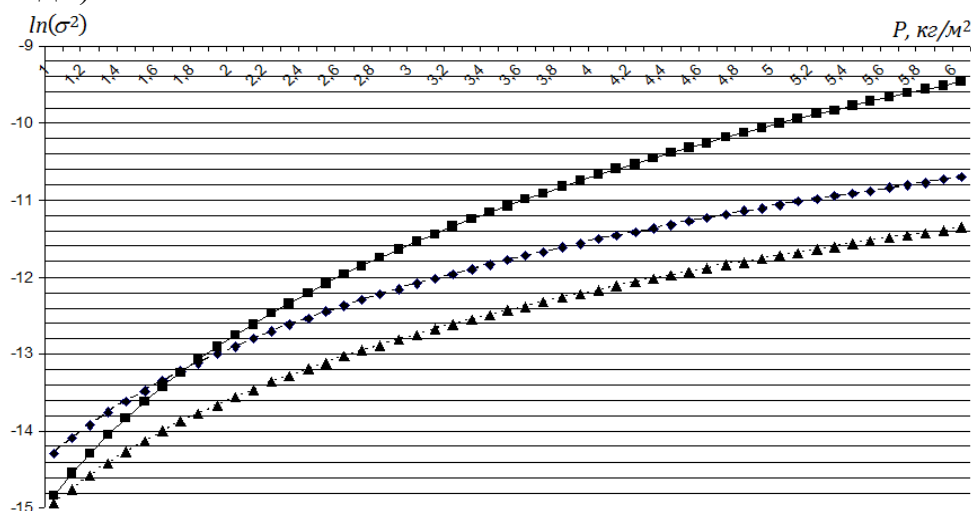


Рисунок 5. Зависимости дисперсии погрешности оценивания давления от измеряемого давления

Из рисунка видно, что при больших измеряемых давлениях предлагаемый метод измерения даёт существенно лучшие результаты, чем традиционные. Кроме того, скорость сходимости предложенного алгоритма в 3–4 раза выше скорости сходимости метода стандарта IEEE-1057.

На основании полученных результатов делается вывод о перспективности предлагаемого формирователя для использования в составе параметрических датчиков различных физических величин.

#### Литература

- 1 G. Asch, Les Capteurs en Instrumentation Industrielle, Bordas, Paris, 1991.
- 2 K.F. Anderson, IEEE I&M Magazine, Vol.1, No.1, March 1998. pp. 5-15.
- 3 Виноградов М.А. – Компоненты и технологии, 2008. – № 4. – С. 44-50.
- 4 Peng K.H., Uang C.M. – Reliability, Testing, and Characterization of MEMS/MOEMS III, Proceedings of SPIE, 2004. – Vol. 5343. – P. 292-301.
- 5 L'vov A.A., L'vov P.A., Konovalov R.S., Kuzin S.A. – Proceed. X Internl. Sci. Techn. Conf. "Dynamics of Systems, Mechanisms and

- Machines (Dynamics)”. Omsk State Technical University, Omsk, Russia, 2016.
- 6 Gureyev V.V., L'vov A.A., Pylskiy V.A. Proceed. IEEE Instrum. & Meas. Technol. Conf., Sorrento, Italy, 2006, P. 1257-1261.
  - 7 Львов А.А., Глазков В.П., Краснобельмов В.П., Коновалов Р.С., Соломин М.А. – Вестник СГТУ. 2014. № 4 (77). – С. 147-154.
  - 8 L'vov A., L'vov P., Konovalov R. Proc. 2016 IEEE North West Russia Section Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering Conf., St. Petersburg, Russia, P. 279-282.
  - 9 Gureev V.V., L'vov A.A., Pylskiy V.A. Proceedings of the 23rd IEEE Instrumentation & Measurement Technology Conf. - Italy, Sorrento, - 2006. - P. 1257-1261.
  - 10 Николаенко А.Ю., Львов А.А., Львов П.А. – Тр. Международ. симп. «Надежность и качество»: в 2-х т., 2014. – Т. 2. – С. 57-59.
  - 11 Коновалов Р.С., Львов П.А., Львов А.А. Проблемы управления, обработки и передачи информации (УОПИ-2015): Тр. IV Междунар. науч. конф.: в 2 т. / Саратов: Издательский дом «Райт-Экспо», 2015. – Т. 2. – С. 136-142.

