

**Министерство образования и науки РФ
Федеральное государственное автономное образовательное учреждение
высшего профессионального образования
«Санкт-Петербургский политехнический университет»**

Г. Н. СОЛОПЧЕНКО

**ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ИНФОРМАЦИОННЫЕ
СИСТЕМЫ**

Учебное пособие

**Издание третье
переработанное и дополненное**

**Санкт-Петербург
2015**

ОГЛАВЛЕНИЕ

Список принятых сокращений.....	7
Введение	8
1. Измерительные информационные системы как средство реализации измерительных информационных технологий	9
1.1. Современное состояние измерительных информационных технологий	9
1.2. Основные понятия, принятые в измерительных технологиях...	11
1.3. Основные этапы измерительных технологий	12
1.4. Типичная структура и состав измерительных информационных систем.....	16
1.5. Характеристики качества измерений и правила округления результатов	23
2. Метрологические структурные схемы измерительных каналов измерительных информационных систем	26
2.1. Частная метрологическая структурная схема. Измерительный канал линейный. Режим измерений статический	27
2.2. Частная метрологическая структурная схема. Функция преобразования измерительного канала незначительно отличается от линейной. Режим измерений статический	33
2.3. Общая метрологическая структурная схема. Функция преобразования измерительного канала нелинейная. Режим измерений статический	36
2.4. Динамический режим измерений, прямые измерения	40
2.4.1. Применяемые измерительные преобразователи.....	40
2.4.2. Метрологическая структурная схема прямых измерений мгновенных значений измеряемой величины	41
2.5. Метрологическая структурная схема косвенных измерений	44
2.6. Примеры взаимодействия датчиков с объектом измерений	47
3. Основные компоненты измерительных каналов измерительных информационных систем	51
3.1. Датчики	51
3.1.1. Датчики температуры	51
3.1.2. Датчики деформаций	59
3.1.3. Тензорезистивные датчики	67
3.1.4. Пьезоэлектрические датчики	75
3.1.5. Потенциометрические датчики	79
3.1.6. Емкостные датчики	81
3.1.7. Индуктивные датчики	87
3.1.8. Трансформаторные (взаимноиндуктивные) датчики	92

3.1.9. Гальваномагнитные датчики	98
3.1.10. Датчики скорости вращения	105
3.1.11. Метрологические характеристики датчиков	108
3.2. Цифровые компоненты измерительных систем	110
3.2.1. Цифроаналоговые преобразователи	110
3.2.2. Аналого-цифровые преобразователи	112
3.2.3. Связь цифровых компонентов измерительных каналов с компьютером	122
3.2.4. Метрологические характеристики аналого-цифровых и цифроаналоговых преобразователей	123
3.3. Мультиплексоры	126
3.4. Устройство выборки-хранения	130
3.5. Предпочтительные виды аналоговых и цифровых сигналов, используемых в измерительных системах	133
3.5.1. Аналоговые сигналы	133
3.5.2. Цифровые сигналы	138
3.6. Средства гальванического разделения	142
3.7. Помехи и борьба с ними	145
3.8. Программное обеспечение измерительных информационных систем	148
4. Структура, состав и метрологическое обеспечение измерительных информационных систем	151
4.1. Разновидности измерительных информационных систем	151
4.2. Примеры архитектуры локальных измерительных систем	154
4.2.1. Системы с платами, устанавливаемыми в компьютер	155
4.2.2. Системы с USB – модулями.....	157
4.2.3. Крейтовые системы	158
4.2.4. Приборные системы	165
4.3. Примеры архитектуры распределенных измерительных систем.....	168
4.3.1. Интерфейс RS 485 и системы, основанные на нем.....	173
4.3.2. Системы в стандарте HART	175
4.3.3. Системы в стандарте CAN	177
4.4. Телеизмерительные информационные системы	180
4.5. Прогнозирование метрологических характеристик измерительных каналов	180
4.6. Метрологическое обеспечение создания и применения измерительных информационных систем	186
4.6.1. Содержание работ по метрологическому обеспечению.....	186
4.6.2. Нормирование метрологических характеристик измерительных информационных систем	187

4.6.3. Методы поверки (калибровки) измерительных информационных систем.....	190
4.6.4. Проверка обеспечения сохранности ПО ИИС и его защиты от преднамеренных и непреднамеренных искажений	196
Библиографический список	199

СПИСОК ПРИНЯТЫХ СОКРАЩЕНИЙ

ИИС – измерительная информационная система

ИИТ – измерительные информационные технологии

ИВК – измерительно-вычислительный комплекс

ПО – программное обеспечение

АСУ ТП – автоматическая система управления технологическим процессом

АЦП – аналого-цифровой преобразователь

ЦАП – цифроаналоговый преобразователь

УВХ – устройство выборки-хранения

$\Sigma\Delta$ АЦП – сигма-дельта аналого-цифровой преобразователь

МБМВ – международное бюро мер и весов

МОЗМ – международная организация законодательной метрологии

ИСО – международная организация по стандартизации

МЭК – международная электротехническая комиссия

ВВЕДЕНИЕ

В развитии современной промышленности, науки, строительной индустрии, здравоохранения, криминалистики и многих других сфер человеческой деятельности измерения играют существенную роль, поскольку достоверные результаты измерений являются первичной информацией, на основе которой принимаются решения. За последнее столетие, со времени Д. И. Менделеева номенклатура измеряемых величин возросла на несколько порядков, соответственно расширилась номенклатура средств измерений и так же усложнились процессы и методики измерений. В связи с этим в настоящее время уместно говорить не об отдельных фактах измерений, но об *измерительных информационных технологиях*. Достоверность измерительной информации гарантируется постоянным надзором со стороны метрологических организаций и Законом РФ «Об обеспечении единства измерений».

Понятно, что сложные современные измерительные информационные технологии (ИИТ) могут быть осуществлены не разрозненными средствами измерений, а интеллектуальными многоканальными *измерительными информационными системами* (ИИС), которые обеспечивают комплексные одновременные измерения различных величин или параметров и совместную математическую обработку результатов, учитывающую или определяющую их взаимозависимость. Интеллект ИИС обеспечивается компьютерами или процессорами. Достоверность результатов измерений – метрологическим обеспечением измерительных каналов систем, их измерительных компонентов и системы в целом.

В соответствии с тем, что первичная информация в ИИС добывается и доставляется в компьютер (процессор) средствами измерений (датчиками, измерительными преобразователями) материал настоящей брошюры в сильной степени ориентирован на ознакомление с фундаментальными основами процессов измерений, на средства измерений и на их метрологическое обеспечение.

Вначале речь идет об основных этапах подготовки и проведения измерений, о метрологических структурных схемах измерительных каналов ИИС. Затем кратко рассматриваются отдельные измерительные компонен-

ты ИИС: датчики измеряемых величин, аналого-цифровые и цифроаналоговые преобразователи, мультиплексоры. В заключение приводятся сведения о методах компоновки ИИС, о выборе предпочтительного вида аналогового сигнала, вопросы обеспечения помехоустойчивости, прогнозирование инструментальной погрешности и, наконец, краткие сведения о нормировании характеристик погрешности измерительных каналов и методах их экспериментальных испытаний. Материал о компоновке ИИС излагается в свете экономически целесообразного метода комплектования систем из унифицированных встраиваемых модулей, в том числе встраиваемого компьютера, объединенных в специфические стандартизованные корпуса (крейты), оснащенные средствами обмена информацией – общей шиной или объединительной платой.

Распределенные ИИС создаются из совокупности локальных модульных систем, встраиваемые компьютеры которых объединяются в единую компьютерную сеть под управлением центрального компьютера, оснащенного программным обеспечением. Те программы и программные модули, входящие в состав программного обеспечения (ПО) локальных и распределенных ИИС, которые выполняют функции сбора, обработки, хранения и представления измерительной информации, выделены и именованы в ГОСТ 8.654, как метрологически значимое программное обеспечение. Ввиду того, что этот компонент (ПО) напрямую определяет точность функционирования соответствующей ИИС, он должен быть защищен от любых санкционированных и несанкционированных искажений. Особую роль защита информации в ИИС играет при расследовании причин сбоев и катастроф, возникающих на объектах, где такие системы применяются для мониторинга объекта или для управления технологическими процессами. Организация разработки и испытания разработанных средств такой защиты также описаны в настоящем учебном пособии.

Автор пользуется возможностью выразить искреннюю глубокую благодарность профессору Вадиму Глебовичу Кноррингу, который дал ряд ценных замечаний по тексту учебного пособия и является автором разделов 4.2, 4.3.

1. ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ИНФОРМАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ КАК СРЕДСТВО РЕАЛИЗАЦИИ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ИНФОРМАЦИОННЫХ ТЕХНОЛОГИЙ

1.1. СОВРЕМЕННОЕ СОСТОЯНИЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ИНФОРМАЦИОННЫХ ТЕХНОЛОГИЙ

Измерительная информационная технология – (measuring information technology) – технология подготовки и выполнения измерений, включающая в себя осуществление информационного взаимодействия средств измерений с объектом, а также методы получения, обработки, представления и передачи количественной информации о значениях измеряемых величин, обеспечивающих требуемую достоверность и сохранность этой информации.

Современные измерительные информационные технологии (ИИТ) являются подмножеством информационных технологий (см. рис. 1). Специфическими признаками, выделяющими ИИТ из общего многообразия информационных технологий, являются:

- ярко выраженные познавательные цели и функции;
- получение первичной информации в результате специально организованного физического взаимодействия с объектом;
- особая ответственность за объективность и достоверность измерительной информации, возложенная действующим законодательством на операторов и на применяемые средства измерений.

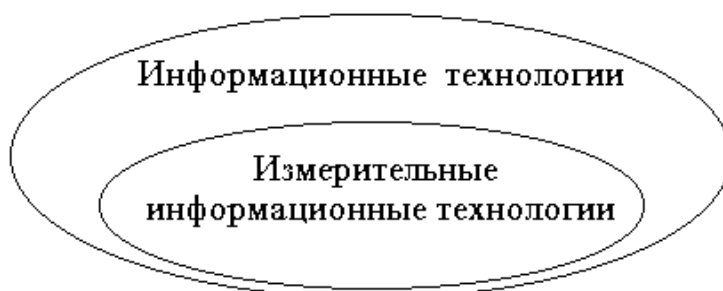


Рис. 1. Измерительные информационные технологии в группе информационных технологий

Продукцией ИИТ являются результаты измерений, которые “поставляются” для использования в иных информационных технологиях в качестве исходной информации.

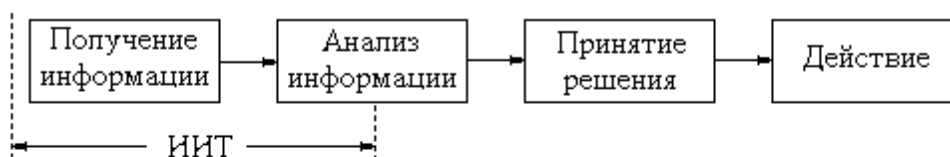


Рис.2. Место ИИТ в технических системах управления, в испытаниях продукции, в экологическом мониторинге, в медицинской диагностике и других сферах деятельности.

На рис. 2 в укрупненном виде представлено функционирование (поведение) любой технической, управленческой, социальной или биологической системы, как последовательность операций, первой среди которых является получение первичной информации от объекта в результате информативного взаимодействия с ним. Конкретная форма, в которой исполняется эта первая операция в той или иной сфере деятельности, различна. При научных исследованиях, при разработке, производстве и эксплуатации промышленных объектов, технических средств, транспорта, систем управления, при экологическом мониторинге, во многих других сферах первым действием являются измерения. В поведении человека или иной биологической системы первичная информация «добывается» в органолептической форме, в армии первичная информация получается в результате разведывательных действий, в социальных и государственных системах – в результате социологического опроса населения. Понятно, что конечный результат действий в сильной степени зависит от качества информации, получаемой на первом этапе, поэтому к ней должны предъявляться весьма высокие требования.

Обеспечение взаимного доверия к результатам измерений в таких сферах, как торговля, экология, научно-техническая кооперация, интерпол, является важнейшим фактором для развития международного доверия и сотрудничества. Решение этой задачи в масштабе планеты достигается, благодаря созданию, совершенствованию, хранению и международному сличению государственных эталонов, разработке единых правил и

норм выполнения измерений. Эти задачи решаются на основе межправительственных соглашений под методическим руководством международных метрологических организаций, среди которых в первую очередь следует назвать Международное Бюро Мер и Весов (МБМВ, создано 20 мая 1875 года в день подписания метрической конвенции) и Международную Организацию Законодательной Метрологии (МОЗМ, создана в 1963 году). Деятельность этих организаций поддерживается международной организацией по стандартизации (ИСО). С ними тесно сотрудничает Международная Электротехническая Комиссия (МЭК). Кроме этих глобальных организаций созданы и действуют региональные метрологические организации на территориях Европы, Северной Америки, Азии и других континентов.

1.2. ОСНОВНЫЕ ПОНЯТИЯ, ПРИНЯТЫЕ В ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ТЕХНОЛОГИЯХ

Метрология – сфера деятельности и наука об измерениях, методах и средствах обеспечения их единства и способах достижения требуемой точности.

Измерение – познавательный процесс, заключающийся в нахождении численного значения измеряемой величины опытным путем с помощью специальных технических средств, называемых средствами измерений.

Измеряемая величина – величина, подлежащая измерению.

Величина – свойство (атрибут) физического объекта (явления, вещества, изделия, биологического объекта), которое может определяться количественно.

Размер величины – количественное содержание в данном объекте свойства, соответствующего понятию “величина”.

Значение величины – выражение размера величины в виде некоторого числа принятых для нее единиц.

Единица величины – величина фиксированного размера, которой по согласованию присвоено числовое значение, равное единице.

Абсолютная погрешность измерения – разность между результатом измерения и истинным значением измеряемой величины, выражается в единицах измеряемой величины.

Относительная погрешность измерения – отношение абсолютной погрешности к истинному значению измеряемой величины, выражается в процентах.

*Единство измерений (traceability of measurement)*¹ – состояние измерений, при котором их результаты выражены в узаконенных единицах величин, и погрешности измерений не выходят за установленные границы с заданной вероятностью.

Достижение единства измерений приводит к обеспечению взаимного доверия к результатам измерений вне зависимости от места их выполнения. Подобное состояние измерений приобретает особое значение для научного, технического и экономического сотрудничества и торговли, при разрешении спорных вопросов и претензий как внутри стран, так и на межгосударственном уровне. Не случайно поэтому Международное Бюро Мер и Весов – первая межправительственная организация, задачей которой является обеспечение взаимного доверия к результатам измерений на нашей планете..

Государственное управление по обеспечению единства измерений в Российской Федерации осуществляет департамент Росстандарт, входящий в состав Министерства промышленности и торговли, через государственные научные метрологические центры (метрологические институты), территориальные органы государственного метрологического надзора, действующие во всех субъектах федерации, а также через метрологические службы юридических лиц, аккредитованные в установленном порядке.

1.3. ОСНОВНЫЕ ЭТАПЫ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ТЕХНОЛОГИЙ

В дальнейшем будем различать прямые и косвенные измерения.

Прямое измерение – измерение, при котором результат измерения получают непосредственно из опытных данных.

В некоторых случаях прямое измерение величин оказывается невозможным или нецелесообразным. Тогда прибегают к *косвенным измерениям*.

¹ Английские термины приводятся только в тех случаях, когда, являясь стандартными, они не являются калькоподобным переводом термина отечественного

Косвенное измерение – определение искомого значения измеряемой величины путем вычислений на основании результатов прямых измерений других величин, функционально связанных с искомой величиной.

Основным инструментом реализации современных измерительных технологий все чаще становятся измерительные информационные системы, выполняющие прямые и косвенные измерения. Этапы подготовки и выполнения прямых измерений, которые выполняются в одном измерительном канале ИИС, представлены на рис. 3.

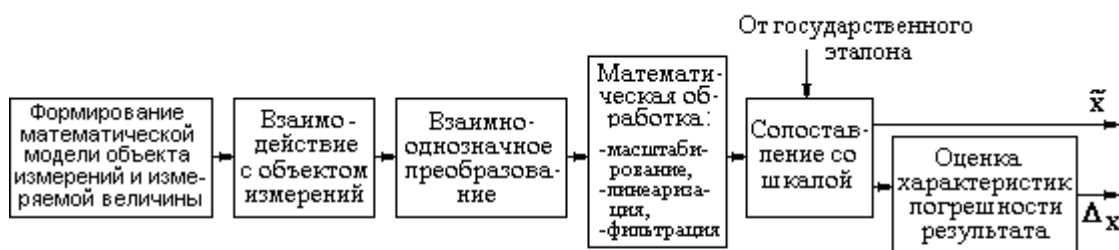


Рис.3. Этапы прямых измерений

Первым этапом перед планированием и выполнением любой измерительной процедуры является формализация математической модели объекта измерений и измеряемой величины. В результате раскрываются параметры объекта или измеряемой величины, подлежащие измерению. Так, перед измерением диаметра стержня необходимо представить его, как круглый цилиндр с указанием отклонений от круглости. При измерении температуры воздуха в некотором объеме необходимо представить модель распределения температуры в этом объеме и сформулировать параметры измеряемой температуры, подлежащие измерению: среднюю температуру по объему, или как минимальную и максимальную температуры, или как температуру в какой-либо точке объема.

На следующем этапе организуется взаимодействие измерительного инструмента с объектом измерений. Этот этап является важнейшим в процедуре восприятия информации от объекта. В нем сконцентрирована физическая, информационная и философская сущность измерений, как познавательного процесса. Именно здесь сталкиваются две противоположные стороны любого познания: без взаимодействия с объектом познание

невозможно, но это взаимодействие искажает объект, что приводит к потере части информации. В связи с изложенным это взаимодействие должно быть:

- достаточно “деликатным” по отношению к объекту с тем, чтобы извлечь максимум информации при минимальном искажении объекта и минимальном влиянии на измерительный инструмент (как правило, это датчик);
- избирательным только по отношению к измеряемой величине и нечувствительным по отношению к иным свойствам и параметрам объекта;
- нечувствительным к внешним мешающим факторам: климатическим, механическим и другим;
- стабильным во времени.

Пусть измеряемая величина x неизменна. Сигнал измеряемой величины x , воздействующий на чувствительный элемент измерительного инструмента, порождает реакцию этого инструмента в виде сигнала измерительной информации y , который должен быть связан с сигналом измеряемой величины взаимнооднозначной стабильной зависимостью $y = f(x)$. Эта зависимость в современных нормативных документах называется статической характеристикой преобразования или функцией преобразования. Иногда ее называют градуировочной характеристикой.

Сигнал измерительной информации y в каждом измерительном канале обычно подвергается преобразованиям, таким, как фильтрация, усиление, ослабление, нелинейное преобразование, преобразование в цифровой код, математическая обработка. Все эти преобразования должны быть взаимнооднозначными, стабильными во времени, не зависящими от действия внешних мешающих факторов.

Первоначальная математическая обработка результатов прямых измерений имеет целью масштабирование, линеаризацию и цифровую фильтрацию получаемых сигналов. Масштабирование и линеаризация не противоречат определению прямых измерений, поскольку они направлены на приведение получаемых аналоговых или цифровых кодированных сигналов измерительной информации к входному сигналу путем обращения функций преобразования. Если измерительный канал линейный и его функция преобразования есть $y = Kx$, где x – измеряемая величина, тогда

масштабирование заключается в делении полученных результатов на коэффициент K и тем самым – в получении результата прямых измерений. Если номинальная функция преобразования есть $y = f(x)$, то выполняется линеаризация, то есть по каждому полученному значению \tilde{y}_i (может быть, дискретному и цифровому) вычисляется соответствующее ему значение измеряемой величины $\tilde{x}_i = f^{-1}(x)$, то есть результат измерения, где $f^{-1}(x)$ – функция, обратная номинальной функции преобразования. Цифровая фильтрация применяется для освобождения результатов от помех и пульсаций. Понятно, что на этапе линеаризации неточные знания реальных функций преобразования могут привести к недопустимо большим погрешностям результатов измерений. Во избежание этого функция преобразования должна быть определена настолько точно, чтобы отличие результатов измерений от значений измеряемой величины не превышало по модулю ожидаемого значения погрешности.

Определение и контроль функций преобразования выполняется индивидуально для каждого измерительного устройства с помощью метрологического эксперимента, в котором используются точные источники образцовых (эталонных) значений измеряемых величин и образцовые (эталонные) средства измерений. Тем самым каждому измерительному устройству передается шкала величины, подлежащей измерению. Эта операция является одной из ступеней иерархической системы передачи размеров единиц величин от государственного первичного эталона, благодаря чему обеспечивается единство измерений как в отдельном государстве, так и во всем мире. Понятно, что подобные операции применяются ко всему каналу в целом, они не могут быть локализованы в каком-либо одном месте, не могут происходить при каждом измерении, но их обязательность несомненна.

Для того чтобы отметить обязательность этих операций, а также чтобы подчеркнуть их влияние на оценку характеристик погрешности результатов измерений, на схеме рис. 3 эти операции искусственно представлены как некий заключительный этап, который реализуется после этапов масштабирования, линеаризации и фильтрации и перед этапом оценки характеристик погрешности результата.

Оценка характеристики погрешности результата измерений является заключительным и обязательным этапом измерения, в ходе которого оператору должны быть представлены не только результат измерения, но и предельная характеристика Δ_x возможной погрешности этого результата, то есть характеристика остаточной неопределенности результата измерений.

1.4. ТИПИЧНАЯ СТРУКТУРА И СОСТАВ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ИНФОРМАЦИОННЫХ СИСТЕМ

Любая измерительная информационная система – это специфическое *средство измерений*, предназначенное для измерения нескольких однородных или неоднородных измеряемых величин и представляющее собой совокупность датчиков, измерительных преобразователей и вспомогательных устройств, в том числе, компьютеров, функционирующих, как единое целое.

Средство измерений – техническое средство, предназначенное для выполнения измерений и имеющее нормированные метрологические характеристики.

Метрологические характеристики – характеристики метрологических свойств средств измерений, оказывающие влияние на результат измерений и на его погрешность.

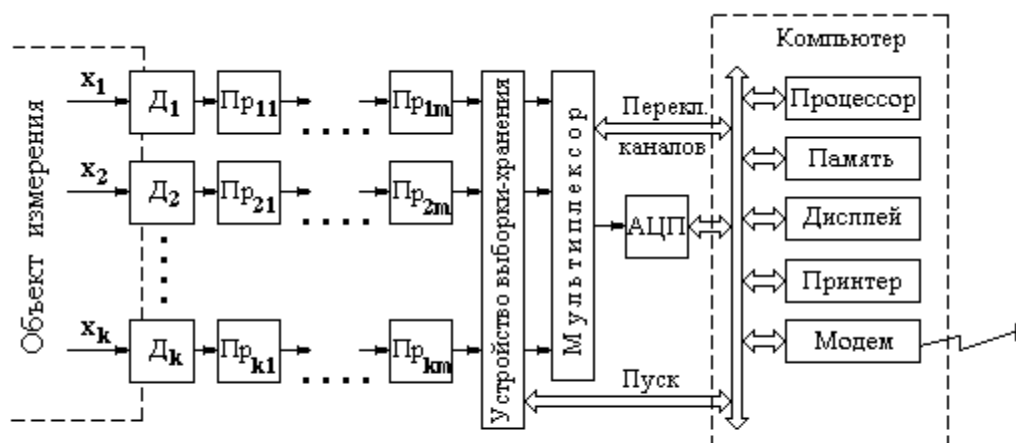


Рис. 4. Типовая структура измерительных информационных систем

Метрологические характеристики, их сохранность во времени являются основными показателями качества средств измерений.

Наиболее подробная структурная схема ИИС, которые создавались в 70 – годах XX века для измерений параметров крупных промышленных объектов, для испытаний двигателей, для прочностных и метрологических испытаний представлена на рис. 4. Каждый i – ый измерительный канал таких систем состоял из нескольких последовательно включенных измерительных преобразователей Pr_{ij} , первым из которых был датчик D_i . Количество каналов k ($i = 1, 2, \dots, k$) таких систем, приходящих на один мультиплексор и АЦП составляло от 32 до 100. Если требовалось больше каналов, то применялось несколько мультиплексоров, которые вместе с АЦП подключались либо к одному компьютеру, либо к отдельным компьютерам, объединенным в компьютерную сеть по проводным каналам связи или через модем и радиоканал.

В многоканальных ИИС мультиплексор подключает выходные сигналы измерительных каналов ко входу АЦП последовательно. Если эти сигналы изменяются во времени, то из-за различия фактических моментов измерения может возникнуть погрешность, вызванная тем, что результаты измерения мгновенных значений сигналов компьютер вынужденно приписывает одному моменту, например, моменту запуска цикла измерений (моменту запуска опроса каналов). Для существенного уменьшения этой погрешности перед мультиплексором устанавливается многоканальное устройство выборки-хранения (УВХ), которое по приказу от компьютера запоминает мгновенные значения сигналов на выходах всех каналов на все время, необходимое для одного цикла опроса. Подобное устройство предусматривается перед входом автономно применяемых АЦП, которые предназначены для измерения мгновенных значений быстро изменяющегося единственного сигнала.

Измерительные каналы ИИС, предназначенные для измерения параметров сильно рассредоточенных объектов (например, энергоблоков атомных электростанций), были также рассредоточены и расстояния между отдельными преобразователями каналов доходило до 800 метров. Количество преобразователей m ($j = 1, 2, \dots, m$) в отдельных каналах доходило до пяти и более. Понятно, что подобные ИИС были громоздки-

ми, они комплектовались в большом количестве унифицированных стоек и занимали площадь от десятков до сотен квадратных метров.

В конце 70 – х годов, когда приборостроительная промышленность начала выпускать широкую номенклатуру датчиков различных физических величин, измерительных преобразователей, возникло предложение о блочно-модульном создании ИИС, для чего необходимо было обеспечить конструктивную, информационную и метрологическую совместимость всех компонентов ИИС кроме датчиков. Были разработаны необходимые нормативные документы, унифицированные конструкции и их элементы, построен и введен в действие завод по изготовлению унифицированных корпусов и аксессуаров к ним. Анализ потребностей в ИИС показал, что блочно-модульный принцип целесообразно применить не для создания ИИС в целом, а для построения только ее унифицированного ядра, без датчиков и программного обеспечения. Это унифицированное ядро ИИС получило название *измерительно-вычислительный комплекс* (ИВК) (см. стандарт [6]). Разнообразие ИВК гораздо меньше разнообразия ИИС, поскольку разнообразие ИИС порождается спецификой датчиков, их пределами измерений, их формой, габаритами и массой, способами их крепления к объекту, различиями взаимодействия с объектом и так далее. Кроме различия датчиков ИИС различного назначения должны иметь различное, соответствующее каждому объекту программное обеспечение, специфическую последовательность опроса каналов, время их опроса, методы обработки данных. В этой связи унификация выходных сигналов датчиков различных измеряемых величин, приведение выходных сигналов датчиков к одному диапазону вне зависимости от их назначения и диапазонов объективно дает шансы ускорить и удешевить проектирование и создание необходимых ИИС на базе ИВК. Реализовать этот прогрессивный принцип создания разнообразных ИИС в России, к сожалению, не удалось.

За время, прошедшее с создания первых ИИС, электронные технологии, технологии создания и архитектура компьютеров достигли выдающихся успехов. Интеграция и существенное улучшение технических характеристик электронных микросхем, феноменальные успехи в уплотнении устройств памяти, успехи в организации и в реализации компьютерных сетей и сетей связи, создание новых однопроводных и беспроводных

интерфейсов очень сильно повлияли на структуру современных ИИС. Измерительные преобразователи каждого измерительного канала стали настолько компактными, что все они вместе с устройством выборки и хранения (УВХ), мультиплексором и АЦП размещаются на одной печатной плате, которая представляет собой один многоканальный измерительный преобразователь выходных сигналов группы однородных датчиков в цифровой код. Для каждой группы датчиков однородных измеряемых величин разрабатываются и выпускаются подобные многоканальные одноплатные измерительные преобразователи, и их номенклатура постоянно расширяется. Конструктивное исполнение таких одноплатных измерительных преобразователей позволяет обеспечивать их совместную работу в унифицированном корпусе (крейте) под управлением компьютера, который встраивается в этот же крейт. Обмен сигналами служебной и измерительной информации между преобразователями и встроенным компьютером осуществляется через общую для всех компонентов шину или объединительную плату вне зависимости от места (слота), куда вставлен одноплатный преобразователь. Количество мест (слотов), предусмотренных в унифицированных корпусах (крейтах) для размещения в них одноплатных измерительных преобразователей, варьируются от 4 до 16. Таким образом мы убеждаемся в том, что отечественная идея создания ИВК, как унифицированного ядра ИИС, получает всемирное воплощение. Понятно, что в ряде случаев подобная унификация неизбежно порождает избыточность, которая оправдывается технико-экономическими преимуществами.

Для создания на этой основе ИИС необходимо подключить датчики к входным контактам одноплатных измерительных преобразователей и установить на встроенном компьютере программы, которые управляют измерениями и выполняют заданную математическую обработку результатов измерений. Одна из возможных структурных схем подобной ИИС представлена на рис. 5. К каждому из многоканальных преобразователей подключаются датчики однородных измеряемых величин. Все эти датчики должны иметь однотипные выходные сигналы, изменяющиеся в одном диапазоне, и могут находиться на некотором расстоянии от преобразователей, что символически показано на рис. 5 пунктиром. Если к первому преобразователю подключено k_1 датчиков, то ко второму преобразовате-

лю подключается k_2 датчиков, предназначенных для измерения других однородных измеряемых величин и так далее. Общее количество преобразователей n . Вычислительные возможности встраиваемых компьютеров,

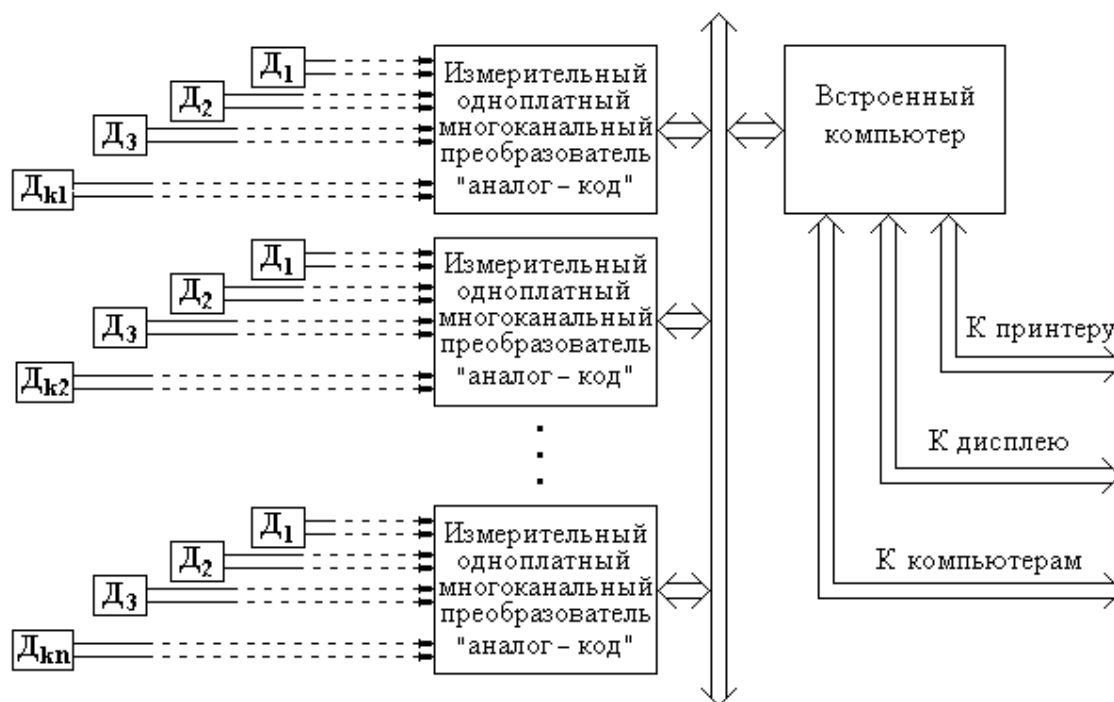


Рис. 5. Возможная структура современной локальной ИИС

объем памяти и быстродействие в полной мере соответствуют мировому уровню компьютерной техники. К встраиваемому компьютеру могут подключаться внешние устройства, такие, как дисплей и принтер, а также имеется возможность подключения к другим компьютерам с целью создания компьютерной сети, если это необходимо.

Система, структура которой представлена на рис. 5, чаще всего применяется, как локальная ИИС, с помощью которой выполняются измерения параметров объекта, занимающего незначительное пространство. Для выполнения скоординированных измерений параметров объекта, распределенного на большом пространстве, придется применить распределенную ИИС, которая может быть построена, как совокупность локальных систем, объединенных одним компьютером верхнего уровня. Основной задачей компьютера верхнего уровня является диспетчеризация работы таких локальных систем и обмен информацией с этими локальными системами

благодаря возможности связи встраиваемых компьютеров с другими компьютерами. Межкомпьютерная связь осуществляется с помощью сетевого программного обеспечения и средств межмашинной связи (телефонные каналы, радиоканалы, оптоволоконные линии связи, каналы спутниковой связи и другие). Более подробные сведения об архитектуре, разнообразных структурах и конструктивном многообразии современных измерительных информационных систем приведены в разделе 4.

Основными измерительными компонентами ИИС являются измерительные преобразователи.

Измерительный преобразователь – средство измерений, предназначенное для взаимнооднозначного преобразования сигнала измеряемой величины или сигнала измерительной информации, действующего на входе преобразователя, в выходной сигнал, удобный для дальнейших преобразований, обработки, передачи и (или) хранения.

Сигнал измеряемой величины – изменяющаяся во времени измеряемая величина.

Сигнал измерительной информации – сигнал, функционально взаимно однозначно связанный с сигналом измеряемой величины. Сигнал измеряемой величины – частный случай сигнала измерительной информации.

Измерительные преобразователи являются наиболее обширной группой средств измерений и практически все могут быть измерительными компонентами измерительных информационных систем. Этот вид средств измерений включает в себя датчики, аналоговые, аналого-цифровые, цифроаналоговые измерительные преобразователи.

Выходной сигнал измерительного преобразователя не может быть непосредственно воспринят оператором.

Датчик (сенсор, первичный измерительный преобразователь) – измерительный преобразователь, на входе которого непосредственно действует измеряемая величина. Под действием измеряемой величины датчик вырабатывает сигнал измерительной информации. Датчик всегда является первым элементом измерительных каналов измерительных информационных систем.

Выходной сигнал некоторых датчиков требует предварительного преобразования, которое выполняется с помощью специальных электри-

ческих или электронных схем, на выходе которых формируется сигнал измерительной информации, удобный для дальнейших преобразований. Чаще всего это сигнал постоянного напряжения или тока, реже – сигнал переменного напряжения, модулированный по частоте или амплитуде.

Последующими измерительными преобразователями могут быть измерительные усилители, фильтры, аналоговые линейризаторы.

Аналого-цифровые преобразователи (АЦП) являются неизменным компонентом измерительных информационных систем и осуществляют финишное физическое преобразование аналогового сигнала измерительной информации в двоичный код, который вводится в компьютер или процессор. Его выходной код имеет ограниченное количество разрядов, и поэтому при аналого-цифровом преобразовании происходит квантование, то есть округление входного сигнала на величину цены младшего разряда выходного кода.

Как видно из структурных схем рис. 4, 5, перед АЦП в подавляющем большинстве ИИС располагаются устройство выборки-хранения (УВХ) и мультиплексор, которые также являются неизменными компонентами ИИС.

В некоторых ИИС с целью управления внешними устройствами требуется формирование и вывод аналоговых сигналов. Для этого применяются цифро-аналоговые преобразователи (ЦАП). Обычно выходные сигналы ЦАП – это сигналы напряжения. Кроме того, существуют ЦАП с выходными сигналами в виде температуры, давления, сопротивления и т.п.

В составе некоторых ИИС, предназначенных для измерений при научных исследованиях или испытаниях продукции, применяются измерительные приборы, оснащенные средствами связи с компьютером.

Измерительный прибор – средство измерений, предназначенное для получения значений измеряемой величины в форме, доступной для непосредственного восприятия оператором.

Измерительные приборы применяются в составе измерительных систем или вместе с ними очень редко, в основном, как средство визуального контроля при научных исследованиях или при ответственных испытаниях продукции. В тех случаях, когда информационная измерительная система является подсистемой управления технологическим процессом, в эту си-

стему управления могут входить как аналоговые, так и цифровые измерительные приборы, которые устанавливаются, как правило, на щитах для обеспечения информацией человека – оператора.

1.5. ХАРАКТЕРИСТИКИ КАЧЕСТВА ИЗМЕРЕНИЙ И ПРАВИЛА ОКРУГЛЕНИЯ РЕЗУЛЬТАТОВ

Основными характеристиками качества измерений, выполняемых ИИС, являются характеристики погрешности результатов измерений в каждом измерительном канале. В качестве характеристики погрешности результатов измерений в соответствии с законом РФ «Об обеспечении единства измерений» чаще всего принимается интервал, в пределах которого с заданной вероятностью находится погрешность. Обычно эта вероятность выбирается в пределах 0.9 – 0.95. Этот интервал, по сути дела, есть не что иное, как интервал неопределенности измерений. Ширина этого интервала в значительной степени определяется взаимодействием датчиков с объектом измерений, метрологическими характеристиками измерительных компонентов измерительных каналов ИИС, а также теми погрешностями, которые вносит программное обеспечение.

Погрешность результата любого измерения есть отличие его от истинного значения измеряемой величины, которое происходит в силу следующих причин:

- стохастическая природа объекта измерений;
- несовершенство средств измерений;
- некорректное применение средств измерений, в результате которого вследствие неизбежного взаимодействия между объектом измерений и средством измерений могут изменяться свойства объекта и свойства средства измерений;
- воздействие на средство измерений разнообразных мешающих факторов, называемых *влияющими величинами*.

Влияющая величина – величина, оказывающая влияние на результаты и на погрешности измерений, но не являющаяся измеряемой.

Предположим, что измеряемая величина не изменяется во времени, а ее значение есть x . Пусть \tilde{x} – результат измерения, тогда разность $\Delta x = \tilde{x} - x$ есть *абсолютная погрешность результата измерений*.

Абсолютная погрешность результата измерений – разность между результатом измерения и истинным значением измеряемой величины, выражается в единицах измеряемой величины.

В общем случае погрешность измерения Δx может содержать систематическую и случайную составляющие.

Систематическая составляющая погрешности, систематическая погрешность – погрешность, значения которой остаются неизменными при повторных измерениях одной и той же неизменной измеряемой величины в одинаковых условиях.

Случайная составляющая погрешности, случайная погрешность – погрешность, значения которой изменяются случайным образом при повторных измерениях одной и той же неизменной измеряемой величины в одинаковых условиях.

При многократном измерении величины, истинное значение которой равно x , и при наличии случайной погрешности результаты измерений будут попадать на ось с различной плотностью, которая определяется характером случайной составляющей погрешности. Обычно с наибольшей плотностью результаты измерений группируются вблизи значения $x + \Delta_C$, где Δ_C – систематическая составляющая погрешности измерений. Тогда для оценки погрешности назначают такие границы $(-\Delta_X, \leq \Delta_X)$, чтобы интервал, лежащий между ними, содержал сумму обеих составляющих погрешности с заданной вероятностью P_0 . Математическая запись имеет вид

$$P(-\Delta_X \leq \Delta x \leq \Delta_X) = P_0,$$

где Δ_X – характеристика общей абсолютной погрешности результата измерения, $P(\bullet)$ – вероятность события, обозначенного в скобках.

Интервал $(-\Delta_X, \leq \Delta_X)$ представляет собой интервал неопределенности, которая осталась неисчерпанной в результате выполненного измерения, а значение Δ_X – это характеристика абсолютной погрешности результата измерений. Вероятность P_0 выбирается из диапазона (0,8 – 0,95).

Характеристика погрешности Δ_X – основная характеристика качества результата измерения и остаточной неопределенности значения измеряемой величины. Результат каждого измерения должен сопровождаться оценкой этой характеристики.

Форма выражения характеристики погрешности может быть двоякой: в виде предельного значения Δ_X абсолютной погрешности либо предельного значения γ_x *относительной погрешности*, где $\gamma_x = \Delta_X/x$.

Относительная погрешность результата измерений – отношение абсолютной погрешности результата измерений к истинному значению измеряемой величины. Она выражается в относительных единицах или в процентах:

$$\gamma = \frac{\Delta x}{x} 100\%.$$

Поскольку истинное значение измеряемой величины неизвестно, относительная погрешность вычисляется по отношению к результату измерения. Покажем, что такая замена в большинстве случаев допустима, ибо она приводит к изменению значения погрешности на величину второго порядка малости по сравнению с погрешностью:

$$\gamma_x = \frac{\Delta x}{\tilde{x}} = \frac{\Delta x}{x + \Delta x} = \frac{\Delta x}{x} \frac{1}{\left(1 + \frac{\Delta x}{x}\right)} = \frac{\Delta x}{x} \left(1 - \frac{\Delta x}{x} + \left(\frac{\Delta x}{x}\right)^2 - \dots\right) \approx \frac{\Delta x}{x} \quad (1)$$

При измерениях, выполняемых с помощью ИИС, результаты измерений и погрешности предъявляются пользователю с избыточным количеством цифр, что создает впечатление об очень точном измерении. Особенно ярко это проявляется при усреднении результатов многократных измерений. Предельная погрешность (неопределенность) измерений оценивается с таким же количеством цифр.

Пусть, например, результат усреднения результатов измерений получен в виде 8,352487941, а оценка предельной абсолютной погрешности 0,003567835.

Ясно, что все цифры результата, находящиеся на третьем месте после запятой и далее, недостоверны, поскольку расположены внутри зоны погрешности, ограниченной первой цифрой, находящейся также на третьем

месте после запятой. Поэтому результат следует округлить до того знака (разряда), в котором появилась первая значащая цифра погрешности. В данном случае это третий знак после запятой.

Погрешность бессмысленно выражать всеми значащими цифрами. В соответствии с действующей нормативной метрологической документацией погрешность выражается всего одной или максимум двумя значащими цифрами и должна округляться в сторону увеличения.

Поэтому в данном примере результат должен выражаться числом 8.352, а предельная абсолютная погрешность (неопределенность) этого результата – числом 0.004.

2. МЕТРОЛОГИЧЕСКИЕ СТРУКТУРНЫЕ СХЕМЫ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ КАНАЛОВ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ИНФОРМАЦИОННЫХ СИСТЕМ

Цели составления метрологических структурных схем измерительных каналов:

- анализ причин и локализация источников составляющих погрешности результата измерений;
- получение расчетных формул для оценки характеристик погрешности средств измерений и результатов измерений.

В настоящем разделе рассматриваются метрологические структурные схемы измерений, выполняемых измерительными каналами измерительных информационных систем в статическом и динамическом режимах. В соответствии с типовой структурой измерительной системы, представленной в разделе 1.4, заключительным физическим элементом каждого измерительного канала является АЦП, выполняющий измерения в дискретные моменты времени. В метрологических структурных схемах все последовательные аналоговые преобразования сигналов измерительной информации представлены одним элементом. Также одним элементом представлены такие цифровые преобразования сигнала измерительной информации, как фильтрация, масштабирование и линеаризация. Оценка характеристик погрешности результата выполняется на заключительном этапе измерения (см. также раздел 1.3).

2.1. ЧАСТНАЯ МЕТРОЛОГИЧЕСКАЯ СТРУКТУРНАЯ СХЕМА. ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЙ КАНАЛ ЛИНЕЙНЫЙ. РЕЖИМ ИЗМЕРЕНИЙ СТАТИЧЕСКИЙ

Метрологическая структурная схема прямых измерений (см. раздел 1.3), выполняемых линейным аналоговым измерительным каналом, представлена на рис. 6, на котором обозначено:

x – значение измеряемой величины;

e_1 – погрешность, вызванная стохастической природой объекта и измеряемой величины;

e_2 – погрешность, вызванная взаимодействием средства измерений с объектом;

e_3 – погрешность, вызванная пульсациями измеряемой величины и помехами;

$e = e_1 + e_2 + e_3$ – погрешность применения, возникающая только в случаях взаимодействия средства измерений с объектом;

$x_1 = x + e_1 + e_2 + e_3$ – величина, действующая на чувствительный элемент датчика;

K_p – реальный коэффициент измерительного преобразования;

K – номинальный коэффициент преобразования, декларированный для последовательности линейных измерительных преобразователей;

ε_1 – собственная погрешность преобразования аналоговой части измерительного канала, вызванная дрейфом выходного сигнала преобразователя, собственными тепловыми шумами и помехами;

ε_2 – погрешность, в состав которой входит погрешность реализации преобразования $x = y / K$, погрешность воспроизведения шкалы, погрешность округления, вызванная конечной разрядностью цифрового прибора или аналого-цифрового преобразователя, другие собственные погрешности АЦП;

\tilde{x} – результат прямого измерения величины x ;

Δx – погрешность результата измерения, $\Delta x = \tilde{x} - x$.

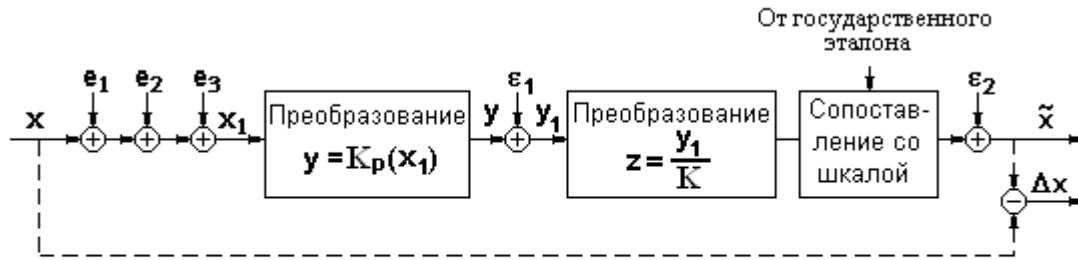


Рис. 6. Метрологическая структурная схема прямых измерений в статическом режиме

Руководствуясь рис. 6, запишем выражение для погрешности результата измерения следующим образом

$$\Delta x_i = \left[K_p (x_i + e_i) + \varepsilon_{1i} \right] \frac{1}{K} + \varepsilon_{2i} - x_i = \left(\frac{K_p}{K} - 1 \right) x_i + \frac{\varepsilon_{1i}}{K} + \varepsilon_{2i} + \frac{K_p}{K} e_i. \quad (2)$$

Вследствие неизбежной дискретизации сигналов измерительной информации, которая возникает в измерительных системах в результате коммутации и аналого-цифрового преобразования, в формуле (2) обозначения всех сигналов снабжены индексом i . Но поскольку такая индексация сильно перегрузит формулы, в дальнейшем этот индекс будет опущен.

Заметим, что выражение (2) есть выражение для вычисления характеристики погрешности. Кроме того, реальный коэффициент преобразования K_p отличается от номинального коэффициента K не более, чем на величину погрешности его технологической реализации $\Delta K = K_p - K$, относительная величина которой не превышает сотых долей. Поэтому замена

множителя $\frac{K_p}{K}$ на единицу приведет к изменению правой части выражения (2) на величину второго порядка малости по отношению к измеряемой величине. Учитывая округление характеристики погрешности в сторону

увеличения до одной–двух значащих цифр (см. раздел 1.5), мы вправе это сделать. Кроме того, сделаем замену $\varepsilon = \frac{\varepsilon_1}{K} + \varepsilon_2$. В результате выражение для погрешности измерения упрощается:

$$\Delta x = \frac{\Delta K}{K} x + \varepsilon + e, \quad (3)$$

где $\Delta K = K_p - K$ – абсолютная погрешность коэффициента преобразования, вызванная разбросом его значений на множестве средств измерений, ε – собственная абсолютная аддитивная погрешность средства измерений, e – погрешность применения.

Первое слагаемое равенства (3) линейно зависит от измеряемой величины и представляет собой произведение относительной погрешности коэффициента преобразования на значение измеряемой величины. Поэтому данная составляющая погрешности называется *мультипликативной составляющей погрешности* или *мультипликативной погрешностью*. Второе слагаемое не зависит от измеряемой величины, является *аддитивной компонентой* погрешности и вместе с первым определяется только собственными свойствами средства измерений. Поэтому сумма первых двух слагаемых формулы (3): мультипликативной и аддитивной составляющих погрешности средства измерений

$$\Delta_{\text{инст}} x = \frac{\Delta K}{K} x + \varepsilon \quad (4)$$

представляют собой *инструментальную составляющую абсолютной погрешности* или *инструментальную погрешность* линейного средства измерений.

За инструментальную погрешность несут ответственность разработчики и изготовители измерительной системы. При выпуске измерительной системы из производства, при ее транспортировании, хранении и эксплуатации инструментальная погрешность не должна превышать (может быть, с некоторой вероятностью) заранее установленного значения, то есть нормы Δ_d . Эта норма является метрологической характеристикой и сообщается потребителю измерительной системы в сопроводительной документации в качестве гарантированной характеристики. Она является также браковочным значением, которое используется при метрологических испытаниях измерительных систем для контроля сохранности их метрологических свойств. Измерительная система объявляется пригодной к применению, если погрешность всех ее измерительных каналов не превысит объявленной нормы. Поэтому данная норма именуется, как *предел допускаемой погрешности* измерительного канала. Будучи инструментальной

погрешностью, она определяется пределом возможного разброса коэффициента преобразования и пределом вероятного разброса аддитивной составляющей погрешности.

Характеристикой разброса коэффициентов преобразования на множестве однотипных измерительных каналов является предельное допустимое значение Δ_K такое, что

$$|K_p - K| = |\Delta K| \leq \Delta_K. \quad (5)$$

Характеристикой разброса аддитивной составляющей инструментальной погрешности является предельное допустимое значение Δ_ε , такое, что

$$|\varepsilon| = \left| \frac{\varepsilon_1}{K} + \varepsilon_2 \right| \leq \Delta_\varepsilon. \quad (6)$$

На инструментальную погрешность в целом устанавливается норма предельной допустимой погрешности Δ_d , такая, что

$$|\Delta_{\text{инст}} x| \leq \Delta_d, \quad (7)$$

где

$$\Delta_d = \frac{\Delta_K}{K} x + \Delta_\varepsilon. \quad (8)$$

Процесс установления нормы на инструментальную погрешность называется *нормированием характеристики инструментальной погрешности средства измерений*. Норма погрешности Δ_d в соответствии с определением, приведенным в разделе 1.4 – это метрологическая характеристика, она называется *пределом допустимой погрешности*.

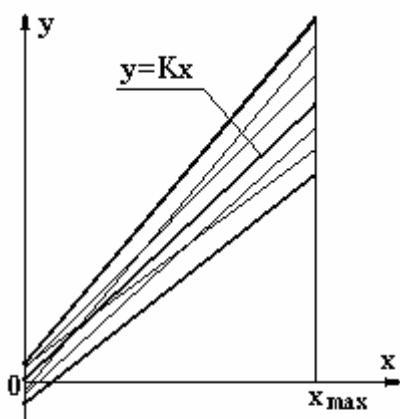


Рис. 7. Пример разброса функций преобразования линейных средств измерений

При выполнении условий (4) – (7) разброс функций преобразования подобных измерительных каналов на множестве однотипных экземпляров будет иметь вид, показанный на рис. 7. Как видно из формул (4) – (7), а также из рис. 7, границами

интервала погрешности будут расходящиеся прямые линии. Интервал при $x = 0$ целиком определяется только условием (5), которому должна удовлетворять аддитивная погрешность.

Для подавляющего большинства средств измерений и измерительных каналов, которые могут быть допущены к применению, принято устанавливать норму γ_d на относительную инструментальную погрешность $\gamma_{\text{инст}}$ (то есть нормировать инструментальную погрешность). Обычно относительная погрешность выражается в процентах.

Относительная инструментальная погрешность есть

$$\gamma_{\text{инст}} = \frac{\Delta_{\text{инст}}}{x} 100\% = \frac{\Delta K}{K} 100\% + \frac{\varepsilon}{x} 100\%. \quad (9)$$

Предел допускаемого значения (норма) относительной инструментальной погрешности выражается формулой

$$\gamma_d = \frac{\Delta K}{K} 100\% + \frac{\Delta \varepsilon}{x} 100\%. \quad (10)$$

Погрешность результата измерения превышает инструментальную погрешность применяемого измерительного канала на величину погрешности применения:

$$\Delta x = \Delta_{\text{инст}} x + e.$$

За погрешность применения несут ответственность потребители системы, потому что эта погрешность определяется стохастической природой объекта и измеряемой величины, помехами, создаваемыми объектом и взаимодействием датчика с объектом. Нормироваться эта погрешность не может. Если путем исследований установлен предел Δ_e возможной абсолютной погрешности применения e , то интервал неопределенности абсолютной погрешности результата измерения расширяется:

$$|\Delta_x| \leq \Delta_d + \Delta_e. \quad (11)$$

Соответственно расширяется интервал неопределенности относительной погрешности результата измерений γ_x :

$$|\gamma_x| \leq \gamma_d + \frac{\Delta_e}{x} 100\%. \quad (12)$$

Предельные значения (нормы), установленные формулами (5) – (7), (11) для абсолютных инструментальных погрешностей измерительных ка-

налов, отпускаемых потребителям в составе измерительной системы, и для погрешностей измерений гарантируют зависимую от измеряемой величины зону возможных значений этих погрешностей, показанную в верхней части рис. 8. В нижней части рис. 8 показана зона возможных значений относительной погрешности. На этом рисунке x_{\max} – верхний предел диапазона измерения.

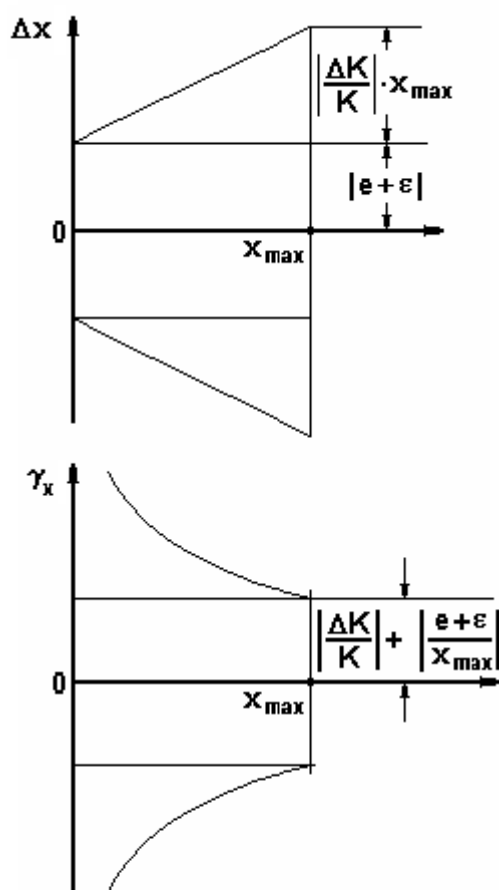


Рис. 8. Характеристики погрешности измерений

В зарубежной метрологической практике на относительную погрешность коэффициента преобразования и на аддитивную составляющую погрешности средства измерений нормы устанавливаются отдельно. Норма γ_K устанавливается на относительную погрешность коэффициента преобразования в процентах (*gain error*):

$$\left| \frac{\Delta K}{K} \right| 100\% \leq \gamma_K. \quad (13)$$

Норма Δ_ϵ устанавливается на абсолютное значение аддитивной погрешности в единицах измеряемой величины (*offset error*):

$$\left| \frac{\epsilon_1}{K} + \epsilon_2 \right| \leq \Delta_\epsilon.$$

В отечественной практике применяется иное нормирование инструментальной погрешности линейных средств измерений: нормируется относительная инструментальная погрешность средства измерений с помощью двучленной формулы.

Двучленная формула, с помощью которой устанавливается норма на относительную погрешность линейных средств измерений и линейных измерительных каналов измерительных систем, получается из формулы (10):

$$\begin{aligned}\gamma_d &= \frac{\Delta K}{K} 100 \% + \frac{\Delta_\varepsilon}{x} 100 \% = \frac{\Delta K}{K} 100 \% + \frac{\Delta_\varepsilon}{|x_{\max}|} 100 \% + \frac{\Delta_\varepsilon}{x} 100 \% - \frac{\Delta_\varepsilon}{|x_{\max}|} 100 \% = \\ &= \left(\frac{\Delta K}{K} + \frac{\Delta_\varepsilon}{|x_{\max}|} \right) 100 \% + \frac{\Delta_\varepsilon}{|x_{\max}|} \left(\frac{|x_{\max}|}{x} - 1 \right) 100 \%. \end{aligned}$$

Таким образом, если будут установлены такие значения $c > 0$ и $d > 0$, что

$$\left(\left| \frac{\Delta K}{K} \right| + \frac{\Delta_\varepsilon}{|x_{\max}|} \right) 100 \% \leq c, \quad \frac{\Delta_\varepsilon}{|x_{\max}|} 100 \% \leq d,$$

то в соответствии с ГОСТ 8.401 нормы на пределы допускаемой относительной погрешности могут быть выражены *двучленной формулой*:

$$|\gamma_{\text{инст}}| \leq \left[c + d \left(\frac{|x_{\max}|}{|x|} - 1 \right) \right] \%, \quad (14)$$

в которой значения коэффициентов c и d выбираются из ряда чисел, приведенного в ГОСТ 8.401:

$$1 \cdot 10^n; 1,5 \cdot 10^n; (1,6 \cdot 10^n); 2 \cdot 10^n; 2,5 \cdot 10^n; (3 \cdot 10^n); 4 \cdot 10^n; 5 \cdot 10^n; 6 \cdot 10^n,$$

где $n = 1, 0, -1, -2, \dots$. Значения, указанные в скобках, не рекомендованы и используются в порядке исключения.

2.2. ЧАСТНАЯ МЕТРОЛОГИЧЕСКАЯ СТРУКТУРНАЯ СХЕМА. ФУНКЦИЯ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ИЗМЕРИТЕЛЬНОГО КАНАЛА НЕЗНАЧИТЕЛЬНО ОТЛИЧАЕТСЯ ОТ ЛИНЕЙНОЙ. РЕЖИМ ИЗМЕРЕНИЙ СТАТИЧЕСКИЙ

Выше в разделе 2.1 рассмотрен идеализированный случай линейного измерительного канала. Однако в большинстве случаев, несмотря на стремление добиться линейной функции преобразования, все-таки незначительная нелинейность остается. Тем не менее, если это целесообразно, подобные измерительные каналы декларируются в рекламной и сопроводительной документации, как линейные. При этом отличие реальной нелинейной функции преобразования от декларированной линейной входит в состав инструментальной погрешности. Метрологическая структурная схема такого измерительного канала представлена на рис. 9.

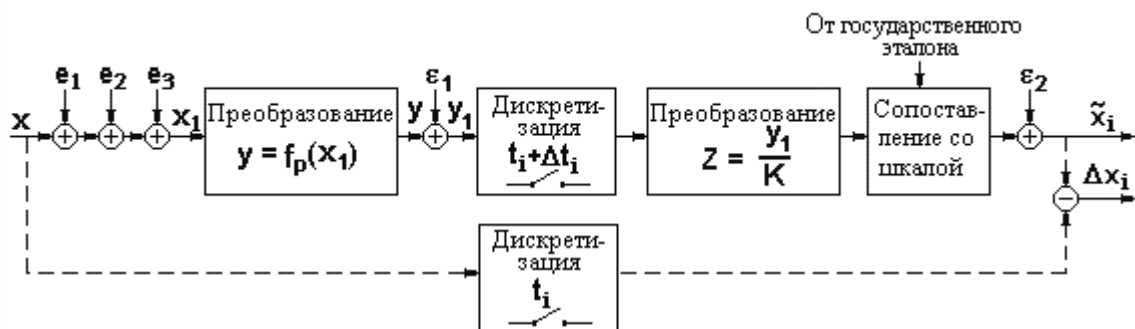


Рис. 9. Метрологическая структурная схема прямых измерений, выполняемых измерительным каналом системы. Измерительный канал незначительно отличается от линейного

Эта схема отличается от схемы рис. 4 лишь первой операцией.

Как и ранее, в формулах данного раздела индекс, указывающий на дискретизацию, будет опущен.

Реальные функции $y = f_p(x)$ нелинейного преобразования измеряемой величины, возмущенной погрешностями применения, отличаются от функции $y = Kx$ незначительно, так, что модуль разности между ними для всех значений измеряемой величины из диапазона измерения не превосходит некоторого значения Δ_f , которое составляет лишь часть общей инструментальной погрешности:

$$|f_p(x) - Kx| \leq \Delta_f,$$

где K – номинальный коэффициент преобразования, объявленный в документации.

Погрешность воспроизведения функции преобразования порождена неточностью изготовления и старением комплектующих изделий, ее изменением под воздействием внешних влияющих факторов, а также разбросом на множестве экземпляров средств измерений. В силу этого вид конкретного различия между функцией $f_p(x)$ и прямой $y = Kx$ непредсказуем. Поэтому ничего не остается делать, как принять для измерительных каналов, пригодных к применению, вид зоны, в которой должны находиться реальные функции преобразования, представленный на рис. 10.

Представим функцию $f_p(x + e)$ двумя первыми слагаемыми ряда Тейлора:

$$f_p(x + e) = f_p(x) + f'_p(x) \cdot e.$$

Тогда, применяя к рассматриваемому случаю обозначения, использованные в (3), получим равенство для абсолютной погрешности измерения:

$$\Delta x = \frac{f_p(x+e) - Kx}{K} + \varepsilon = \frac{f_p(x) - Kx}{K} + \frac{f'_p(x)}{K} e + \varepsilon. \quad (15)$$

По аналогии с неравенствами (7), (11) и с теми же обозначениями устанавливается предельное допустимое значение для абсолютной инструментальной погрешности измерительного канала:

$$|\Delta_{\text{инст}} x| \leq \frac{|\Delta f|}{K} + \Delta_\varepsilon = \Delta_d. \quad (16)$$

В силу того, что нелинейность незначительна, $f'_p(x) \cong K$. Поскольку мы исследуем выражение для погрешности, с высокой степенью достоверности мы можем записать выражение (15) в следующем виде

$$\Delta x = \frac{f_p(x) - Kx}{K} + \frac{f'_p(x)}{K} e + \varepsilon \cong \frac{f_p(x) - Kx}{K} + e + \varepsilon.$$

С использованием установленных ранее неравенств для нормативных значений отдельных составляющих погрешностей можем установить предполагаемые границы интервала неопределенности значений абсолютной погрешности результата измерения:

$$|\Delta x| \leq \frac{|\Delta f|}{K} + \Delta_\varepsilon + \Delta_e = \Delta_x. \quad (17)$$

Вся погрешность считается аддитивной, и максимально возможное или допустимое значение абсолютной погрешности, выраженное правой частью неравенства (16), принимается в качестве допустимого значения или нормы для инструментальной погрешности измерений во всем диапазоне измерений.

Поэтому для измерительных каналов с незначительной нелинейностью устанавливают норму на *приведенную инструментальную* погрешность, то есть на отноше-

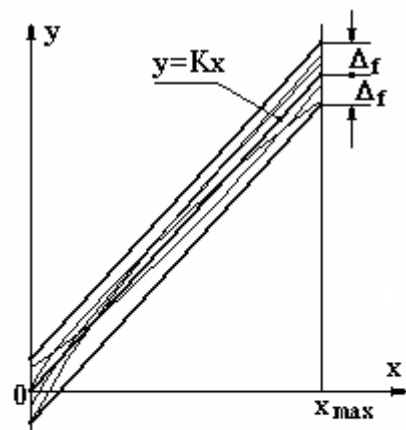


Рис. 10. Пример разброса функций преобразования внутри допустимых пределов

ние наибольшего значения абсолютной погрешности (16) к максимально-му значению измеряемой величины в диапазоне измерения. Обычно эта норма выражается в процентах:

$$\left| \frac{\Delta_{\text{инст}}}{x_{\text{max}}} \right| 100\% \leq \left| \frac{\Delta_f}{K x_{\text{max}}} \right| 100\% + \left| \frac{\Delta_\varepsilon}{x_{\text{max}}} \right| 100\% = \gamma_{\text{прив д}} \quad (18)$$

Аналогичным образом с помощью деления обеих частей равенства (17) на истинное значение измеряемой величины может быть получено выражение для пределов возможной относительной погрешности результата измерения, которая обычно выражается в процентах:

$$\left| \frac{\Delta x}{x} \right| 100\% \leq \frac{|\Delta_f|}{K x} 100\% + \frac{\Delta_\varepsilon}{x} 100\% + \frac{\Delta_e}{x} 100\% = \gamma_x \quad (19)$$

Фактически в знаменателях формулы (19) используется результат измерения (см. также раздел 1.5).

2.3. ОБЩАЯ МЕТРОЛОГИЧЕСКАЯ СТРУКТУРНАЯ СХЕМА. ФУНКЦИЯ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ИЗМЕРИТЕЛЬНОГО КАНАЛА НЕЛИНЕЙНАЯ. РЕЖИМ ИЗМЕРЕНИЙ СТАТИЧЕСКИЙ

На рис. 11 приведена метрологическая структурная схема прямых измерений в статическом режиме для общего случая измерительных каналов

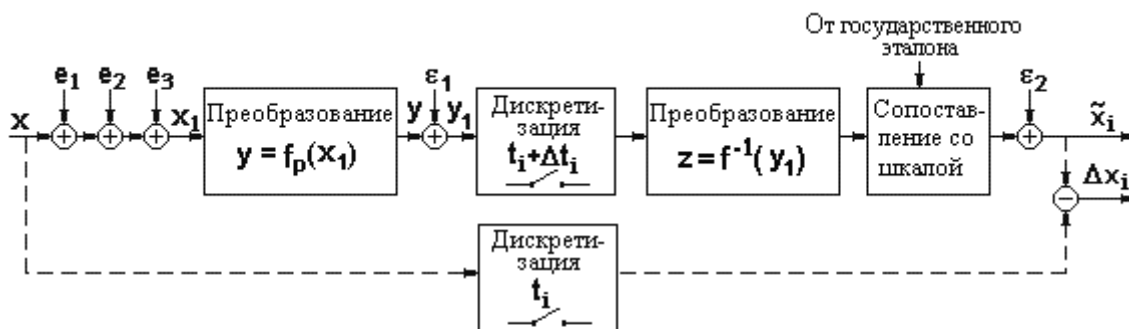


Рис. 11. Метрологическая структурная схема прямых измерений,
выполняемых измерительным каналом системы.
Измерительный канал линейный.

систем. К обозначениям, приведенным ранее в разделах 2.1, 2.2, здесь добавляется обозначение номинальной функции преобразования, а именно,

$y = f(x)$, которая, как правило, реализуется аналоговыми измерительными преобразователями и является дифференцируемой в диапазоне измерения. По этой же причине функция $y = f_p(x)$ также дифференцируема. Для линеаризации функции преобразования она должна быть обращена. В силу дискретизации это обращение выполняется в дискретных точках в соответствии с непрерывной функцией, обозначенной на рис. 11, как $f^{-1}(y_1)$.

Различие между функциями $y = f_p(x)$ и $y = f(x)$ вызвано неточностью воспроизведения функции $y = f_p(x)$ из-за погрешностей изготовления и старения комплектующих изделий, из-за воздействия внешних влияющих факторов, а также из-за разброса на множестве экземпляров. Разность между этими функциями обозначим $\Delta f(x) = f_p(x) - f(x)$. Такая разность случайна на множестве экземпляров однотипных каналов, и в целях обеспечения контроля сохранности метрологических свойств и определения пригодности измерительных каналов к применению эта разность должна быть ограничена пределами допустимых различий $(-\Delta_f, +\Delta_f)$ для всех значений измеряемой величины из диапазона измерения:

$$|f_p(x) - f(x)| \leq \Delta_f. \quad (20)$$

Неравенство (20) ограничивает область, в которой должны находиться функции преобразования всех измерительных каналов, признаваемых пригодными к применению. Пример такой области представлен на рис. 12.

Значение Δ_f должно быть указано в технической документации.

Естественными требованиями, предъявляемыми к функциям преобразования измерительных каналов систем, являются требования монотонности (а, следовательно, взаимной однозначности преобразования), глад-

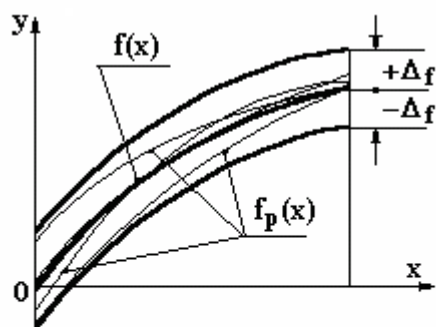


Рис. 12. Пример области допустимого разброса функций преобразования нелинейных средств измерений

кости и близости производных номинальной и реальной функций преобразования.

Близость производных функций $y = f_p(x)$ и $y = f(x)$ можно выразить неравенством

$$\left| \frac{f'_p(x)}{f'(x)} - 1 \right| \leq \delta,$$

где $\delta > 0$ и имеет один порядок величины с относительной инструментальной погрешностью средства измерений.

Используя схему, представленную на рис. 11, запишем выражение для абсолютной погрешности результата прямого измерения, выполняемого нелинейным средством измерений, в том числе, измерительным каналом:

$$\Delta x = f^{-1}(f_p(x + e) + \varepsilon_1) + \varepsilon_2 - x$$

и перегруппируем слагаемые:

$$f^{-1}(f_p(x + e) + \varepsilon_1) = \Delta x + x - \varepsilon_2. \quad (21)$$

В силу монотонности функции $f(x)$ выражение (21) равносильно следующему:

$$f_p(x + e) + \varepsilon_1 = f(x + \Delta x - \varepsilon_2).$$

Применим разложение функций в степенной ряд относительно точки x и, воспользовавшись малостью погрешностей, оставим только первые и линейные члены этих рядов. Тогда после перегруппировки слагаемых получим:

$$f'(x)\Delta x = f_p(x) - f(x) + f'_p(x)e + f'(x)\varepsilon_2 + \varepsilon_1. \quad (22)$$

Производная $f'(x)$ номинальной функции преобразования – это чувствительность средства измерений, она не может быть равной нулю, поэтому после приведения подобных членов обе части равенства (22) можно разделить на $f'(x)$, в результате чего, пренебрегая отличием от единицы отношения $f'_p(x)/f'(x)$, получим:

$$\Delta x = \frac{\Delta f(x)}{f'(x)} + \varepsilon + e, \quad (23)$$

где $\varepsilon = \frac{\varepsilon_1}{f'(x)} + \varepsilon_2$ – собственная абсолютная аддитивная инструментальная погрешность измерительного канала, включающая в себя погрешность округления (квантования) и все остальные погрешности, которая вносится аналого-цифровым преобразователем.

Первое и второе слагаемые, находящиеся в правой части равенства (23), порождены собственными свойствами канала, поэтому сумма

$$\Delta_{\text{инст}} x = \frac{\Delta f(x)}{f'(x)} + \varepsilon \quad (24)$$

является *инструментальной составляющей абсолютной погрешности* или *инструментальной погрешностью*. При выпуске измерительной системы из производства, при ее транспортировании, хранении и эксплуатации инструментальная погрешность не должна превышать (может быть, с некоторой вероятностью) некоторого заранее установленного значения, то есть нормы Δ_d . Это же значение используется в качестве браковочного числа при метрологических испытаниях измерительного канала.

Как и в разделе 2.1, в качестве этой нормы используют значение Δ_d , такое, чтобы, может быть, с некоторой вероятностью во всем диапазоне измерения выполнялось неравенство

$$|\Delta_{\text{инст}} x| = \left| \frac{\Delta f(x)}{f'(x)} + \varepsilon \right| \leq \Delta_d.$$

Если известны, может быть, с некоторой вероятностью, предельные значения Δ_f и Δ_ε такие, что во всем диапазоне измерения

$$|f_p(x) - f(x)| \leq \Delta_f, \quad |\varepsilon| = \left| \frac{\varepsilon_1}{f'(x)} + \varepsilon_2 \right| \leq \Delta_\varepsilon,$$

то

$$|\Delta_{\text{инст}} x| \leq \left| \frac{\Delta_f}{f'(x)} + \Delta_\varepsilon \right|.$$

Понятно, что погрешность результата измерений больше инструментальной погрешности средства измерений на погрешность применения. Поэтому, если известно (может быть, с некоторой вероятностью), что

$$|e| \leq \Delta_e,$$

то на основании равенства (23) можно заключить, что значения погрешности измерения с высокой вероятностью не должны выходить за пределы, которые определяются неравенством

$$|\Delta x| \leq \frac{\Delta_f}{f'(\tilde{x})} + \Delta_\varepsilon + \Delta_e. \quad (25)$$

Таким образом, границы интервала остаточной неопределенности значения измеряемой величины суть $(\tilde{x} - \Delta_x, \tilde{x} + \Delta_x)$, где

$$\Delta_x = \frac{\Delta_f}{f'(\tilde{x})} + \Delta_e + \Delta_\varepsilon,$$

\tilde{x} – результат измерения.

В силу нелинейности функции преобразования и невозможности выделить мультипликативную составляющую для нормирования инструментальной погрешности таких измерительных каналов используют приведенную погрешность (см. также раздел 2.2):

$$\left| \frac{\Delta_{\text{инст}} x}{x_{\text{max}}} \right| 100\% \leq \frac{\Delta_d}{x_{\text{max}}} 100\% = \frac{\Delta_f}{x_{\text{max}} f'(x)} 100\% + \frac{\Delta_\varepsilon}{x_{\text{max}}} 100\% = \gamma_{\text{прив д}}. \quad (26)$$

Для прогнозирования погрешности результата измерения практически во всех случаях полезно оценивать возможную относительную погрешность:

$$\left| \frac{\Delta_{\text{инст}} x}{\tilde{x}} \right| 100\% \leq \frac{\Delta_d}{\tilde{x}} 100\% = \frac{\Delta_f}{\tilde{x} f'(\tilde{x})} 100\% + \frac{\Delta_\varepsilon}{\tilde{x}} 100\% = \gamma_x. \quad (27)$$

2.4. ДИНАМИЧЕСКИЙ РЕЖИМ ИЗМЕРЕНИЙ, ПРЯМЫЕ ИЗМЕРЕНИЯ

2.4.1. Применяемые измерительные преобразователи

Для измерения мгновенных значений изменяющихся измеряемых величин в измерительных системах применяются следующие средства измерений:

- малоинерционные аналоговые датчики и другие измерительные преобразователи,
- быстродействующие аналого-цифровые преобразователи (АЦП) в комплекте с устройствами памяти (например, сопряженные с процессором или с компьютером), в которые записывается каждый полученный результат.

Корректный метрологический анализ погрешностей измерения изменяющихся величин возможен при условии, что в применяемых измерительных преобразователях выполняются *линейные преобразования измеряемой величины*. В этом случае для анализа погрешностей могут использоваться частотные методы, и динамические метрологические характеристики, регламентированные стандартами [5,6]: амплитудно-частотные, фазочастотные характеристики, передаточные функции, переходные характеристики.

2.4.2. Метрологическая структурная схема прямых измерений мгновенных значений измеряемой величины

Преобразование изменяющихся во времени величин (далее – сигналов), выполняемое физическими устройствами, приводит к искажению формы сигналов вследствие того, что частотная характеристика любого физически реализуемого преобразователя с увеличением частоты убывает. Это означает, что коэффициенты преобразования различных гармонических составляющих входного сигнала различны. Во временной области процесс преобразования описывается интегральным оператором типа свертки, который при нулевых начальных условиях имеет вид

$$y(t) = \int_0^t k(t-\tau)x_1(\tau)d\tau, \quad (28)$$

где $k(t-\tau)$ – ядро оператора, а в теории измерений и автоматического управления – *импульсная переходная функция* или *весовая функция*. Это преобразование показано на метрологической структурной схеме рис. 13, где использованы все обозначения, принятые ранее в разделе 2.1. Индекс ‘р’ у обозначения импульсной переходной функции означает, что в составе

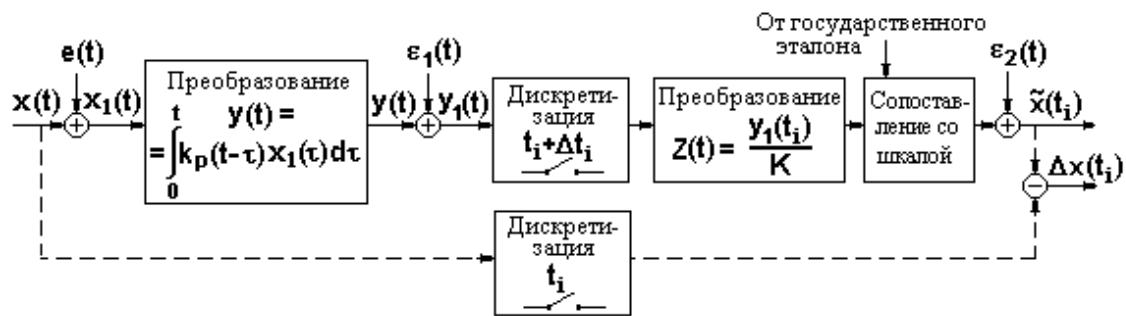


Рис. 13. Метрологическая структурная схема прямых измерений изменяющихся величин. Измерительный канал линейный.

конкретного экземпляра средства измерений используется реальный преобразователь. Характеристики реальных преобразователей на множестве всех экземпляров имеют разброс, вызванный теми же причинами, которые перечислены выше в разделе 2.1 в отношении реального коэффициента преобразования.

Отличие настоящей схемы от предыдущих состоит лишь в том, что в данной схеме все величины зависят от времени, а погрешности применения, действующие на входе средства измерений, обозначены единым символом $e(t)$.

Сигнал, полученный в итоге первого преобразования, подвергается масштабированию с коэффициентом K , принятым в качестве номинального для данного средства измерений. После этого выполняется сопоставление со шкалой и регистрация значений измеряемой величины на носителе информации (устройстве памяти, диаграммной ленте, фотопленке, магнитной пленке и т.п.) в единицах ее измерения. В ходе неизбежной расшифровки полученной непрерывной записи результатами измерений оказываются дискретные значения, а в состав погрешности ε_2 входит погрешность расшифровки.

В соответствии с приведенной схемой (рис. 13) погрешность прямого измерения мгновенных значений изменяющейся измеряемой величины может быть записана в виде равенства

$$\Delta x(t) = \frac{1}{K} \left[\int_0^t k_p(t-\tau)x(\tau)d\tau \right] + \frac{1}{K} \int_0^t k_p(t-\tau)e(\tau) d\tau + \frac{\varepsilon_1(t)}{K} + \varepsilon_2(t) - x(t),$$

откуда

$$\Delta x(t) = \frac{1}{K} \left[\int_0^t k_p(t-\tau)x(\tau)d\tau - Kx(t) \right] + \frac{\varepsilon_1(t)}{K} + \varepsilon_2(t) + \frac{1}{K} \int_0^t k_p(t-\tau)e(\tau)d\tau. \quad (29)$$

Применяя к равенству (29) преобразование Фурье, получим выражение для комплексного спектра погрешности измерения через спектры сигналов и реальную комплексную частотную характеристику преобразователя $K_p(j\omega)$:

$$\Delta x(j\omega) = \frac{1}{K} [K_p(j\omega) - K]x(j\omega) + \frac{\varepsilon_1(j\omega)}{K} + \varepsilon_2(j\omega) + \frac{K_p(j\omega)}{K}e(j\omega), \quad (30)$$

где частотные характеристики суть преобразования Фурье соответствующих импульсных переходных характеристик:

$$K(j\omega) = \int_0^{\infty} k(t)e^{-j\omega t} dt, \quad K_p(j\omega) = \int_0^{\infty} k_p(t)e^{-j\omega t} dt.$$

Как видно, структура правой части равенств (29) и (30) аналогична структуре правых частей равенств (2), (3). Мало того, равенство (2) есть частный случай (29) и (30), поскольку при неизменной во времени измеряемой величине (или неизменном сигнале измерительной информации), то есть при $\omega = 0$

$$K(0) = \int_0^{\infty} k(t)dt = K, \quad K_p(0) = \int_0^{\infty} k_p(t)dt = K_p,$$

$$\int_0^t k_p(t-\tau)x d\tau = xK_p, \quad \int_0^t k_p(t-\tau)e d\tau = eK_p.$$

Первые три слагаемых в правой части каждого из равенств (29) и (30) представляют собой собственную (инструментальную) абсолютную погрешность средства измерений.

Первое слагаемое есть погрешность, вызванная разбросом импульсных переходных и комплексных частотных характеристик на множестве экземпляров и их нестабильностью, а также отличием реального преобразования от идеального безинерционного, то есть такого, когда частотная характеристика практически не отличается от единицы, и тогда форма сигнала $x(t)$ не искажается. Эта причина вносит наибольший вклад в погрешность результата измерения мгновенных значений быстроперемен-

ных величин, если их спектр выходит за пределы частотной полосы преобразователя.

Два вторых слагаемых представляют собой абсолютную аддитивную погрешность, возникающую в средстве измерений.

Последнее слагаемое в формулах (29) и (30) своим происхождением обязано погрешности применения, которая претерпела то же преобразование, что и измеряемая величина, и если ее спектр выходит за пределы частотной полосы преобразователя, то она частично фильтруется.

2.5. МЕТРОЛОГИЧЕСКАЯ СТРУКТУРНАЯ СХЕМА КОСВЕННЫХ ИЗМЕРЕНИЙ

В многоканальных ИИС вычисление результатов косвенных измерений (см. раздел 1.3) выполняет компьютер. Искомый результат вычисляется, как функция многих переменных. Исходными данными для этих вычислений являются результаты прямых измерений, полученных в измерительных каналах системы. Эти результаты содержат в себе погрешности, накопленные на всех этапах измерительных преобразований. Такая ситуация может возникать не только в измерительной информационной системе, но и при применении цифрового прибора, оснащенного процессором или компьютером.

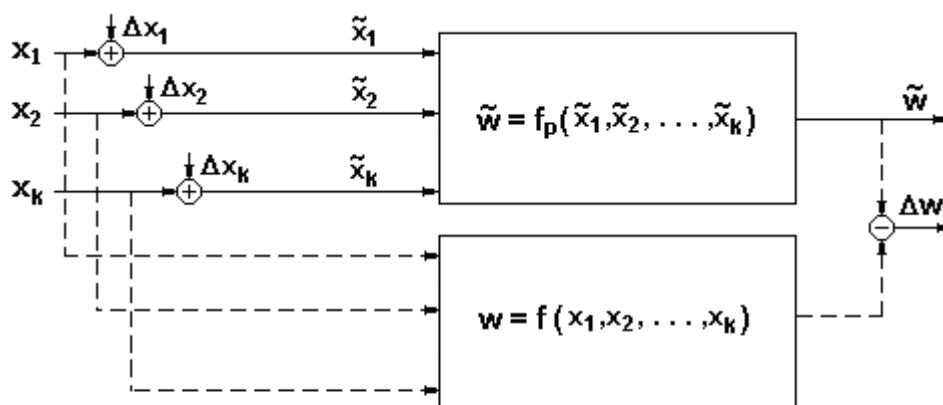


Рис. 14. Метрологическая структурная схема косвенных измерений, выполняемых измерительной системой.

Ниже в настоящем разделе рассмотрена и представлена на рис. 14 метрологическая структурная схема косвенных измерений. Строго говоря,

эта структурная схема должна была бы содержать в себе метрологические структурные схемы разнообразных измерительных каналов, рассмотренных ранее. Но такое рассмотрение было бы чересчур громоздким. Погрешность результатов косвенных измерений определяется погрешностями, которые содержат в себе результаты прямых измерений (см. раздел 1.2), а также те погрешности, которые добавляются при выполняемых вычислениях.

Погрешности, вызванные погрешностями результатов прямых измерений, называются наследственными погрешностями и в большинстве случаев они преобладают в общей погрешности результатов косвенных измерений. Если в системе не предусмотрено необходимых мер, то значительный вклад в общую погрешность могут внести погрешности, вызванные цикличностью опроса каналов и различием моментов времени измерения изменяющихся величин.

Погрешности, порождаемые вычислениями, а именно, погрешности округления, погрешности от дискретного представления непрерывных функций, а также погрешности от конечного количества итераций в реальных измерительных процедурах занимают, как правило, незначительную долю в общей погрешности конечного результата.

Итак, пусть искомая величина w связана с величинами x_1, x_2, \dots, x_k , подлежащими прямым измерениям, функциональной зависимостью $w = f(x_1, x_2, \dots, x_k)$. Реальные вычисления дадут результат косвенного измерения $\tilde{w} = f_p(\tilde{x}_1, \tilde{x}_2, \dots, \tilde{x}_k)$, содержащий, в основном, наследственную абсолютную погрешность

$$\Delta_H w = \tilde{w} - w = f_p(\tilde{x}_1, \tilde{x}_2, \dots, \tilde{x}_k) - f(x_1, x_2, \dots, x_k),$$

где $\tilde{x}_1 = x_1 + \Delta x_1, \tilde{x}_2 = x_2 + \Delta x_2, \dots, \tilde{x}_k = x_k + \Delta x_k$ – результаты прямых измерений величин x_1, x_2, \dots, x_k , индекс ‘ p ’ обозначает функцию, фактически реализуемую при вычислениях.

В различных каналах ИИС измерения выполняются не в один момент времени. Это происходит из-за затрат времени на реализацию протокола обмена, а также из-за конечного быстродействия мультипликатора и аналого-цифрового преобразования. Если сигналы измерительной информации изменяются во времени, и результаты прямых измерений используют-

ся для вычисления результатов косвенных измерений по формуле $w = f(x_1, x_2, \dots, x_k)$, то такая неопределенность моментов измерения может привести к погрешности, которая называется *апертурной погрешностью*. Неопределенность моментов измерения – *погрешность датирования отсчетов*.

Рассмотрим простейший случай циклического опроса каналов, при котором измерительные каналы системы опрашиваются компьютером последовательно. Поэтому моменты фактических измерений, выполняемых этими каналами, различаются. В то же время каждый результат косвенного измерения приписывается одному моменту времени, как правило, моменту времени обращения к первому каналу. При большом количестве каналов различие моментов фактических измерений величин, входящих в расчетные формулы, может оказаться существенным и вызвать значительные апертурные погрешности результатов косвенных измерений.

Таким образом, при измерении изменяющихся во времени величин с помощью многоканальных ИИС выражение для апертурной погрешности результата косвенных измерений будет иметь вид:

$$\Delta w_a(t_i) = f_p(\tilde{x}_1(t_i + \Delta t_1), \tilde{x}_2(t_i + \Delta t_2), \dots, \tilde{x}_k(t_i + \Delta t_k)) - f(x_1(t_i), x_2(t_i), \dots, x_k(t_i)),$$

где $\Delta t_1, \Delta t_2, \dots, \Delta t_k$ – *погрешности датирования отсчетов* в измерительных каналах ИИС.

Погрешности датирования отсчетов в ИИС определяются протоколом обмена, зависят от быстродействия устройств, обеспечивающих опрос каналов, и от быстродействия программ, управляющих опросом каналов.

Радикальным средством уменьшения погрешностей датирования отсчетов в многоканальных измерительных системах, как это было отмечено в разделе 1.4, является многоканальное устройство выборки-хранения (УВХ). УВХ устанавливается перед мультиплексором, и нормальный режим его работы – это режим слежения, то есть повторения выходным сигналом сигнала на входе. В момент t_i начала опроса каналов от компьютера по интерфейсному соединению приходит сигнал, переводящий УВХ в режим одновременного запоминания всех сигналов на выходе всех каналов системы. Мультиплексор опрашивает каналы и по очереди отправляет на вход АЦП и далее в память компьютера мгновенные значения выходных

сигналов, относящиеся к одному и тому же моменту времени, для регистрации или обработки. Время перехода УВХ от режима слежения в режим запоминания составляет единицы и десятки наносекунд, а разброс этого времени еще меньше. Таким образом, влияние погрешности датирования отсчетов убирается практически полностью.

В общем случае погрешность вычисления результата косвенных измерений складывается из апертурной погрешности, наследственной погрешности и погрешности собственно вычислений, вклад которой незначителен по сравнению с первыми двумя.