# ОБОБЩЁННАЯ ГЕОМЕТРИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ИЗМЕРИТЕЛЬНОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ

В.Д. Мазин

*Санкт-Петербургский политехнический университет Петра Великого*

Предлагается геометрический образ измерительного преобразования. Последовательно устанавливаются эквиваленты его главных составляющих: входного воздействия, аналогового и аналого-цифрового преобразований. Моделирующее векторное пространство может быть представлено как в собственно евклидовом, так и в псевдоевклидовом варианте, обладающем особыми свойствами. В этом пространстве задаётся аффинор – тензор чувствительностей к возмущениям. В итоге геометрический смысл измерительного преобразования может быть сформулирован как *действие аффинорного поля средства измерений и окружающей среды на каждый бесконечно малый вектор входного воздействия с последующим вычитанием из вектора выходной величины вектора её единицы*.

Уравнение измерений в операторной форме [1] может быть представлено как

$$\lambda^* = R_2 k R_1 \gamma(t), \quad (1)$$

где  $\lambda^*$  – результат измерения;  
 $\gamma(t)$  – входное воздействие;  
 $R_1$  – оператор, представляющий преобразования, выполняемые в аналоговой форме;  
 $k$  – оператор сравнения с единицей (аналого-цифровое преобразование);  
 $R_2$  – оператор, представляющий преобразования, выполняемые в числовой форме.

Это уравнение с полным правом может быть названо общим уравнением измерительного преобразования.

Представим геометрический образ соотношения (1) без оператора  $R_2$ , принадлежащего, очевидно, косвенному измерению. Задача заключается в «геометризации» каждого из трёх сомножителей:  $\gamma(t)$ ,  $R_1$  и  $k$ .

Прежде всего, естественно представить аналоговую часть измерительного устройства, в котором осуществляется преобразование (1), пространством аффинной связности, в общем составленном из нескольких подпространств, каждое из которых соответствует элементарному многообразию. Последние могут представлять как отдельные функциональные узлы измерительного канала (датчик, нормирующий преобразователь), так и их конструктивные элементы. Практически удобно выбрать в качестве координат такого многообразия измеряемую величину,

конструктивные параметры устройства и влияющие факторы, к которым мы будем относить и неинформативные параметры объекта. При этом имеет смысл отнести к последним и время  $t$ , фигурирующее в (1) в виде отдельного параметра. Его влияние на процессы в измерительном устройстве проявляется двояко: через динамические свойства последнего и через изменение со временем конструктивных параметров (старение).

Вектор входного воздействия  $\gamma(t)$ , естественно, не требует геометризации, поскольку уже является геометрическим объектом. Его мерность, очевидно, совпадает с мерностью моделирующего пространства. Правда, в общем случае, при сложных физических закономерностях,  $\gamma(t)$  – не вектор, т.к. его координаты криволинейны. Прямолинейные (аффинные) координаты можно обнаружить лишь в бесконечно малой области, так что вектором можно считать совокупность дифференциалов входных величин. Полное входное воздействие получается после интегрирования.

Геометрическим эквивалентом оператора  $R_1$  является *аффинор*, закон, посредством которого каждому вектору  $X$  в пространстве сопоставляется некоторый вектор  $Y$  [2]. Если  $y = f(x_1, \dots, x_n)$  – функция аналогового преобразования  $n$  переменных, то

$$dy = \sum_i \frac{\partial y}{\partial x_i} dx_i \quad (2)$$

(подразумевается суммирование по  $i$ ). Аффинор является тензором, координаты которого  $a_{ii}$  согласно (2) определяются как  $a_{ii} = \frac{\partial y}{\partial x_i}$ .