2.6. ПРИМЕРЫ ВЗАИМОДЕЙСТВИЯ ДАТЧИКОВ С ОБЪЕКТОМ ИЗМЕРЕНИЙ

Объект измерения – электрическая цепь. Измерению подлежит параметр этой цепи, а именно, постоянное напряжение на ее участке, сопротивление которого равно R_H (см. рис. 15, а). Эквивалентное сопротивление остальной части цепи равно $R_{Ц}$. Пусть значение измеряемого напряжения, которое было на сопротивлении R_H до подключения вольтметра, равно U_X . Средство измерений – вольтметр, собственное сопротивление которого указано в его технической документации. Для расчета эффекта, производимого взаимодействием, будем считать, что инструментальная погрешность вольтметра равна нулю.

$$U_X = E \frac{R_H}{R_H + R_{Ц}}, \quad \tilde{U} = E \frac{R_H R_{Ц}}{R_H R_B + R_H R_{Ц} + R_B R_{Ц}},$$

$$\Delta U = \tilde{U} - U_X = -E \frac{R_H^2 R_{Ц}}{(R_H R_B + R_H R_{Ц} + R_B R_{Ц})(R_H + R_{Ц})}.$$

В этих формулах \tilde{U} – напряжение, которое образуется после подключения вольтметра и оказывается меньше исходного напряжения в силу шунтирования этого участка цепи сопротивлением вольтметра. Общий ток в цепи увеличивается на значение тока, потребляемого вольтметром, и тем самым объект измерений изменяется. В результате этого влияния возникает систематическая погрешность, обозначенная здесь через ΔU . По отношению к результату измерения эта погрешность вычисляется по формуле

$$\gamma_U = \frac{\Delta U}{\tilde{U}} = - \frac{R_H R_{\text{Ц}}}{(R_H + R_{\text{Ц}})} \cdot \frac{1}{R_B}.$$

Умножив числитель и знаменатель полученного выражения на (\tilde{U}^2) , увидим, что относительная погрешность, вызванная взаимодействием вольтметра и цепи, равна отношению энергий, то есть частному от деления энергии, потребляемой вольтметром, на энергию, рассеиваемую объектом:

$$\gamma_U = - \frac{R_H R_{\text{Ц}}}{(R_H + R_{\text{Ц}})} \frac{(\tilde{U})^2}{R_B} = - \frac{(\tilde{U})^2}{R_B} \cdot \frac{(\tilde{U})^2}{R_{\text{ЦВ}}},$$

где $R_{\text{ЦВ}}$ – сопротивление, “видимое” со стороны вольтметра и равное сопротивлению, образованному параллельным соединением сопротивления нагрузки R_H и сопротивления цепи $R_{\text{Ц}}$.

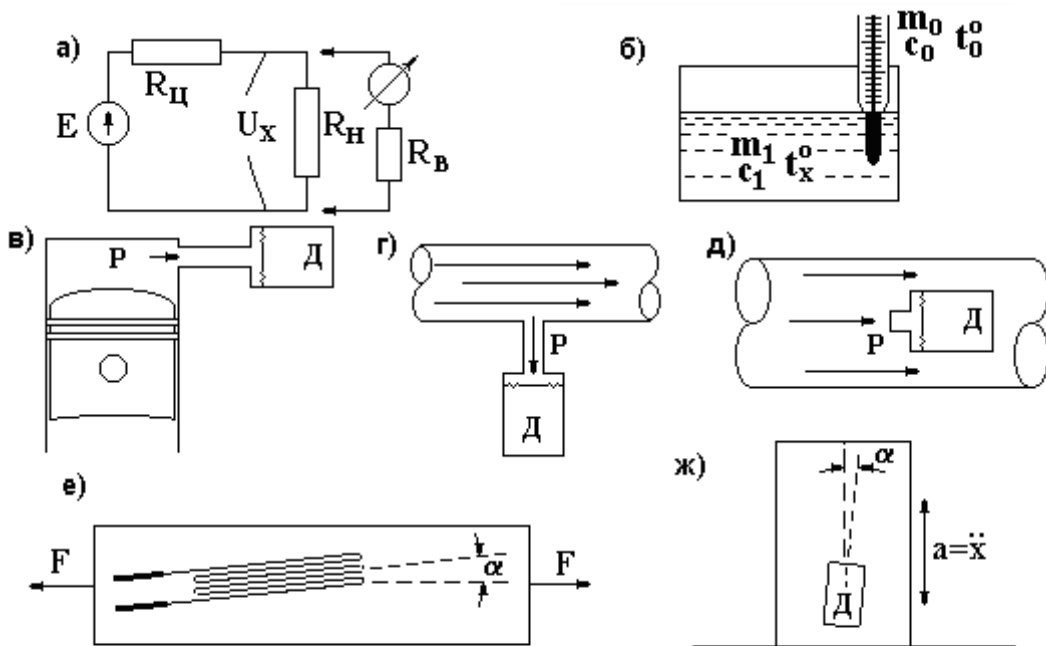


Рис. 15. Примеры взаимодействия средств измерений с объектом измерений

В данном случае эта погрешность может быть почти полностью исключена путем введения поправки. Остаточная погрешность будет определяться точностью, с которой известны значения величин, входящих в выражение для ΔU .

В соответствии с определением, приведенным в разделе 1.2, сопротивление вольтметра R_B есть одна из его метрологических характеристик, поскольку оказывает влияние на погрешность результата измерений.

Объект измерения – перемешиваемая жидкость в сосуде (рис. 15 б). Измерению подлежит параметр объекта: температура жидкости. Масса жидкости m_1 , удельная теплоемкость c_1 , температура t_x^0 . Средство измерений – термометр, который будем считать абсолютно точным. Его масса m_0 , удельная теплоемкость погружаемой части c_0 . Собственная температура термометра до его погружения в жидкость равна t_0^0 , ее значение может быть считано со шкалы. Считаем, что теплообмена с внешней средой нет. В таком случае общее количество теплоты сохраняется неизменным, и уравнение теплового баланса имеет вид:

$$t_0^0 m_0 c_0 + t_x^0 m_1 c_1 = \tilde{t}^0 (m_0 c_0 + m_1 c_1),$$

где \tilde{t}^0 – результат измерения установившейся температуры жидкости, а, следовательно, и погружаемой части термометра.

Понятно, что если температура термометра была ниже температуры жидкости до внедрения в нее термометра, температура жидкости снизится и наоборот поднимется в противном случае. В результате такого взаимодействия термометра с объектом (жидкостью) возникает систематическая погрешность

$$\Delta t^0 = \tilde{t}^0 - t_x^0 = -\frac{m_0 c_0}{m_0 c_0 + m_1 c_1} (t_x^0 - t_0^0).$$

По отношению к результату измерения эта погрешность вычисляется по формуле

$$\gamma_t = \frac{\Delta t^0}{\tilde{t}^0} = -\frac{m_0 c_0 (t_x^0 - t_0^0)}{t_0^0 m_0 c_0 + t_x^0 m_1 c_1} = -\frac{Q_{\text{ТЕРМ}}}{Q_{\Sigma}},$$

то есть относительная погрешность измерения температуры, вызванная взаимодействием средства измерений с объектом, равна частному от деления количества теплоты (то есть энергии), необходимой для нагревания (или охлаждения) термометра до измерения температуры, на количество общей теплоты, содержащейся в объекте и термометре.

В данном случае эта погрешность систематическая и может быть почти полностью исключена путем введения поправки. Неисключенный остаток погрешности будет определяться точностью, с которой известны величины, входящие в формулу для Δt^0 .

В соответствии с определением, приведенным в разделе 1.2, масса и теплоемкость погружаемой части ртутного термометра являются его метрологическими характеристиками, поскольку оказывают влияние на погрешность результата измерений.

Объект измерения – цилиндр двигателя внутреннего сгорания (рис. 15, в). Параметр, подлежащий измерению – давление газов внутри цилиндра. Присоединение датчика Д с помощью трубки приводит к увеличению объема камеры сгорания и тем самым – к уменьшению давления, поскольку произведение давления на объем должно быть примерно постоянным. Это означает, что объект изменился. Погрешность, возникающая при этом взаимодействии датчика с объектом, будет систематической.

Объект измерения – трубопровод с потоком жидкости или газа (рис. 15, г, д). Параметр, подлежащий измерению – давление транспортируемого вещества. В одном случае (рис. 15, г) погрешность, вызванная нежелательным взаимодействием, будет отрицательной, в другом (рис. 15, д) – положительной.

Объект измерения – механическая конструкция. Параметр, подлежащий измерению – деформация участка конструкции. Средство измерений (датчик) – проволочный тензорезистор. Принцип действия – изменение сопротивления проволоки, из которой изготовлен датчик, при его деформации в пределах упругости. Для передачи деформации от объекта к датчику он приклеивается к объекту специальным неэластичным клеем (рис. 15, е). Погрешность от взаимодействия будет вызвана следующими обстоятельствами:

- неудовлетворительным качеством приклеивания датчика;
- увеличением жесткости объекта за счет приклеивания к нему датчика;
- неточным позиционированием датчика в направлении измеряемой деформации.

Погрешность, возникающая при этом взаимодействии датчика с объектом, будет систематической, отрицательной.

Объект измерения – транспортное средство, механическая конструкция, строительное сооружение. Параметр, подлежащий измерению – ускорение вибраций в заданной точке. Средство измерений – датчик ускорения, жестко устанавливаемый на объекте (рис. 15, ж). Погрешность будет вызвана следующими обстоятельствами:

- недостаточная жесткость крепления датчика к объекту, вследствие чего ускорение виброперемещений объекта передается к датчику не полностью;
- увеличением массы объекта на величину массы датчика, вследствие чего изменяется частота собственных колебаний объекта и амплитуда виброускорений;
- неточным позиционированием датчика в направлении измеряемых ускорений.

Для ограничения разброса жесткости крепления датчика ускорений к объекту в технической документации на подобные датчики должно сообщаться значение усилия завинчивания крепящих винтов (при винтовом креплении). Для оценки степени влияния массы датчика на объект измерений в технической документации должно быть приведено значение массы датчика, как одной из метрологических характеристик, обуславливающих степень взаимодействия с объектом и соответствующую погрешность.

3. ОСНОВНЫЕ КОМПОНЕНТЫ

ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ИНФОРМАЦИОННЫХ СИСТЕМ

3.1. ДАТЧИКИ

3.1.1. Датчики температуры

Будут рассмотрены основные датчики температуры, применяемые в промышленности. Эти датчики делятся на две группы: *генераторные* и *параметрические*. Генераторные датчики основаны на применении термоэлектрического эффекта, открытого в 1823 году Зеебеком. Генераторные датчики температуры называются термоэлектрическими датчиками, они не требуют питания, поскольку являются источниками термоЭДС, которая

возникает вследствие разности работы выхода электронов из разных металлов.

Принцип действия параметрических датчиков температуры заключается в использовании зависимости от температуры сопротивления, которое оказывают металлы электрическому току. Такие датчики температуры называются термопреобразователями сопротивления, их применение возможно без источника тока.

Термоэлектрические датчики температуры

Термоэлектрический промышленный датчик температуры, как правило, представляет собой два провода из различных металлов, одни концы которых соединены между собой (так называемые *горячие концы*), а вторые концы (*холодные концы*) подводят термоЭДС ко входу последующих приборов, измеряющих эту термоЭДС, либо ко входу вторичных электронных измерительных преобразователей. Эти два провода со спаянными концами называются *термопарой*. Для защиты горячих концов термопары от воздействия среды, в которую погружается датчик и которая может оказаться абразивной или агрессивной, эти концы обычно размещаются внутри защитной оболочки, которая заполняется сыпучим электроизоляционным материалом, фиксирующим положение горячего конца термопары относительно защитного корпуса.

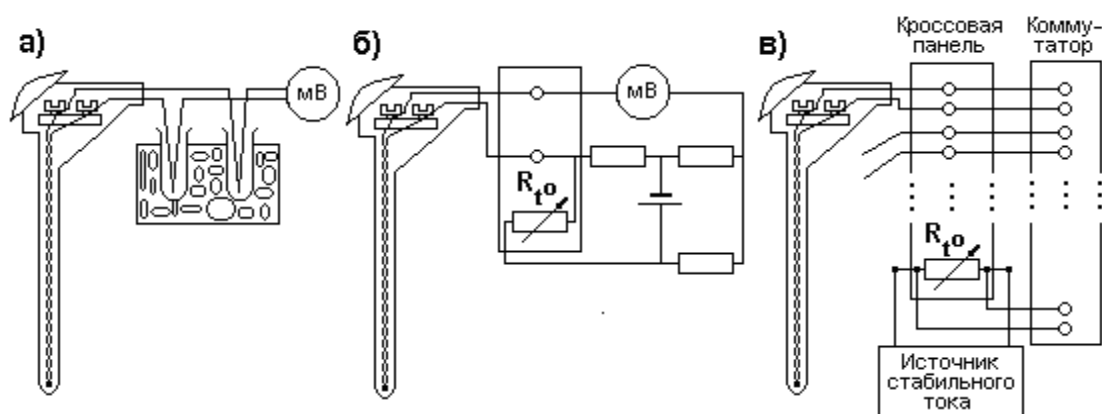


Рис. 16. Схемы включения термопар

Поскольку термоЭДС зависит от разности температур горячих и холодных концов термопары:

$$E(t^o) = f(t^o - t_0^o),$$

в идеальном случае холодные концы термопары должны находиться при температуре тающего льда, то есть при $t_0^o = 0^o C$, как это показано на рис. 16, а, где мВ символически представляет усилитель и средство измерения напряжения. Однако такая температура в промышленных условиях не может воспроизводиться постоянно. Поэтому в реальных ситуациях применяют один из двух способов компенсации температуры холодных спаев термоэлектрического датчика температуры, показанных на рис. 16, б, в.

Первый из этих способов представлен на рис. 16, б и заключается в следующем. Холодные концы приходят на зажимы, расположенные при одинаковой температуре. Отсутствие градиента температуры между зажимами обеспечивается благодаря заключению этих зажимов в закрытый ящик или за счет подкладывания массивной медной плиты под плату с зажимами. Зажимы изолируются от плиты. В ящик или на плиту устанавливается медный термометр сопротивления R_{ρ} , включенный в мост. Этот мост уравнивается при температуре термометра сопротивления, равной нулю. Если температура места подсоединения холодных спаев отличается от нуля, мост выходит из равновесия, и в его измерительной диагонали возникает напряжение, которое компенсирует отличие температуры холодных спаев от нуля.

Второй прием (рис. 16, в) применяется в случаях, когда с помощью одного прибора или ИИС выполняются измерения температуры в нескольких точках объекта. В этих случаях холодные концы термопар подводятся к одной кроссовой панели, снабженной системой выравнивания температуры во всех точках панели, как это показано на рис. 16, в. На этой кроссовой панели устанавливается медный термометр сопротивления R_{ρ} , через который протекает стабильный ток I_0 . Все каналы измерения температуры опрашиваются мультиплексором, в том числе в каждом цикле опроса опрашивается также канал измерения температуры кроссовой панели, и стало быть, холодных концов всех термопар. Результат этого измерения используется микропроцессором или компьютером для того, чтобы вычислить и ввести поправку на температуру холодных спаев во все результаты измерений.

Материалы, из которых изготавливаются промышленные термопары: платина, сплавы платины с родием, хромель, копель и алюмель. Хромель, копель и алюмель представляют собой сплавы на основе никеля. Хромель и алюмель содержат от 90 % до 96 % никеля. Остальные составляющие этих сплавов: хром, марганец, кремний, медь, кобальт. Сплав копель содержит примерно 45 % никеля, 3 % железа и остальное – медь. В последнее время для изготовления термопар применяются сплавы нихросил (никель, хром, кремний) и нисил (никель, кремний). Промышленность выпускает заготовки для таких термопар в виде мягкой трубки, внутри которой протянуты две проволоки из этих сплавов, изолированные друг от друга. Для изготовления термопары от длинной трубки отрезается кусок нужной длины, на том конце, который будет горячим, эти две проволоки соединяются. Термопары НН обладают повышенной стабильностью характеристик. Другие характеристики этих термопар примерно соответствуют свойствам термопар ТХА.

Для высокотемпературных термопар применяется сплав вольфрама с рением. Конструкция термопар и оболочек, в которых они применяются, такие, как диаметр, длина погружаемой части, крепежные размеры и т.д. – приведены в ГОСТ 6616. Метрологические и технические характеристики промышленных термопар регламентированы стандартом ГОСТ 8.585 "ГСИ. Термопары. Номинальные статические характеристики преобразования".

В табл. 1 приводятся основные характеристики наиболее распространенных промышленных термоэлектронных датчиков температуры.

Обычно на промышленных предприятиях датчик бывает удален от прибора или системы на расстояние до километра. Такая ситуация характерна, например, для атомных электростанций. Поэтому использовать в качестве линий связи датчика с прибором те же провода, из которых выполнена термопара, в ряде случаев невыгодно. Особенно это относится к платиновым и платинородиевым термопарам. Поэтому для соединения термопар с прибором или системой используются *удлинительные термоэлектроды*. Эти электроды должны удовлетворять двум условиям.

Первое условие – места присоединения удлинительных электродов к основным термоэлектродам (обычно – в головке термопары, см. рис. 16) должны иметь одинаковую температуру.

Т а б л и ц а 1

Характеристики термоэлектронных датчиков температуры

Тип датчика	Пределы измерений °С	Выходное напряжение мВ	Пост. врем. с	Абсолютная погрешность мВ Подробная формула нормирования	Абсол. погр. °С
ТПП платина-плат.-родий (10% родия)	(-20 – 1300) Кратковременно - до 1600	-0.02 – 13	40.0 60.0 210.0	0.01 + $+ 2.5 \cdot 10^{-5} t^o - 300 $	(1 – 3)
ТПР плат.-родий (6% родия) плат.-родий (30% родия)	(300 – 1600) Кратковременно до 1800	2 – 11	40.0 60.0 210.0	0.01 + $+ 3.3 \cdot 10^{-5} t^o - 300 $	(1 – 5)
ТХА хромель-алюмель	(-50 – 1000) Кратковременно до 1300	-1.86 – 41	40.0 60.0 210.0	0.16 + $+ 2 \cdot 10^{-4} t^o - 300 $	(3 – 10)
ТХК хромель-копель	(-50 – 600) Кратковременно до 800	-3 – 49	40.0 60.0 210.0	0.2 + $+ 6 \cdot 10^{-4} t^o - 300 $	(2 – 6)
НН нихросил-нисил	(-50 – 1200)	-2 – 40	–	–	–
Вольфрам-рений 5% - 20%	0 – 2200 Кратковременно до 2500	0 – 34	40.0 60.0 210.0	0.08 + $+ 4 \cdot 10^{-5} t^o - 1000 $	(5 – 10)

Второе условие – удлинительные электроды должны иметь ту же термоЭДС в местах присоединения, которую имеют в этих местах основные электроды (обычно в диапазоне температур от 0°С до 200°С).

Для платиновых термопар применяются удлинительные термоэлектроды из меди и сплава ТП (99,4 % меди, 0,6 % кремния), для термопары

ТХА – из меди и константана, для ТХК – основные термоэлектроды, выполненные в виде гибких проводов, которые могут быть изготовлены из-за большого содержания меди в сплаве копель.

Из табл. 1 следует, что промышленные термопары, заключенные в массивные оболочки, предназначены для измерения практически постоянной или очень медленно изменяющейся температуры. Однако в ряде случаев в народном хозяйстве, а также при научных исследованиях возникает задача измерения быстроизменяющихся температур, спектр которых распространяется до частот от 50 до 80 Гц. Для измерения таких температур применяются сверхминиатюрные термопары, в том числе, открытые. Эти термопары изготавливаются из проволоки диаметром от 10 до 20 мкм, диаметр горячего спая достигает 0,2 мм. Постоянная времени подобных термопар составляет величины от 0.003 до 0.01 с. Схемы включения подобных термопар аналогичны схемам, показанным на рис. 16.

Основные источники погрешностей измерения температуры с помощью термопар:

- погрешности применения, вызванные неверным монтажом, ошибками в заглаблении термопар, движением среды и др.;
- инструментальные погрешности, вызванные собственным сопротивлением основных термоэлектродов, погрешностями компенсации температуры холодных спаев, погрешностями и разбросом характеристик, окислением термоэлектродов.

Термопреобразователи сопротивления проволочные

Термопреобразователи сопротивления суть параметрические датчики температуры, поскольку от температуры зависит параметр резистора, а именно, его сопротивление постоянному току. Общие технические требования, методы испытаний и градуировки промышленных термопреобразователей сопротивления приводятся в стандарте ГОСТ 6651. Наиболее популярными являются два вида термопреобразователей сопротивления – платиновый и медный. Их основные характеристики приведены в табл. 2. Выпускаются также никелевые термопреобразователи сопротивления.

Поскольку датчики параметрические, для измерения их параметра – сопротивления через них приходится пропускать ток и измерять падение напряжения на этом сопротивлении U_R . Сила тока, рекомендуемая дей-

ствующей нормативной документацией для пропускания через термопреобразователь сопротивления, выбирается из ряда: 0.1, 0.2, 0.5, 1.0, 2.0, 5.0, 10.0, 20.0, 50.0 мА.

Понятно, что при этом нельзя допускать перегрева термосопротивления, ибо этот перегрев будет вызывать погрешность результата измерений. Допустимый перегрев указан в таблице 2, и верхнее значение допустимой силы тока может быть получено из формулы $I \leq 2d\sqrt{d \Delta t^\circ}$, где Δt° – температура перегрева, d – диаметр провода (мм), из которого изготовлен термопреобразователь сопротивления.

При нулевой температуре сопротивление термопреобразователя не равно нулю. Поэтому схема включения термопреобразователей сопротивления должна быть такой, чтобы при нулевой температуре выходной сигнал этой схемы был равен нулю. Это достигается двумя способами.

Т а б л и ц а 2

Характеристики промышленных термометров сопротивления

Тип термометра	Класс точности	Пределы измерения °С	Абсолютная погрешность °С	Сопротивление при $t^\circ = 0$ Ом	Температура собств. нагрева °С	Пост. времени с
ТСП платиновый	А	-200 – 650	$0.15+0.002 t^\circ $	1 10 50	< 0,2 °С	9 80
	В	-200 – 650	$0.3+0.006 t^\circ $	100		240
ТСМ медный	А	(-50 – 180)	$0.3+0.0035 t^\circ $	10 50	< 0,4 °С	9 80
	В	(-50 – 180)	$0.3+0.006 t^\circ $	100		240

Первый из них заключается в том, что термопреобразователь сопротивления включается в мост, который уравнивается при температуре термосопротивления, равной нулю, и при других температурах работает в неравновесном режиме. Схема такого моста приведена на рис. 17. Здесь

учтено удаление датчика от остальной части схемы на значительное расстояние, и поэтому применяется трехпроводное включение датчика, такое, чтобы сопротивления линий связи влияли на результат измерения в минимальной степени.

В самом деле, сопротивление $R_{л3}$ на результат измерения практически не влияет вообще, поскольку включено последовательно с источником питания. Сопротивления двух других линий $R_{л1}, R_{л2}$ включены в противоположные плечи моста. Условие равновесия моста в этом случае записывается в виде

$$(R_{\text{то}} + R_{л1})R_3 = (R_4 + R_{л2})R_2,$$

откуда получим:

$$R_{\text{то}}R_3 + R_{л1}R_3 = R_4R_2 + R_{л2}R_2.$$

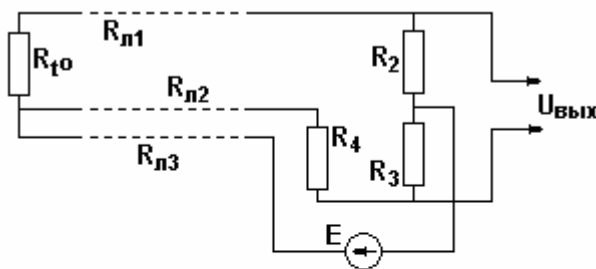
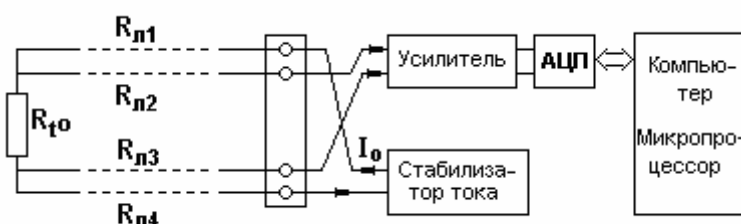


Рис. 17. Схема включения в мост удаленного термопреобразователя сопротивления

Если обеспечить $R_2 = R_3$, что достигается легко, и $R_{л1} = R_{л2}$, то влияние линий л1 и л2 исключается полностью. Обеспечить второе из этих условий удается не всегда. Поэтому в эти линии включаются последовательно два стабильных резистора, сопротивления которых равны примерно 10 Ом. Один из

этих резисторов делается регулируемым. При включенном датчике и при равенстве нулю его температуры путем регулировки одного из этих резисторов добиваются равновесия моста. Сопротивления 10 Ом достаточно, чтобы замаскировать возможную разность сопротивлений проводов в линиях, вызванную неоднородностью проволоки и материала, из которых она изготовлена.

Другой способ достижения нулевого выходного сигнала при нулевой температуре реализуется численным методом, для чего в составе любой



измерительной информационной системы используется ком-

Рис. 18. Четырехпроводная схема включения удаленного термопреобразователя сопротивления

пьютер. В этом случае удаленный термопреобразователь подсоединяется к прибору или системе по четырехпроводной схеме, показанной на рис. 18. В этой схеме при условии применения усилителя с очень большим входным сопротивлением размером от 1.0 до 10.0 МОм и более влияние соединительных проводов и контактов устраняется практически полностью, поскольку их сопротивление пренебрежимо мало по сравнению с входным сопротивлением усилителя.

Нулевое выходное напряжение при нуле температуры достигается вычитанием из каждого результата падения напряжения на сопротивлении R_{ρ} , которым обладает термопреобразователь при $t^{\circ} = 0^{\circ}C$.

3.1.2. Датчики деформаций

Датчиками деформации являются *тензорезисторы*, то есть такие резисторы, сопротивление которых изменяется при их линейной деформации. Существует три вида тензорезисторов: проволочные, фольговые и полупроводниковые. Механизм возникновения тензочувствительности у проволочных и фольговых тензорезисторов имеет одну природу.

Сопротивление электрического проводника длиной l , с площадью поперечного сечения S выражается формулой

$$R = \rho \frac{l}{S} = \rho \frac{4 \cdot l}{\pi \cdot d^2}.$$

При увеличении длины проволоки в пределах ее упругой деформации на Δl ее диаметр уменьшается на Δd , причем относительные величины $\Delta l/l$ и $\Delta d/d$ связаны прямо пропорционально: $\Delta d/d = -0,4 \Delta l/l$. Кроме того, при деформации проводника изменяется его удельное сопротивление ρ . Для большинства проволочных и фольговых тензорезисторов относительное изменение удельного сопротивления незначительно.

Прологарифмируем теперь исходное выражение и вычислим его дифференциал, заменив бесконечно малые на конечные приращения. В результате получим выражение, связывающее относительные приращения:

$$\frac{\Delta R}{R} = \frac{\Delta \rho}{\rho} + \frac{\Delta l}{l} - 2 \frac{\Delta d}{d}.$$

Удельная проводимость проволоки слабо зависит от деформации. Учитывая это, а также то, что два последних слагаемых в правой части линейно зависят от относительной деформации $\varepsilon = \Delta l / l$, получим, что относительное изменение сопротивления тензорезистора пропорционально его деформации:

$$\frac{\Delta R}{R} = \frac{\Delta l}{l} + 2 \cdot 0,4 \frac{\Delta l}{l} = K_T \frac{\Delta l}{l} = K_T \varepsilon,$$

где K_T – коэффициент тензочувствительности. Из полученной формулы следует, что его значение равно 1,8, однако из-за незначительного влияния первого слагаемого (относительного изменения удельного сопротивления)

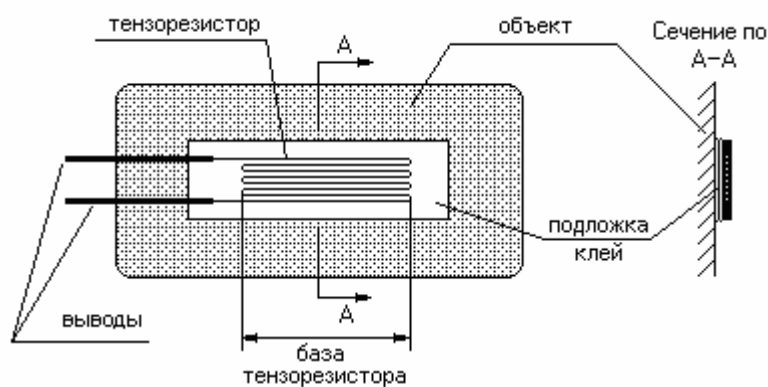


Рис. 19. Конструкция тензорезистора и его крепление на объекте

фактическое значение коэффициента тензочувствительности применяемых материалов лежит в пределах $1,8 \leq K_T \leq 3$, поскольку у них различаются зависимости удельного сопротивления от деформации.

Проволочные тензорезисторы изготавливаются из тонкой проволоки диаметром от 10 до 20 мкм и наклеиваются на тонкую бумажную подложку (рис. 19). К объекту тензорезистор на подложке приклеивается высококачественным неэластичным клеем с тем, чтобы деформация объекта передавалась на тензорезистор полностью. Ориентируется тензорезистор строго по тому направлению, в котором необходимо измерить деформацию. База тензорезистора может иметь размеры от 5 мм до 20 мм. Сопротивление недеформированного тензорезистора от 40 Ом до 800 Ом. Свойства материалов, из которых делаются проволочные тензорезисторы, представлены в табл. 3. В последнем столбце этой таблицы представлены температуры, при которых тензорезистор теряет свои свойства.

Фольговые тензорезисторы изготавливаются из фольги, нанесенной на изолирующую подложку и прокатанной из тех же материалов, что и

проволочные тензорезисторы. Поэтому они обладают теми же характеристиками, что и проволочные (см. табл. 3). Фольговые тензорезисторы изготавливаются фотоспособом. На фольгу наносится фоточувствительный слой, на этот слой проектируется изображение тензорезистора, затем незащищенные участки вытравляются. В результате конфигурация фольговых тензорезисторов может быть достаточно сложной, а их база – довольно мелкой: до 1,0 мм.

Т а б л и ц а 3

Характеристики некоторых материалов тензорезисторов

Материал	Коэффициент тензочувствительности	Температурный диапазон °С	Критическая температура
Константан (45%Ni+55%Cu)	2,0	-270 – 260	315 °С
Манганин	2,0	-270 – 180	180 °С
Нихром (80%Ni+20%Cr)	2,0	до 400	450 °С
Платина-вольфрам	2,7 – 3,3	до 550	-

Так же, как и проволочные тензорезисторы, фольговые устанавливаются на объект с помощью клея. В тех случаях, когда необходимо измерять деформацию объектов при высоких температурах, тензорезисторы к ним привариваются.

Пределы измерения относительных деформаций с помощью проволочных и фольговых тензорезисторов сверху ограничиваются пределами упругих деформаций металлов, то есть 1 %. При коэффициенте тензочувствительности $K_T = 2,0$ и начальном сопротивлении недеформированного тензорезистора, равном 100 Ом, пределы изменения сопротивления при полной деформации составят всего 2 Ом, и в этом диапазоне каждое значение этого изменения необходимо измерять с относительной погрешностью (1 – 2) %, что в абсолютном выражении составит величины (0,02 – 0,04) Ом. По отношению к полному сопротивлению тензорезистора в от-

носительных единицах погрешность измерения сопротивления окажется уже (0,02 – 0,04) %.

В связи с этим остро встает вопрос о точном определении коэффициента тензочувствительности и собственного сопротивления тензорезистора при его выпуске из производства. И если точное измерение сопротивления труда не составляет, то для точного измерения коэффициента тензочувствительности необходимо приклеить тензорезистор к образцовому объекту (например, к образцовой балке) так же хорошо, как и затем к объекту. Поэтому испытанный тензорезистор к дальнейшему применению пригоден не будет. Указанная причина заставляет выполнять метрологические испытания тензорезисторов выборочно на отдельных представителях партии тензорезисторов, изготовленных при одинаковых технологических условиях. Это единственное средство измерений, которое подвергается выборочным метрологическим испытаниям с разрушением.

Понятно, что по результатам таких выборочных испытаний необходимо приписать всем тензорезисторам партии полученное значение коэффициента K_T и характеристики разброса значений индивидуальных коэффициентов внутри партии. Эта операция выполняется статистическими методами.

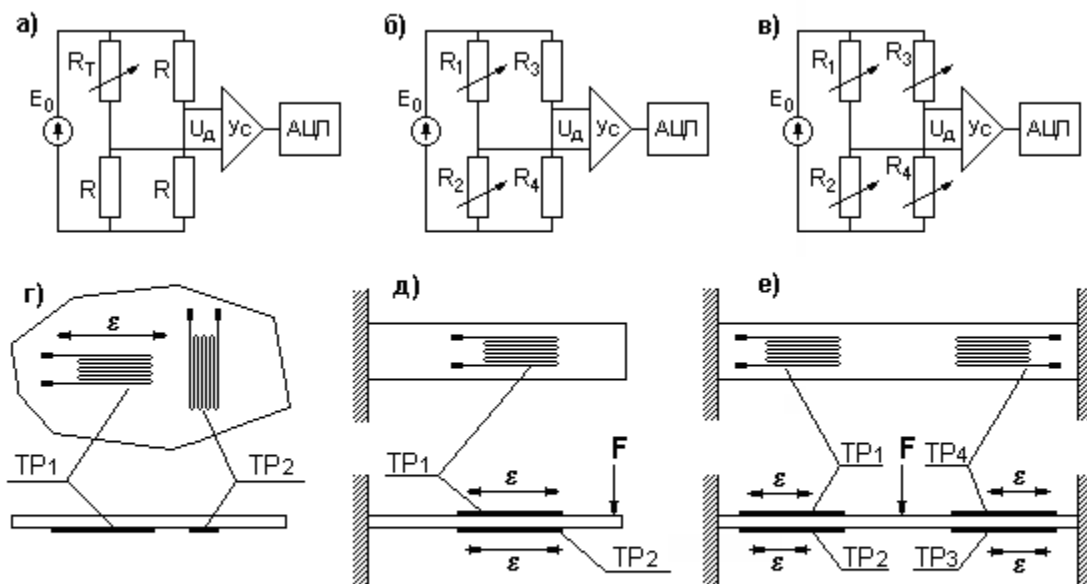


Рис. 20. Схемы включения тензорезисторов

Указанный разброс коэффициента тензочувствительности проволочных и фольговых тензорезисторов является одной из основных причин погрешности измерения деформации.

Как мы видим, одного тензорезистора явно недостаточно для измерения деформации объекта. Необходимо преобразовать незначительное изменение его сопротивления, вызванное деформацией, в значимый сигнал напряжения или тока, который был бы пропорционален измеряемой величине, и при отсутствии деформации так же был бы равен 0. Для этого применяются мостовые схемы, которые уравниваются при отсутствии деформации.

В зависимости от доступности поверхностей объекта схемы включения тензорезисторов именуется "четверть моста", "половина моста" и "целый мост". Эти схемы представлены на рис. 20, а, б, в, соответственно. На этих схемах принято, что сопротивления всех плеч моста, в том числе, сопротивления недеформированных тензорезисторов равны R . Напряжение питания моста E_0 . Выходное напряжение, вызванное деформацией тензорезисторов, возникает в измерительной диагонали и обозначено через U_D .

Схема "четверть моста" применяется в тех случаях, когда доступной является только одна сторона объекта, например, внешняя поверхность крыла самолета при его испытаниях на прочность, внутренняя поверхность корпуса судна, наружная поверхность котла.

Тогда в заданное место на поверхность объекта наклеивается только один тензорезистор TR_1 (рис. 20, г), сопротивление которого при показанной относительной деформации ε увеличивается, то есть $R_T = R + \Delta R = R(1 + K_T \varepsilon)$. Считая входное сопротивление усилителя $R_{вх} \gg R$, получим выражение для напряжения в диагонали данного неравновесного моста, вызванное деформацией:

$$U_D = \frac{E_0}{2} - E_0 \frac{R}{R + R_T} = E_0 \left(\frac{1}{2} - \frac{1}{2 + K_T \varepsilon} \right) = E_0 \frac{K_T}{4} \frac{\varepsilon}{\left(1 + K_T \frac{\varepsilon}{4} \right)}.$$

Мы видим, что выходное напряжение неравновесного моста зависит от напряжения питания, и что зависимость выходного сигнала от относительной деформации нелинейна. При $K_T = 2,0$ и при максимальной отно-

сительной деформации $\varepsilon_{\max} = 1\%$ погрешность от нелинейности составит 0,5 %.

В тех случаях, когда объект деформируется строго в одном направлении, для компенсации погрешности от температуры перпендикулярно к тензорезистору TR_1 наклеивают компенсирующий тензорезистор TR_2 , как это показано на рис. 20, г. Этот тензорезистор включают в мост по схеме "половина моста", показанной на рис. 20, б, но поскольку он практически не воспринимает деформацию объекта, выражение для выходного напряжения остается прежним, действительным для схемы "четверть моста".

Если объект подвергается изгибу и обе его поверхности доступны, то тензорезисторы приклеивают на обе противоположные поверхности так, чтобы тензорезисторы испытывали деформации, равные по значению, но противоположные по направлению (рис. 20, д). Тогда при относительной деформации ε , вызванной силой F , сопротивление тензорезистора TR_1 будет увеличиваться $R_1 = R(1 + K_T\varepsilon)$, а сопротивление тензорезистора TR_2 будет уменьшаться $R_2 = R(1 - K_T\varepsilon)$. В подобных случаях зависимость выходного напряжения моста от деформации будет линейной, а чувствительность схемы к деформации повысится в два раза:

$$U_D = \frac{E_0}{2} - E_0 \frac{R_2}{R_1 + R_2} = E_0 \left(\frac{1}{2} - \frac{R(1 - K_T\varepsilon)}{2R} \right) = \frac{E_0 K_T}{2} \varepsilon.$$

Еще большего повышения чувствительности можно добиться, если объект позволяет использовать тензорезисторы во всех четырех плечах моста (рис. 20, в, 20, е):

$$U_D = E_0 \frac{R_4}{R_3 + R_4} - E_0 \frac{R_2}{R_1 + R_2} = E_0 \left(\frac{R(1 + K_T\varepsilon)}{2R} - \frac{R(1 - K_T\varepsilon)}{2R} \right) = E_0 K_T \varepsilon.$$

При использовании проволочных или фольговых тензорезисторов для измерения деформаций объектов возникают погрешности, обусловленные следующими причинами:

- разбросом коэффициентов тензочувствительности тензорезисторов,
- нагреванием тензорезисторов протекающим через них током,

- различием коэффициентов теплового расширения материалов тензорезистора и объекта, из-за чего тензорезистор испытывает деформацию даже при недеформированном объекте,
- термоЭДС, возникающей в месте соединения проволоки тензорезистора с подводными медными проводами,
- эластичностью клея,
- неверной ориентацией тензорезистора по направлению деформации,
- нестабильностью напряжения питания моста,
- дрейфом нуля усилителя постоянного тока и его тепловыми шумами.

Действие некоторых из перечисленных причин удастся уменьшить.

Коррекция температурных погрешностей рассмотрена ранее. Эта коррекция достигается приклеиванием на объект дополнительного тензорезистора перпендикулярно основному. Погрешности от нагревания собственным током можно уменьшить, снижая силу этого тока, но при этом уменьшается чувствительность моста. Компромисс здесь достигается при импульсном питании моста. Моменты измерения выходного напряжения моста синхронизируются с моментами подачи импульсов питания. За счет этого увеличивают амплитудное значение напряжения питания, и тем самым увеличивается чувствительность, но при этом уменьшается действующее значение этого напряжения, и тензорезисторы нагреваются гораздо меньше. В то же время при таком питании для усиления напряжения в измерительной диагонали моста применяется усилитель переменного напряжения, у которого отсутствует дрейф, и он не пропускает постоянную составляющую, то есть термоЭДС. Если к тому же на вход усилителя поставить фильтр, не пропускающий напряжение на частотах ниже частоты питания моста, то таким образом могут быть отфильтрованы помехи. Частота питающих импульсов выбирается в пределах 10 – 30 кГц.

В настоящее время некоторые фирмы начали выпускать микросхемы, например, AD7730 фирмы Analog Devices), которые обеспечивают импульсное питание моста разнополярными импульсами, усиление и аналого-цифровое преобразование напряжения в его диагонали. Аналого-цифровое преобразование выполняется как при отрицательном, так и по-

ложительном импульсе питания, благодаря чему может быть исключено влияние термоЭДС. Возможность исключения термоЭДС при разнополярном питании моста обеспечивается потому, что независимо от полярности напряжения питания термоЭДС в диагонали моста имеет неизменную полярность, а информативный сигнал меняет свой знак. Поэтому полуразность напряжений U_D , полученных при разных полярностях напряжения питания, будет свободна от термоЭДС.

Полупроводниковые тензорезисторы (пьезорезисторы)

Тензоэффект в полупроводниковых тензорезисторах возникает за счет того, что при их деформации изменяется удельное сопротивление ρ , коэффициент тензочувствительности при этом достигает 80. Но при этом предел допускаемых упругих деформаций полупроводникового тензорезистора ограничен значением 0,1 %, что в десять раз меньше, чем у проволочных или фольговых тензорезисторов. В связи с этим, а также из-за трудностей установки полупроводниковых тензорезисторов на объект для измерения собственно деформаций они не используются. Полупроводниковые тензорезисторы применяются только в составе датчиков других физических величин, таких как сила, давление, ускорение. Они изготавливаются по полупроводниковой технологии, имеют очень малые размеры, большое сопротивление, сложную конфигурацию и изготавливаются либо на эластичной подложке, либо их подложка является упругим элементом датчика. В силу своих малых размеров и расширения области применения полупроводниковые тензорезисторы называются *пьезорезисторами*.

Технология изготовления полупроводниковых тензорезисторов, которые являются единым целым с подложкой, обеспечивает либо коррекцию, либо полное отсутствие некоторых погрешностей, таких как погрешность от неверной ориентации, погрешность от различия коэффициентов теплового расширения материала подложки и тензорезистора, погрешность от некачественного приклеивания. Кроме того, поскольку эти тензорезисторы входят в состав датчиков, оснащенных средствами индивидуальной регулировки, они подвергаются не выборочным, а сплошным метрологическим испытаниям в составе датчиков. В результате резко уменьшается погрешность от разброса значений коэффициентов тензочувствительности. Единственным недостатком полупроводниковых тензорезисторов является

их невысокая термостойкость, что не позволяет использовать их при температурах выше 100 – 200 °С.

3.1.3. Тензорезистивные датчики

Датчики физических величин, чувствительный элемент которых основан на применении тензорезисторов, называются *тензорезистивными датчиками*.

Датчик силы. При измерении силы с помощью тензорезистивных датчиков выполняется цепочка взаимнооднозначных преобразований, показанная на рис. 21. Применение полупроводниковой микротехнологии позволяет в корпусе датчика разместить измерительный мост, а в некоторых случаях и усилитель и даже АЦП.

На основе тензорезисторов создаются датчики силы с пределами измерений от долей грамма до десятков тонн. Пределы измерений определяются жесткостью W упругого элемента, который преобразует измеряемую силу в деформацию этого элемента. Последующие преобразования очевидны.



Рис. 21. Измерительные преобразования при измерении силы с помощью тензорезистивного датчика

На рис. 22 приведены два примера датчиков силы, в которых используются нерассмотренные ранее комбинации упругих элементов с тензорезисторами. В любом датчике силы на конструктивном элементе, воспринимающем силу, должна быть предусмотрена выпуклость, которая фиксирует точку приложения силы. В датчиках, предназначенных для примене-

ния в весоизмерительных системах, важно обеспечить независимость результата измерения от расположения взвешиваемого изделия (продукта)

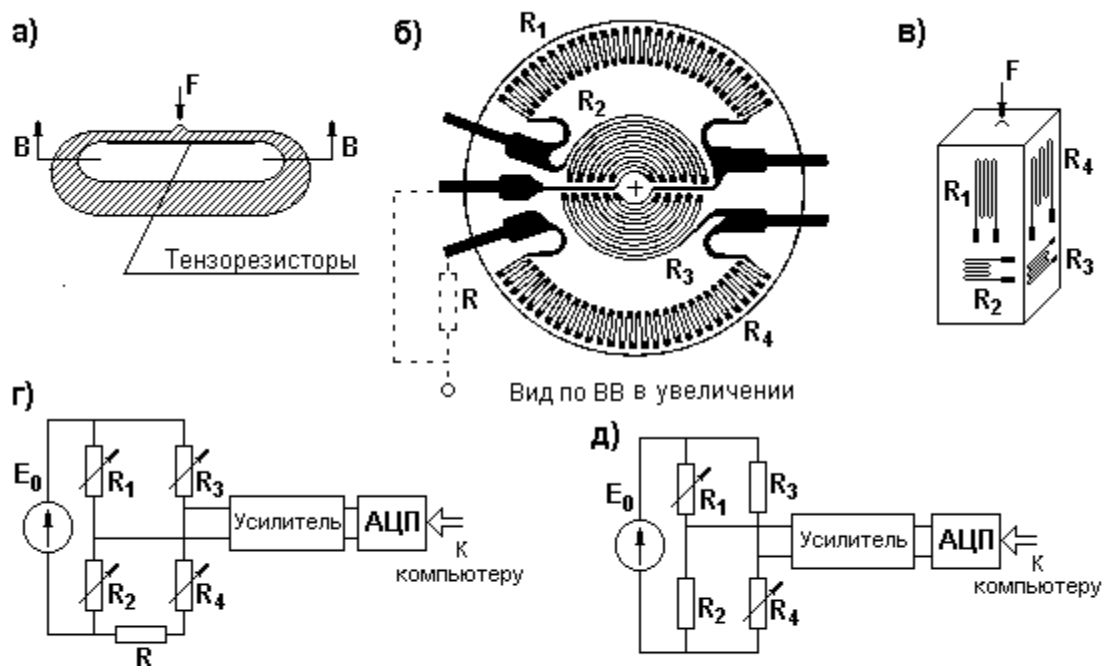


Рис. 22. Примеры тензорезистивных датчиков силы

на платформе, где это изделие размещается. Указанная независимость может достигаться, например, установкой под платформой нескольких датчиков и последующей математической обработкой результатов.

На первом примере (рис. 22, а) показан в разрезе круглый датчик, упругим элементом которого является верхняя мембрана, на которой с внутренней стороны наклеен фольговый тензорезистивный элемент, показанный на рис. 22, б. Этот элемент представляет собой полный мост с возможностью подключения к нему внешнего сопротивления R , предназначенного для уравнивания моста при отсутствии деформации. При воздействии на датчик силы F тензорезисторы R_1 и R_4 сжимаются, а тензорезисторы R_2 и R_3 растягиваются. Эти тензорезисторы включаются в мост так, как показано на рис. 20, в и 22, г. Относительная деформация ε преобразуется в напряжение измерительной диагонали моста по формуле

$$U_{\text{д}} = E_0 K_{\text{T}} \varepsilon.$$

Полупроводниковые мембраны подобной конструкции изготавливаются в одном кристалле на подложке толщиной несколько микрометров и диаметром до 1 см.

Вторая конструкция упругого элемента, представленная на рис. 22, в, требует иной схемы включения тензорезисторов в мост. Этот упругий элемент под действием измеряемой силы претерпевает только сжатие. В направлении деформации сжатия на упругом элементе установлены тензорезисторы R_1 и R_4 , которые включены в мост, как показано на рис. 22, д. Тензорезисторы R_2 и R_3 установлены перпендикулярно основным тензорезисторам и применяются для коррекции температурных погрешностей, как это было указано выше, в разделе 3.1.2. Положим, что в отсутствии воздействия измеряемой силы сопротивления всех тензорезисторов равны, а входное сопротивление усилителя значительно больше этих сопротивлений. Тогда напряжение в измерительной диагонали такого моста равно

$$U_{\text{Д}} = E_0 \left(\frac{R_2}{R_2 + R_1} - \frac{R_4}{R_3 + R_4} \right) = E_0 \left(\frac{R}{R + R(1 - K_T \varepsilon)} - \frac{R(1 - K_T \varepsilon)}{R + R(1 - K_T \varepsilon)} \right) = \frac{E_0 K_T}{2} \frac{\varepsilon}{1 - K_T \frac{\varepsilon}{2}}.$$

В случае, когда применяемые тензорезисторы фольговые и $K_T = 2.0$, нелинейность преобразования составит не более 1 %. При использовании в таких датчиках полупроводниковых тензорезисторов, для которых $\varepsilon_{\text{max}} = 0,1 \%$ нелинейность преобразования составит всего 0,1 %.

Наиболее точными весами, построенными на основе тензорезистивных датчиков, являются электронные весы фирмы "Сарториус" со встроенным микропроцессором. В этих весах тензорезисторы используются в качестве первого звена цепи отрицательной обратной связи, с помощью которой взвешиваемый груз компенсируется силой, создаваемой магнитоэлектрическим устройством. Погрешность весов не превышает 0,001 %. При метрологических испытаниях и применении в микропроцессор вводится значение плотности окружающего воздуха с целью исключения погрешности, вызываемой силой выталкивания взвешиваемого предмета воздухом в соответствии с известным законом Архимеда. Среди весов, выпускаемых фирмой "Сарториус", отметим весы SC2 (предел измерения

2,1 г, разрешающая способность 0,1 мкг) и весы МС5 (предел измерения 5,1 г, разрешающая способность 1 мкг).

Среди изготовителей датчиков силы отметим германскую фирму "Messtechnik", которая выпускает датчики силы с пределами измерения от 5 Н до 50 Н, от 50 Н до 1000 Н, от 100 Н до 10000 Н и от 5000 Н до 500000 Н. Погрешность датчиков – от 0,02 % до 0,03 %. Та же фирма выпускает датчики силы для взвешивания цистерн, бункеров и тому подобного с верхним пределом измерения до 5000000 Н.



Рис. 23. Измерительные преобразования при измерении ускорения с помощью тензорезистивного датчика

Датчики ускорения. В этих датчиках измеряемое ускорение преобразуется в силу за счет использования силы инерции, действующей на тело с точно известной массой m : $F = m\ddot{x}$, где \ddot{x} – ускорение датчика. Цепочка измерительных преобразований, выполняемых с участием тензорезистивных датчиков, представлена на рис. 23. Некоторые из возможных вариантов установки на упругий элемент тела с массой m и размещения на нем тензорезисторов показаны на рис. 24. Наибольшей чувствительностью из приведенных вариантов будет обладать датчик, у которого тело с массой m прикреплено на конце упругого элемента в виде консольной балки. Рабочие тензорезисторы обозначены здесь, как R_1, R_2 , а тензорезисторы R_3, R_4 установлены для компенсации температурных погрешностей, и их сопротивление не зависит от ускорения. Схема включения тензорезисто-

ров в мост – по схеме рис. 20, б, формула для напряжения в диагонали – для схемы "половина моста".

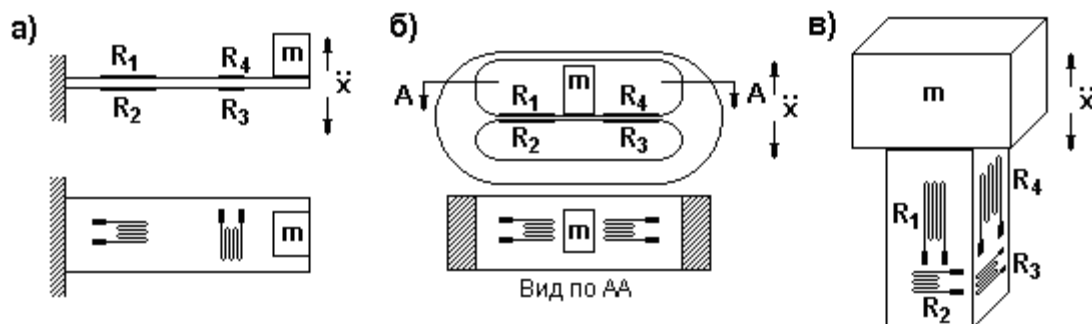


Рис. 24. Примеры взаимного расположения основных элементов тензорезистивных датчиков ускорения

Менее чувствительным будет датчик ускорения, у которого тело массы m и тензорезисторы установлены на гибкий элемент в соответствии с рис. 24, б. Тензорезисторы включаются в схему "целого моста" в соответствии с рис. 20, в. И, наконец, наименьшей чувствительностью будет обладать датчик ускорения, гибкий элемент которого работает на сжатие и растяжение (рис. 24, в). Тензорезисторы такого датчика включаются по схеме рис. 22, д.

Повышения чувствительности тензорезистивных датчиков ускорения можно добиться, используя импульсное питание моста, синхронизированное с моментами измерения.

В датчиках ускорения значения массы и жесткости упругого элемента подбирают в соответствии с требуемой чувствительностью. Если датчик ускорений должен работать в заданной области частот, то масса и жесткость упругого элемента должны обеспечивать такую частоту собственных свободных колебаний, чтобы она была существенно выше верхней границы частотного спектра измеряемых ускорений. При применении датчика виброускорений во избежание значительной погрешности применения (см. разд. 2.6) масса датчика виброускорений должна быть пренебрежимо малой по сравнению с массой объекта. Выполнение перечисленных условий позволит обеспечить равномерную амплитудно-частотную характеристику датчика во всей заданной области частот.

Широкую номенклатуру датчиков ускорения выпускает фирма Burster (Германия). Для их создания использованы полупроводниковые тензорезисторы, которые иногда называются *пьезорезисторами*. Датчики отличаются диапазонами измерения, характеристиками погрешности, габаритами и присоединительными размерами. Предел допускаемой погрешности не превышает 1 %. Масса датчиков менее 3 г., габаритные размеры менее $10 \times 10 \times 10 \text{ мм}^3$.

Для метрологических испытаний датчиков вибрационного ускорения применяются вибростенды, которые воспроизводят гармонические вибрации с регулируемой частотой и амплитудой.

Государственный эталон постоянного ускорения реализуется на центрифуге, скорость вращения которой и расстояние от центра вращения до датчика известны с высокой точностью. На чувствительный элемент датчика в этом случае действует постоянное центробежное ускорение. В качестве государственного эталона переменных ускорений используется двойная центрифуга.

Датчики давления. В тензорезистивных датчиках давления жидкости или газа измеряемое давление преобразуется в силу с помощью поршня или мембраны. Цепочка измерительных преобразований, выполняемых при измерениях давления с участием тензорезистивных датчиков, условно показана на рис. 25.



Рис. 25. Измерительные преобразования при измерении давления с помощью тензорезистивного датчика

Датчики давления подразделяются на датчики абсолютного давления, датчики избыточного давления (по сравнению с атмосферным) и датчики

разности давлений. Внутренняя камера всех этих датчиков герметично делится мембраной на две полости, как показано на рис. 26.

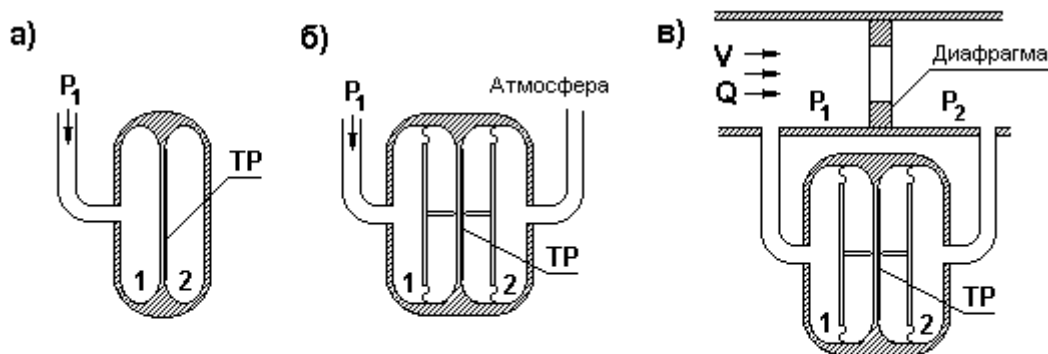


Рис. 26. Примеры схем тензорезистивных датчиков абсолютного давления а), избыточного давления б) и разности давлений в).

В полости 2 датчика абсолютного давления (рис. 26, а) создается вакуум. На этом рисунке представлен вариант, когда упругим элементом является мембрана, на которой с помощью полупроводниковой технологии сформированы тензорезисторы ТР в соответствии с рис. 26 а. Эти тензорезисторы расположены на той стороне мембраны, которая находится в полости 2 и не подвергается воздействию среды, которая может быть агрессивной.

В датчике избыточного давления упругим элементом может служить такая же мембрана, тензорезисторы которой защищены от атмосферы лаковыми покрытиями. Но на рис. 26, б представлен вариант, когда от воздействия агрессивных компонентов той и другой среды мембрана с тензорезисторами, обладающая известной жесткостью, защищена герметичными плоскими мембранами, жесткость которых равна нулю. Эти мембраны выполняют преобразование давления в силу, которая затем преобразуется упругой мембраной с тензорезисторами.

Важным применением датчиков разности давления является измерение скорости и расхода жидкостей или газов. С этой целью датчик подключается к трубе, по которой транспортируется жидкий или газообразный продукт, как это показано на рис. 26, в. Если транспортируемый продукт заполняет трубу полностью, то при преодолении сопротивления, которое создается диафрагмой, до и после нее возникает разность давлений,

которая пропорциональна квадрату скорости потока или расхода движущегося продукта. В этом применении после датчика должно быть включено аналоговое или цифровое устройство, извлекающее корень квадратный из выходного сигнала. Продукт может быть агрессивным, и здесь защита от него является обязательной.

Во всех трех случаях через ТР обозначены фольговые или полупроводниковые тензорезисторы, сформированные на мембранах в соответствии с рис. 22, б.

Тензорезистивные датчики давления всех трех видов находят широкое применение на таких объектах, как электростанции, котельные, испытательные стенды энергоагрегатов. Отечественной промышленностью выпускается широкая номенклатура тензорезистивных датчиков давления типов САПФИР-22 и МЕТРАН-22. Диапазоны измеряемых давлений и разности давлений этих датчиков от десятков килопаскалей до 400 МПа и выше. Погрешность датчиков 0,5 % и 0,25 %. В корпусе датчиков смонтированы тензомосты и вторичные преобразователи. Выходным сигналом этих датчиков является постоянный ток в диапазонах (0 – 5) мА, (0 – 20) мА и (4 – 20) мА. Выходные сигналы зарубежных тензорезистивных датчиков давления промышленного применения изменяются в тех же пределах.

Погрешность лучших тензорезистивных датчиков давления фирм Fluke и Motorola (США), Rosemount и Druck (Германия), Метран (Россия, г. Челябинск), завод "Манометр" (г. Москва) и других достигает 0,05 %. В последнее время завод Метран начал выпуск образцовых датчиков давления «Метран-518» с цифровым выходным сигналом в интерфейсе USB, допускаемая погрешность которых не превышает 0,02%. На основе подобных датчиков фирмы выпускают семейство калибраторов давления с той же погрешностью. В этих датчиках преобразование давления в силу и силы в деформацию осуществляется с помощью упругих элементов типа мембран (рис. 22, б). В датчиках применяются фольговые и полупроводниковые тензорезисторы.

Для метрологических испытаний промышленных датчиков давления используются высокоточные датчики или грузопоршневые манометры, образцовое давление в которых создается грузами точного веса.

3.1.4. Пьезоэлектрические датчики

Пьезоэлектрические датчики относятся к генераторным датчикам. В этих датчиках используется *пьезоэлектрический эффект* (или, короче, *пьезоэффект*), который заключается в том, что некоторые материалы под действием на них силы электризуются: на их поверхности появляется электрический заряд, величина которого зависит от приложенной силы. Это означает, что материал, обладающий пьезоэффектом, выполняет преобразование силы в электрический заряд. Природным материалом, который обладает пьезоэффектом, является кварц или горный хрусталь.

Заряд, возникающий вследствие пьезоэффекта, линейно зависит от приложенной силы:

$$q = K_{\pi} F,$$

где K_{π} – коэффициент пьезочувствительности материала.

Точность преобразования силы в заряд довольно высока. Так, кристалл кварца выполняет это преобразование с относительной погрешностью от 10^{-4} до 10^{-6} . Дальнейшее преобразование электрического заряда в напряжение выполняет усилитель, который называется усилителем заряда, и полученное напряжение может быть измерено любым средством измерения напряжения: аналоговым или цифровым вольтметром или АЦП, сопряженным с компьютером.

Пьезоэффект может быть *продольным*, когда заряд возникает на поверхностях, к которым приложена сила, или *поперечным*, когда заряд возникает на боковых поверхностях. Материал при этом практически не деформируется.

На рис. 27 представлены схемы, иллюстрирующие продольный (рис. 27, а) и поперечный (рис. 27, б, в) пьезоэффекты, и обозначены знаки возникающих зарядов. Для эффективного использования поперечного пьезоэффекта две пластины пьезоматериалов соединяют параллельно (рис. 27, б), прокладывают между ними проводящую прокладку и закрепляют их,

как консольную балку. Образующийся заряд возникает на зажимах, как показано на рис. 27. При действии силы F верхняя пластина растягивается, а нижняя сжимается, и заряд возникает на боковых относительно действующих напряжений сторонах пластин. В такой конструкции чувствительность преобразования $F \rightarrow q$ существенно выше.

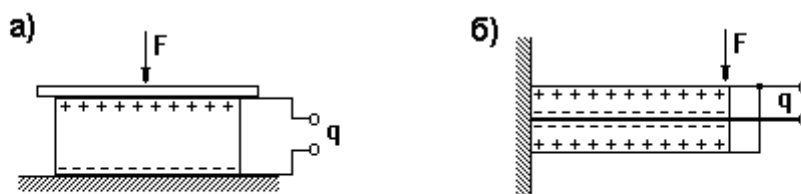


Рис. 27. Продольный а) и поперечный б) пьезоэффекты

К достоинствам кристалла кварца применительно к созданию датчиков силы и других величин относится его стойкость к высокой температуре (пьезоэффект утрачивается после точки Кюри при $t^\circ = 530^\circ\text{C}$), а также высокая точность и стабильность преобразования.

Затрудняет применение кварца трудоемкость обработки и очень высокое удельное сопротивление, достигающее $10^{15} - 10^{16}$ Ом·м. Поверхностное сопротивление кварца гораздо меньше, поэтому для предотвращения утечки заряда приходится применять хорошую изоляцию, а также тщательно обрабатывать поверхности и герметизировать датчики, защищая кристалл кварца от пыли и грязи. Высокие требования предъявляются к кабелю, соединяющему пластины кварца со входом усилителя заряда. Во избежание утечек заряда изоляция между проводами должна быть очень высокой, а емкость между ними минимальной.

Кроме кристалла кварца в пьезоэлектрических датчиках используются пьезокерамики. К пьезокерамикам относится титанат бария, различные разновидности цирконато-титаната свинца и другие. Точность преобразования силы в заряд у этих материалов хуже, чем у кварца.

Допустимое механическое напряжение для всех материалов — $(80 - 90)10^6 \text{ Н/м}^2$.

Пьезокерамики изготавливаются из сегнетоэлектриков, которые не являются кристаллическими веществами и их домены расположены хао-

точно. Сегнетоэлектрики сильно измельчают, а затем спекают с вязущим веществом в сильном электростатическом поле. Сравнительные характеристики некоторых пьезоэлектрических материалов приведены в табл. 4.

Т а б л и ц а 4

Сравнительные характеристики пьезоэлектрических материалов

Материал	Коэффициент пьезочувствительности K_{II} [$Кл/Н$]		ϵ	Точка Кюри $^{\circ}C$
	продольной	поперечной		
Кристалл кварца	$2,31 \cdot 10^{-12}$	$2,31 \cdot 10^{-12}$	4,5	530
Титанат бария	$78 \cdot 10^{-12}$	$78 \cdot 10^{-12}$	1700	150
Цирконато-титанат свинца (ЦТС)	$(100 - 300) 10^{-12}$	$(30 - 160) 10^{-12}$	1300	до 400

Из сказанного ясно, что на основе подобных материалов, обладающих пьезоэффектом, могут быть созданы пьезоэлектрические датчики силы, ускорения и давления. От подобных тензорезистивных датчиков пьезоэлектрические отличаются повышенной температурной стойкостью и повышенной надежностью. Однако при невысоких температурах применения, а также при решении измерительных задач, когда требуется измерение постоянных или медленно изменяющихся величин, тензорезистивные датчики успешно конкурируют с пьезоэлектрическими.

На рис. 28 показаны цепочки преобразований, которые выполняются с участием перечисленных датчиков. Усилитель заряда обычно включается в состав пьезоэлектрического датчика с учетом современной тенденции

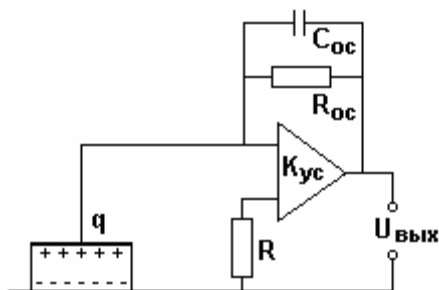


Рис. 29. Усилитель заряда.

встраивания вторичных преобразователей в корпуса датчиков. В результате входные цепи усилителя приближаются непосредственно к источнику заряда и, тем самым уменьшаются погрешности, вызванные несовершенством изоляции кабеля и его емкостью, которая частично шунтирует

пьезоэлемент датчика. Однако при этом к датчику приходится подводить питание, необходимое для работы усилителя.

Усилитель заряда – общий для всех типов пьезоэлектрических датчиков. Он представляет собой усилитель напряжения с большим коэффициентом усиления порядка $10^5 - 10^6$, охваченный глубокой отрицательной емкостной обратной связью. В связи с этим практически весь заряд с пьезоэлемента переходит на конденсатор, и на выходе усилителя развивается напряжение $U_{\text{вых}} \approx q / C_{\text{ос}}$, где $C_{\text{ос}} = (50 - 100)$ пФ – емкость конденсатора, стоящего в цепи обратной связи. Упрощенная схема такого усилителя представлена на рис. 29. Для стабилизации рабочей точки усилителя параллельно с конденсатором обратной связи включается активное сопротивление $R_{\text{ос}} \approx 10^6 - 10^7$ Ом. Современная элементная база позволяет достичь чувствительности усилителя заряда до 1 В/пКл.

Рассмотрим характерные конструктивные особенности пьезоэлектрических датчиков.

Схемы воздействия силы на пьезоэлемент датчика представлены на рис. 30. Для того чтобы обеспечить наилучшую изоляцию, в датчике силы, работающем по принципу, показанному на рис. 30, а, используется изоляция, которая обеспечивается самим пьезоэлементом. Для этого применяется составной пьезоэлемент, состоящий из двух пластин, между которыми проложена проводящая прокладка. Используется продольный пьезоэффект, пластины пьезоэлементов 4 соединяются и располагаются так, чтобы заряды, возникающие под действием измеряемой силы, были направлены навстречу друг другу. Электрическое соединение пластин – параллельное. Поскольку верхняя и нижняя пластины вынуждены контактировать с корпусом датчика 1, отвод заряда с них осуществляется с помощью коаксиального кабеля, центральный провод 2 которого присоединен к внутренним сторонам пластин пьезоэлементов, а внешняя оболочка 3 соединяется с корпусом. Далее следует усилитель заряда и все последующие преобразователи. Точно так же обеспечивается наилучшая изоляция и в случае использования поперечного пьезоэффекта в соответствии с рис. 30, б. Подобная схема размещения пьезоэлементов показана на рис. 30, г и является типичной также для датчиков давления. Для датчика ускорения (рис. 30,

в), в котором тело 5 с массой m не контактирует с корпусом, эта схема не используется.

С развитием полупроводниковой микротехнологии тензорезистивные датчики давления и ускорения становятся все более серьезными конкурентами пьезоэлектрических датчиков тех же измеряемых величин. Единственной позицией, которую прочно занимают пьезоэлектрические датчики, является измерение очень высоких импульсных давлений при высоких температурах. Примером таких измерений могут служить измерения давления взрыва в цилиндрах двигателей внутреннего сгорания: дизельных и бензиновых. В этой области наилучшими характеристиками обладают пьезоэлектрические датчики с водяным охлаждением фирмы "Kistler" (Германия). Предел допускаемой основной погрешности датчиков давления фирмы "Kistler" составляет 0,2 % на пределах измерения до 20,0 МПа и выше. Частотная полоса – до 80,0 кГц. Фирмой выпускаются одноосные, двухосные и трехосные пьезоэлектрические датчики ускорения. Высокочувствительные миниатюрные пьезоэлектрические датчики ускорения с выходным сигналом в виде заряда или напряжения выпускает также фирма Bruel & Kjaer (Дания) с частотным диапазоном до 50 кГц. Масса датчиков – от 3 г до 12 г. Пьезоэлектрические датчики для сейсмических измерений, в частности, с целью раннего прогнозирования землетрясений выпускает фирма PCB Piezotronics.

Погрешность лучших современных пьезоэлектрических датчиков ускорения достигает (0,2 – 0,5) %.

3.1.5. Потенциометрические датчики

Потенциометрические датчики не утратили своего значения до сего времени в силу своей простоты и высокой линейности. Датчики этого типа представляют собой сопротивление, изменяющееся под действием измеряемой величины – перемещения или угла поворота. В проволочных потенциометрических датчиках сопротивление образуется плотной однослойной обмоткой из калиброванной проволоки, которая изготавливается из нихрома или иного материала с высоким удельным сопротивлением. По обмотке перемещается скользящий или катящийся элемент (движок). Через резистор, образованный обмоткой, протекает стабильный ток I_0 си-

лой от 1 мА до 10 мА. Падение напряжения, которое создается на участке сопротивления резистора между движком и общей точкой, пропорционально перемещению. Объект, положение или угол поворота которого требуется измерить, жестко связан с этим движком. В линейных датчиках это напряжение пропорционально измеряемой величине и является выходным сигналом датчика. Резистор может быть выполнен не только из калиброванной проволоки, но из проводящего пластика. Устройство потенциометрических датчиков, преобразующих плоскопараллельное перемещение x или угол поворота в изменение постоянного напряжения, показано на рис. 31. На рис. 31, а представлен датчик с однополярным выходным сигналом. Выходное напряжение датчика, представленного на рис. 31, б, изменяет полярность в зависимости от положения движка относительно середины резистора. Для снижения погрешности датчика от нестабильности тока I_0 кроме выходного напряжения $U_{\text{вых}}$ измеряется падение напряжения, создаваемое током I_0 на полном сопротивлении R датчика, то есть на $U = I_0 R$ и затем в компьютере на это напряжение делится выходное напряжение датчика.

Диапазон перемещений, преобразуемых потенциометрическими датчиками, довольно широк и составляет от 10 мм до 200 мм. Потенциометрические датчики угла поворота имеют диапазон входных углов: однооборотные, показанные на рис. 31, в, – до 355° , многооборотные – до 7200° . Многооборотные датчики имеют не круглый, а плоский резистор, как у датчиков перемещения. В этих датчиках преобразование угла поворота в линейное перемещение выполняется винтовой парой.

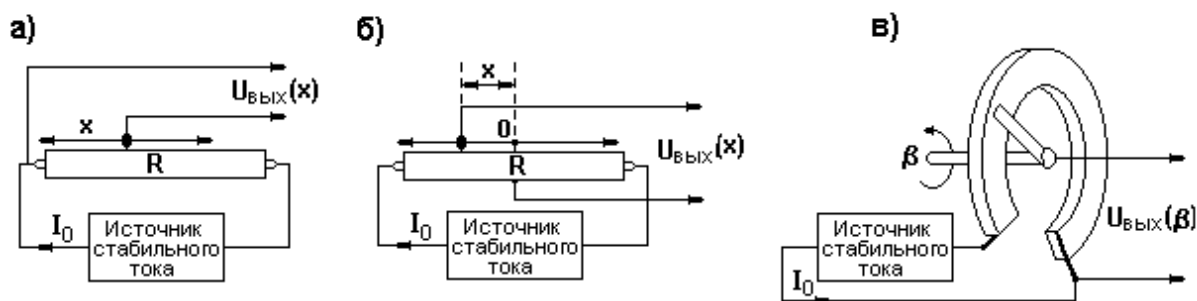


Рис. 31. Схемы потенциометрических датчиков перемещения и угла поворота

Датчики с резистором, выполненным из проводящего пластика, обладают лучшей линейностью, чем проволочные. Кроме того они устойчивее к износу пары движок – резистор. Все потенциометрические датчики чувствительны к вибрациям, тряске, ударам, из-за чего может пропадать контакт движка с резистором.

Проволочным потенциометрическим датчикам легко придается нелинейная функция преобразования заданного вида. С этой целью обмотка наматывается на каркас, толщина которого изменяется в соответствии с желаемой функцией.

Наилучшие показатели потенциометрических датчиков, достигнутые, в частности, фирмой "Мегатрон", следующие:

- для проволочных датчиков линейного перемещения и угла поворота предел допускаемой погрешности от нелинейности составляет от 0,15 % до 5 %;
- для датчиков, резистор которых выполнен из проводящего пластика, предел допускаемой погрешности от нелинейности от 0,01 % до 0,5 %, разрешающая способность датчиков перемещений не хуже 10 мкм, ресурс – 50 млн движений оси.

Широкую номенклатуру потенциометрических датчиков линейных и угловых перемещений выпускает фирма "Burster" (Германия). Пределы измерения линейных перемещений от 0 до 100 мм при длине корпуса датчика 253 мм, нелинейность датчика не превышает 0,1 %, полное сопротивление 5 кОм. Диапазон измерения угловых перемещений от 0° до 350°, погрешность не превышает 0,5 %, масса 90 г.

3.1.6. Емкостные датчики

Емкостные датчики преобразуют измеряемую величину в изменение емкости конденсатора и являются параметрическими датчиками. Большинство емкостных датчиков представляют собой конденсатор с плоскопараллельными пластинами или коаксиальными цилиндрическими электродами. Емкость подобных датчиков равна

$$C = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon \cdot S}{d},$$

где ϵ_0 – диэлектрическая проницаемость воздуха, ϵ – относительная диэлектрическая проницаемость изоляционного материала между пластинами, S – площадь пластин (электродов), d – расстояние между пластинами (электродами).

Из формулы видно, что емкостный датчик может выполнять преобразование путем воздействия измеряемой величины на значение диэлектрической проницаемости, на площади пластин (электродов) и на расстояние между пластинами (электродами).

Преобразование воздействием на диэлектрическую проницаемость выполняют такие емкостные датчики, как датчики уровня h_x негорючих жидкостей и датчики толщины δ изоляционного материала, в том числе, изоляционных покрытий. Принцип действия этих датчиков поясняется рис. 32, а и 32, б.

Одна из конструкций датчика уровня это цилиндрический конденсатор, электродами которого являются полый цилиндр и изолированный от него внутренний стержень длиной h (рис. 32, а).

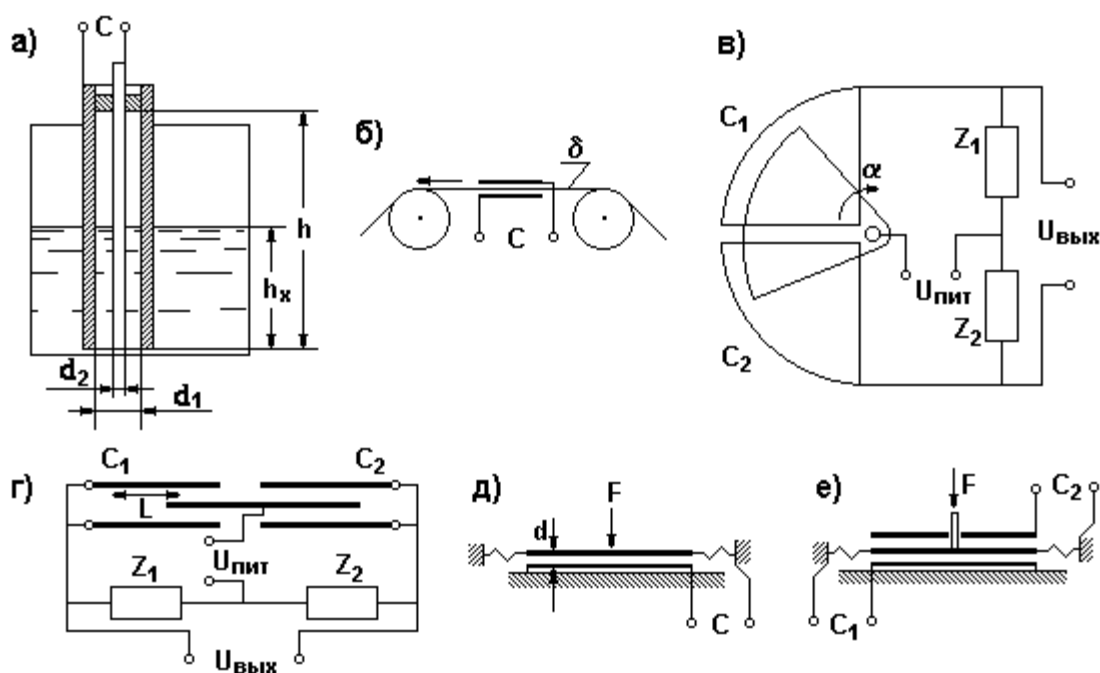


Рис. 32. Схемы емкостных датчиков

При погружении в жидкость с диэлектрической проницаемостью ε на глубину h_x , емкость получившегося конденсатора будет линейно зависеть от h_x :

$$C = \frac{2\pi\varepsilon_0}{\ln(R_1/R_2)} [h_x\varepsilon + (h - h_x)] = \frac{2\pi\varepsilon_0}{\ln(R_1/R_2)} [h + h_x(\varepsilon - 1)].$$

В подобных датчиках основная часть погрешности возникает из-за проводимости жидкости, вследствие чего при изменении уровня изменяются активные потери образованного таким образом конденсатора.

Принцип действия емкостного датчика толщины ленты диэлектрического материала, в том числе, бумаги в процессе изготовления показан на рис. 32, б. Лента толщиной δ при изготовлении проходит между параллельными обкладками плоского конденсатора, расположенными на расстоянии d друг от друга. Относительная диэлектрическая проницаемость ленты равна ε , диэлектрическая проницаемость воздуха – ε_0 . Площадь обкладок конденсатора S . Тогда емкость конденсатора зависит от измеряемой толщины следующим образом:

$$C = \frac{\varepsilon_0 S}{(d - \delta) + \delta / \varepsilon} = \frac{\varepsilon_0 S}{d - \delta(1 - 1/\varepsilon)}.$$

Емкостные датчики с изменяющейся площадью S обкладок (электродов) применяются при измерении, например, угла поворота α (рис 32, в) или перемещений L в несколько десятков миллиметров (рис. 32, г). Эти датчики удобно включить в мост переменного тока (см. рис. 32).

Наибольшее распространение получили емкостные датчики, в которых измеряемая величина преобразуется в малое перемещение обкладок конденсатора по направлению друг к другу. Такие датчики могут быть выполнены в двух вариантах, показанных на рис. 32, д и 32, е. Расстояние d между обкладками датчиков, выполненных в соответствии с обычной дискретной технологией, составляет от 10 мкм до нескольких десятых миллиметра. То же расстояние у емкостных датчиков, изготовленных способами полупроводниковых микротехнологий, может быть уменьшено до сотых долей миллиметра. Такое малое расстояние между обкладками конденсатора способствует увеличению емкости датчиков и тем самым – снижению влияния паразитных емкостей соединительных проводов, но при этом по-

вышает чувствительность таких датчиков к температуре окружающей среды. Это происходит из-за того, что тепловое линейное расширение материалов, из которых они изготовлены, оказывается соизмеримым с величиной зазоров между обкладками, и при разработке емкостных датчиков следует предусматривать конструктивные и иные меры уменьшения указанного влияния теплового расширения, а также средства надежного крепления неподвижных и подвижных обкладок во избежание малейших люфтов.

Кроме того, нежелательным свойством одинарных емкостных датчиков (рис. 32, д) с малым зазором является возникновение силы притяжения между пластинами конденсатора. В дифференциальном преобразователе, представленном на рис. 32, е, эта сила может быть снижена вплоть до нуля.

Отрицательное влияние на емкостные датчики с малым зазором оказывает даже малейшее увлажнение и засорение обкладок. Поэтому их необходимо тщательно обрабатывать и герметизировать.

Начальная емкость емкостных датчиков с малым зазором $C_0 = (10 - 300)$ пФ.

На основе подобных емкостных датчиков могут быть созданы датчики силы, ускорения и давления. Средства для первоначального преобразования этих величин в малое перемещение – те же, что использовались выше в тензорезистивных датчиках.

Для создания датчика силы измеряемая сила преобразуется в малое перемещение с помощью упругого элемента, жесткость которого будет определять пределы измерения силы.

Чтобы преобразовать ускорение в малое перемещение используется сила инерции тела массы m и упругий элемент, преобразующий эту силу в перемещение. Значение массы и жесткость упругого элемента будут определять диапазон измеряемых ускорений и собственную частоту колебаний подвижной системы датчика.

Давление в малое перемещение преобразуется вначале в силу – через площадь мембраны S , а затем сила преобразуется в малое перемещение с помощью упругого элемента.

Для преобразования емкости конденсатора в электрическое напряжение или ток применяются вторичные электрические преобразователи.

Две схемы включения емкостных датчиков, предназначенных для преобразования переменных величин, представлены на рис. 33. Это, например, датчики виброускорений и переменных давлений, в том числе, конденсаторные микрофоны.

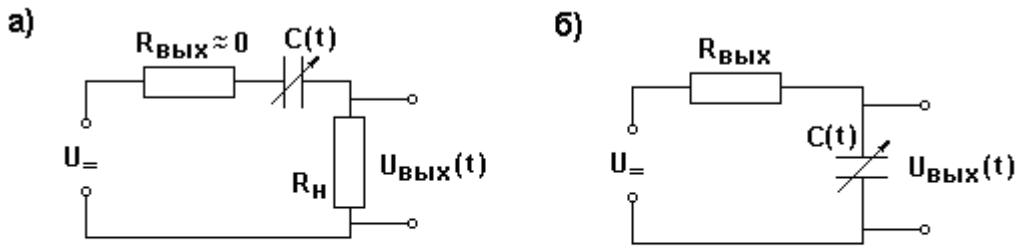


Рис. 33. Схемы включения емкостных датчиков изменяющихся величин

Первая из этих схем (рис. 33, а) работает в режиме заданного напряжения, поэтому выходное сопротивление $R_{\text{вых}}$ источника питающего постоянного напряжения U должно быть как можно меньше. Если емкость датчика изменяется, как

$$C(t) = C_0 + \Delta C \sin \Omega t,$$

то при постоянном напряжении заряд этого конденсатора будет изменяться так же:

$$q(t) = UC(t) = U(C_0 + \Delta C \sin \Omega t),$$

и ток заряда конденсатора $i(t) = q'_t(t)$ будет создавать на небольшом сопротивлении нагрузки R_H падение напряжения

$$U_{\text{вых}}(t) = i(t)R_H = q'_t(t)R_H = UR_H \Delta C \Omega \cos \Omega t.$$

Вторая схема (рис. 33, б) работает в режиме заданного заряда. Для этого последовательно с источником питающего напряжения включается большое сопротивление для того, чтобы конденсатор не успевал перезарядаться, и заряд на нем оставался неизменным. Тогда, при гармоническом изменении емкости напряжение на конденсаторе будет меняться, как

$$U(t) = \frac{UC_0}{C_0 + \Delta C \sin \Omega t} \approx U \left(1 - \frac{\Delta C}{C_0} \sin \Omega t \right).$$

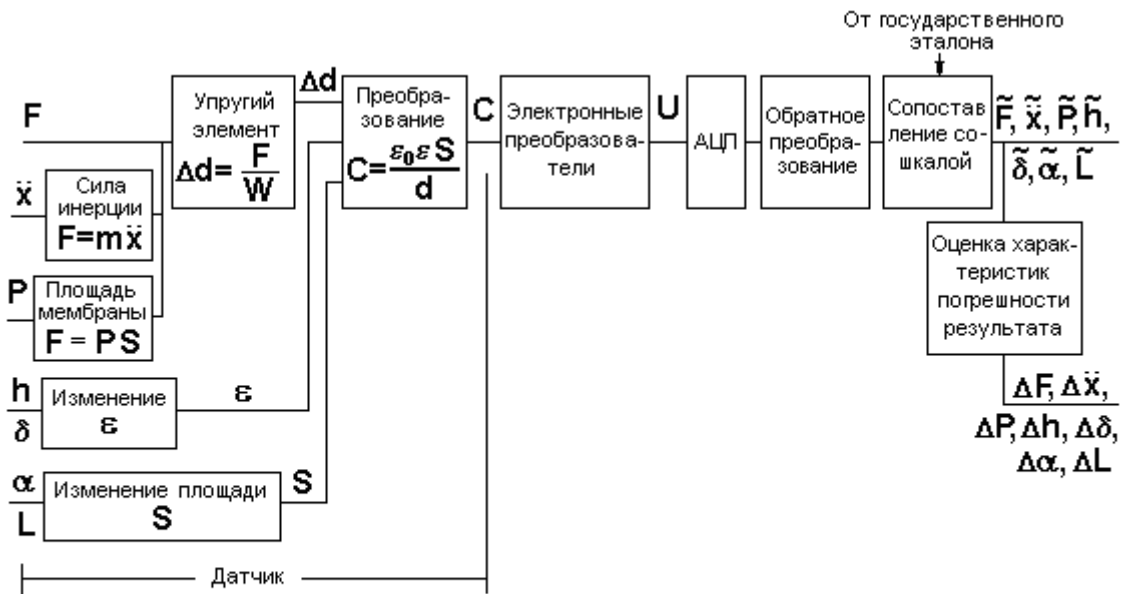


Рис. 34. Цепочки измерительных преобразований, выполняемых с участием емкостных датчиков

При достаточном напряжении питания, не превосходящем величины напряжения пробоя малых зазоров (350 В), и последующем усилении может быть достигнута необходимая чувствительность такого преобразования. Полученное в результате переменное напряжение выпрямляется и фильтруется, после чего поступает на вход АЦП.

Цепочки измерительных преобразований, выполняемых при применении емкостных датчиков, представлены на рис. 34. Ведущие фирмы мира применяют емкостные чувствительные элементы для создания датчиков ускорения и малых перемещений. Наиболее чувствительные емкостные датчики создаются с применением полупроводниковых микротехнологий. Так, фирма "Analog Devices" (США), известная своей микроэлектронной продукцией, выпускает малогабаритные емкостные датчики ускорения с силовой компенсацией на кристалле кремния размером $3.05 \times 3.05 \times 1.0$ мм с параметрами: зазор между обкладками конденсатора 1,3 мкм, емкость 0,1 пФ, максимальное изменение емкости 0,01 пФ, несущая частота 1 МГц, инерционная масса 0,1 мкг. Основная погрешность датчика не превышает 0,5 %. Для преобразования таких малых емкостей эта же фирма выпускает специальные АЦП, например, AD7745 и AD7746, диапазон преобразова-

ния которых (0 – 4) пФ, погрешность от нелинейности не хуже 0.01 %, абсолютная погрешность не превышает 20 фФ, то есть $20 \cdot 10^{-15}$ Ф.

3.1.7. Индуктивные датчики

Индуктивные датчики входят в класс электромагнитных преобразователей и являются параметрическими датчиками. Эти датчики выполняют преобразование измеряемой величины в изменение индуктивности за счет изменения параметров магнитной цепи катушки индуктивности.

Индуктивность катушки, намотанной медным проводом и содержащей w витков, в общем случае равна

$$L = \frac{w^2}{Z_M} = \frac{w^2}{R_M + jX_M},$$

где $Z_M = R_M + jX_M$ – комплексное магнитное сопротивление цепи, по которой замыкается магнитное поле катушки.