Матрица таких координат, естественно, диагональна. Поскольку в общем случае координаты взаимозависимы, т.е.  $dx_i = \sum_j \frac{\partial x_i}{\partial x_j} dx_j$ , каждый вектор  $dx_i$

может быть разложен по составляющим  $dx_i^j = \frac{\partial x_i}{\partial x_j} dx_j$  (здесь, разумеется,

не имеется в виду суммирование), причём  $dx_i^i$  означает «самопроизвольное», т.е. вызванное неизвестными причинами изменение  $x_i$ . Если измерительное преобразование характеризует тип, т.е. множество отдельных экземпляров устройства (не производится индивидуальная градуировка), а  $x_i$  – конструктивный параметр, то  $dx_i^i$  относится к его технологическому разбросу. Таким образом, общим видом оператора  $R_1$  оказывается квадратная матрица  $A$ . Если принять  $x_i = x$  – измеряемой величине, то для бесконечно малой области  $a_{1j} = \frac{\partial y}{\partial x} \frac{\partial x}{\partial x_j}$ , при этом  $a_{11} = \frac{\partial y}{\partial x}$ .

Элемент первого столбца  $a_{i1} = \frac{\partial y}{\partial x_i} \frac{\partial x_i}{\partial x}$ . В общем случае  $a_{ij} = \frac{\partial y}{\partial x_i} \frac{\partial x_i}{\partial x_j}$ .

Такая форма выражения координат аффинора характеризует связь абсолютных изменений на входе и выходе. Если необходимо выразить связь относительных изменений на выходе с абсолютными на входе, то  $a_{ij} = \frac{1}{y} \frac{\partial y}{\partial x_i} \frac{\partial x_i}{\partial x_j}$ .

Наконец, если интересует взаимозависимость относительных изменений на входе и выходе,  $a_{ij} = \frac{x_j}{y} \frac{\partial y}{\partial x_i} \frac{\partial x_i}{\partial x_j}$ , т.е. координаты становятся

безразмерными (процент на процент) и весьма информативными в плане оценки влияния различных факторов. Так, например, если  $x_j$  – конструктивный параметр датчика, и  $a_{jj} < 1$ , нестабильность этого параметра лишь частично отражается в нестабильности выходной величины. Если же  $a_{jj} > 1$ , параметр является критичным, и требования к его стабильности должны быть повышены.

Необходимо особо отметить, что в аффиноре не должны содержаться одновременно ненулевые  $a_{ij}$  и  $a_{ji}$ , поскольку каждый из них определяет составляющую выходного вектора, получающуюся вследствие взаимосвязи  $x_i$  и  $x_j$ . Такая взаимосвязь не должна учитываться дважды. В принципе безразлично, какую из двух координат положить равной нулю, следует исходить из практического удобства – какая из них проще интерпретируется, в каком случае проще получается расчёт. Если принять равными нулю все  $a_{ij}$  или  $a_{ji}$ , матрица получается треугольной.

Итак, можно написать:

$$\begin{bmatrix} dy_1 \\ dy_2 \\ \vdots \\ dy_n \end{bmatrix} = \begin{pmatrix} a_{11} & \cdots & a_{1n} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ a_{n1} & \cdots & a_{nn} \end{pmatrix} \begin{bmatrix} dx_1^1 \\ dx_2^2 \\ \vdots \\ dx_n^n \end{bmatrix}. \quad (3)$$

Табл. 1 демонстрирует смысловое содержание различных частей матрицы аффинора. Влияние прибора на объект характеризуют такие координаты, содержащие  $\frac{\partial x}{\partial x_i}$ , которые относятся к его конструктивным параметрам (напр., масса датчика). Производные  $\frac{\partial x}{\partial x_i}$ , которые относятся к влияющим факторам, как правило, должны полагаться равными нулю,

поскольку связь таких факторов с  $x$  обычно уже учтена в  $dx$ , считающемся заданным до подключения прибора.