Магнитные цепи большинства индуктивных датчиков устроены таким образом, чтобы потери в этих цепях были минимальны. Кроме того, магнитные цепи этих датчиков состоят, в основном, из магнитомягкого материала, имеющего высокую магнитную проницаемость μ , и одного или двух воздушных зазоров, магнитное сопротивление которых настолько велико, что оно, в основном, определяет магнитное сопротивление всей цепи. При зазоре, образованном двумя плоскими параллельными поверхностями, расстояние между которыми равно d , а площадь равна S , его магнитное сопротивление, а по вышесказанному, и магнитное сопротивление всей цепи равно

$$R_d = d / (\mu_0 S),$$

где μ_0 – магнитная проницаемость воздуха.

В результате начальная индуктивность реальных индуктивных датчиков с воздушными зазорами, площадь которых одинакова и равна S , а суммарная длина воздушного зазора равна d , выражается приближенной формулой

$$L = \frac{\mu_0 S}{d} w^2.$$

Приближенный характер формулы вызван влиянием полей рассеяния на краях воздушного зазора.

Из этой формулы видно, что на значение индуктивности катушки влияют только такие измеряемые величины, которые могут быть преобразованы в изменение площади S или величины зазора d , или, иными словами, в изменение магнитного сопротивления магнитной цепи датчика.

На первый взгляд, преимущество следовало бы отдать преобразованию измеряемой величины в изменении площади. Тогда преобразование было бы линейным. Но из-за краевых эффектов, вызванных рассеянием магнитного потока, линейность достигнута быть не может. Кроме того, возникают конструктивные сложности организации подобного преобразования. Поэтому в большинстве индуктивных датчиков используется зависимость индуктивности либо от изменяемой величины зазора, либо от изменения магнитного сопротивления всей цепи в целом за счет перемещения сердечника внутри катушки вдоль ее оси.

На рис. 35, а и 35, б схематически показаны два одиночных индуктивных датчика, работающих по указанным принципам. Первый из них – датчик с малым зазором, изменение которого составляет от 0,1 мм до 1,0 мм. Второй – датчик, реагирующий на значительные перемещения до 100 мм.

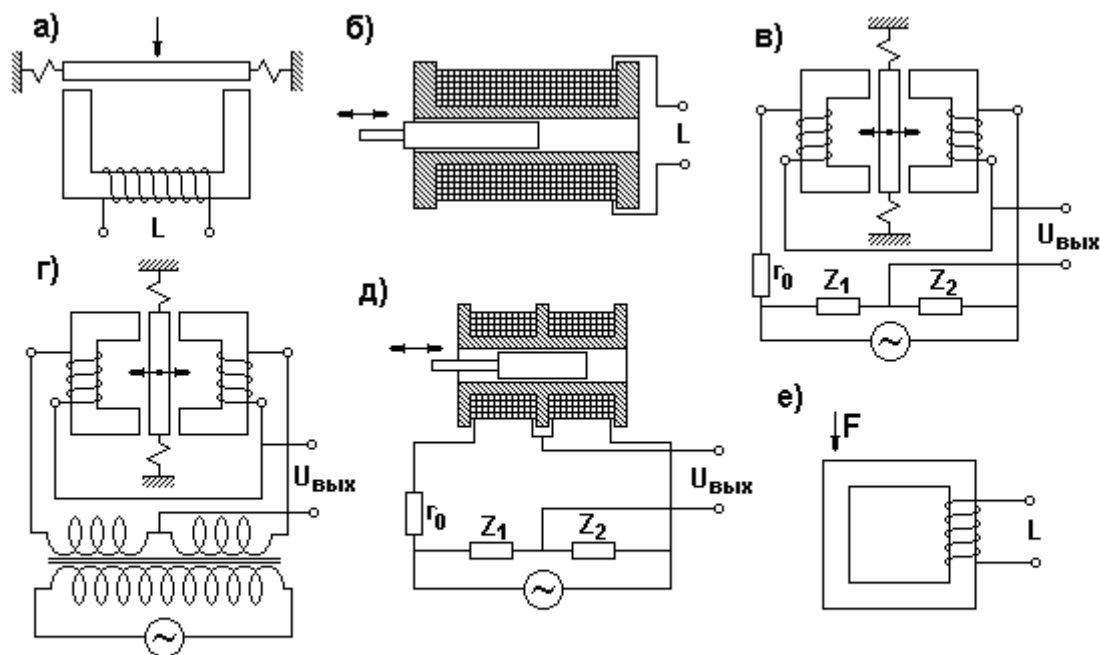


Рис. 35. Примеры устройства и схем включения индуктивных датчиков

Обоим этим датчикам свойственен серьезный недостаток, из-за которого датчики такой конструкции не имеют практического применения. В них на перемещаемую деталь действует значительная электромагнитная сила, зависящая от положения этой детали (якоря).

Влияние электромагнитной силы существенно снижается у дифференциальных индуктивных датчиков, конструкция которых и различные схемы включения показаны на рис. 35, в, 35, г и 35, д. Приведенные схемы включения могут быть применены к любому из индуктивных датчиков независимо от его конструкции. Эти схемы представляют собой неравновесные мосты, позволяющие получать на выходе нулевой сигнал при нулевом значении измеряемой величины. При этом значении мосты должны быть уравновешены по двум составляющим, поскольку это мосты переменного. Реактивная составляющая катушек легко делается примерно одинаковой, ибо она определяется, в основном, количеством витков и частично – полями рассеяния, которые уравниваются конструктивными методами.

Активные компоненты сопротивления катушек индуктивности различаются из-за неоднородности сопротивления проволоки, которой она

намотана. Для того, чтобы уравновесить мост по этой активной компоненте, в то плечо, в котором активное сопротивление оказалось меньше, включают сопротивление r_0 , подгонкой которого мост уравнивается. Отклонение измеряемой величины от нуля вызывает в измерительной диагонали появление выходного сигнала переменного напряжения, который при последующих преобразованиях усиливается, выпрямляется и фильтруется, после чего подается на вход АЦП, преобразуется в код и передается в компьютер для дальнейших стандартных преобразований и математической обработки. В настоящее время для преобразования изменения индуктивности дифференциальных датчиков, построенных по рис. 35, д, выпускаются специальные микросхемы, как например, микросхема AD598 фирмы “Analog Device” (США). С помощью индуктивных датчиков, оснащенных этой микросхемой, выполняются измерения линейных перемещений от 50 до 200 мм.

Первичные преобразования измеряемых величин в изменение длины зазора аналогичны тем, которые выполняются в тензорезистивных и емкостных датчиках. Преобразование силы в малое перемещение выполняется с помощью подходящего упругого элемента с точно известной жесткостью W . Преобразование ускорения в силу происходит путем использования силы инерции тела массы m . Это тело крепится на перемещаемую часть упругого элемента датчика. Для преобразования давления в силу, а затем – в перемещение используется мембрана с известной площадью, жестко связанная с перемещаемым элементом.

Датчики, показанные на рис. 35, б, 35, д, используются только для измерения значительных перемещений.

Из формулы для индуктивности видно, что преобразование длины зазора в индуктивность нелинейно. Существенного приближения к линейности достигают путем изменения конфигурации поверхностей, образующих зазор. Достижимые погрешности индуктивных датчиков составляют от 0,5 % до 2 %. Эти погрешности возникают из-за наличия движущихся элементов, полей рассеяния, потерь в сердечнике из-за гистерезиса и вихревых токов, действия электромагнитных сил, зависящих от положения перемещаемого элемента.

Существенным достоинством индуктивных датчиков, которое оправдывает их промышленное применение, является значительная мощность выходного сигнала, которая существенно превышает мощность выходных сигналов емкостного, пьезоэлектрического и тензорезистивного датчиков.

Другой разновидностью индуктивных датчиков является *магнитоупругий* или *магнитострикционный* датчик, магнитная цепь которого выполнена из сплошного магнитомягкого материала без воздушных зазоров. В этом датчике при приложении усилия, как показано на рис. 35, е, изменяется коэффициент магнитной проницаемости магнитопровода, вследствие чего изменяется индуктивность катушки, намотанной на этот магнитопровод:

$$L = \frac{\mu_0 \mu S}{l_M} w^2,$$

где l_M – средняя длина магнитопровода.

Эта формула не учитывает потери на вихревые токи и на гистерезис, которые возникают в материале магнитопровода.

Магнитопровод такого датчика изготавливается из материалов, магнитная проницаемость которых изменяется под действием механических напряжений. Для различных материалов относительное изменение магнитной проницаемости может составлять от 0,5 % до 3 % при изменении механического напряжения на 1 МПа. Этот эффект остается стабильным, если материал магнитопровода нагружается не больше, чем на 10% от допустимого предела упругих деформаций.

Магнитоупругие датчики применяются для измерения силы в пределах от 250 Н до 10^6 Н. Погрешность магнитоупругих датчиков зависит от многих факторов: механический и магнитный гистерезис, старение, нестабильность напряжения питания и др. В целом после механической тренировки магнитострикционного датчика с монолитным магнитопроводом может быть достигнута погрешность 2 %.

Достоинствами магнитоупругого датчика является значительная мощность, развиваемая на выходе и его высокая надежность, поскольку он не содержит движущихся элементов.

Студентам рекомендуется в порядке упражнения самостоятельно изобразить цепочки измерительных преобразований, выполняемых с участием индуктивных и магнитоупругих датчиков с целью измерения малых перемещений, силы, давления и параметров виброускорения.

3.1.8. Трансформаторные (взаимноиндуктивные) датчики

Трансформаторные датчики преобразуют измеряемую величину в изменение коэффициента взаимной индуктивности M . Эти датчики принадлежат классу электромагнитных датчиков и являются параметрическими.

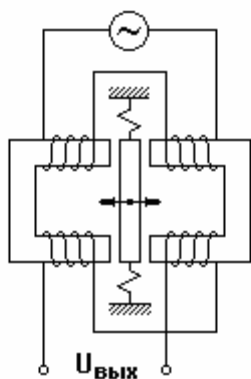


Рис. 36. Схема устройства трансформаторного датчика

Трансформаторные датчики так же, как индуктивные, применяются в виде дифференциальных датчиков. Схематически конструкция дифференциального трансформаторного датчика показана на рис. 36. Средний передвижной элемент (якорь) укреплен упруго, и при равенстве нулю измеряемой величины находится точно посередине воздушного зазора. Напряжения, возбуждаемые в частях вторичных обмоток, равны, и поскольку эти ча-

сти обмоток включены встречно, выходное напряжение равно нулю. При воздействии измеряемой величины на якорь он перемещается вправо или влево, в результате чего изменяются коэффициенты взаимной индукции между частями первичной и вторичной обмоток, и на выходе появляется напряжение, соответствующее сдвигу якоря, а значит, и значению измеряемой величины.

На основе трансформаторных датчиков могут быть созданы датчики силы, ускорения и давления путем преобразований этих величин в малое перемещение, аналогичных преобразованиям, выполняемым применительно к индуктивным, емкостным и тензорезистивным датчикам. Студентам рекомендуется в порядке упражнения самостоятельно изобразить цепочки измерительных преобразований, выполняемых с участием трансформаторных датчиков с целью измерения силы, давления и виброускорений.

Погрешности трансформаторного датчика, устройство которого представлено на рис. 36, примерно равны погрешностям индуктивных датчиков. Наилучшие достигнутые характеристики основной приведенной погрешности таких датчиков с учетом гистерезиса: от 0,15 до 0,25 %. Дополнительная погрешность от температуры от 0,1 до 0,5 %/10 °С.

К трансформаторным относятся такие датчики, как индуктосины в синусно–косинусные вращающиеся трансформаторы (resolvers).

Линейные индуктосины

Линейные индуктосины являются трансформаторными (взаимноиндуктивными) датчиками и предназначены для измерения больших перемещений (до 10 м) с высокой степенью точности. Обмотки линейных индуктосинов плоские, они наносятся на поверхности двух параллельных плоскостей, взаимное перемещение L которых подлежит измерению. Эти плоскости расположены на расстоянии 0.1 – 0.5 мм друг от друга, и при их перемещении это расстояние не изменяется.

На рис. 37 показана конфигурация обмоток и их взаимное расположение. Обмотки периодические, период X_0 всех обмоток одинаковый, его значение определяется максимальным измеряемым перемещением и требуемой точностью измерений. Обычно его выбирают в пределах 1 – 10 мм. Сопротивление обмоток от 0.5 до 10 Ом. В обмотку $10^5 - 10^6$ пропускается

переменный ток силой 0.1 – 0,5 А и частотой 10 – 20 кГц. ЭДС, наводимая на вторичных обмотках W_2 и W_3 – от 5 до 20 мВ.

Обмотка W_3 сдвинута относительно обмотки W_2 на расстояние, соответствующее пространственному углу $\pi/2$.

Сигналы ЭДС E_1 и E_2 , возникающие на вторичных обмотках, поступают на вход электронной схемы, представленной на рис. 38.

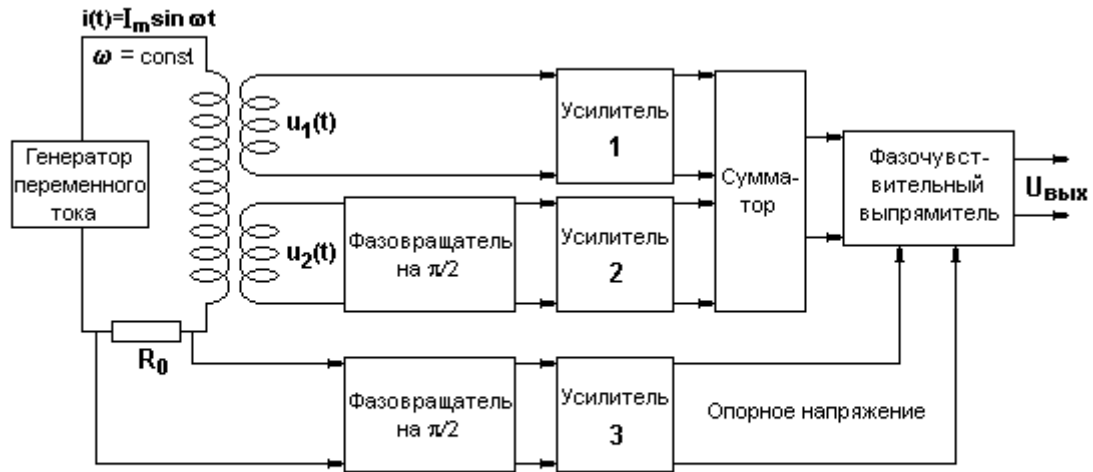


Рис. 78. Структурная схема линейного индуктосина

Если X – сдвиг первичной обмотки W_1 относительно вторичных обмоток, тогда коэффициент взаимной индуктивности между обмотками W_1 и W_2 зависит от их взаимного расположения следующим образом

$$M_{12} = M_0 \cos 2\pi \frac{X}{X_0},$$

где M_0 - максимальное значение взаимной индуктивности между подвижной и неподвижной обмотками.

Коэффициент взаимной индуктивности между обмотками W_1 и W_3

$$M_{13} = M_0 \cos \left(2\pi \frac{X}{X_0} + \frac{\pi}{2} \right).$$

Питание первичной обмотки обеспечивается генератором, работающим в режиме источника тока $i(t) = I_m \sin \omega t$. При этом токе во вторичных обмотках индуцируются напряжения:

$$u_1(t) = M_{12} \frac{di(t)}{dt} = M_0 \cos 2\pi \frac{X}{X_0} I_m \omega \cos \omega t,$$

$$u_2(t) = M_{13} \frac{di(t)}{dt} = M_0 \cos \left(2\pi \frac{X}{X_0} + \frac{\pi}{2} \right) I_m \omega \cos \omega t.$$

Фазовращатель сдвигает напряжение $u_2(t)$ на $\pi/2$, а сумматор складывает его с напряжением $u_1(t)$. Если усилители 1 и 2 отрегулированы так,

что амплитуды их напряжений на выходе одинаковы, то после их суммирования с точностью до постоянного коэффициента получим:

$$u_{\text{вых}}(t) = M_0 I_m \omega \cos\left(2\pi \frac{X}{X_0}\right) \cos\omega t + M_0 I_m \omega \sin\left(2\pi \frac{X}{X_0}\right) \sin\omega t.$$

Воспользовавшись формулой для косинуса суммы двух углов, свернем правую часть:

$$u_{\text{вых}}(t) = M_0 I_m \omega \cos\left(\omega t + 2\pi \frac{X}{X_0}\right).$$

Мы получили переменное напряжение с частотой ω и с фазовым сдвигом относительно первичного тока, зависящим от перемещения X , то есть пространственный сдвиг преобразовался в электрический фазовый сдвиг. Зависимость фазового сдвига от перемещения периодическая, ее период равен X_0 . Это означает, что измерение больших перемещений с помощью линейного индуктосина сводится к счету периодов, на которые переместилась подвижная обмотка относительно неподвижной, и затем выполняется уточнение дополнительного сдвига внутри периода обмоток X_0 . Данная процедура эквивалентна измерению длины с помощью инструмента, снабженного нониусом. При этом в качестве нониуса служит значение фазового сдвига.

Этот фазовый сдвиг можно преобразовать в код или измерить с помощью цифрового прибора, но такое измерение может занять очень много времени, в течение которого есть опасность пропустить один или несколько периодов перемещения. При быстрых перемещениях это может привести к катастрофической погрешности. Поэтому предпринимают аналоговое преобразование фазового сдвига в постоянное напряжение с помощью фазочувствительного выпрямителя. На его второй вход подается опорное напряжение, которое лучше всего получить из цепи первичной обмотки, как падение напряжения на сопротивлении R_0 . Фазовый сдвиг этого напряжения на 90° приведет к тому, что опорное напряжение $u_0 = U_m \cos \omega t$. Усилитель 3 этого опорного напряжения (см. рис. 78) играет роль формирователя напряжения прямоугольной формы. Такая форма опорного напряжения обеспечивает хорошую работу фазочувствительного выпрямителя.

В итоге на выходе получается пульсирующее напряжение, постоянная составляющая которого зависит от фазового сдвига между двумя входными напряжениями, то есть от перемещения подвижной обмотки относительно неподвижной на расстояние, не превышающее периода обмоток. Отфильтровав пульсации, в конечном итоге получают постоянное напряжение, которое удобно для последующего измерения или преобразования в цифру с помощью АЦП.

Относительная точность такого измерения перемещения, конечно, при условии правильного счета периодов, весьма высока. Если, например, период обмоток равен 10 мм, то погрешность измерения смещения внутри одного этого периода, равная 10 %, приведет к абсолютной погрешности, равной 1 мм. При измерении перемещения в один метр относительная погрешность составит всего 0,1 %. Обычно точность измерения фазы гораздо выше, а период обмоток может быть уменьшен. Поэтому подобные датчики позволяют достичь относительной погрешности в 0,01 % и лучше. Существенный вклад в погрешность линейного индуктосина вносит различие между амплитудами напряжений $u_1(t)$ и $u_2(t)$ и различие между фазовыми сдвигами, вносимыми каждым из трех усилителей. Поэтому особенно тщательно нужно регулировать и стабилизировать коэффициенты усиления усилителей 1 и 2 и сдвиги по фазе, которые они вносят.

Наиболее эффективное применение такие датчики находят в станкостроении, особенно в станочном оборудовании больших размеров – токарных, фрезерных, строгальных станках. Они могут также использоваться в атомной энергетике для измерения перемещений энерговыделяющими элементами (ТВЭЛ'ами) или графитовыми стержнями в атомных реакторах. Их перемещения достигают 6 м.

Угловые индуктосины.

Принцип действия угловых индуктосинов тот же самый.

Отличие состоит лишь в том, что обмотки угловых индуктосинов наносятся на двух параллельных дисках, расположенных близко друг от друга. Один из них неподвижный, другой вращается. На них расположены обмотки так же, как и в линейном индуктосине, но с учетом формы дисков – радиально. Угловые индуктосины позволяют измерять угол поворота с абсолютной погрешностью 3 – 10 угловых секунды. Они могут быть одно-

оборотными и многооборотными, при этом многооборотные индуктосины должны быть снабжены устройством подсчета количества оборотов одного диска по отношению к другому.

Синусно-косинусные вращающиеся трансформаторы (СКВТ)

Внешне *синусно-косинусные вращающиеся трансформаторы* напоминают электрический двигатель или генератор. Структура электронных блоков, которые обеспечивают работу СКВТ, ничем не отличается от структурной схемы рис. 37. По аналогии с индуктосином СКВТ имеет три обмотки. Первая из них W_1 расположена на статоре, питается переменным током и является опорной. Эта обмотка создает внутри статора вращающееся магнитное поле, в котором находятся расположенные на роторе две взаимно перпендикулярные обмотки W_2 и W_3 , выходные напряжения которых на рис. 37 обозначены $u_1(t)$ и $u_2(t)$. Коэффициенты взаимной индуктивности между обмотками W_1, W_2 и между обмотками W_1 и W_3 равны

$$M_{12} = M_0 \cos \alpha, \quad M_{13} = M_0 \cos \left(\alpha + \frac{\pi}{2} \right) = M_0 \sin \alpha,$$

где α – угол поворота ротора.

Последующие преобразования сигналов такие же, как и в случае линейного индуктосина с тем отличием, что в формулах вместо $2\pi \frac{X}{X_0}$ используется угол α :

$$u_1(t) = M_{12} \frac{di(t)}{dt} = M_0 I_m \omega \cos \alpha \cdot \cos \omega t,$$

$$u_2(t) = M_{13} \frac{di(t)}{dt} = M_0 I_m \omega \sin \alpha \cdot \cos \omega t.$$

Фазовращатель сдвигает фазу напряжения $u_2(t)$ на $\pi/2$, и на выходе сумматора появляется напряжение

$$u_{\text{вых}}(t) = M_0 I_m \omega \cos \alpha \cdot \cos \omega t + M_0 I_m \omega \sin \alpha \cdot \sin \omega t = M_0 I_m \omega \cos(\omega t - \alpha)$$

Последующие преобразования выходных напряжений, выполняемые фазочувствительным выпрямителем, электронными фильтрами и АЦП, позволяют получить на выходе постоянное напряжение или код, пропорциональные углу поворота ротора. Количество оборотов ротора не ограничено, потому СКВТ должен быть снабжен счетчиком оборотов.

Для питания СКВТ и восприятия сигналов от него и от индуктосинов разрабатываются и выпускаются специальные микросхемы, которые содержат в своем составе генератор напряжения, подаваемого в опорную обмотку (это опорное напряжение), и обеспечивают восприятие, преобразование и обработку выходных напряжений двух вторичных обмоток. Примером такой микросхемы может служить микросхема AD2S83, выпускаемая фирмой “Analog Device”.

Достоинствами трансформаторных датчиков являются: высокая выходная мощность и гальваническая развязка измерительной цепи от цепи питания. При промышленном применении датчиков последнее преимущество иногда является решающим.

3.1.9. Гальваномагнитные датчики

Гальваномагнитные датчики предназначены для преобразования индукции магнитного поля в напряжение или сопротивление.

Гальваномагнитные датчики основаны на физическом воздействии магнитного поля и носителей зарядов, которые движутся в полупроводниках, находящихся в этом магнитном поле. Практическое применение получили датчики, изготовленные из материалов, в которых используются два эффекта: Холла и Гаусса. Эффект Холла позволяет преобразовать магнитную индукцию в напряжение. Датчики, в которых применяется этот эффект называются *датчиками Холла*.

Эффект Гаусса заключается в изменении электрического сопротивления материала под действием магнитного поля, и поэтому датчики, использующие этот эффект, называются *магниторезисторами*.

Гальваномагнитные датчики Холла

Эффект Холла возникает в тонкой полупроводниковой пластинке или пленке, по которой идет ток. Если эта пластина или пленка находится в магнитном поле, направленном перпендикулярно ее поверхности, то носители зарядов отклоняются из-за действия силы Лоренца, равной $F = evB$, где e – заряд носителя, движущегося со скоростью v перпендикулярно магнитному потоку, индукция которого равна B . Сила Лоренца действует перпендикулярно направлению движения носителей заряда и перпендикулярно направлению магнитного поля. В результате на одной боковой сто-

роне пластины количество носителей зарядов увеличивается, а на другой – уменьшается, и между ними возникает разность потенциалов (ЭДС Холла).

Для того чтобы плотность тока была равномерной по ширине пластины, электроды, подводящие ток, припаиваются или привариваются по всей ширине пластины. Электроды, с помощью которых с боковых сторон снимается ЭДС Холла (Холловы электроды), привариваются к серединам сторон так, чтобы при отсутствии магнитного поля они оказались на эквипотенциальной линии.

Диаметр контактной площадки этих электродов с пластиной обозначим через a . Остальные размеры: l – длина пластины, b – ширина пластины, d – толщина пластины (см. рис. 39, на котором магнитное поле направлено от читателя). Если $l/b = 2$ и $a/l < 0,1$, то ЭДС Холла равна

$$E_{\text{хол}} = \frac{R_{\text{хол}}}{d} IB \cos \alpha,$$

где $R_{\text{хол}}$ – постоянная Холла, зависящая от свойств материала пластины (пленки), d – толщина материала, I – сила тока, B – магнитная индукция, α – угол между вектором магнитного поля и магнитной осью пластины, близко совпадающей с нормалью к ее плоскости.

Из этого выражения видно, что при постоянном токе через полупроводниковую пластину или пленку и при $\alpha = 0$ ЭДС Холла определяется значением магнитной индукции B , для измерения которой и применяется этот датчик. Кроме того из этого же выражения следует, что датчик Холла может применяться и для перемножения двух величин: тока и магнитной индукции (или величины, которая может быть преобразована в нее).

Основные полупроводниковые материалы, из которых изготавливаются серийные датчики Холла, это арсенид индия InAs , антимонид индия InSb или арсенид галлия GaAs . Делаются также датчики Холла из герма-

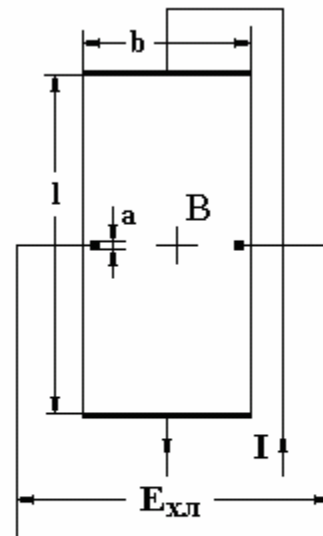


Рис. 39. Схема и размеры датчика Холла

ния и кремния. Датчики выполняются в виде тонких пластин или пленок на подложках из слюды, ультрафарфора или стекла. Толщина d этих пленок составляет от 10 мкм до 200 мкм.

Размеры l и b поверхностей датчиков составляют единицы миллиметров.

С помощью датчиков Холла обычно измеряется индукция магнитного поля в труднодоступных местах, подход к которым возможен с одной стороны. Поэтому все четыре проводника подходят к датчику также с одной стороны, как это показано на рис. 39.

Входное сопротивление датчика Холла – это сопротивление между токовыми электродами, оно может составлять от 0,5 Ом до нескольких кОм. Выходное сопротивление датчиков Холла – это сопротивление между холловскими электродами. У серийно выпускаемых датчиков значения этих сопротивлений близки. Вследствие того, что в условиях применения датчиков Холла в полупроводнике возникает и эффект Гаусса, входное и выходное сопротивление с ростом магнитной индукции увеличиваются.

Основные характеристики датчиков Холла

Основными характеристиками датчиков Холла, как любого средства измерений, являются метрологические характеристики, и первыми среди них – характеристики погрешности. Из-за большого количества причин, порождающих погрешности, они будут рассмотрены подробно в следующем разделе. Здесь будут представлены характеристики чувствительности и динамические характеристики датчиков Холла, а также варианты использования этих датчиков для измерения мощности и силы электрического тока.

Гальваномагнитная чувствительность при $\alpha = 0$ определяется выражением

$$S_{BI} = R_{\text{хол}} / d ,$$

и для различных типов датчиков составляет (0,3 – 10) В/(АТл).

Чувствительность датчиков Холла к магнитной индукции определяется при номинальном значении тока $I_{\text{ном}} = \text{const}$, как $S_B = R_{\text{хол}} I_{\text{ном}} / d$. Для серийно выпускаемых датчиков Холла значение этой чувствительности лежит в пределах (0,03 – 1) В/Тл. Значение силы номинального тока у различных датчиков различно. Ограничение силы тока определяется тем-

пературой перегрева датчика. Для высокоомных датчиков допустимая сила тока не превышает 50 мА, для низкоомных – 200 мА. В сильных полях появляется нелинейность, которая для лучших датчиков составляет от 0,1 до 1,0 %.

Чувствительность к току определяется при постоянном значении магнитной индукции, как $S_I = R_{\text{холл}} B / d$. При индукции 1 Тл чувствительность датчиков Холла к току лежит в пределах от 0,3 до 50 В/А.

Остаточное напряжение датчика Холла действует между холловскими электродами при прохождении по датчику электрического тока, но при отсутствии магнитного поля. Причиной возникновения остаточного напряжения является неточное расположение холловских электродов на эквипотенциальной линии. Причиной возникновения остаточного напряжения является также термоЭДС, которая при градиенте температуры между холловскими электродами в 0,1 °С может достигать от 10 мкВ до 100 мкВ. Для уменьшения температурного градиента датчик Холла располагают либо на теплопроводной подложке, либо на подложке с помощью теплопроводной, но электроизолирующей пасты.

Динамические характеристики датчиков Холла определяются временем установления ЭДС Холла при ступенчатом изменении индукции магнитного поля или силы тока. Для обычно используемых материалов это время лежит в пределах от 10^{-11} до 10^{-13} с, поэтому датчик Холла может быть использован и для измерения индукции переменного магнитного поля, а также для перемножения переменных тока и индукции. В частности, если частота переменного тока и магнитной индукции совпадают и равна ω , то ЭДС Холла

$$E_{\text{холл}} = \frac{R_{\text{холл}}}{d} BI \cos \varphi + \frac{R_{\text{холл}}}{d} BI \cos(2\omega t + \varphi).$$

Постоянная составляющая этого выражения может быть отделена от переменной составляющей путем фильтрации, и тогда с помощью датчика Холла может быть построен ваттметр для измерения активной и реактивной мощности электрического тока. Ток в нагрузке должен быть преобразован в индукцию магнитного поля, как это показано на рис. 40, а напряжение на нагрузке – в ток через датчик Холла. Сила тока нагрузки, как правило, велика и составляет от десятков ампер до десятков и сотен тысяч

ампер. Удобным способом преобразования сильных токов в индукцию является концентрация магнитного потока, окружающего проводник с током, с помощью магнитопровода, который охватывает этот проводник, как это схематически показано на рис. 40 и как это делается в токовых клещах. В зазор магнитопровода, индукция в котором пропорциональна силе тока, вводится датчик Холла, и через него пропускается ток, пропорциональный напряжению. Подобное преобразование тока в индукцию

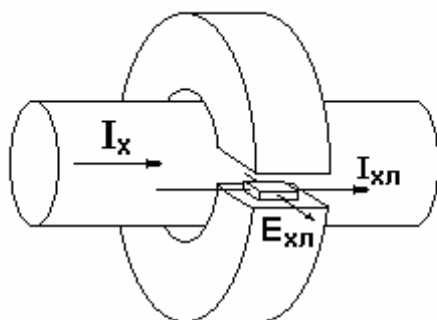


Рис. 40. К принципу измерения силы постоянного тока с помощью датчика Холла

магнитного поля с последующим применением датчика Холла применяется, например, фирмой АВВ для измерения и регистрации больших постоянных токов (см. рис. 40).

Кроме того, этот прием позволяет обеспечить гальваническую развязку средства измерений от мощной электрической цепи, что способствует эффективной борьбе с помехами (см. раздел 4.5) и обеспечивает безопасность персонала.

Источники погрешности датчиков Холла

1. Нестабильность тока, пропускаемого через датчик. Метод уменьшения этой погрешности – стабилизация тока.

2. Собственное магнитное поле, создаваемое витком с током (см. рис. 39). Направление этого поля совпадает или противоположно направлению поля, индукция которого измеряется. Индукция собственного поля датчика в отсутствии близко расположенных ферромагнитных тел обычно не превышает $10^{-6} - 10^{-4}$ Тл. Но на практике приходится измерять индукцию магнитного поля в довольно узких зазорах электрических машин и аппаратов. В этой ситуации, когда ферромагнитные детали объекта расположены в непосредственной близости от датчика, индукция собственного магнитного поля достигает $5 \cdot 10^{-4} - 10^{-3}$ Тл, что приводит к существенной погрешности измерения.

Метод уменьшения этой погрешности – проведение обратного провода тока точно под серединой датчика Холла, так, чтобы виток, образуемый проводами, подводящими ток к датчику, имел минимальную площадь, как это показано на рис. 41, а.

3. Погрешность нуля (аддитивная составляющая) вызвана неточностью присоединения холловских электродов к эквипотенциальной линии датчика. Для хотя бы частичного устранения этой причины можно использовать регулируемый делитель напряжения, представленный на рис. 41, б. Этот делитель составлен из высокоомных сопротивлений, центральное сопротивление этого делителя – регулируемое.

4. Температурные погрешности возникают по нескольким причинам.

Первая из них – нагревание датчика проходящим через него током.

Вторая причина – нагревание датчика от внешних источников тепла.

Третья причина – термоЭДС в цепи Холловских электродов.

Четвертая причина – изменение температуры датчика вследствие эффекта Пельтье, возникающего в цепи тока.

В силу действия этих причин изменяется температура датчика, а вместе с ней изменяется и градиент температуры между точками присоединения Холловских электродов. Тепловой градиент может быть уменьшен с помощью теплопроводящих изолирующих паст.

5. Нелинейность датчика в сильном поле. Метод коррекции – линеаризация при известной функции прямого или обратного преобразования.

Основная погрешность большинства серийно выпускаемых и применяемых датчиков Холла не превышает (0,5 – 1,0) %. Использование сложных методов коррекции погрешностей и термостатирование датчика при его применении позволяет достичь погрешности 0,2 %.

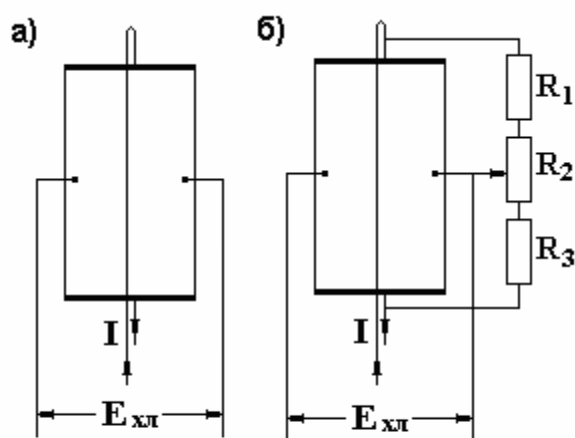


Рис. 41. Способы уменьшения погрешности датчиков Холла

Магниторезистивные датчики

Магниторезистивные датчики или *магниторезисторы* представляют собой разновидность гальваномагнитных датчиков, в которых под действием магнитного поля изменяется сопротивление электрическому току. В этом проявляется эффект Гаусса. Под действием магнитного поля траектории носителей заряда искривляются, скорость их движения в направлении электрического поля замедляется, и следовательно, увеличивается сопротивление. Уравнение преобразования индукции магнитного поля в сопротивление терморезистора выглядит следующим образом:

$$R_B = R_{B=0} \left(1 + A|uB|^m \right),$$

где $R_{B=0}$ – сопротивление магниторезистора при отсутствии магнитного поля, A – магниторезистивный коэффициент, зависящий от материала и формы магниторезистора, u – подвижность носителей заряда, B – индукция магнитного поля, m – показатель степени, равный 2 в слабых полях, когда $uB < 1$, и равный 1, когда $uB > 1$.

Функция преобразования магнитной индукции в сопротивление четная, поэтому сопротивление магниторезистора увеличивается как в постоянном, так и в переменном магнитном поле. Максимальная чувствительность достигается, когда магнитная ось магниторезистора направлена по направлению внешнего поля или против него. Кроме того чувствительность магниторезистора зависит от его формы, а именно, от отношения длины резистора к площади его поперечного сечения: чем больше это отношение, тем больше коэффициент A , и тем больше чувствительность.

Лучшие материалы для изготовления магниторезисторов: антимонид индия InSb, арсенид индия InAs и сплавы антимонида индия с антимонидом никеля NiSb.

Основными характеристиками магниторезисторов являются: начальное сопротивление $R_{B=0}$ и чувствительность $S_B = dR / dB$. Ток питания магниторезисторов разных типов лежит в пределах от 1 мА до 100 мА в зависимости от его начального сопротивления, которое может принимать значения от сотых долей Ом до десятков кОм. Рабочий диапазон температуры применения магниторезистора $(-273 - 327)^\circ\text{C}$.

Частотные характеристики магниторезисторов простираются до 10 МГц.

Применение магниторезисторов пока ограничивается вследствие технологических трудностей обеспечения повторяемости их метрологических характеристик. Поэтому их основным применением является использование в релейном режиме с целью, например, фиксации наличия или отсутствия магнитного поля или превышения индукцией магнитного поля некоторого заданного уровня.

3.1.10. Датчики скорости вращения

Наиболее распространенными датчиками скорости вращения являются аналоговые датчики – *тахогенераторы* и дискретные датчики – преобразователи скорости вращения в частоту импульсов.

Тахогенератор – это коллекторный генератор постоянного тока, статор которого изготовлен из хорошо стабилизированных постоянных магнитов, обеспечивающих высокую стабильность индукции магнитного поля в зазоре не хуже 0,05 %. В этом поле вращается ротор с обмоткой, скорость которого равна измеряемой скорости вращения. В обмотке ротора возбуждается напряжение, амплитуда которого пропорциональна скорости вращения. Это напряжение, проходя через коллектор тахогенератора, становится постоянным и подается на выходные зажимы. В результате в условиях эксплуатации предельно достижимая погрешность тахогенератора может достигать значения 0,2 %.

Принцип работы простейших дискретных датчиков скорости вращения заключается в счете числа оборотов N в единицу времени. Для измерения больших скоростей с удовлетворительной точностью этого достаточно. Однако для измерения малых скоростей с повышенной точностью применяются датчики, у которых частота импульсов на выходе – есть величина, кратная числу оборотов в минуту, а именно $f_{\text{имп}} = KN$. Преобразование частоты в код выполняется с помощью АЦП, описанных в разделе 3.2.2.

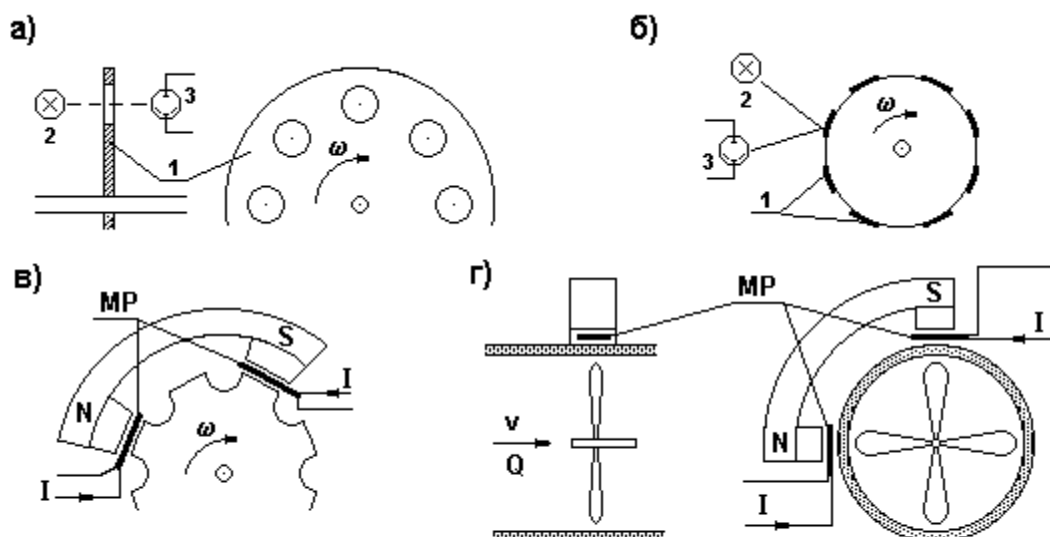


Рис. 42. Примеры датчиков скорости вращения

Ввиду многообразия дискретных датчиков скорости вращения приведем лишь отдельные примеры оптических и магниторезистивных датчиков, представленные на рис. 42.

В простейшем оптическом датчике скорости вращения (см. рис. 42, а) используется диск 1 с K отверстиями или прорезями. Этот диск монтируется на вал, скорость вращения которого требуется измерить.

По одну сторону диска устанавливается источник света 2, по другую – приемник света 3, в качестве которого может быть использован фотодиод или фототриод. При вращении вала, а вместе с ним и диска свет, попадающий на приемник, прерывается K раз за один оборот, и частота следования импульсов от фотоприемника будет равна $f_{\text{имп}} = KN$, где N – измеряемая скорость вращения. Эти импульсы от фотоприемника воспринимаются электронной схемой, усиливаются и формируются в виде потока однородных импульсов напряжения или тока.

При невозможности установить на вал подобный диск в датчике скорости вращения может использоваться отраженный свет, как, например, показано на рис. 42, б. На поверхность вала с помощью специальной краски или иного материала параллельно оси вращения с равномерным шагом наносятся K полос 1. Луч света от источника 2 направляется на поверхность вала, а фотоприемник воспринимает отраженный свет. Если вал

темный, наносят светлые полосы, если вал отшлифован и хорошо отражает свет, полосы – темные. И в этом случае частота импульсов света, воспринимаемых фотоприемником, также равна $f_{\text{имп}} = KN$, где N – измеряемая скорость вращения.

Для применения магниторезистивного датчика скорости вращения на вал устанавливается зубчатое колесо с K зубцами или используется имеющаяся на объекте шестерня из магнитного материала. На некотором расстоянии от этого зубчатого колеса монтируется магнит с полюсными наконечниками так, чтобы расстояние по дуге между ними было кратно шагу зубчатого колеса, как это показано на рис. 42, в. На полюсных наконечниках магнита устанавливаются магниторезисторы, сопротивление которых увеличивается при совпадении зубцов колеса с полюсами магнита. За один оборот колеса или шестерни количество таких совпадений будет равно K . При питании магниторезисторов постоянным током I на них за один оборот колеса возникнет K импульсов напряжения, которые затем могут быть усилены, и из них сформируются импульсы одинаковой формы. Частота импульсов равна $f_{\text{имп}} = KN$, где N – скорость вращения зубчатого колеса или шестерни.

Аналогичным образом может быть измерена скорость вращения турбинного расходомера, расположенного в трубе (или в специальной вставке) из немагнитного материала. Такой метод можно применять для измерения скорости движения v по трубе или расхода Q горючих жидкостей и газов. Для его реализации в немагнитную вставку или в трубу из немагнитного материала монтируется крыльчатка из магнитомягкого материала с $2K$ лопастями. На наружной поверхности трубы устанавливается магнит с полюсными наконечниками и магниторезисторы МР, как показано на рис. 42, г. При движении по трубе жидкости или газа крыльчатка вращается со скоростью, пропорциональной скорости движения среды. Сопротивление магниторезисторов будет изменяться с той же частотой, то есть $f_{\text{имп}} = KN$, где N – скорость вращения крыльчатки.

Для применения в многоканальных измерительных информационных системах наиболее удобными датчиками скорости являются тахогенераторы, поскольку их выходной сигнал есть постоянное напряжение, завися-

щее от измеряемой скорости. Этот сигнал того же вида, что и сигналы в других каналах системы.

3.1.11. Метрологические характеристики датчиков

Все датчики являются представителями наиболее обширной группы измерительных преобразователей. В настоящее время большинство датчиков – это аналоговые измерительные преобразователи, хотя с развитием микроэлектроники количество датчиков с дискретным (цифровым) выходным сигналом неуклонно возрастает. Это происходит в результате объединения чувствительных элементов датчиков с микроэлектронными преобразователями и АЦП. Характеристики преобразования датчиков стремятся сделать линейными, но это удается далеко не всегда.

1*. Для линейных датчиков нормируются следующие метрологические характеристики:

- диапазон изменения входного сигнала измерительной информации;
- коэффициент преобразования представляется своим номинальным значением;
- для датчиков электрических величин – входное сопротивление или импеданс с указанием номинального значения и пределов допускаемых отклонений от него;
- выходное сопротивление или импеданс с указанием номинального значения и пределов допускаемых отклонений от него;
- пределы основной *относительной* погрешности в виде двучленной формулы (27) нормируются посредством указания значений коэффициентов c и d ; при наличии существенной случайной составляющей погрешности выполняется раздельное нормирование характеристик систематической и случайной составляющих;
- для некоторых датчиков, например, датчиков температуры нормируется абсолютная погрешность;
- пределы допускаемой дополнительной погрешности (по каждой из влияющих величин раздельно);
- одна из полных динамических характеристик, соответствующих назначению преобразователя, в обоснованных случаях допускается нор-

мировать частные динамические характеристики с указанием номинальных значений и пределов допускаемых отклонений от них.

В соответствии с ГОСТ 8.009 случайная составляющая считается существенной, если ее среднеквадратическое значение составляет не менее 10% от общей погрешности.

2*. Для преобразователей с незначительной нелинейностью, которая рассматривается, как причина *погрешности от нелинейности*, в соответствии с материалами, приведенными выше, мультипликативная погрешность выделена быть не может. Поэтому для таких преобразователей основная погрешность нормируется пределом допускаемой основной приведенной погрешности, как для аналоговых приборов. Все остальные метрологические характеристики те же, что и у линейных аналоговых преобразователей. Заметим только, что в этом случае из-за нелинейности преобразователей нормируются частные динамические характеристики, чаще всего время реакции.

3*. Для преобразователей с существенной нелинейностью нормируются те же характеристики, что и в предыдущем случае, за исключением коэффициента преобразования и полных динамических характеристик, которые не применимы к нелинейным преобразователям.

Вместо коэффициента преобразования указывается номинальная функция преобразования в виде функциональной зависимости, графика или таблицы. Отклонения реальных функций преобразования от номинальной учитываются в составе основной погрешности, нормируемой, как в предыдущем случае, в форме приведенной погрешности.

В качестве динамической характеристики нормируется, как правило, частная динамическая характеристика – время реакции.

3.2. ЦИФРОВЫЕ КОМПОНЕНТЫ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СИСТЕМ

3.2.1. Цифроаналоговые преобразователи

Примером простейшего цифро-аналогового преобразователя (ЦАП) десятичного кода в аналоговую величину может служить шестидекадный магазин сопротивлений с ручным управлением. Цена единицы младшей декады 0.1 Ом. Выходной величиной этого ЦАП является сопротивление постоянному току, которое соответствует десятичному числу

$$N = (a_0 10^0 + a_1 10^{-1} + a_2 10^{-2} + a_3 10^{-3} + a_4 10^{-4} + a_5 10^{-5}) \cdot 10^4,$$

где коэффициенты $a_i, i = 0, 1, \dots, 5$ принимают значения от 0 до 9 и устанавливаются вручную путем переключения декад магазина. Диапазон изменения выходной величины (сопротивления) 0 – 99999.9 Ом.

Современные ЦАП с управлением от ЭВМ (процессора) преобразуют двоичные числа в аналоговую величину (напряжение, силу тока, сопротивление, емкость и т.д.). Упрощенная схема одного из вариантов преобразователя двоичного кода в напряжение представлена на рис. 43. Напряжение на выходе этого ЦАП равно

$$U_{\text{вых}} = 2I_0 R (a_0 2^{-1} + a_1 2^{-2} + \dots + a_m 2^{-m}) \text{ В},$$

где $a_i, i = 0, 1, \dots, m$ – коэффициенты, принимающие значения 0 и 1.

Эти коэффициенты реализуются включением и выключением ключей под управлением компьютера в соответствии с программой – драйвером.

Мы видим, что матрица резисторов симметрична. Сопротивления, на которые включаются токи, одинаковые и падения напряжения на них тоже одинаковые. Но делители напряжения, образованные от каждой точки подключения токов до входа транзистора, делят эти одинаковые напряжения на каждой ступени пополам, кроме напряжения, возникающего при включении первого ключа, который соответствует старшему разряду входного кода.

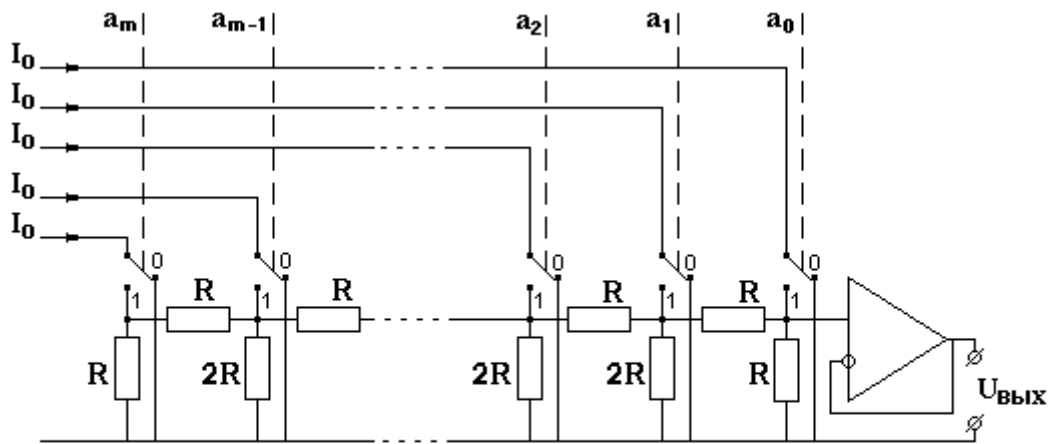


Рис. 43. К принципу действия цифроаналогового преобразователя

Конструктивно ЦАП может быть оформлен в виде одной микросхемы, которая в минимальном составе может не содержать средств стабилизации питания и тока I_0 . Такой ЦАП не дает возможности нормировать метрологические характеристики, а потому подобные микросхемы не могут выполнять функции средства измерений. ЦАП, который может считаться средством измерений, должен содержать в своем составе такой обязательный элемент, как стабилизированный источник опорного напряжения и стабилизаторы токов I_0 . Помимо этого в каждом ЦАП, предназначенном для совместной работы с компьютером (процессором), должно быть предусмотрено устройство интерфейсного сопряжения с компьютером и устройство гальванического разделения по цифровому входу, как это схематически представлено на рис. 44.



Рис. 44. Состав ЦАП, сопрягаемого с компьютером

Метрологические характеристики, подлежащие нормированию для ЦАП, перечислены ниже в разделах 3.2.4.

Источниками погрешности ЦАП являются: неточность изготовления сопротивлений, нестабильность тока I_0 и нестабильность напряжения питания. Кроме того, при переключениях ключей возникают переходные процессы, и на время затухания этих процессов требуется задержка между моментом подачи входного кода и моментом считывания значения выходного сигнала.

В редких случаях для контроля работы ЦАП может быть предусмотрена индикация входных кодов.

Применение ЦАП:

- при построении аналого-цифровых преобразователей;
- при построении калибраторов постоянного и переменного тока и напряжения, сопротивления, силы тока, емкости, индуктивности и др.;
- при построении систем регулирования и моделирования;
- в качестве элементов настройки и регулировки;
- в технике воспроизведения цифровой записи звука и изображения.

Некоторые ЦАП могут применяться в качестве умножающего устройства для перемножения значения силы тока I_0 на входную кодовую комбинацию.

3.2.2. Аналого-цифровые преобразователи

В настоящем разделе приведены краткие сведения об основных разновидностях аналого-цифровых преобразователей (в дальнейшем АЦП), об их свойствах, позволяющих потребителю АЦП сделать выбор в пользу применения одного из них для решения конкретной задачи измерения.

АЦП поразрядного уравнивания

АЦП поразрядного уравнивания, принцип действия которого поясняется рис. 45, является довольно популярным. Измеряемое напряжение U_x подается на сравнивающее устройство – компаратор, на второй вход которого подается компенсирующее напряжение от ЦАП. Максимальное компенсирующее напряжение U_{\max} с ЦАП соответствует значениям коэффициентов, равным 1. В начальном состоянии все коэффициенты ЦАП

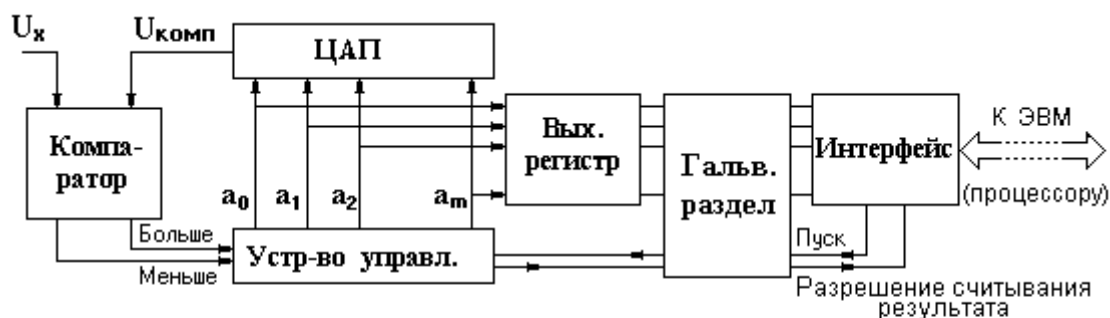


Рис. 45. К принципу действия аналого-цифрового преобразователя поразрядного уравнивания

$a_0, a_1, a_2, \dots, a_m$ равны 0. При запуске АЦП устанавливается коэффициент $a_0 = 1$, на выходе ЦАП вырабатывается компенсирующее напряжение $U_{\text{комп}}$, равное $U_{\text{комп}} = U_{\text{max}} / 2$, и компаратор начинает сравнивать входное напряжение U_x с напряжением, поступающим от ЦАП. Если оказалось, что $U_x > U_{\text{комп}}$, то компаратор вырабатывает сигнал «мало», и для ЦАП устанавливаются значения коэффициентов $a_0 = 1, a_1 = 1$. Новое значение напряжения поступает с ЦАП на вход компаратора, и вновь происходит сравнение. В противном случае, если $U_x < U_{\text{комп}}$, компаратор вырабатывает сигнал «много», по которому устройство управления сбрасывает коэффициент a_0 в ноль и устанавливает $a_1 = 1$, тем самым устанавливая напряжение $U_{\text{комп}} = U_{\text{max}} / 4$. Вновь выполняется сравнение U_x с $U_{\text{комп}}$. Всякий раз, когда компаратор выдает сигнал «мало», на вход ЦАП в дополнение к включенным коэффициентам добавляется следующий, а при сигнале «много» предыдущий коэффициент сбрасывается в ноль, а следующий устанавливается равным единице.

Такие операции повторяются до тех пор, пока не будут опрошены все разряды ЦАП. По окончании процедуры во всех линиях, идущих от устройства управления к ЦАП, формируются коэффициенты a_0, a_1, \dots, a_m в виде наличия или отсутствия напряжения в каждой из них.

Т а б л и ц а 5

Пример процесса поразрядного уравнивания

$a_0 a_1 a_2 a_3 a_4 a_5 a_6 a_7 a_8 a_9$	$U_{\text{комп}}$	Компа- ратор	Последний включенный разряд
1 0 0 0 0 0 0 0 0 0	512	мало	остается
1 1 0 0 0 0 0 0 0 0	512+256=768	много	отбрасывается
1 0 1 0 0 0 0 0 0 0	512+128=640	много	отбрасывается
1 0 0 1 0 0 0 0 0 0	512+64=576	мало	остается
1 0 0 1 1 0 0 0 0 0	576+32=608	много	отбрасывается
1 0 0 1 0 1 0 0 0 0	576+16=592	много	отбрасывается
1 0 0 1 0 0 1 0 0 0	576+8=584	мало	остается
1 0 0 1 0 0 1 1 0 0	584+4=588	много	отбрасывается
1 0 0 1 0 0 1 0 1 0	584+2=586	мало	остается
1 0 0 1 0 0 1 0 1 1	586+1=587	много	отбрасывается
1 0 0 1 0 0 1 0 1 0	Окончательный результат, равен десятичному 586		

Описанный процесс поясняется данными табл. 5, в которой принято, что количество разрядов АЦП, а следовательно и ЦАП равно 10, то есть $m = 9$, одному младшему разряду соответствует 1,0 мВ, $U_{\text{max}} = 1024$ мВ. Измеряемое напряжение $U_x = 586,5$ мВ. Последовательность строк таблицы – последовательность этапов уравнивания напряжения U_x компенсирующим напряжением $U_{\text{комп}}$. Жирным выделены биты, включаемые принудительно. В последней строке записан окончательный результат, который передается в выходной регистр.

Основная погрешность таких АЦП определяется:

- конечной чувствительностью и шумами компаратора, погрешностями изготовления сопротивлений в ЦАП и ограниченным количеством разрядов – аддитивная составляющая погрешности;
- нестабильностью тока I_0 ЦАП – мультипликативная составляющая погрешности.

Поэтому в общем случае основная погрешность АЦП поразрядного уравнивания нормируется предельно допускаемой относительной погрешностью, которая выражается двучленной формулой.

Динамической характеристикой АЦП поразрядного уравнивания является длительность цикла преобразования или обратная величина – частота преобразований. Погрешность датирования отсчетов таких АЦП не превышает длительности цикла преобразования.

В настоящее время АЦП поразрядного уравнивания обладают следующими предельно достижимыми характеристиками: максимальная частота измерений от 50 Гц (при 24 двоичных разрядах) до 1,0 МГц (при 8 двоичных разрядах).

АЦП “частота – код”

АЦП подобного вида представляют собой основу для построения цифровых частотомеров, а также самостоятельных АЦП, предназначенных для ввода частоты или сигналов, модулированных по частоте, в компьютер. Принцип действия простейшего АЦП этого вида основан на определении частоты, как количества импульсов (или количества периодов периодического сигнала) в единицу времени, и поясняется на рис. 46.

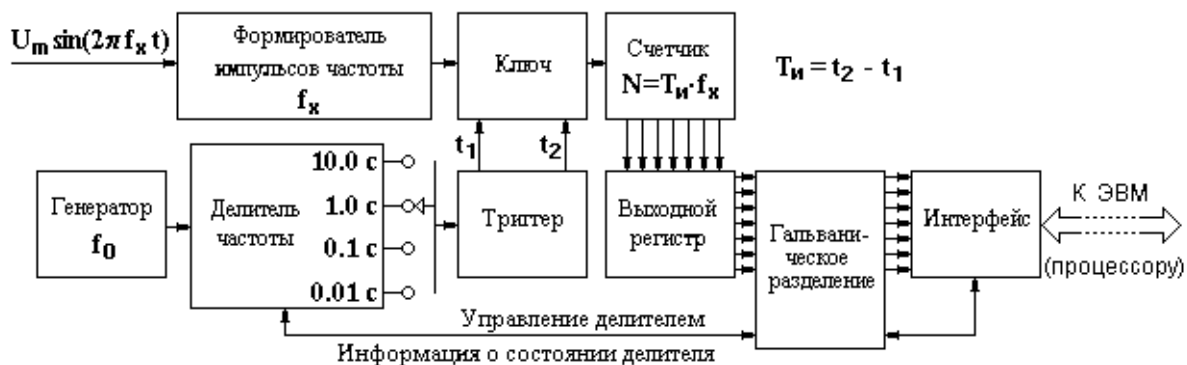


Рис. 46. К принципу действия преобразователя "частота-код"

Из входного периодического сигнала (например, синусоиды, как показано на рис. 46) формирователь образует последовательность импульсов, частота которых равна частоте входного сигнала. Ключ открывается в момент t_1 и закрывается в момент t_2 на определенное время $t_2 - t_1$, которое задается генератором стабильной частоты f_0 и делителем частоты. Делитель частоты выполнен переключаемым с тем, чтобы иметь возможность изменять время измерений T_m в зависимости от измеряемой частоты и желаемой точности результата.

Счетчик накапливает прошедшие сквозь ключ импульсы в количестве $N = T_{\text{И}} f_x$ и тем самым формирует код, двоичный или десятичный – в зависимости от его устройства. Двоичный код передается затем в выходной регистр и далее через устройства интерфейса, снабженные гальванической развязкой, – в компьютер.

Поскольку в данном АЦП измерение выполняется посредством счета импульсов, неизбежна абсолютная погрешность измерения, вызванная дискретностью потока. Относительное значение этой погрешности не превысит отношения периода измеряемой частоты $T_x = 1/f_x$ к времени измерения $T_{\text{И}}$, то есть $1/(T_{\text{И}} f_x)$.

Если при этом во время измерения $T_{\text{И}}$ измеряемая частота изменялась, то результатом измерения будет среднее значение частоты за это время.

В конечном итоге инструментальная погрешность подобного АЦП вызывается следующими причинами:

- нестабильностью частоты генератора f_0 , задающего время измерений;
- соотношением между измеряемой частотой f_x и временем измерения $T_{\text{И}}$.

Для таких АЦП нормируется основная относительная погрешность пределом допускаемых значений:

$$\gamma \leq \left(\gamma_{f_0} + \frac{1}{f_x T_{\text{И}}} \right) 100\%,$$

где γ_{f_0} – относительная погрешность (нестабильность) частоты f_0 .

Динамической характеристикой АЦП "частота – код" является время измерения. В подавляющем большинстве реального применения подобных АЦП время измерения может существенно превышать время измерения АЦП развертывающего преобразования. Если отсчеты частоты относить к середине интервала измерения, то погрешность датирования отсчетов подобных АЦП не будет превышать половины времени измерения.

АЦП «интервал времени – код»

АЦП данного типа применяются для преобразования в код интервала времени между двумя импульсами или длительности импульсов. В том числе подобные АЦП могут использоваться для преобразования в код периода периодического сигнала с дальнейшим вычислением частоты этого сигнала, как величины, обратной периоду. Такое преобразование частоты в код занимает гораздо меньше времени, чем преобразование частоты в код, описанное выше. Принцип действия простейшего АЦП этого вида показан на рис. 47.

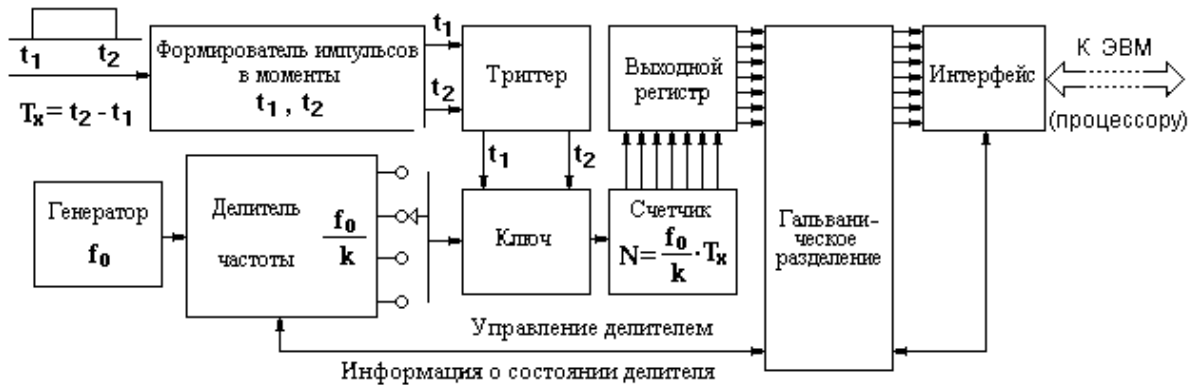


Рис. 47. К принципу действия преобразователя "интервал времени – код"

В моменты t_1, t_2 начала и окончания интервала времени, подлежащего измерению, формирователь вырабатывает импульсы, которые поступают на вход триггера, открывающего ключ на время $T_x = t_2 - t_1$. За это время ключ пропускает на счетчик $N = \frac{f_0}{k} T_x$ импульсов от делителя стабильной частоты, и в этом счетчике формируется код, который затем передается в выходной регистр и далее через интерфейсное сопряжение и гальваническую развязку – в компьютер.

Происхождение погрешностей этого АЦП то же, что и в АЦП «частота – код». Абсолютная погрешность счета импульсов частоты, заполняющей измеряемый интервал, порождена дискретностью потока импульсов. В относительном выражении эта погрешность не превысит отношения периода частоты $T_0 = \frac{k}{f_0}$ к интервалу времени T_x , то есть $\frac{k}{f_0 T_x}$. Поэтому

для таких АЦП нормируется основная относительная инструментальная погрешность:

$$\gamma \leq \left(\gamma_{f_0} + \frac{k}{f_0 T_x} \right) 100 \%.$$

Длительность цикла преобразования такого АЦП равна длительности измеряемого интервала времени. В этом отношении применение подобных АЦП для измерения частоты путем измерения периода предпочтительнее, чем применение АЦП "частота – код".

Интегрирующие АЦП

Интегрирующие АЦП предназначены для преобразования в код медленно меняющегося напряжения с подавлением помех от сети питания. С этой целью в таких АЦП интегрирование выполняется на интервале времени, равном или кратном периоду напряжения в сети электроснабжения. В Европе и Азии период этого напряжения равен 20 мс. В обеих Америках период напряжения равен 1/60 с.

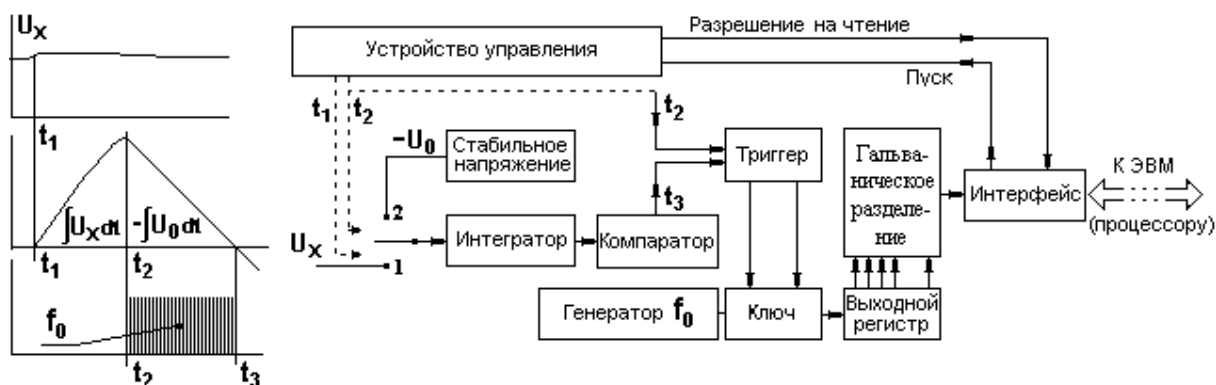


Рис. 49. К принципу действия интегрирующего АЦП

АЦП двойного интегрирования

Первым действием АЦП двойного интегрирования является интегрирование входного напряжения в течение целого количества периодов помехи. В это время на вход интегратора подается измеряемое напряжение

(см. рис. 48), возмущенное помехой. Если запуск АЦП состоялся в момент времени t_1 , то момент окончания интегрирования есть $t_2 = t_1 + nT$, где T – период напряжения помехи.

Поскольку частота напряжения сети отличается от 50 Гц незначительно, и АЦП питаются от сети, моменты начала и конца интегрирования устанавливаются с помощью фазовой автоподстройки частоты генератора (ФАПЧ), и поэтому время интегрирования в точности равно целому числу периодов напряжения сети: $T_{\text{инт}} = t_2 - t_1 = nT$. В момент окончания интегрирования t_2 входные цепи интегратора переключаются так, чтобы на его вход вместо измеряемого напряжения U_x поступило стабилизированное напряжение U_0 с противоположным знаком (что условно показано на рис.48). Начиная с этого момента, из напряжения, полученного в результате интегрирования, начинает вычитаться линейное напряжение, которое является продуктом интегрирования постоянного стабилизированного напряжения U_0 . Компаратор фиксирует момент времени t_3 , когда суммарное напряжение оказывается равным нулю. В результате интервал времени $t_3 - t_2$ оказывается прямо пропорциональным интегралу от входного напряжения, вычисленному за предыдущий интервал времени. Если за это время напряжение U_x , свободное от помехи, не изменялось, то этот интеграл в свою очередь прямо пропорционален измеряемому напряжению и равен nTU_x . Поэтому интервал времени $t_3 - t_2$ прямо пропорционален напряжению U_x , и в конечном итоге для завершения преобразования остается лишь перевести этот интервал времени в код, предусмотрев умножение на коэффициент пропорциональности. Это делается за счет подбора частоты f_0 , которой заполняется интервал времени $t_3 - t_2$.

По окончании описанных процедур устройство управления формирует сигнал, разрешающий чтение результата из выходного регистра АЦП.

Из принципа действия интегрирующего АЦП следует, что минимальное время преобразования не может быть меньше 40 мс. Предельно достижимая относительная погрешность подобных АЦП достигает 0.001 % и лучше.

Основная область применения интегрирующих АЦП – создание на их основе цифровых измерительных приборов повышенной точности.

Сигма-дельта аналого-цифровые преобразователи

Упрощенная эквивалентная структурная схема АЦП, построенного по принципу сигма-дельта модуляции, представлена на рис. 49. Сокращенно эти АЦП обозначаются, как $\Sigma\Delta$ АЦП.

Генератор тактовой частоты f_0 , которая выбирается в диапазоне 4.0 – 100.0 МГц, инициирует работу $\Sigma\Delta$ – модулятора, преобразующего входное постоянное напряжение в нерегулярный поток импульсов, средняя интенсивность которого с высокой степенью линейности пропорциональна входному напряжению $f_{cp} = KU_x$. Эти импульсы поступают на вход многокаскадного цифрового фильтра, который в большинстве $\Sigma\Delta$ АЦП выполняет подсчет поступивших импульсов за время, равное n периодам частоты f_0 , благодаря чему в АЦП реализуется интегрирование в течение времени n/f_0 . Число n может достигать значения 256 и более.

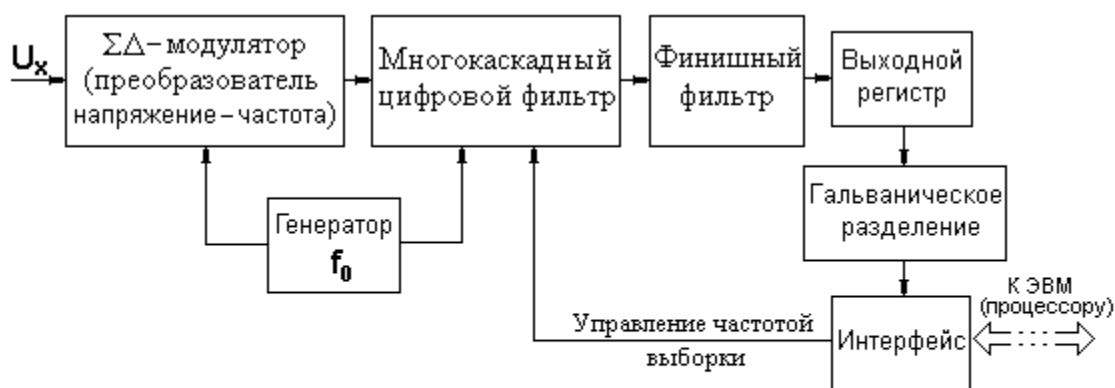


Рис. 49. Типичная структура $\Sigma\Delta$ АЦП

$\Sigma\Delta$ -модулятор может состоять из нескольких звеньев, число которых k обуславливает обозначение порядка $\Sigma\Delta$ АЦП. Вследствие высокой частоты f_0 и относительно длительного времени интегрирования, выражающегося числом n/f_0 , амплитудно-частотная характеристика $\Sigma\Delta$ АЦП обычно представляется в таком же виде, как это принято для аналоговых преобразователей:

$$A\left(\frac{f}{f_0}\right) = \left| K\left(j\frac{f}{f_0}\right) \right| = \frac{\left| \sin\left(\frac{\pi n f}{f_0}\right) \right|^k}{\left| n \sin\left(\frac{\pi f}{f_0}\right) \right|},$$

где k – порядок АЦП.

Количество каскадов цифрового фильтра обычно не меньше k . После него иногда включают финишный фильтр, выполняющий дополнительные функции, например, выравнивание АЧХ.

В таких АЦП длительность времени интегрирования меняется по командам от компьютера, и тем самым регулируется быстродействие АЦП в зависимости от предполагаемой скорости изменения входного сигнала. Это регулирование осуществляется изменением параметров цифрового фильтра.

Современные $\Sigma\Delta$ АЦП позволяют выполнять от двух-трех до 60 000 измерений в секунду. Основная инструментальная погрешность таких АЦП достигает сотых и нескольких тысячных долей процента. Незначительное неудобство $\Sigma\Delta$ АЦП заключается в том, что при ступенчатом изменении входного сигнала (обычно напряжения), происходящем в многоканальных измерительных системах при переключении каналов, в АЦП возникает переходный процесс, порожденный цепочкой фильтров. В результате первые несколько измерений после переключения выполняются со значительной погрешностью. Количество таких измерений в зависимости от режима работы АЦП может составлять от 3 до 8. Это следует иметь в виду при использовании $\Sigma\Delta$ АЦП после мультиплексора в многоканальных измерительных системах.

В последнее время этот недостаток $\Sigma\Delta$ АЦП преодолевается тем, что в многоканальных системах применяют многоканальные $\Sigma\Delta$ АЦП, такие, что в их составе параллельно действуют несколько АЦП. В этих условиях каждый АЦП непрерывно работает только на одном канале, и мультиплексор не требуется.

3.2.3. Связь цифровых компонентов измерительных каналов с компьютером

Для связи автономных АЦП и ЦАП, которые выпускаются, как изделия, с компьютером применяется один из стандартных интерфейсов. Любой из них представляет собой совокупность

- правил обмена информацией (протокол обмена);
- стандартов на параметры информационных и служебных сигналов;
- стандартов на конструкции соединительных устройств.

Наиболее популярными интерфейсами, обеспечивающими взаимную связь между компьютером и автономными АЦП и ЦАП, а также другими периферийными устройствами (например, устройствами выборки – хранения, автономными мультиплексорами) являются **RS 232 (COM-порт), RS 485, USB, IEEE 1394**. АЦП и ЦАП, входящие в состав измерительных компонентов, могут обмениваться информацией по иным интерфейсам, соответствующим стандартам на крейты, в которые должны встраиваться измерительные преобразователи и специальные компьютеры (см. также раздел 4).

Для АЦП, встраиваемых в компьютеры, интерфейсом является интерфейс компьютера, а именно, интерфейс **PCI** или интерфейс портативных компьютеров (ноутбуков) **PCMCIA**.

Внутренние интерфейсы компьютера имеют характеристики:

- **PCI** – от 4 до 20 входов в промышленных компьютерах, скорость обмена 132 Мбайт/с;
- **PCMCIA** – до 3 входов в портативных компьютерах, скорость обмена до 1.0 Мбайта/с.

Сравнительные характеристики интерфейсов приведены в табл. 6. В последнее время широкое распространение получили беспроводные интерфейсы, такие, как **Bluetooth, Wi-Fi, ZigBee** и другие. При работе с такими интерфейсами гальваническая развязка между выходным регистром и устройством интерфейсного сопряжения не требуется.

Сравнительные характеристики интерфейсов

Тип интерфейса	RS 232	RS 485	USB
Скорость обмена	30 бит/с – 115 Кбит/с	До 10 Мбит/с	До 12 Мбит/с
Кол-во устройств	1	31	127
Кол-во проводов	9	9	4
Расстояние	17 м	1200 м	5 м

3.2.4. Метрологические характеристики аналого-цифровых и цифро-аналоговых измерительных преобразователей

Одна из метрологических характеристик АЦП и ЦАП, а именно статическая характеристика преобразования, имеет особенность, порожденную дискретностью преобразования и ограниченностью количества разрядов выходного кода АЦП и входного кода ЦАП. Характерные примеры статических характеристик преобразования АЦП и ЦАП приведены на рис. 50, а) и б).

В силу дискретизации характеристика преобразования АЦП (рис. 48, а) ступенчатая. ΔN – младший разряд выходного кода АЦП, ΔX – цена единицы младшего разряда этого кода. Цена единицы младшего разряда представляется в единицах входной аналоговой величины.

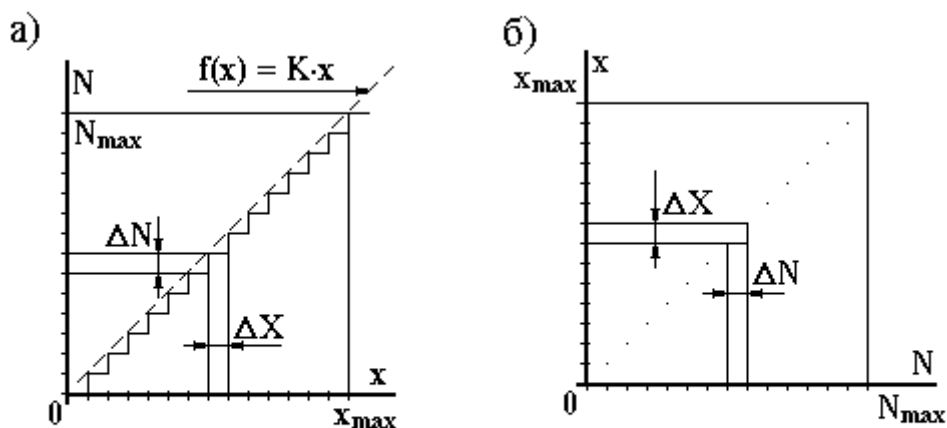


Рис. 50. Типичные функции преобразования АЦП и ЦАП

Что касается ЦАП (его характеристика показана на рис. 50, б), то его входные кодовые сигналы могут различаться между собой не меньше, чем на единицу младшего разряда. Поэтому характеристика преобразования ЦАП может быть представлена только точками.

Несмотря на явную нелинейность показанных характеристик, тем не менее эти характеристики АЦП и ЦАП и сами АЦП и ЦАП называются линейными, поскольку все изломы номинальной характеристики преобразования лежат на прямой линии. Кроме линейных существуют нелинейные АЦП и ЦАП, номинальные характеристики которых соответствуют логарифмической или экспоненциальной зависимости.

1*. Для аналого-цифровых преобразователей (АЦП) в соответствии с ГОСТ 8.009 нормируются следующие метрологические характеристики:

- диапазон изменения входного сигнала измерительной информации;
- для линейных АЦП – пределы допускаемой основной *относительной* погрешности, нормируются двучленной формулой (формула (14) в разделе 2.1) путем задания коэффициентов c и d ; при наличии существенной случайной составляющей погрешности выполняется отдельное нормирование характеристик систематической и случайной составляющих;
- для АЦП с заданной нелинейной функциональной зависимостью выходного кода от входного напряжения (тока) – предел допускаемой основной *приведенной* погрешности;
- входное сопротивление (импеданс);
- вид выходного кода и количество разрядов;
- цена единицы младшего разряда выходного кода;
- пределы допускаемой дополнительной погрешности;
- максимальная частота измерений (представляется в $1/c$) или длительность цикла одного преобразования (представляется в c), указываются с учетом быстродействия устройств связи с компьютером и дисциплины организации этой связи;
- погрешность датирования отсчетов, указывается с учетом быстродействия устройств связи с компьютером и дисциплины организации этой связи.

Для АЦП с заданной нелинейной функциональной зависимостью выходного кода от входного напряжения (тока), указывается номинальная функция преобразования.

В соответствии с ГОСТ 8.401 класс точности линейного АЦП обозначается двумя цифрами, равными коэффициентам двучленной формулы, разделенными косой чертой: c/d . Класс точности АЦП с заданной нелинейной функциональной зависимостью выходного кода от входного напряжения (тока) обозначается одной цифрой, равной пределу допускаемой приведенной погрешности.

Производитель АЦП вправе нормировать основную приведенную погрешность одним числом.

Если на входе АЦП включен аналоговый инерционный преобразователь (например, фильтр), как это показано на рис. 16, то нормируются динамические характеристики этого преобразователя, чаще всего, время реакции.

Если АЦП выпускается в виде микросхемы широкого применения, для него могут нормироваться такие характеристики, как дифференциальная нелинейность, вызванная непостоянством цены младшего разряда выходного кода в диапазоне преобразования, и интегральная нелинейность, вызванная отличием реальной функции преобразования от номинальной линейной функции. Дифференциальная нелинейность нормируется относительной характеристикой погрешности цены деления младшего разряда по отношению к номинальной цене единицы младшего разряда кода. Интегральная нелинейность нормируется, как отношение наибольшего отклонения реальной функции преобразования от номинальной к ширине диапазона преобразования. Эти характеристики выражаются в процентах.

2*. Для цифроаналоговых преобразователей (ЦАП) нормируются следующие метрологические характеристики:

- вид входного кода, диапазон его возможных значений, номинальная цена единицы младшего разряда входного кода;
- диапазон изменения величины на выходе ЦАП, соответствующий диапазону значений входного кода;
- выходное сопротивление или выходной импеданс, указывается номинальное значение и допускаемые пределы отклонения от него;

- пределы допускаемой основной относительной погрешности, нормируются двучленной формулой (формула (27) в разделе 3.5.6) путем задания коэффициентов c и d ; при наличии существенной случайной составляющей погрешности выполняется раздельное нормирование характеристик систематической и случайной составляющих;
- пределы допускаемых дополнительных погрешностей для каждой влияющей величины нормируются раздельно;
- время реакции выходного сигнала на изменение входного кода на величину, равную 80% от диапазона значений этого кода.

В случаях, когда ЦАП проектируется, как нелинейный, указывается номинальная функция преобразования. В этом случае основная погрешность нормируется пределом допускаемой приведенной погрешности. Она включает в себя возможные отклонения реальных функций преобразования конкретных экземпляров ЦАП от номинальной характеристики.

Кроме перечисленных метрологических характеристик АЦП и ЦАП в некоторых случаях нормируются характеристики:

- интегральная нелинейность – максимальное отклонение значений функции преобразования ЦАП от номинальной линейной функции, нормируется в процентах от верхнего значения выходного сигнала;
- дифференциальная нелинейность, то есть различие цены единицы младшего разряда входного кода ЦАП во всем диапазоне преобразования ЦАП.

3.3. МУЛЬТИПЛЕКСОРЫ

Мультиплексоры представляют собой непрременный элемент многоканальных измерительных систем. Материал данного раздела относится к таким мультиплексорам, которые выпускаются, как автономные изделия по отдельным техническим условиям. Если мультиплексор встроен в состав какого-либо иного изделия, например, АЦП, приведенные здесь сведения к нему не относятся.

Как следует из типичной структурной схемы измерительной системы, представленной на рис. 5, мультиплексоры предназначены для последовательного переключения выходных сигналов измерительных каналов на

вход АЦП, который преобразует мгновенные значения этих сигналов в двоичный код с целью последующего ввода полученных значений в цифровой компьютер или процессор. В результате каждого переключения мультиплексора его выходной сигнал должен повторять аналоговый входной сигнал в течение того времени, которое необходимо АЦП для преобразования этого сигнала в код. Поскольку различные каналы измерительных систем могут использоваться для измерения различных величин, в компьютер должны передаваться сведения о номере включенного в данный момент канала с тем, чтобы обеспечить выполнение преобразований

$$z = \frac{y_1}{K} \quad \text{или} \quad z = f^{-1}(y_1),$$

показанных на рис. 6, 9, 11, 13, с функцией преобразования, соответствующей измеряемой величине, сопоставить результат с соответствующей шкалой и представить результат в единицах измеряемой величины. Для этого между мультиплексором и компьютером должна действовать двусторонняя связь, которая обеспечивается программными и аппаратными средствами интерфейсного сопряжения. Параметры сигналов связи, их длительность и временные характеристики регламентируются для каждого интерфейса протоколом обмена, который устанавливается стандартом на интерфейс.

При наличии в составе измерительной системы автономного мультиплексора протокол обмена с мультиплексором и АЦП выполняется в два этапа: сначала реализуется протокол обмена с мультиплексором, затем – протокол обмена с АЦП.

Если мультиплексор и АЦП сосредоточены в одном изделии, как например, в микросхеме AD 7730 (см. также раздел 3.1.2) достаточно исполнения одного протокола обмена, что приводит к почти двукратному выигрышу в скорости опроса многочисленных измерительных каналов.

По сути дела, автономный мультиплексор представляет собой измерительный преобразователь, идеальная функция преобразования которого за время включения на каждый канал есть тождественная функция, то есть на выходе мультиплексора должно быть то же, что и на входе. На этом основании мы вынуждены считать мультиплексор аналоговым средством измерения. Переключения, которые выполняет мультиплексор, делают его

средством измерений дискретного действия. Погрешность, которую вносит мультиплексор в результат измерения, определяется не столько собственными метрологическими свойствами мультиплексора, сколько характеристиками предвключенного средства измерения (аналогового измерительного преобразователя) и послеключенного средства измерения АЦП).

Рассмотрим метрологическую структурную схему коммутации сигналов измерительной информации, представленную на рис. 49. Мультиплексор может быть построен на контактных ключах (электромеханические ключи) или на бесконтактных ключах (электронные ключи). Будем считать, что мультиплексор переключает оба проводника – высокопотенциальный и низкопотенциальный. Будем считать также, что напряжения, действующие на входах мультиплексора, за время включения не изменяются. Это предположение реально, поскольку время между двумя последовательными включениями мультиплексора на один и тот же канал выбирается из того соображения, что за это время сигнал изменяется не слишком сильно. При большом количестве измерительных каналов изменением сигнала на входе (а, значит, и на выходе) мультиплексора можно пренебречь. Сигнал в виде сигнала силы тока на входе мультиплексора маловероятен, поскольку разрыв цепи с таким сигналом обычно нежелате-

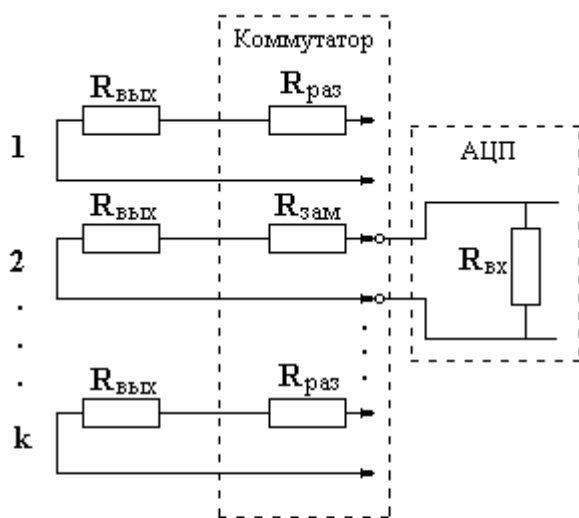


Рис. 49. Эквивалентная схема переключения сигналов измерительной информации на выходе измерительных каналов

лен.