Таблица 1. – Структура аффинора

|                                                     |                                            |                                            |
|-----------------------------------------------------|--------------------------------------------|--------------------------------------------|
| Параметры объекта измерения                         |                                            | Влияние прибора на объект                  |
|                                                     | Внешние влияющие факторы                   | Влияние прибора на окружающее пространство |
| Влияние объекта на конструктивные параметры прибора | Влияние окружающего пространства на прибор | Конструктивные параметры прибора           |

Координаты  $a_{21} - a_{n1}$  выражают влияние объекта на прибор и на окружающую среду. Таким образом, мы здесь различаем координаты  $a_{1i}$  и  $a_{i1}$  по причинно-следственной направленности взаимодействия прибора с объектом. Второй индекс координаты выражает причину, первый – следствие. Хотя формально и в данном случае безразлично, какой из двух координат воспользоваться, проще интерпретируется, очевидно, координата, отвечающая здравому смыслу. Если взаимодействие имеет двустороннюю направленность, понятия причины и следствия, очевидно, утрачивают смысл.

Влияние объекта на прибор, скорее всего, является гипотетическим. Однако если в качестве  $x_i$  выбрать чувствительность, то производная  $\frac{\partial x_i}{\partial x}$  будет характеризовать погрешность линейности. Влияние объекта на окружающую среду следует признать нулевым, поскольку оно, подобно обратному влиянию, уже учтено в изменениях влияющих факторов. Соответственно нулевыми должны быть соответствующие производные  $\frac{\partial x_i}{\partial x}$ .

Подматрица с вершинами  $a_{22}, a_{2n}, a_{n2}, a_{nn}$  характеризует инструментальные погрешности. Пусть координаты  $x_2 - x_i$  представляют конструктивные параметры, а координаты  $x_{i+1} - x_n$  – влияющие факторы. Тогда подматрицу можно разбить на 4 блока с вершинами:  $a_{22}, a_{2i}, a_{i2}, a_{ii}; a_{2(i+1)}, a_{2n}, a_{i(i+1)}, a_{in}; a_{(i+1)2}, a_{(i+1)i}, a_{n2}, a_{ni}$  и  $a_{(i+1)(i+1)}, a_{(i+1)n}, a_{n(i+1)}, a_{nn}$ . Первый из них характеризует погрешности типа «параметр-параметр», устанавливая взаимовлияние конструктивных параметров. Эти погрешности образуют основную погрешность прибора. Если они линейно меняются с



изменением измеряемой величины, они являются мультипликативными. Второй блок –  $a_{2(i+1)}$ ,  $a_{2n}$ ,  $a_{i(i+1)}$ ,  $a_{in}$  – описывает воздействие на конструктивные параметры влияющих факторов, т.е. погрешности типа «фактор-параметр». Они также являются мультипликативными, если линейно меняются с измеряемой величиной. Третий блок, «параметр-фактор», характеризует влияние прибора на окружающую среду, которое обычно не учитывается. Однако прибор находится с окружающей средой в том же отношении, что и с объектом, и способен изменить её характеристики. В особых случаях, при высоких требованиях к точности, а также с точки зрения экологии, электромагнитной совместимости, это изменение следует учитывать. Наконец, четвёртый блок, «фактор-фактор» описывает взаимодействие влияющих факторов. Второй, третий и четвёртый блоки выражают дополнительные погрешности.

Из (3) следует, что аффино́р в приведённом виде определяет абсолютные погрешности.

Поскольку аффино́р характеризует бесконечно малую область, он в общем меняется от точки к точке, образуя *аффино́рное поле*. Скорость изменения координат аффино́ра при движении в пространстве (изменении физической ситуации) определяется, очевидно, производными вида  $\frac{\partial^2 x}{\partial x_i \partial x_j}$ ,

которые определяют *объект связности* пространства. Последний выражает степень изменения координат вектора при его параллельном перенесении вдоль некоторой траектории.