На рис. 49 принято, что мультиплексор включен на выход второго измерительного канала. Всего переключаются k каналов. Для упрощения предполагается, что выходные сопротивления $R_{\text{ВЫХ}}$ аналоговых предвключенных преобразователей одинаковы. Сопротивления двух разомкнутых ключей мультиплексора обозначены $R_{\text{раз}}$, сопротивление двух замкнутых ключей $R_{\text{зам}}$,

входное сопротивление АЦП $R_{\text{вх}}$. Видно, что при одном включенном канале остальные каналы с разомкнутыми ключами оказываются присоединенными параллельно к включенному каналу. Поэтому при передаче информации от второго измерительного канала на вход АЦП образуется делитель напряжения с коэффициентом деления, равным

$$K_{\text{дел}} = \frac{R_{\text{пар}}}{R_{\text{вых}} + R_{\text{зам}} + R_{\text{пар}}},$$

где сопротивление $R_{\text{пар}}$ параллельно включенных: сопротивления $R_{\text{вх}}$ и $(k - 1)$ – го сопротивления разомкнутых каналов $(R_{\text{вых}} + R_{\text{раз}})$ равно

$$R_{\text{пар}} = \frac{R_{\text{вх}} (R_{\text{вых}} + R_{\text{раз}})}{(k - 1)R_{\text{вх}} + R_{\text{вых}} + R_{\text{раз}}}.$$

Номинальный коэффициент деления равен 1. Систематическая погрешность реального коэффициента деления, вызванная соотношением между выходными сопротивлениями $R_{\text{вых}}$ и входным сопротивлением $R_{\text{вх}}$, а также влиянием сопротивлений замкнутых и разомкнутых ключей, равна

$$\Delta K_{\text{дел}} = \frac{R_{\text{пар}}}{R_{\text{вых}} + R_{\text{зам}} + R_{\text{пар}}} - 1 = -\frac{R_{\text{вых}} + R_{\text{зам}}}{R_{\text{вых}} + R_{\text{зам}} + R_{\text{пар}}}.$$

Вычислим относительную погрешность делением $\Delta K_{\text{дел}}$ на реальный коэффициент $K_{\text{дел}}$:

$$\gamma_{\text{дел}} = -\frac{R_{\text{вых}} + R_{\text{зам}}}{R_{\text{пар}}} = -\frac{R_{\text{вых}} + R_{\text{зам}}}{R_{\text{вх}}} \left[\frac{(k - 1)R_{\text{вх}} + R_{\text{вых}} + R_{\text{раз}}}{R_{\text{вых}} + R_{\text{раз}}} \right].$$

Приведем это выражение к более удобной форме:

$$\gamma_{\text{дел}} = -\frac{R_{\text{вых}} + R_{\text{зам}}}{R_{\text{вх}}} - \frac{R_{\text{вых}} + R_{\text{зам}}}{R_{\text{вых}} + R_{\text{раз}}} (k - 1). \quad (31)$$

Из формулы (31) видно, что с увеличением числа каналов, приходящих на вход одного автономного мультиплексора, и при определенных соотношениях между сопротивлениями $R_{\text{вых}}$, $R_{\text{вх}}$, $R_{\text{раз}}$, $R_{\text{зам}}$ систематическая погрешность коммутации может возрасти по модулю до существенного значения. Кроме того, из этой формулы следует, что погреш-

ность, вносимая подобным мультиплексором, не может быть сведена к инструментальной, поскольку она определяется не только техническими характеристиками самого мультиплексора $R_{\text{раз}}$, $R_{\text{зам}}$, но и свойствами внешних средств измерений, а именно, входными и выходными сопротивлениями $R_{\text{вых}}$, $R_{\text{вх}}$.

Случайные погрешности коммутации могут быть вызваны прохождением на вход АЦП через разомкнутые ключи сигналов от выключенных каналов. Поскольку при создании измерительных систем проектировщики стремятся обеспечить одинаковый диапазон изменения сигналов на выходе всех измерительных каналов, примем в качестве верхнего значения этого диапазона напряжение U_{max} . Тогда от выключенных каналов на вход АЦП может поступать максимальное напряжение помехи, которая носит случайный характер

$$U_{\text{пом}} = (k - 1)U_{\text{max}} \frac{R_{\text{вх}}}{R_{\text{вых}} + R_{\text{раз}} + R_{\text{вх}}} \approx (k - 1)U_{\text{max}} \frac{R_{\text{вх}}}{R_{\text{раз}} + R_{\text{вх}}}. \quad (32)$$

И это соотношение показывает, что случайная погрешность коммутации определяется не только собственными свойствами мультиплексора, но и входным сопротивлением АЦП.

Изложенное свидетельствует о том, что для автономного мультиплексора нецелесообразно нормировать метрологические характеристики. Достаточно указывать только пределы возможных значений сопротивлений замкнутых и разомкнутых ключей. Для потребителя могут быть полезными сведения об остаточных токах разомкнутых ключей и остаточных напряжениях замкнутых ключей, которые участвуют в появлении случайной погрешности коммутации.

3.4. УСТРОЙСТВО ВЫБОРКИ-ХРАНЕНИЯ

Устройство выборки-хранения (УВХ) применяют перед входом АЦП в тех случаях, когда входной сигнал изменяется с такой скоростью, что от момента запуска до завершения преобразования в цифру он может существенно измениться. Тогда результат измерений, полученный после момента запуска АЦП с задержкой на время преобразования, будет отличаться от того значения сигнала, которое он имел в момент запуска. Это отли-

чие есть погрешность, называемая *апертурной погрешностью*, поскольку она возникает вследствие неопределенности датирования, то есть фиксации момента времени, к которому относится полученный результат измерения (преобразования). Эта погрешность играет существенную роль при одноканальных измерениях мгновенных значений одного сигнала, когда получаемые результаты предназначаются, например, для спектральных исследований, для выполнения которых требуются результаты, полученные с постоянным интервалом дискретизации. При многоканальных измерениях и циклическом опросе каналов результаты прямых измерений изменяющихся сигналов в различных каналах будут получены в разное время, и их совместное использование для получения результатов косвенных измерений может привести к значительным погрешностям (см. также материалы разд. 1.4, 2.5).

Устройство выборки-хранения предназначено для значительного уменьшения погрешностей, вызванных неопределенностью датирования получаемых результатов. Это устройство выполняет следующую функцию. При поступлении импульса запуска УВХ переходит из режима *слежения* в режим *хранения*. В режиме слежения УВХ передает на выход входной сигнал с коэффициентом 1. При переходе в режим хранения на выходе УВХ фиксируется и сохраняется постоянный сигнал, равный тому значению входного сигнала, которым он обладал в момент прихода импульса запуска. Простейшая схема, поясняющая работу УВХ, представлена на рис. 50.

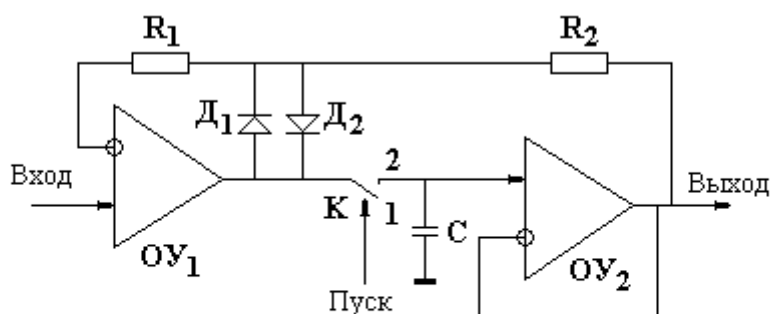


Рис. 50. Пример схемы устройства выборки-хранения

На этом рисунке операционный усилитель $ОУ_1$ выполняет роль усилителя с коэффициентом усиления 1 за счет отрицательной обратной связи, образованной сопротивлениями R_1, R_2 . Операционный усилитель $ОУ_2$ включен по схеме повторителя. Режим слежения реализуется, когда ключ K находится в положении 2. Конденсатор C быстро заряжается через небольшое выходное сопротивление предыдущего усилителя и поэтому повторяет входной сигнал. Импульс запуска переводит ключ K в положение 1, после чего конденсатор C запоминает напряжение, бывшее на входе в момент запуска. Он разряжается медленно через входное сопротивление повторителя. Скорость разряда конденсатора определяет «забывание» УВХ. В документации на АЦП скорость забывания указывается в единицах мкВ/мкс. Два диода D_1, D_2 предохраняют транзистор Tr_1 от насыщения, которое может возникнуть при разомкнутом ключе K . Достигнутое к настоящему времени время перехода от режима слежения к режиму хранения составляет десятки наносекунд. В технической документации это время называется «временем установления напряжения в режиме хранения». Это время обязательно должно быть сообщено потребителю, поскольку именно на это время должен быть задержан запуск АЦП. Случайная составляющая этого времени называется «апертурной дрожью» и составляет незначительную долю от его постоянной составляющей.

С интегрирующими АЦП (двойного интегрирования и $\Sigma\Delta$ – АЦП) устройство УВХ не применяется, чтобы не утратить эффект сглаживающего интегрирования. УВХ не включается также перед супербыстрыми АЦП параллельного действия. Типичное применение УВХ – перед АЦП поразрядного уравнивания либо как внешнего устройства, либо, и это происходит чаще всего, – в составе АЦП. Импульс, запускающий АЦП – это импульс, запускающий УВХ, задержанный на время перехода от режима слежения к режиму хранения.

В современных ИИС перед мультиплексором устанавливаются многоканальные УВХ, все каналы которых переходят в режим слежения одним импульсом запуска, после которого выполняется периодический запуск АЦП. В последнее время все чаще изготавливаются многоканальные

АЦП, в составе которых находится не только мультиплексор, но и встроенное УВХ с тем же числом каналов.

3.5. ПРЕДПОЧТИТЕЛЬНЫЕ ВИДЫ АНАЛОГОВЫХ И ЦИФРОВЫХ СИГНАЛОВ, ИСПОЛЬЗУЕМЫХ В ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СИСТЕМАХ

3.5.1. Аналоговые сигналы

В *аналоговой* части измерительного канала измерительной системы могут встретиться две принципиально различающиеся группы сигналов.

Во-первых, это “естественные” выходные сигналы датчиков. Типичные примеры – выходные сигналы тензомоста или термопары, лежащие в диапазоне милливольт.

Во-вторых, это унифицированные сигналы со стандартными параметрами, удобные для передачи и последующих преобразований. Если такой сигнал не удаётся получить непосредственно от датчика, в измерительный канал вводятся нормализующие устройства. Операции нормализации (включающие, по необходимости, линейаризацию, усиление, фильтрацию) по-английски называют *signal conditioning*.

В настоящем разделе будут рассмотрены следующие виды информативных аналоговых сигналов, которые могут быть использованы в измерительных каналах измерительных систем:

- сигнал постоянного тока – результат преобразования измеряемой величины в силу постоянного тока;
- сигнал постоянного напряжения – результат преобразования измеряемой величины в постоянное напряжение;
- сигнал переменного напряжения (амплитудная модуляция) – результат преобразования измеряемой величины в амплитуду синусоидального напряжения;
- сигнал переменного напряжения (частотная модуляция) – результат преобразования измеряемой величины в частоту синусоидального напряжения, этот сигнал часто именуется, как частотный сигнал;

- сигнал переменного напряжения (фазовая модуляция) – результат преобразования измеряемой величины в сдвиг фазы синусоидального напряжения.

Сигнал постоянного *тока* – самый помехоустойчивый сигнал в системах с проводным соединением между элементами измерительных каналов. Высокая помехоустойчивость токового сигнала по отношению к остальным источникам помех объясняется тем, что выходное сопротивление источника токового сигнала очень велико, в идеальном случае оно стремится к бесконечности. Поэтому сила тока от помехи, проявляющейся в токовой цепи как напряжение или ЭДС, пренебрежимо мала. Единственный источник помехи, влияющей на токовый сигнал – это неконтролируемые утечки. Для снижения действия такой помехи необходимо обеспечивать высокоомную изоляцию проводников и соединительных контактов.

Сила тока в токовых цепях не зависит от сопротивления этой цепи, изменяющегося в достаточно широких пределах. По этой причине и в связи с высокой помехоустойчивостью токового сигнала этот сигнал преимущественно используется в промышленных измерительных системах, которые эксплуатируются в условиях действия сильных электромагнитных полей и в которых измерительные каналы рассредоточены на значительном пространстве. В таких системах расстояние между элементами измерительных каналов и между измерительными каналами и АЦП может достигать 1000 – 2000 метров.

При использовании токового сигнала необходимо иметь в виду, что токовая электрическая цепь не должна прерываться. Если на каком-либо участке цепи во имя решения задачи измерения или в аварийной ситуации разрыва цепи не избежать, то в устройстве, стоящем перед предполагаемым разрывом, должна быть предусмотрена защита от разрыва цепи по признаку резкого повышения выходного напряжения.

Если говорить об унифицированных сигналах, то наиболее часто используются следующие диапазоны: 0 – 5 мА; 0 – 20 мА; 4 – 20 мА.

При выборе диапазона 4 – 20 мА возможно осуществить так называемое петлевое питание датчика, имеющего унифицированный токовый выход. В этом случае датчик с питающим и приёмным блоками системы соединяется всего двумя проводами (см. рис. 51).

Блок питания обеспечивает на своём выходе напряжение, достаточное для питания датчика с учётом падения напряжения (например, до 5 В) на шунте. Информативным параметром выходного сигнала датчика является потребляемый им ток. В нижней точке диапазона измеряемой величины собственное потребление электронных устройств датчика (которое должно быть меньше, чем 4 мА) дополняется измерительной цепью датчика до 4 мА; в верхней точке – до 20 мА. Шунт, включённый в цепь питания датчика, преобразует потребляемый им ток в напряжение, удобное для подачи на АЦП.

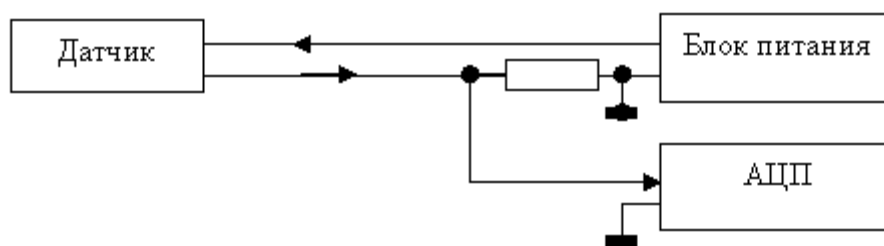


Рис. 51. Схема аналоговой токовой петли

Эту “аналоговую токовую петлю” не следует смешивать с цифровым последовательным интерфейсом “токовая петля 20 мА” (current loop), в котором логическая единица передаётся током около 20 мА, а логический ноль – током, близким к нулю.

По критерию высокой помехоустойчивости в системах с проводным соединением сигнал переменного напряжения с *частотной модуляцией* является вторым после токового сигнала. Напротив, в системах с беспроводной связью, то есть с радиосвязью между элементами измерительных каналов сигнал с частотной модуляцией является непревзойденным. В середине прошлого века частотным сигналам приписывалась выдающаяся роль в создании измерительных систем с проводными соединениями. Однако в дальнейшем, когда требования к скорости измерений возросли, значение частотного сигнала для таких систем снизилось. Дело в том, что преобразование информативного параметра этого сигнала, а именно, частоты в цифру занимает сравнительно много времени (см. также раздел 3.2.2.). Если это преобразование осуществлять по определению частоты, как количество периодов в единицу времени, то удовлетворительная точ-

ность такого преобразования в 0.1 % будет достигнута за интервал времени, равный не менее чем время тысячи периодов сигнала. Такое длительное время опроса канала слишком велико. Если же преобразование частоты в код осуществляется путем преобразования в код одного периода сигнала, то в этом случае возникают три препятствия.

Первое. Большинство реальных частотных датчиков, то есть датчиков с выходным частотным сигналом, обеспечивают верхний предел частоты выходного сигнала, не превышающий 50 – 100 кГц. Период этих сигналов составляет 10 – 20 мкс. Это значит, что время опроса одного канала должно быть не меньше этого времени, что для современных измерительных систем слишком много.

Второе. На частотный сигнал могут воздействовать импульсные помехи, особенно, когда преобразование «частота – код» выполняется за один период сигнала. Эти помехи могут привести к ложной фиксации начала или конца периода.

Третье. При значительной частоте усиливается взаимное влияние каналов, поскольку на вход АЦП «частота – код» (см. раздел 3.2.2) поступает не только выходной сигнал подключенного к нему канала, но через паразитные емкости и индуктивности – выходные сигналы всех остальных каналов (см. раздел 3.3), которые могут создавать только что упомянутые импульсные помехи.

Следующим сигналом по убыванию помехоустойчивости является сигнал с *амплитудной модуляцией* переменного напряжения. Такой сигнал возникает обычно на выходе индуктивных, трансформаторных, емкостных датчиков. Помехоустойчивость таких сигналов достигается тем, что все последующие преобразования защищаются от внешних помех избирательным пропускающим фильтром, настроенным на несущую частоту модулированного сигнала. Все усилители и иные измерительные преобразователи такого сигнала избавлены от дрейфа выходного сигнала при нулевом входном. Однако на выходе каждого канала с таким сигналом обычно ставится выпрямитель и сглаживающий фильтр, чтобы получить постоянное напряжение с пульсациями, меньшими предполагаемой характеристики погрешности канала. Постоянная времени этого фильтра достаточно велика, она должна быть равна примерно 4 – 7 периодам сигнала несущей

частоты (то есть частоты напряжения, подвергающегося модуляции), а это обстоятельство ухудшает динамические характеристики канала.

Положительным свойством данного сигнала является возможность гальванического разделения отдельных частей цепи с помощью трансформатора (см. также раздел 4.6).

Продолжают широко применяться сигналы с информативным параметром в виде постоянного (точнее, медленно меняющегося) напряжения. Обычно это естественные сигналы датчиков, либо сигналы измерительной информации, которые подвергаются преобразованиям внутри электронной части измерительных каналов (внутри крейта) вплоть до входа в АЦП. Применение подобного вида сигналов внутри крейта обусловлено тем, что именно такой сигнал является естественным и наиболее удобным для аналого-цифрового преобразования. Помехозащищенность сигнала напряжения внутри крейта обеспечивается легко. Однако при вынужденной передаче таких сигналов на значительные расстояния сигналы напряжения, особенно естественные выходные сигналы датчиков, подвержены сильному воздействию помех, поэтому в этих ситуациях приходится прибегать к мерам по подавлению помех, рассмотренным в разделах 4.6, 4.7.

Синусоидальный сигнал, фаза которого несет информацию об измеряемой величине, является неудобным видом сигнала и применяется очень редко. Избирательная фильтрация такого сигнала, предпринимаемая для защиты от помех, опасна, поскольку избирательный фильтр имеет крутую фазовую характеристику, которая может легко исказить этот информативный сигнал при малейшем рассогласовании несущей частоты и частоты настройки фильтра. Кроме того, на этот сигнал может оказать мешающее влияние импульсная помеха.

Фазовый сдвиг обычно отсчитывается от какой-то опоры, которая может быть общей для всех каналов (как, например, напряжение питания ряда вращающихся трансформаторов, включённых по схеме фазовращателя) или, при различии измеряемых величин и соответственно датчиков, индивидуальной для каждого канала. В связи со всеми перечисленными обстоятельствами, если уж в канале применяются датчики, преобразующие измеряемую величину в сдвиг фазы, то может оказаться целесообразным сразу за датчиком поставить преобразователь фазового сдвига в лю-

бой из сигналов, перечисленных выше с учетом специфики системы, или непосредственно в код.

В *цифровой части* измерительного канала в случаях, когда операция аналого-цифрового преобразования выполняется в датчике или в модуле распределённой системы, расположенном на некотором расстоянии от центра сбора информации, зачастую применяются унифицированные цифровые сигналы.

3.5.2. Цифровые сигналы

Цифровые сигналы применяются в ИИС для обмена служебной, измерительной и управляющей информацией между компьютером и периферийными устройствами. Цифровые сигналы в ИИС представляются в виде двоичных кодовых последовательностей, состоящих из символов '0' и '1'. Для передачи этих последовательностей в последнее время наряду с проводными каналами связи все чаще используются беспроводные радиоканалы. Существующие проводные и беспроводные линии связи, их модуляторы и детекторы при передаче или приеме двоичных символов могут вносить ошибки на любых позициях передаваемых кодовых слов, а именно, вместо нуля принять единицу или наоборот, вместо единицы принять ноль. Поэтому с целью обнаружения или исправления таких ошибок при передаче цифровой информации применяют избыточные коды. Если общее количество измерительных, управляющих или служебных сообщений, которые требуется передать по линии связи двоичным кодом, равно K , то длина безизбыточного кода должна быть равна $k = \text{Ent}[\log_2 K] + 1$, где $\text{Ent}[\bullet]$ – обозначение целой части числа, стоящего в скобках. Эти k символов называются информационными. При передаче такого кода минимальной длины невозможно обнаружить и тем более исправить ни одной ошибки передачи символов, ни одного стирания.

Корректирующую способность цифровому кодовому сигналу можно придать путем увеличения длины кода на r избыточных двоичных разрядов, учитывая, что количество обнаруживаемых ошибок будет равно r , а количество t ошибок, которые можно исправить, равно $t = (r - 1) / 2$. Тогда длина кодовых слов становится больше, то есть $n = k + r$. Соответствующий код именуется, как (n, k) – код. Необходимое количество избыточных

символов и технология их добавления определяются, исходя из свойств канала связи, необходимого быстродействия передачи данных и технических возможностей устройств кодирования и декодирования. Поясним это на простейшем примере циклических кодов.

Пусть задано кодовое слово $\mathbf{a} = 1\ 0\ 1\ 1\ 0\ 0\ 1$. Все слова циклического кода получаются друг из друга циклической перестановкой символов, например, слова $0\ 1\ 1\ 0\ 0\ 1\ 1$, $1\ 1\ 0\ 0\ 1\ 1\ 0$ и последующие суть слова циклического кода. Для анализа циклических кодов, для конструирования кодера и декодера удобным представлением кодов являются полиномы формального аргумента x , коэффициенты которых это символы '0' или '1'. Например, три кодовых слова, представленные выше, выражаются следующими тремя полиномами: $x^6 + x^4 + x^3 + 1$, $x^5 + x^4 + x + 1$, $x^6 + x^5 + x^2 + x$. Правила арифметических действий с этими полиномами такие же, как и с обычными полиномами, за исключением того, что приведение подобных членов совершается по модулю 2, то есть

$$0 + 0 = 0, 1 + 0 = 1, 1 + 1 = 0, 1 - 1 = 0.$$

Пусть $f(x) = x^7 + x + 1$, $g(x) = x^4 + x^2 + x + 1$. Их произведение есть

$$f(x)g(x) = x^{11} + x^9 + x^8 + x^7 + x^5 + x^4 + x^3 + 1.$$

В результате деления $f(x)/g(x)$ получаем $x^3 + x + 1$ с остатком, равным x , что записывается следующим образом:

$$(x^7 + x + 1) \bmod (x^4 + x^2 + x + 1) = x.$$

Вообще, два полинома $f(x)$ и $h(x)$ называются полиномами, сравнимыми по модулю полинома $q(x)$, если остатки от деления этих полиномов на полином $q(x)$ равны, то есть если выполняется равенство

$$f(x) \bmod q(x) = h(x) \bmod q(x).$$

В общем случае каждому кодовому слову $\mathbf{a} = (a_{n-1}, a_{n-2}, \dots, a_1, a_0)$, поставим в соответствие многочлен $a(x) = a_{n-1}x^{n-1} + a_{n-2}x^{n-2} + \dots + a_1x + a_0$. Рассмотрим теперь слово $\mathbf{a}' = (a_{n-2}, \dots, a_0, a_{n-1})$, которое получается из \mathbf{a} циклическим сдвигом на один разряд влево. Соответствующий многочлен имеет вид:

$$a'(x) = a_{n-2}x^{n-1} + \dots + a_0x + a_{n-1} =$$

$$= a_{n-1}x^n + a_{n-2}x^{n-1} + \dots + a_0x - a_{n-1}(x^n - 1) = xa(x) - a_{n-1}(x^n - 1).$$

Отсюда следует, что $xa(x) = a'(x) + a_{n-1}(x^n - 1)$.

Степень многочлена $a'(x)$ не превышает $n - 1$. Это означает, что результатом деления многочлена $xa(x)$ на $(x^n - 1)$ оказывается целая часть a_{n-1} и остаток $a'(x)$. Таким образом, $a'(x) = xa(x) \bmod (x^n - 1)$. И вообще, при циклическом сдвиге влево на i разрядов будет получаться многочлен $x^i a(x) \bmod (x^n - 1)$. Поэтому, если $a(x)$ – кодовое слово, то n многочленов $a(x) \bmod (x^n - 1)$, $xa(x) \bmod (x^n - 1)$, $x^2 a(x) \bmod (x^n - 1)$, ..., $x^{n-1} a(x) \bmod (x^n - 1)$ – также кодовые слова. Если этот ряд продолжить и записать $(n + 1)$ – й многочлен в той же форме: $x^n a(x) = (x^n - 1)a(x) + a(x)$, то окажется, что, как и следовало ожидать при циклическом сдвиге, $x^n a(x) \bmod (x^n - 1) = a(x) \bmod (x^n - 1)$. Это значит, что все последующие многочлены, будут повторять уже полученный ряд, и их общее количество равно n . На базе этих всех многочленов можно построить всего 2^n кодовых слов, но они не позволят обнаруживать или исправлять ошибки, возникающие в линии связи потому что эти кодовые слова находятся очень близко друг к другу. Чтобы обеспечить способность кодовых слов к обнаружению или коррекции ошибок, их необходимо раздвинуть или, говоря другими словами, увеличить расстояние между кодовыми словами. Понятно, что такие действия при постоянном объеме n приведут к уменьшению количества кодовых слов кода.

Избыточный и поэтому корректирующий код длины n получается как последовательность коэффициентов произведения полиномов, один из которых представляет собой код (сообщение источника) $m(x)$ степени $k - 1$, а второй из них – порождающий полином $g(x)$, степень которого равна $r = n - k$: $a(x) = m(x)g(x) \bmod (x^n - 1)$. Поскольку в этих условиях степень всех полиномов – произведений $m(x)g(x)$ не будет выше, чем $k - 1 + n - k = n - 1$, то $a(x) = m(x)g(x) \bmod (x^n - 1) = m(x)g(x)$. Это означает, что для кодирования 2^k сообщений источника кодом, позволяющим исправить $t = (r - 1) / 2$ ошибку, необходимо использовать коэффициенты

полинома $a(x) = m(x)g(x)$, где порождающий многочлен $g(x)$ должен быть делителем двучлена $(x^n - 1)$.

В связи с изложенным процедура построения избыточного циклического кода, предназначенного для передачи $K = 2^k$ сообщений, такова.

1. По известным характеристикам канала связи определяется количество ошибок, которые нужно исправить на приемной стороне канала. По этому количеству определяется степень r порождающего полинома $g(x)$.

2. Отыскивается двучлен $(x^n - 1)$ минимальной степени, который имеет в своем разложении на множители полином – делитель степени r . Для этого прибегают к существующим таблицам разложений таких двучленов (см., например, [16]). Тем самым определяется длина n кодовых слов создаваемого кода.

3. Выполняется проверка условия $n > r + \log_2 K$. Если оно удовлетворяется, то (n, k) – код построен. Для минимизации длины кода добиваются такого выбора порождающего полинома $g(x)$, при котором разность $n - r - \log_2 K$ была бы минимальной.

Простейшим вариантом кода, который может обнаружить одну ошибку, является код с проверкой на четность: $(n, n - 1)$ – код. Его порождающим полиномом является $g(x) = (x - 1)$ – очевидный делитель любого двучлена $(x^n - 1)$. При любом коде источника кодовое слово $a(x) = m(x)(x - 1)$ будет содержать четное количество единиц или ненулевых коэффициентов

При получении на приемной стороне каждого кодового слова оно делится на порождающий полином $g(x)$. Если получен нулевой остаток, частное от деления есть неискаженное сообщение источника. Отличие остатка от нуля есть признак ошибки, которая исправляется благодаря применению технологии синдромного декодирования.

Аппаратурное выполнение перемножения полиномов (в кодере канала), деления полиномов и исправления ошибки (в декодере канала) осуществляется на сдвиговых регистрах. Более подробные сведения о корректирующих кодах, методах кодирования и декодирования можно получить в учебном пособии [16] или в специальной литературе, посвященной этим вопросам.

3.6. СРЕДСТВА ГАЛЬВАНИЧЕСКОГО РАЗДЕЛЕНИЯ

В качестве средств гальванического разделения в измерительных системах используются:

- для гальванического разделения цифровых сигналов – оптопары;
- для гальванического разделения аналоговых сигналов – измерительные трансформаторы.

В измерительных системах гальваническое разделение сигналов применяется для того, чтобы потенциал или напряжение, действующее в одной части цепи, не передавалось на другую часть цепи с помощью непосредственного контакта. Такое разделение цепей предпринимается для

- обеспечения безопасности низковольтных цепей от попадания недопустимо высокого напряжения;
- предотвращения попадания продольной помехи на чувствительные элементы электрических цепей.

Для гальванического разделения цепей, передающих двоичные цифровые сигналы, применяются оптопары. Важную роль играют оптопары в цепях передачи цифровой информации по однопроводным интерфейсам, когда обратный провод один для всех сигналов и является общим.

Каждая оптопара представляет собой расположенные друг против друга источник света (излучатель, это может быть светодиод или светотриод) и приемник света (это может быть фотодиод или фототриод). Например, если символу 0 соответствует отсутствие света излучателя, то символу 1 соответствует испускание света излучателем. Соответствующие световые сигналы получает приемник, и на выходе этой оптопары оказывается сигнал, идентичный входному по его символическому значению. Быстродействие современных оптопар позволяет передавать через них сигналы со скоростью десятков миллионов в секунду. Обычно оптопары изготавливаются в виде микросхем, по несколько оптопар в каждой микросхеме. Понятно, что отсутствие непосредственной гальванической связи между разделенными таким образом частями цепи не препятствует точной передаче цифровых сигналов. Иногда при очень большой разнице напряжений, действующих в разделяемых цепях, в печатной плате делается отверстие между входными и выходными штырями оптопар, для того, чтобы

воспрепятствовать возникновению гальванической связи через пыль и иные наслоения, которые попадают на печатную плату и обладают ненулевой электрической проводимостью.

Функции трансформатора, как средства гальванического разделения, очевидны. Гальваническое разделение электронных схем и измерительных преобразователей от общепромышленной сети выполняется благодаря вводу напряжения питания через трансформаторы.

Трансформаторное гальваническое разделение двух последовательно соединенных измерительных преобразователей выполняется с помощью измерительных трансформаторов, которые должны обеспечивать передачу сигналов измерительной информации с погрешностью, не превышающей заданного или требуемого предельного значения. Если информативным параметром сигнала является амплитуда или частота синусоидального сигнала (при амплитудной или частотной модуляции), то передача этого сигнала от модуля к модулю через измерительный трансформатор обеспечивает гальваническое разделение между этими модулями. При передаче информации сигналом постоянного напряжения или тока реализация гальванического разделения с помощью трансформатора усложняется. В таких случаях на входе модуля приходится преобразовать сигнал постоянного тока или напряжения в переменный периодический сигнал, затем, на выходе выполнить обратное преобразование. Для информативных сигналов напряжения структурная схема описанных преобразований показана на рис. 52.

Преобразование постоянного напряжения в переменное выполняется с помощью ключа K_1 , в результате чего на первичной обмотке измерительного трансформатора Tr_1 образуется прямоугольное напряжение, амплитуда которого равна значению напряжения $U_{вх}(t)$ в момент времени t . Образовавшееся на вторичной обмотке переменное напряжение усиливается или его амплитуда подвергается иным преобразованиям. Сигнал результата таких преобразований появляется на первичной обмотке второго измерительного трансформатора Tr_2 в виде переменного напряжения. Напряжение на вторичной обмотке переключается синхронно с переключениями на входе, и на выходе этого модуля (преобразователя) образуется

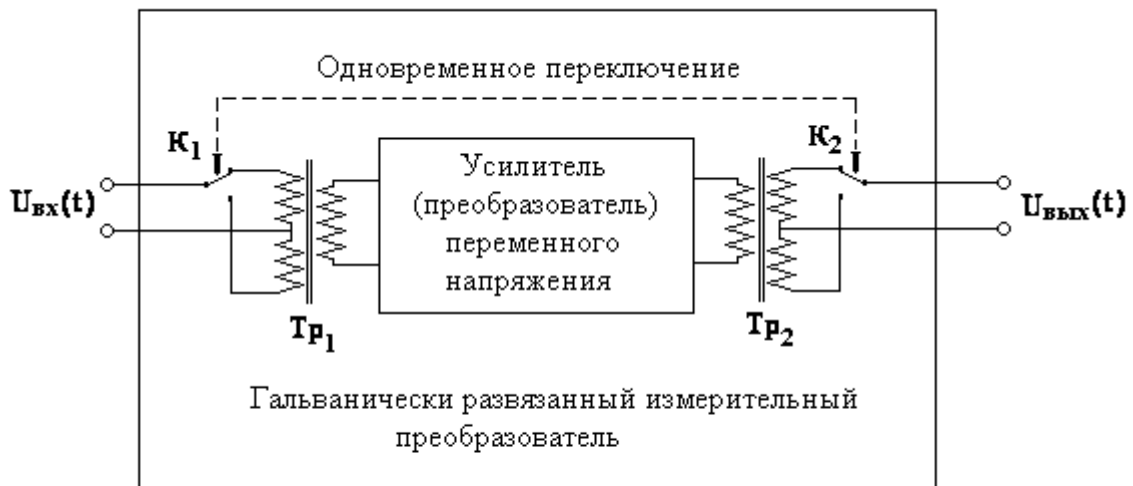


Рис. 52. Принцип обеспечения трансформаторного гальванического разделения

снова постоянное напряжение $U_{\text{вых}}(t)$, значения которого в момент времени t должны быть результатом выполненных преобразований. Переключения ключей K_1 и K_2 выполняются под действием переменного напряжения, которое обычно генерируется внутри измерительного модуля. Обычно в качестве такого генератора применяется мультивибратор, частота которого обычно составляет несколько десятков килогерц. Если переключения выполняются идеально, ширина полосы пропускания трансформаторов и усилителя (или преобразователя) сколь угодно велика, и никаких дополнительных устройств к подобному модулю подсоединять не надо. Однако в реальных условиях, когда время переключения конечно и не равно нулю, а частотная полоса трансформаторов и внутреннего усилителя или преобразователя ограничена, выходное напряжение содержит в себе пульсации в виде очень узких импульсов, частота которых равна частоте переключения ключей. Поэтому для уменьшения действия этих пульсаций на выходе таких модулей приходится ставить фильтр.

Если в измерительном канале последовательно включены несколько модулей с таким типом гальванического разделения и частоты их внутренних мультивибраторов хотя бы немного различаются, то из-за неидеальной фильтрации в канале возникают биения, частоты которых могут составлять десятые и сотые доли Гц. Отфильтровать подобные частоты с помощью физически реализуемых аналоговых устройств чрезвычайно

трудно. Для избежания биений в подобных каналах полезно синхронизировать работу всех внутренних мультивибраторов каким-либо сигналом, общим для всего измерительного канала. Это может быть, например, сигнал тактового генератора АЦП или компьютера. В такой ситуации все мультивибраторы будут работать с одинаковой частотой, и тем самым биения будут исключены.

Описанные обстоятельства должны учитываться при составлении технического задания на систему или при компоновке системы, в которой предусматривается трансформаторное гальваническое разделение.

3.7. ПОМЕХИ И БОРЬБА С НИМИ

На качество работы высокочувствительных электронных приборов, в том числе цифровых, существенное влияние оказывают *поперечные* помехи (помехи *нормального вида* $U_{\text{пп}}$) и *продольные* помехи (помехи *общего вида*, *синфазные помехи* $U_{\text{пд}}$). Эти помехи показаны на рис. 53, на котором буквами ВП и НП обозначены высокопотенциальный и низкопотенциальный зажимы прибора.

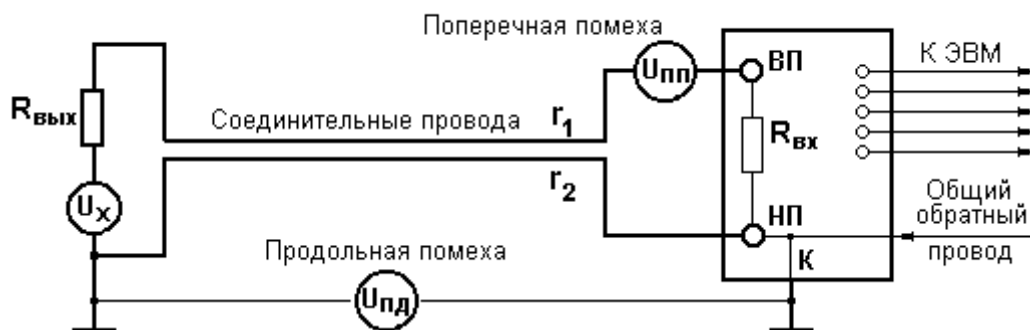


Рис. 53. Происхождение продольной и поперечной помех

Поперечные помехи – это помехи, которые складываются с сигналом. Они возникают вследствие действия внешних электромагнитных полей за счет взаимной индуктивности и паразитной емкости, которые всегда имеют место.

Причинами возникновения продольных помех являются:

- высокое сопротивление контуров заземления;

- удаленность друг от друга точек заземления корпуса датчика (или иного измерительного блока) и корпуса прибора; это заземление делается, в соответствии с требованиями техники безопасности; блуждающие токи в контурах заземления и в среде, находящейся между точками заземления.

К продольным помехам относятся также помехи, которые возникают в общем проводе электронной схемы. Чаще всего такие помехи возникают в интерфейсных сопряжениях, когда для всех проводов интерфейса общим проводом является всего один обратный провод, как это показано на рис. 53.

В конечном итоге продольная помеха преобразуется в поперечную помеху за счет различия сопротивлений в контуре информационной цепи: в верхней части цепи сопротивление больше, чем в нижней на сумму выходного сопротивления источника сигнала $R_{\text{вых}}$ и входного сопротивления приемника $R_{\text{вх}}$.

Средствами борьбы с поперечными помехами являются:

- скручивание двух информационных проводов, за счет чего уменьшается площадь витка, который образован этими проводами, такие провода называются *витой парой*;

- экранирование входной цепи, экран не имеет гальванической связи с входной цепью и с корпусом, экран заземляется в одной точке с точкой заземления источника;

- фильтрация сигналов, в частном случае – интегрирование;
- пропускание информационных проводов сквозь одно отверстие в корпусе прибора.

Средства борьбы с продольными помехами:

- гальваническое разделение входных цепей приемника информации от цепи заземления корпуса, благодаря чему практически разрывается цепь, через которую продольная помеха попадает на вход прибора (преобразователя);

- гальваническое разделение выходных цифровых цепей с помощью оптоэлектронных пар, благодаря чему обратные токи всех линий интерфейса, циркулирующие в единственном общем обратном проводе, не со-

здают падения напряжения на общем проводе электронной схемы прибора (преобразователя);

- гальваническое разделение цепи питания 220 В от внутренних электронных цепей с помощью трансформатора. Перечисленные средства борьбы с помехами показаны на рис. 54.

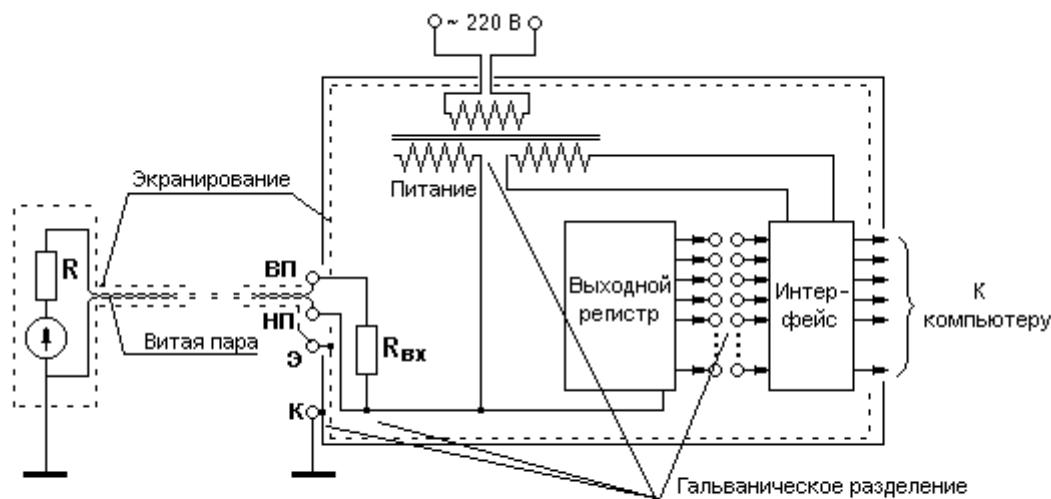


Рис. 54. Средства борьбы с помехами

На рис. 54 обозначено: ВП и НП – высокопотенциальный и низкопотенциальный зажимы, Э – зажим плавающего экрана, К – зажим корпуса, предназначенный для заземления в целях обеспечения безопасности персонала. Между выходным регистром и устройством интерфейсного сопряжения включено устройство оптического гальванического разделения на оптопарах: на стороне источника – светодиод, на стороне приемника – фотодиод или фототриод. В одной микросхеме может быть размещено до десяти таких оптопар.

Экран и общий провод схемы могут быть заземлены только в одной точке. Если общий провод заземлен у источника (как на рис. 54), то его нельзя заземлять у входа в устройство. Наоборот, если общий провод у источника не заземлен, можно соединить клеммы НП и К. Точно так же поступают с заземлением экрана. Его заземляют либо у источника, либо на входных зажимах принимающего устройства (прибора, преобразователя).

На рис. 53 не показано еще одно существенное средство борьбы с помехами, которое состоит в гальваническом разделении линии, по которой

передается сигнал измерительной информации от источника (например, датчика). Такое устройство гальванического разделения должно быть расположено непосредственно на входе принимающей части канала. В качестве этого устройства обычно применяется трансформатор с двумя прерывателями: на входе перед первичной обмоткой и на выходе после вторичной обмотки (см. раздел 4.6). Эти два прерывателя работают синхронно и обеспечивают преобразование постоянного напряжения в переменное (на первичной обмотке трансформатора) и переменного напряжения в постоянное (на вторичной обмотке трансформатора). Оптоэлектронная развязка здесь неприменима из-за того, что она не обеспечивает достаточной точности передачи, в то время как трансформаторная развязка может обеспечить точность до (0,01 – 0,02) %. В качестве устройства трансформаторной гальванической развязки линий передачи сигнала измерительной информации можно использовать гальванически развязанные преобразователи DC/DC, которые выпускаются серийно.

Гальванически развязанные отдельные части измерительного канала могут заземляться независимо друг от друга.

В заключение отметим, что гальваническое разделение высокочастотных сигналов ухудшается с ростом частоты сигнала. Это происходит потому, что с увеличением частоты сигнала измерительной информации увеличивается проводимость между изолированными частями устройств гальванического разделения из-за паразитной емкости, которая может достигать 100 пФ.

3.8. ПРОГРАММНОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ИНФОРМАЦИОННЫХ СИСТЕМ

Важнейшим компонентом современных измерительных информационных систем является их программное обеспечение, предназначенное для выполнения следующих функций:

- управление процессом измерений,
- математическая обработка результатов прямых измерений,
- представление результатов измерений и их обработки ,
- хранение результатов прямых, косвенных, совместных и совокупных измерений,

- передача результатов измерений для индикации, управления или для принятия решений.

Перечисленные функции программного обеспечения находятся в сфере действия Закона РФ "Об обеспечении единства измерений" и поэтому программное обеспечение не только измерительных информационных систем, но и всех средств измерений, должно удовлетворять требованиям метрологического характера, которые сформулированы в ГОСТ Р 8.654 [12]. В самом деле, характеристики качества результатов измерений и результатов их математической обработки в сильной степени определяются последовательностью измерений, скоростью их выполнения, погрешностью результатов, вызванной округлением, аппроксимацией вычисляемых функций, наследственной погрешностью цифрового преобразования, которые определяются программой, реализуемой в компьютере или встроенном микропроцессоре. И если ранее речь шла о метрологических характеристиках физически реализуемых средств измерений и об обеспечении их неизменности, то здесь точно так же мы должны говорить о характеристиках собственной погрешности, вносимой программами цифровой обработки, и о сохранности этих программ.

В состав собственных погрешностей, вносимых программами вычислений, входят погрешности от округления (количество разрядов цифровых кодов), методические погрешности, вызванные цифровой реализацией непрерывных функций, ограничением числа итераций итерационных процедур и наследственные погрешности, то есть погрешности результатов вычислений, вызванные погрешностями исходных данных (погрешностями результатов прямых измерений). Современное состояние средств вычислительной техники таково, что основной вклад в погрешность результатов обработки данных прямых измерений вносят наследственные погрешности. В стандарте [6] (п. 3.7.8) было сформулировано требование о необходимости снабжать программы вычислений характеристиками погрешности, которые они вносят, и в работе [13] достигнут определенный прогресс в оценке наследственной погрешности с помощью собственных средств программы, которая выполняет вычисления. В том же стандарте, в п. 3.7.6 сформулировано требование, касающееся обеспечения сохранности программ обработки данных в ИИС. Более того в работе [11] было вы-

двинуто требование о защите информации в ИИС. В современном стандарте ГОСТ Р 8.654 [12] эти все требования объединены и усилены.