Для определения суммарной погрешности следует вначале просуммировать дифференциалы-векторы согласно (2), а затем произвести интегрирование. Однако для сложения векторов должна быть известна их взаимная ориентация, что равносильно введению метрики в векторном пространстве. Последняя должна учитывать корреляционные связи между составляющими погрешности, подразумеваемыми в общем случае случайными.

Перейдём к интегрированию. Интегрирование по  $x$  координаты аффино́ра  $a_{11}$  (чувствительности) даёт  $y = f(x)$  – аналитическое выражение функции преобразования. Эта функция наверняка принадлежит одной из групп, перечисленных в табл. 2.

Однако целью измерения является не преобразование, а сохранение. В самом деле, для того, чтобы по измеренным характеристикам преобразованного сигнала можно было восстановить характеристики исходного, необходимо сохранить какие-то соотношения между сигналами при использованном преобразовании.

Таблица 2. – Группы преобразований и их инварианты

| Группа                    | Аналитическое выражение                                                    | Инвариант                          | Аналитическое выражение                                     |
|---------------------------|----------------------------------------------------------------------------|------------------------------------|-------------------------------------------------------------|
| Тождественная             | $y = x$                                                                    | Евклидово расстояние               | $x_2 - x_1$                                                 |
| Сдвига                    | $y = x + \beta$                                                            | Евклидово расстояние               | $x_2 - x_1$                                                 |
| Подобия                   | $y = \alpha x$                                                             | Отношение 2-х точек                | $x_2 \cdot x_1$                                             |
| Аффинная (линейная)       | $y = \alpha x + \beta$                                                     | Простое отношение 3-х точек прямой | $\frac{x_2 - x_1}{x_3 - x_2}$                               |
| Проективная               | $y = \frac{\alpha x + \beta}{\gamma x + \delta}$                           | Сложное отношение 4-х точек прямой | $\frac{x_3 - x_1}{x_2 - x_3} : \frac{x_4 - x_1}{x_2 - x_4}$ |
| Монотонных преобразований | $y_2 \geq y_1$ при $x_2 \geq x_1$ , либо $y_2 \leq y_1$ при $x_2 \geq x_1$ | -                                  | -                                                           |

С этой точки зрения измерительный преобразователь следовало бы называть не преобразователем, а передатчиком, т.е. в данном случае название отражает не основное, а сопутствующее свойство вещи. Это происходит потому, что передача значения величины и её преобразование (в том числе масштабное, т.е. преобразование энергетического уровня) находятся в том же отношении, в каком находятся сущность и явление. Именно преобразование, а не передача значения открыто непосредственному взгляду. Как и в других подобных случаях, предмет получил название по имени его внешнего, а не глубинного свойства.

Возможно, причина до сих пор не преодоленной трудности с классификацией измерительных преобразователей заключается в том, что все до сих пор известные её варианты строятся на той стороне вышеупомянутого дуализма, которая характеризует явление, а не сущность. Иными словами, классифицируются виды преобразований, в то время как следует классифицировать виды сохранения информации. Здесь полезно подчеркнуть, что различные геометрии рассматриваются как теории инвариантов соответствующих групп преобразований [3].

Если оценить с позиции сохранения преобразования, приведённые в табл. 2, то нужно обратить внимание на то, что из них все, кроме последнего, имеют инвариант.

Ситуация, имеющая место при использовании дробно-линейных и подчинённых им преобразований, согласуется с общим представлением о процедуре измерения. Первые такие процедуры, например, при измерении длины, состояли из двух этапов: взаимного перемещения объекта измерения и меры и их сравнения между собой. Исторически сложилось так, что эта изначальная суть измерения ныне воспринимается лишь второй своей частью, в то время как не в меньшей степени значима и первая, причём роль неперменного на заре измерений механического движения играют теперь измерительные преобразования. Аналогии между перемещениями в обычном пространстве и измерительными преобразованиями может быть придан более формальный характер. При измерении длины роль сохраняемого соотношения играет расстояние между точками, которое сохраняется при любых сдвигах и поворотах. Если на множестве всех возможных сигналов определить расстояние в терминах величин, сохраняющихся при таких преобразованиях, то мы тем самым получим геометрическую интерпретацию измерительной процедуры как преобразования, сохраняющего расстояние, т.е. как «перемещения» в соответствующем пространстве. При дробно-линейных преобразованиях (например, при использовании делителя напряжения) сохраняется сложное отношение. Если обозначить его  $V$ , то сохраняется конструкция  $|c \cdot \ln V|$ , где  $c$  – постоянная, называемая *проективной метрикой*. Поскольку дробно-линейные преобразования сохраняют проективную метрику, их естественно назвать перемещениями в проективном пространстве. При этом они являются наиболее общими из ряда преобразований, перечисленных выше, каждое из которых сохраняет расстояние. Именно это свойство позволяет эффективно осуществлять коррекцию погрешностей, либо реализовать алгоритмы, исключаяющие их появление [4]. В этих терминах отмеченные выше этапы процедуры измерения состоят в перемещении в проективном пространстве и совмещении с эталоном, т.е. полностью аналогичны простейшей процедуре измерения длины.

В отличие от прочих последнее преобразование не имеет инварианта. Это логично увязывается с трудностями, которые встречаются при построении средств измерений с характеристикой преобразования, отличающейся от первых пяти.

Что касается интегрирования по конструктивным параметрам и влияющим факторам, то здесь отметим следующее. Такое интегрирование может проводиться не только с целью определения погрешности (частной, либо суммарной), но и с целью определения изменений у при изменении конструктивных параметров в процессе проектирования. При этом суммирование также должно проводиться с учётом метрических свойств пространства.

Нам осталось геометризовать оператор сравнения с единицей  $k$  в (1). Поскольку в результате такого сравнения получается число, ясно, что происходит отделение количества от качества, избавление величины от её физического носителя. Обычно сравнение реализуется путём вычитания. Логарифмирование основного уравнения измерений даёт векторную сумму логарифмов числового значения  $\ln\{y\}$  и единицы  $\ln[y]$  [5, 6]. Отсюда становится ясным геометрическое содержание оператора  $k$  – вычитание из вектора  $\ln y$  вектора  $\ln[y]$ .

В заключение сформулируем кратко геометрический смысл измерительного преобразования: *оно представляет действие аффинорного поля средства измерений и окружающей среды на каждый бесконечно малый вектор входного воздействия с последующим вычитанием из вектора выходной величины вектора её единицы.*

#### Литература

- 1 Цветков Э.И. Основы теории измерения величин / Э.И. Цветков, И.Н. Кротков // 3-е Всесоюз. совещ. по теорет. метрологии: Тез. докл.- 1986.- С. 55 - 56
- 2 Рашевский П.К. Риманова геометрия и тензорный анализ / П.К. Рашевский // М., «Наука», 1967
- 3 Клейн Ф. Сравнительное обозрение новейших геометрических исследований / Ф. Клейн // Об основаниях геометрии. - 1956
- 4 Hung G. Nguyen. Group-theoretic approach as a general framework for sensors, neural networks, fuzzy control and genetic boolean networks / Hung G. Nguyen, Vladik Kreinovich, Chitta Baral, V. Mazin // 10-th IMEKO TC7 International Symposium: Proceedings. - 2004
- 5 Мазин В.Д. Представление физической величины в псевдоевклидовой плоскости / В.Д. Мазин // НТВ СПбГПУ.- 2012.- № 3, С. 56 - 63
- 6 Mazin V. Physical quantity as a pseudo-euclidean vector / V. Mazin // АСТА IMEKO.-2015.- № 4, Р. 4 - 8