Требования стандарта [12] адресованы разработчикам программного обеспечения ИИС и относятся, в основном к *метрологически значимым частям* программного обеспечения (ПО), то есть к программам и программным модулям, выполняющим функции сбора, передачи, обработки, хранения и представления измерительной информации. С целью удовлетворения этих требований разработчики программного обеспечения ИИС должны, в основном, обеспечить:

- защиту ПО от несанкционированного редактирования,
- разделение ПО на метрологически значимую и метрологически незначимую части (при необходимости),
- метрологическую аттестацию метрологически значимой части ПО,
- идентификацию программного обеспечения, вычисление контрольной суммы при запуске ПО или по требованию контролирующего органа,
- подлинность и целостность сохраняемых данных, которые должны содержать, как минимум, результаты измерений в единицах величин, время измерений, сведения об использованных средствах измерений,
- защиту обрабатываемой информации и данных от непреднамеренных или преднамеренных искажений, которые могут происходить из-за некорректного программного исполнения или сбоев в работе операционной системы,
- раздельный контроль интерфейсов связи с удаленными объектами и интерфейсов пользователя на предмет возможного несанкционированного вмешательства через эти интерфейсы,
- отсутствие влияния ПО на метрологические характеристики ИИС,
- обнаружение, отображение и(или) устранение сбоев и искажений, которые нарушают целостность ПО и данных.

Проверку исполнения этих и некоторых других требований к ПО обычно выполняют при метрологических испытаниях ИИС на предмет утверждения типа и выдачи сертификата. В программе периодической проверки или калибровки сертифицированной таким образом ИИС обязательно предписывается проверка неизменности имени ПО, его версии и контрольной суммы.

Из перечисленных требований для ПО выбираются такие требования, которые соответствуют особенностям конкретной ИИС. Если ПО встроено в систему, проверка влияния на метрологические характеристики ИИС не выполняется, поскольку эта проверка выполняется при поверке или калибровке. При отсутствии связи с удаленными объектами проверка защиты от проникновения по этой связи искажающей информации нецелесообразна. Вообще обеспечение возможностей проверки требований к ПО ИИС возлагается на разработчика ПО.

4. СТРУКТУРА, СОСТАВ И МЕТРОЛОГИЧЕСКОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ИНФОРМАЦИОННЫХ СИСТЕМ

4.1. РАЗНОВИДНОСТИ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ИНФОРМАЦИОННЫХ СИСТЕМ

Разнообразие ИИС порождается огромным разнообразием объектов, параметры которых подлежат измерениям. Это объекты научных исследований, выполняемых практически во всех сферах деятельности, это объекты всех отраслей промышленности, энергетики, горнодобывающей и обрабатывающей отраслей, торговли, медицины, юриспруденции, социальной сферы. Очень часто ИИС являются подсистемами автоматических систем управления технологическими процессами (АСУ ТП). Подробное описание такого разнообразия ИИС в настоящем пособии не представляется возможным. Поэтому здесь будет сделана попытка перечислить возможные типичные разновидности ИИС и описать их характерные особенности в зависимости от характера объекта.

Предварительно заметим, что разнообразие ИИС в сильной степени определяется измеряемыми параметрами и их количеством, границами возможных изменений этих параметров, условиями измерений, а также требуемой математической обработкой результатов измерений. Перечисленные обстоятельства непосредственно влияют на выбор подходящих датчиков, на обеспечение их деликатного взаимодействия с объектом (см. также разделы 1.3, 2.6), на выбор компьютера, системы программирования и алгоритмов обработки. Понятно, что часть системы, не содержащая датчиков и средств вычислительной техники (см. рис. 4, 5), подвержена го-

раздо меньшим вариациям, чем ИИС в целом, если датчики различных величин имеют однородные выходные сигналы, изменяющиеся в одинаковых диапазонах, а цифровые элементы измерительных каналов обладают драйверами в одной и той же операционной системе.

Это означает, что из структуры измерительной системы, представленной на рис. 4, может быть выделена такая внутренняя консервативная часть, которая обладает существенно меньшим разнообразием, чем необозримое разнообразие измерительных задач и условий, в которых должны выполняться измерения. Эта инвариантная внутренняя часть, не содержащая датчиков, являющаяся по сути дела электронным ядром ИИС, была определена в 70-х годах прошлого столетия, как *измерительно-вычислительный комплекс* (ИВК) (см. также стандарт [6]). В действующем стандарте [7] комплексы средств, близкие по составу к ИВК, именуются как *комплексный компонент измерительной системы*. Для дальнейшего изложения этот термин неудобен, поэтому впредь будем именовать такое консервативное электронное ядро ИИС термином *крейт*. Этот термин удобен еще и потому, что отражает все более распространяющееся конструктивное исполнение этого ядра.

Рассмотрим следующие укрупненные группы ИИС.

1. Локальные ИИС для измерений небольшого количества параметров локального объекта. Длина линий связи датчиков с электронным ядром (крейтом) системы составляет доли или единицы метров. Подобного рода системы могут применяться, например, для автоматизации метрологических испытаний, для медицинской диагностики, для научных исследований, при исследовательских или сертификационных испытаниях продукции и т.п.

2. Распределенные ИИС для измерения многих параметров сложного объекта, распределенного в пространстве. Измерительные каналы таких систем могут иметь значительную протяженность, в том числе за счет длины линий связи датчиков с электронным ядром (крейтом) системы. Такие ИИС применяются в составе систем автоматического управления на таких объектах, как атомные и тепловые электростанции, химические предприятия, предприятия машиностроения и т.п. Если объект аварийно-опасный, то для обеспечения безопасности измерения отдельных парамет-

ров выполняются двумя или тремя идентичными измерительными каналами.

3. Телеизмерительные системы, предназначенные для выполнения измерений на удаленных или движущихся объектах, на которых трудно или невозможно установить проводную связь между датчиком и электронным ядром (крейтом) системы. К подобного рода системам можно отнести систему измерений на магистральных трубопроводах нефти и газа, систему прогноза землетрясений, на летающих и космических аппаратах и т.п.

Прежде, чем рассматривать перечисленные разновидности ИИС, обратим внимание на то, что консервативное электронное ядро ИИС состоит из модулей, которые по своему назначению и исполняемым функциям также могут быть унифицированы и применяться для преобразования сигналов измерительной информации, происходящих от различных измеряемых величин. При этом, конечно, должна учитываться специфика преобразователей, принимающих сигналы от термоэлектрических датчиков и от термопреобразователей сопротивления, от тензорезистивных датчиков, от тензорезистивных мостов, от трансформаторных, емкостных и индуктивных датчиков и т.п. Желательными условиями для такой унификации измерительных преобразователей являются:

- *конструктивная* совместимость взаимозаменяемых элементов измерительных каналов со стойками или крейтами, в которых они komponуются, а также конструктивная совместимость соединительных разъемов проводных интерфейсов;

- *информационная* совместимость взаимозаменяемых элементов измерительных каналов, которая включает в себя унификацию аналоговых и цифровых сигналов, вид и параметры сигналов, их расположение в соединительных разъемах, требования к протоколам обмена;

- *метрологическая* совместимость взаимозаменяемых элементов измерительных каналов – единые принципы нормирования метрологических характеристик, номенклатура которых должна быть выбрана таким образом, чтобы по известным метрологическим характеристикам элементов можно было бы рассчитать характеристики канала в целом (см. также стандарт [4]). В разделе 4.8 приведен один из вариантов методики такого расчета.

Перечисленные условия для различных групп измерительных задач могут различаться, но они должны быть едины для каждой группы.

Понятно, что для преобразовательных модулей одной группы следует допустить разнообразие по быстродействию (то есть по динамическим характеристикам) и по пределам допускаемой погрешности.

4.2. ПРИМЕРЫ АРХИТЕКТУРЫ ЛОКАЛЬНЫХ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СИСТЕМ

В настоящее время в распоряжении инженера, перед которым стоит задача скомпоновать измерительную систему, располагающуюся в пределах одного помещения среднего размера, имеется целый ряд различных технических решений, между которыми может быть сделан выбор.

Сразу отбросим вариант, заключающийся в том, что инженер (или руководимая им группа) принимает все конструктивные и схемотехнические решения “с нуля” и создаёт совершенно оригинальное изделие, размещающееся в едином корпусе. Такой подход неэффективен из-за большой его трудоемкости и непозволительной в настоящее время длительности реализации. К тому же его недостатком является трудность модернизации, “апгрейда” изготовленной системы, о чём уже говорилось выше.

Поэтому в дальнейшем рассматриваются только возможности компоновки систем исключительно (или главным образом) из унифицированных готовых модулей. Примерами могут служить следующие варианты компоновки электронного ядра системы:

- персональный компьютер (возможно, в “промышленном”, особо прочном исполнении), оснащённый одной или несколькими “платами аналогового ввода/вывода”;
- персональный компьютер или ноутбук, к которому через порт USB подключён внешний модуль сбора данных (data acquisition module);
- кейс, то есть объединительный корпус с направляющими (для установки встраиваемых модулей) и разъёмами в задней части с объединяющей их магистралью, в который устанавливаются необходимые для решения измерительной задачи модули, а зачастую и выполненный в том же модульном стандарте компьютер;

- приборная система – совокупность лабораторных цифровых приборов, каждый из которых имеет в своём составе стандартный интерфейсный блок, позволяющий управлять прибором от компьютера и вводить в компьютер результаты измерений.

Рассмотрим несколько подробнее четыре перечисленных варианта, которые, конечно, далеко не исчерпывают всех имеющихся возможностей.

4.2.1. Системы с платами, устанавливаемыми в компьютеры

Зарубежные и отечественные фирмы выпускают большое число плат различного назначения для установки в компьютеры, и среди них десятки разновидностей плат, выполняющих те или иные измерительные функции. Их обычно называют, как уже было сказано, платами аналогового ввода/вывода. Это название, имеющее несколько жаргонный характер, затуманивает измерительное назначение плат, но оно, к сожалению, укоренилось.

Многие из этих плат имеют разъёмы, соответствующие компьютерным интерфейсам расширения PCI и PC/104; встречаются платы, ориентированные на более старый стандарт ISA, а также выполненные по другим стандартам.

Приведём в качестве примера некоторые параметры платы PCI-712 фирмы Advantech (плата предназначена для установки в разъём PCI). Число её входных аналоговых каналов составляет 16 “однопроводных” или 8 дифференциальных. Термин “однопроводный” (single ended) означает, что в каждом канале сигнал подаётся по одному сигнальному проводу, напряжение на котором отсчитывается по отношению к общему для всех каналов обратному проводу. В отличие от этого каждый дифференциальный канал имеет свой обратный провод, причём потенциалы обратных проводов могут различаться.

“Однопроводная” или дифференциальная конфигурация входов платы PCI-712 выбирается программно. Каналы защищены от перенапряжений до 30 В; входное сопротивление составляет 100 Мом.

Плата позволяет выбрать для каждого канала один из четырёх однополярных диапазонов измеряемых напряжений: 0 – 10 В, 0 – 5 В, 0 – 2,5 В и 0 – 1,25 В или один из пяти биполярных диапазонов: ± 10 В, ± 5 В, \pm

2,5 В, $\pm 1,25$ В и $\pm 0,625$ В. Приведённая погрешность для диапазонов ± 10 В, ± 5 В и 0 – 10 В указана предельным значением 0.1 % плюс одна единица младшего разряда АЦП; для диапазонов $\pm 0,625$ В и 0 – 1,25 В соответственно 0.4 % плюс единица младшего разряда; и для остальных диапазонов 0.2 % плюс единица младшего разряда.

Если последние аналоговые преобразователи во всех каналах обеспечивают одинаковые диапазоны выходных сигналов, то двенадцатиразрядный АЦП обеспечивает максимальную частоту преобразований 1 Msps (миллион выборок в секунду). Если диапазоны выходных сигналов различны, но все либо однополярные, либо биполярные, частота снижается до 600 ksps (600 тысяч выборок в секунду). Если выходные сигналы одних аналоговых каналов однополярные, а другие – биполярные, быстродействие падает до 400 ksps. Возможны различные способы программного и внешнего запуска, а также циклическая работа АЦП с программируемой скоростью. Результаты преобразований могут заноситься в буфер FIFO (первым вошёл – первым вышел), вмещающий 1024 отсчёта.

Плата содержит также два двенадцатиразрядных ЦАП с программируемыми диапазонами выходных напряжений, три шестнадцатиразрядных счётчика с предельной частотой счёта 10 МГц и 16 линий цифрового ввода/вывода. Для обмена информацией с внешним миром служит 68-контактный разъём, расположенный на передней панели.

Этот перечень параметров (по каталогу 2009/2010 гг. отечественной фирмы Prosoft, распространяющей изделия Advantech и ряда других фирм) был приведён как более или менее типичный для плат такого рода. Встречаются также платы со встроенными устройствами гальванического разделения (обычно общими для всех каналов), с одновременным опросом каналов, оканчивающихся многоканальным устройством выборки/хранения.

Далеко не все платы аналогового ввода/вывода, имеющиеся на отечественном рынке, внесены в Государственный реестр средств измерений и тем самым разрешены для применения на территории Российской Федерации. В качестве примера платы, внесённой в Государственный реестр, назовём плату типа АИС121 фирмы Fastwel. Она выполнена в стандарте MicroPC, имеет 8 одновременно опрашиваемых дифференциальных аналоговых входов с групповой гальванической изоляцией, четырнадцатираз-

рядный АЦП с частотой выборки до 800 ksps и 16 линий дискретного вывода с гальванической изоляцией.

4.2.2. Системы с USB-модулями

Если рассмотренные выше платы аналогового ввода/вывода требуют доступа к находящимся внутри компьютера слотам расширения, то USB-модули присоединяются к *внешним* разъёмам компьютера и позволяют строить несложные измерительные системы даже на основе ноутбуков. Эта технология намного моложе, чем технология построения систем с помощью вставных плат, пока ещё менее развита и обеспечивает меньшее предельное быстродействие, но очевидно, что она перспективна и будет совершенствоваться.

Фирма Advantech, представляя свою новую серию USB-модулей, указала в качестве достоинства такого способа построения систем то, что вычислительная и измерительная часть системы получают разделёнными, а это позволяет модернизировать их независимо друг от друга. Для модулей этой серии предусматривается возможность настенного крепления или установки на так называемую DIN-рейку. Размеры модулей $132 \times 80 \times 32$ мм³.

Приведём в качестве примеров основные характеристики одного из многофункциональных модулей этой серии.

Модуль USB-4716 имеет 16 “однопроводных” или 8 дифференциальных входных каналов, защищённых от перенапряжений до 30 В. Входное сопротивление составляет 1 ГОм. Диапазоны входных сигналов такие же, как у рассмотренной выше платы ввода/вывода PCI-712. Шестнадцатирядный АЦП обеспечивает максимальную частоту преобразований 200 ksps. Запуск может быть программный, внешний или циклический с программируемой скоростью. Имеется буфер FIFO, вмещающий 1024 отсчёта. Модуль содержит также два 16-разрядных ЦАП, счётчик событий с максимальной скоростью счёта 1 кГц, и имеет 8 линий цифрового ввода и 8 линий цифрового вывода.

В серию входят также следующие модули:

- модуль USB-4711A (рис. 55), имеющий в отличие от модуля USB-4716 только биполярные диапазоны входных сигналов, 12-битовую раз-

рядность АЦП и ЦАП и несколько меньшую частоту преобразований: 150 ksps,



Рис. 55. USB- модуль сбора данных

- модуль USB-4718, предназначенный главным образом для работы с термопарами (8 дифференциальных каналов, диапазоны 0 – 15 мВ, 0 – 50 мВ, 0 – 100 мВ, 0 – 500 мВ, 0 – 1 В, 0 – 2,5 В, а также 0 – 20 мА и 4 – 20 мА), но имеющий также 8 каналов изолированного по 2500 В цифрового ввода и 8 каналов такого же цифрового вывода.

4.2.3. Крейтовые системы

Впервые крейтовые измерительные системы были разработаны в 1960-е годы для нужд ядерно-физического эксперимента, где экспериментальные установки содержали большое число однотипных блоков. Из нескольких предложенных тогда систем наибольшее распространение получила система КАМАК (САМАС принято расшифровывать как Computer Application for Measurement And Control). Эта система быстро вышла за рамки физического эксперимента и стала применяться во многих других областях.

Вообще говоря, были стандартизованы *крейт* КАМАК, *ветвь* КАМАК, содержащая до семи крейтов и *последовательная магистраль* КАМАК, объединявшая до 62 крейтов, но для обычных лабораторных и промышленных измерительных систем заведомо хватало четырёх крейтов,

которые могли быть непосредственно сопряжены с одной мини-ЭВМ, а чаще был достаточен единственный крейт с его 23 позициями (*станция-ми*) для вставных модулей. Размеры крейта были выбраны так, чтобы он мог устанавливаться в стандартную 19-дюймовую стойку.

В нашей стране на основе КАМАК в 80-е годы выпускались измерительно-вычислительные комплексы ИВК2, ИВК6, ИВК10, ИВК16 и другие.

Однако к концу 80-х годов КАМАК перестал соответствовать быстро изменяющимся требованиям.

Для реализации идеологии, положенной в основу КАМАК, которую можно грубо и коротко сформулировать как “сделай модуль сам”, использовались самые простые микросхемы. При наличии готовых унифицированных конструктивных элементов такие модули мог разрабатывать любой инженер или даже студент. Но по мере совершенствования элементной базы эта идеология начала устаревать. Недостатком оказалась невозможность непосредственного обмена информацией между модулями по магистрали крейта – рабочий модуль мог обмениваться только с компьютером. Не соответствовала установившимся “де-факто” стандартам вычислительной техники разрядность данных в магистрали крейта – 24 бита.

Наконец, в результате развития элементной базы оказались неудобными стандартизованные размеры модулей КАМАК.

Крейтовые системы, предложенные в качестве *преемников системы* КАМАК, были основаны на разработанном к этому времени конструктивном стандарте “Евромеханика”.

Полезно знать некоторые параметры крейтов и плат по этому стандарту. Высота крейтов измеряется в единицах $U = 44,45$ мм (1,75 дюйма). Например, крейт 3U имеет высоту 133,35 мм, а крейт 6U соответственно 266,70 мм.

Размеры плат устанавливаются, исходя из начальных значений 100×100 мм², а далее вертикальные размеры нарастают с шагом 3U, а горизонтальные (в глубину крейта) – с шагом 60 мм. Например, модуль с платой 100×160 мм² помещается в крейте 3U, а модули с платами $233,35 \times 160$ мм² или $233,35 \times 220$ мм² – в крейте 6U.

Параметры, характеризующие расположение модулей по ширине крейта, указываются в единицах НР (horizontal pitch), равных 5,08 мм или 0,2 дюйма.

В 1987 году разразилась “битва шин”: американский институт IEEE утвердил сразу четыре стандарта на 32-разрядные системные магистрали (шины). Шина по стандарту IEEE 896.1 получила претенциозное название Future bus. Шина IEEE 1014 была предложена фирмой Motorola под названием VME-bus. Шина IEEE 1196 разрабатывалась фирмой Texas Instruments под именем Nu-bus. Наконец, шина IEEE 1296 – это Multibus фирмы Intel.

Система Future bus, по-видимому, действительно лучше других соответствовала экстремальным требованиям физического эксперимента. Что же касается обычных исследовательских и промышленных измерительных систем, то в них получила большее распространение крейтовая система VME, а также её модификация, учитывающая особые требования именно *измерительных* процессов – VXI (эта аббревиатура расшифровывается так: VME eXtensions for Instrumentation).

Здесь не место для сколько-нибудь полного описания довольно сложного стандарта VME, но интересно отметить те дополнения, которые были внесены в VXI по сравнению с VME.

В исходной системе VME предусмотрено два размера плат. Плата меньшего размера (3U) имеет один 96-контактный разъём и обеспечивает разрядность данных 16 бит и адреса 24 бита. На плате большего размера (6U) устанавливается второй разъём, доводящий разрядность данных и адреса до 32 бит, причём для этого используется только один из трёх рядов контактов. В расширенной системе VXI два оставшихся ряда контактов второго разъёма позволяют организовать двенадцатиразрядную “локальную шину” для быстрого обмена данными между смежными модулями, а также подавать на модули сигналы запуска (английский термин – trigger) индивидуальные сигналы “идентификации модуля” и тактовые импульсы 10 МГц.

Сразу появляется вопрос: а откуда могут подаваться на модули индивидуальные сигналы? Ответ таков: в системе VXI крайняя левая позиция – слот 0 – имеет цоколёвку второго разъёма магистрали, *отличающуюся от*

цоколёвки аналогичных разъёмов всех других слотов. От этого разъёма и расходятся радиальные линии идентификации на другие слоты. Нужно заметить, что такие радиальные линии были и в магистрали крейта КАМАК, только там выделенная позиция с особой цоколёвкой располагалась справа – там устанавливался контроллер крейта, занимавший две станции.

Обратим, кстати, внимание на неустойчивость терминологии: то, что в стандарте КАМАК называлось станцией, в его преемнике – системе VME/VXI – носит название слота.

В системе VXI предусматривается также третий, ещё больший размер плат, что позволяет размещать на одной плате довольно сложные измерительные устройства. На таких платах устанавливаются три разъёма – дополнительный третий разъём расширяет разрядность локальной шины до 36 бит и содержит ряд других контактов, из которых наибольший интерес представляют контакты “звездообразного запуска” (star trigger). Дело в том, что при передаче модулям сигнала запуска обычным способом, по магистральному проводу, получаются различные задержки: чем дальше находится модуль, тем больше задержка. При “звездообразном запуске” к каждому модулю идёт отдельная радиальная линия, причём задержки в этих линиях тщательно выравниваются. Это сводит к минимуму погрешности датирования. На разъёме слота 0 каждая линия “звездообразного запуска” отходит от своего контакта, что позволяет подавать сигналы запуска только выбранным модулям.

В последние несколько лет широкое распространение получили локальные системы, основанные на применении “крейтового” конструктивного оформления электронного ядра ИИС совместно с довольно мощным встраиваемым компьютером. В таком варианте локальная ИИС образуется путем объединения этого ядра с датчиками, номенклатура которых определяется задачей измерений. Примерный общий вид “крейтового” электронного ядра локальной ИИС представлен на рис. 56.

Подобные конструкторские решения, предусматривающие один объединяющий корпус (крейт) и встраиваемые в него измерительные блоки и компьютер, в технической литературе называются *свободно расширяемой конструкцией*. В таком крейте (корпусе) крайнее место слева – это место для встраиваемого довольно мощного компьютера. Справа от него иногда

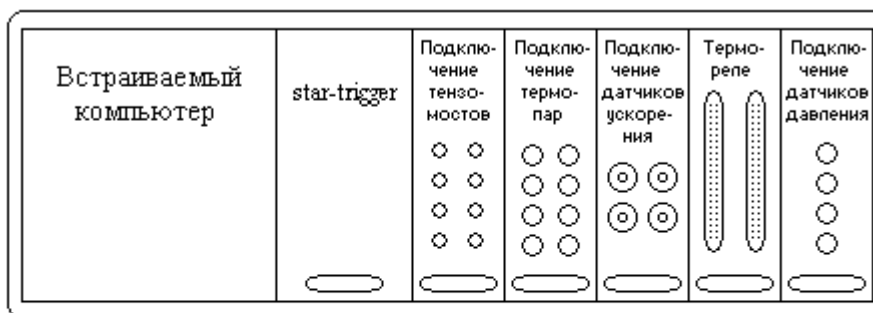


Рис. 56. Пример конструктивного оформления электронного ядра (КИС) локальной ИИС

оставляют свободное системное место. На рис. 56 на этом месте изображен стар-триггер (star trigger). Остальные места в этом крейте занимают унифицированные измерительные модули, в каждом из которых реализовано от одного до 16 измерительных каналов, включающих в себя последовательно включенные необходимые измерительные преобразователи выходных сигналов датчиков, устройство выборки-хранения (если необходимо), мультиплексор и аналого-цифровой преобразователь. То есть каждый встраиваемый модуль реализует структурную схему, приведенную на рис. 4 для небольшого количества однородных каналов. На передних панелях таких модулей находятся разъемы и клеммы для подключения линий связи от датчиков и ручки ручной регулировки. Для подключения параметрических датчиков соответствующий модуль имеет стабилизированный источник питания.

На тыльной стороне этого корпуса (крейта) расположена общая шина или объединительная плата, обеспечивающая обмен информацией модулей друг с другом и с компьютером. Понятно, что для обеспечения такого обмена необходимо использовать какой-то интерфейс, драйверы модулей и протокол обмена.

Подобного рода конструкции и унифицированные измерительные модули широкой номенклатуры, а также аксессуары и другие комплектующие элементы выпускаются несколькими фирмами, такими, как например, “National Instruments” и многими другими. Обычно ведущие фирмы разрабатывают не только конструкцию, но также интерфейс, протокол об-

мена и драйверы встраиваемых унифицированных модулей, и вся разработка в целом регламентируется стандартом или группой взаимосвязанных стандартов. Некоторые фирмы заимствуют интерфейсы или протоколы обмена и включают их в свои стандарты. Чаще всего используются протоколы Modbus, Profibus.

Наиболее распространенным стандартом, в соответствии с которым создается большинство локальных измерительных информационных систем и управляющих систем, является PXI.

Стандарт PXI создан путём расширения стандарта вычислительного назначения Compact PCI. Разъёмы этого стандарта имеют 7 рядов контактов, причём все контакты крайних рядов соединены с «землёй». Название расширенного стандарта – это аббревиатура: PXI = PCI eXtensions for Instrumentation. PXI является открытым промышленным стандартом, и в соответствии с ним различные фирмы изготавливают собственные «крейты», различающиеся по внешнему виду. Один из многих примеров «крейтового» конструктивного оформления электронного ядра ИИС фирмы “National Instruments”, в состав которого входит еще и встраиваемый осциллограф, представлен на рис. 57.

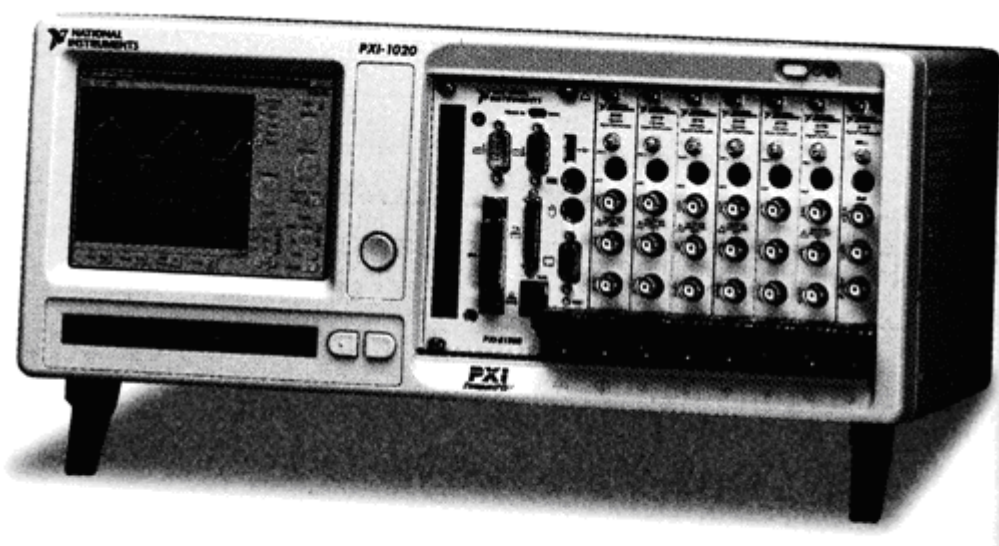


Рис. 57. Крейт PXI

Существуют и иные конструктивные решения консервативного электронного ядра ИИС. В частности, фирмой “National Instruments” разрабо-

тан стандарт FieldPoint, и выпускаются устройства, основанные на интерфейсах RS 232, RS 485, Ethernet. Устройства этого стандарта соединяются между собой не с помощью объединительного корпуса, а насаживаются на DIN-рейку.

При наличии полного набора встраиваемых модулей все устройства указанных стандартов обеспечивают модульное построение измерительных систем для решения широкого круга задач. Естественно, что к каждой конкретной задаче должен быть адаптирован не только набор подходящих измерительных модулей – компонентов измерительного канала, но и программное обеспечение. Наиболее эффективным и соответствующим модульному построению систем является составление программ также по модульному принципу. Примерами программных оболочек, которые поддерживают модульный принцип программирования, могут служить оболочки “LabVIEW” и “LabWindows” фирмы “National Instruments”. Эта фирма удачно сочетает блочно-модульный принцип построения измерительных информационных систем с модульным принципом создания их программного обеспечения.

Таким образом, локальная ИИС легко подстраивается под измерительную задачу, и каждый измерительный канал состоит из датчика, линии связи его с встраиваемым модулем и этого модуля. Сигнал измерительной информации внутри каждого модуля – это сигнал напряжения. Линия связи датчика с модулем может быть подвержена действию помех, приемы защиты от которых изложены в разделе 4.7.

Метрологические характеристики измерительных каналов таких ИИС можно определить двумя способами:

- с помощью эксперимента путем подачи на вход каждого датчика образцовых значений измеряемых величин и статистической обработки результатов измерений этих величин;
- путем расчета метрологических характеристик канала по метрологическим характеристикам датчика и встраиваемого модуля.

Эксперимент может оказаться затруднительным из-за отсутствия рабочих эталонов, воспроизводящих измеряемые величины, такие, как ускорение, давление, температура и т.п. с требуемой точностью.

Применение расчетного метода допускается стандартом [7] при наличии корректного метода расчета. Метод расчета характеристик погрешности приведен в разделе 4.8.

Вопросы аппаратной борьбы с помехами рассмотрены в разд. 4.7. Математические методы подавления помех с помощью машинных программ описаны в специальной литературе.

4.2.4. Приборные системы

Когда появились первые цифровые приборы широкого применения, много говорилось о том, что их достоинством является возможность ввода данных в цифровые вычислительные машины. Но эту принципиальную возможность на практике было сложно реализовать до тех пор, пока в 1972 г. фирма Hewlett – Packard не разработала унифицированный приборный интерфейс, получивший впоследствии очень широкое распространение и применяемый до настоящего времени.

Фирменное название интерфейса HP-IB (Hewlett – Packard Interface Bus) другими изготовителями было изменено на GPIB (General Purpose Interface Bus); стандартизован этот интерфейс был под названием IEEE-488 (в настоящее время действуют стандарты IEEE-488.1 и IEEE-488.2). Международная электротехническая комиссия МЭК (IEC) тоже стандартизовала его как IEC 625.1, но при этом *изменила тип используемых разъёмов*. Эта модификация получила меньшее распространение, чем исходная. В нашей стране был введён в действие стандарт [9], соответствующий стандарту IEEE-488, а в обиходе часто используют аббревиатуру КОП (канал общего пользования) или ЛКП (линия коллективного пользования), хотя она, вообще говоря, обозначает не весь интерфейс, а только характерный для него соединительный кабель.

Действительно, кабели для соединения приборов по стандарту [9] ни с чем не спутаешь. Они обычно имеют длину 1 или 2 метра и имеют на концах расположенные поперёк двусторонние 24-контактные разъёмы с ленточными контактами (к сожалению, эти контакты легко сминаются, и в этом отношении разъём IEC 625.1 надёжнее). Вставив одну сторону кабельного разъёма в соответствующий разъём прибора, мы можем использовать вторую сторону для подключения ещё одного кабеля, идущего к

следующему прибору, и т. д. В систему может быть соединено до 14 приборов, а, поскольку лабораторные приборы обычно многофункциональны, этого более чем достаточно.

Обычные компьютеры не имеют выходов на КОП. До недавнего времени для построения приборных систем (более сложных, чем простое соединение прибора с принтером через КОП) приходилось дополнять компьютер интерфейсной платой IEEE-488. Например, такую плату, устанавливаемую в слот PCI, предлагает упоминавшаяся выше фирма Advantech под названием PCI-1671UP. В настоящее время появились модули сопряжения USB/GPIB, присоединяемые к внешним разъёмам компьютера. Например, модуль USB-4671 той же фирмы Advantech имеет с одной стороны кабель, заканчивающийся разъёмом USB, а с другой стороны разъём, позволяющий непосредственно подключиться к прибору, даже не используя интерфейсного кабеля.

Особенностью стандарта [9] является понятие *интерфейсной функции*. Дело в том, что лабораторные приборы сильно различаются между собой. Одни из них (калибраторы) требуют только цифрового управления; другие (как, например, мультиметры или цифровые осциллографы) в основном выдают информацию, но обычно также и управляются – нужно выбирать пределы измерений, режимы работы и т. д. Вне системы приборы управляются вручную, а в системе желательно обеспечить дистанционное управление и вместе с тем сохранить возможность ручного управления. Всё это приводит к тому, что разным приборам нужен разный объём возможностей интерфейса. Поэтому в стандарте общий объём возможностей разделён на десять более или менее самостоятельных частей – интерфейсных функций (включая очень сложную функцию контроллера, обычно не реализуемую в приборе), причём каждая функция может ещё иметь варианты. Для конкретного прибора в каталоге или техническом описании указываются реализованные в нём функции и их варианты, что даёт полное представление о его поведении в системе.

В своё время отечественная приборостроительная промышленность выпускала ряд ИВК с приборным интерфейсом: ИВК7, ИВК8, ИВК12, ИВК15. Уже тогда существовал большой парк приборов, подключаемых к КОП. С того времени этот парк значительно расширился – приборы с ин-

терфейсом IEEE-488 продолжают выпускаться многими фирмами. Для этого интерфейса созданы библиотеки программ, позволяющие строить измерительные системы даже не очень опытным пользователям.

С общей системной точки зрения приборный интерфейс интересен тем, что в нём хорошо проработаны несколько системных *уровней*.

Обычно, рассматривая этот вопрос, обращаются к так называемой ЭМВОС – Эталонной Модели Взаимодействия Открытых Систем, или по-английски OSI – Open Systems Interaction. Эта модель была предложена для описания передачи информации в вычислительных сетях. Она содержит семь уровней (layers) – верхний уровень называется *прикладным* (application layer), а нижний *физическим* (physical layer). На прикладном уровне имеется содержательное сообщение, требующее передачи, а на нижнем – физическая среда передачи и распространяющийся в ней сигнал. Фактически понадобилось большее число уровней, так как уровень, примыкающий к физическому, пришлось разделить на подуровни.

Для передачи измерительной информации эта модель оказалась мало пригодной. С одной стороны, в не слишком распределённых измерительных системах не возникают проблемы установления связи и маршрутизации, которыми занимаются промежуточные уровни ЭМВОС, а с другой стороны, в ЭМВОС мало учитываются специфические требования “жёсткого реального времени”, характерные для измерительных систем. Поэтому мы не будем усложнять изложение обращением к ЭМВОС, а попытаемся в стандарте GPIB по возможности выявить уровневую структуру процессов обмена информацией в измерительных системах.

На нижнем уровне в стандарте (например, в стандарте [9]) установлены требования к электрическим сигналам и электрическим параметрам цепей приборов, “видимых” со стороны КОП. В частности, оговорено, на каких линиях должны быть передатчики с открытым коллектором, а на каких допускается наличие передатчиков с тремя состояниями.

Далее, установлены требования к типу и расположению приборного разъёма и назначению его контактов. Отмечены сигналы, которые должны передаваться в кабеле по скрученным парам проводов (остальные передаются по одиночным проводам).

Приведены графы переходов для автоматов, реализующих отдельные интерфейсные функции, с указанием допускаемых или требуемых временных задержек (эти задержки – ещё одна составляющая физического уровня).

Одновременно на графах переходов выявляются возможные сообщения – как передаваемые по линиям КОП, так и внешние по отношению к интерфейсу сообщения от измерительной части прибора или от оператора.

Стандарт устанавливает форматы «многолинейных» сообщений (адресов устройств или интерфейсных команд), а также рекомендуемые форматы передаваемых данных и способы указания на конец передачи; регламентирует также двоичные комбинации конкретных интерфейсных команд. Всё это – уже более высокий, логический уровень интерфейса.

Из требований стандарта вытекают алгоритмы действий, необходимых для общения с прибором. Предусмотрены инициативные обращения приборов к контроллеру – запросы обслуживания. Поскольку для этих запросов выделена одна линия КОП, контроллер должен иметь возможность выяснить, кто именно запросил обслуживание. Для этого в стандарте описаны две процедуры: последовательный опрос и параллельный опрос (быстрый, но более сложно организуемый). Всё, что касается процедур общения, выходит за рамки собственно интерфейса и относится скорее к понятию протокола.

В стандарте [9] всё перечисленное изложено слитно, но в дальнейшем, при рассмотрении распределённых систем, мы увидим, что различные уровни процессов обмена информацией часто регламентируются различными документами.

4.3. ПРИМЕРЫ АРХИТЕКТУРЫ РАСПРЕДЕЛЁННЫХ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СИСТЕМ

Здесь будут рассматриваться только системы с проводными интерфейсами. Конечно, существуют и беспроводные системы на основе Bluetooth, ZigBee, Wi-Fi, но эта область ещё недостаточно обеспечена средствами измерений. Для совместного измерения большого количества параметров объекта, занимающего значительное пространство, требуются ИИС, отличающиеся от локальных по следующим причинам:

- пространственно распределенные объекты имеют сотни, а иногда тысячи параметров, подлежащих измерению;
- на аварийноопасных объектах измерения некоторых параметров могут дублироваться или утраиваться, пропорционально увеличивается количество каналов;
- отдельные части измерительных каналов могут быть удалены друг от друга;

в контур управления подобными объектами обычно включается человек, поэтому для его информирования должны быть предусмотрены индикаторы состояния измеряемых параметров, световая и звуковая предупредительная и аварийная сигнализация; зачастую для информирования оператора большого объекта применяют щиты со стрелочными приборами и мнемосхемами. Такая аналоговая информация позволяет человеку – оператору быстро оценить обстановку на объекте и своевременно отреагировать на внештатную ситуацию. Цифровая индикация на таких щитах и мнемосхема используется как дополнительная к аналоговой.

Структура подобных ИИС сильно зависит от структуры и свойств объекта. На тепловых и атомных электростанциях, на стартовых космических комплексах, на современных судах ИИС различаются. Но все распределенные ИИС создаются на основе компьютерных сетей. В них, как правило, имеются базы данных, ведутся протоколы событий, которые могут быть распечатаны или скопированы ответственным лицом по предъявлении пароля.

Чтобы не описывать здесь многочисленные варианты, ограничимся системами двух типов.

Первый тип ИИС строится, как совокупность локальных ИИС, объединенных одним или несколькими компьютерами верхнего уровня. Локальные ИИС устанавливаются вблизи некоторого агрегата или совокупности агрегатов. Если одного комплекта для этих агрегатов недостаточно, то можно использовать несколько локальных систем, которые устанавливаются в общую стойку на разных ее этажах. Тогда в этих стойках следует предусмотреть размещение кроссовой панели, на которой должны находиться либо винтовые или зажимные крепления выходных проводов от датчика, либо разъемы для этой же цели. Это делать обязательно из-за

большого количества каналов а также потому, что все провода от датчиков подходят к стойке и во избежание случайной потери соединения прикрепляются к ней в виде жгута.

Примерная структура подобной системы приведена на рис. 58.

В подобных ИИС локальные системы обмениваются информацией с центральным компьютером в цифровом виде в соответствии с протоколами и правилами обмена информации в компьютерных сетях. В качестве примеров промышленных сетей могут служить промышленные сети Fieldbus и Profibus, обмен данными в которых осуществляется по протоколам Modbus, Profibus. При незначительном удалении друг от друга элементов схемы рис. 58 для обмена информации могут использоваться беспроводные интерфейсы Bluetooth, Wi-Fi, ZigBee. Защита от возможных помех, действующих на

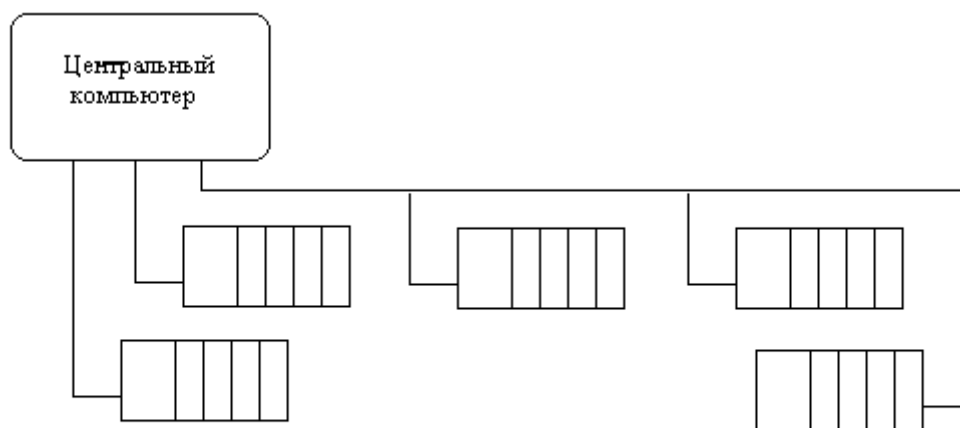


Рис. 58. Пример структуры распределенной измерительной информационной системы

линии цифровой связи, обеспечивается с помощью избыточного кодирования, схематически рассмотренного ранее в разд. 3.5.2

Несмотря на простоту подобных ИИС их практическое использование не всегда удобно по следующим причинам:

- если ИИС используется как подсистема АСУ ТП, то в ней затрудняется управление агрегатами объекта;
- локальные системы, установленные вблизи агрегата объекта могут оказаться неоправданно избыточными, в них могут оказаться неиспользуемые каналы;

- локальные системы обычно не снабжаются средствами вывода сигналов на аналоговые щитовые приборы и на иные индикаторы, вывод информации на щит оператора через компьютер при большом количестве каналов может быть замедленным.

Поэтому на крупных промышленных объектах обычно применяются системы, конфигурация которых подгоняется под конфигурацию объекта. Для подобных систем характерно следующее:

- длина линий связи между датчиками и электронной частью системы может составлять сотни метров;
- измерительные каналы могут быть реализованы в соответствии с рис. 4;
- в измерительных каналах могут быть предусмотрены преобразователи вывода аналоговой информации для щитовых приборов, а также информации, предупреждающей об авариях;
- отдельные части измерительных каналов могут быть удалены друг от друга.

В подобных системах возникают вопросы выбора предпочтительного сигнала для передачи аналоговой измерительной информации на значительные расстояния, рассмотренные выше в разделе 4.2, и проблемы подавления помех. Возможные методы подавления помех рассмотрены ниже в разделе 4.7.

В настоящее время для передачи измерительной информации на расстояние, характерное для крупного цеха или целого здания, всё чаще используются цифровые технологии. Аналого-цифровое преобразование обычно выполняется на контроллере нижнего уровня, расположенном недалеко от датчика, и далее измерительная информация передаётся на верхний уровень иерархии в цифровом виде. Естественно, для экономии на проводах (затраты на медь в этих системах очень существенны) используется исключительно последовательная, бит за битом, передача данных, обычно по магистрали, общей для всех присоединённых к ней устройств.

Разнообразие предлагаемых в этой области решений необозримо. Можно только указать некоторые тенденции, а подробнее рассмотреть многие примеры.

На верхних этажах иерархии имеется тенденция вытеснения специализированных стандартов передачи информации стандартом Ethernet, разработанным для вычислительных сетей, т. е. наблюдается определённая унификация. На самом нижнем уровне, наоборот, постоянно предлагаются новые, часто совершенно оригинальные решения, прямо позиционируемые их авторами как интерфейсы “датчикового уровня”.

Так, сравнительно недавно появился несложный интерфейс SSI, специально ориентированный на приём данных от преобразователей угол → код.

Прямо из названия стандарта ASi (Actuator – Sensor interface) следует, что он ориентирован на датчики и исполнительные устройства. Его отличительная особенность состоит в том, что обслуживаемые им устройства присоединяются к магистрали путём прокалывания специального двухпроводного плоского кабеля, в оболочке которого имеется выступ, предотвращающий неправильное соединение. По двум проводам этого кабеля передаётся и питание, и цифровая информация в виде импульсов, наложенных на напряжение питания. Этот стандарт явно рассчитан на применение в цеховой обстановке.

В конце 1990-х годов фирма Dallas Semiconductor, бывшая тогда самостоятельной, разработала “однопроводный” интерфейс 1-Wire (на самом деле, конечно, для обмена информацией нужны два провода – сигнальный и обратный) и выпустила микросхемы сначала термометров, а затем и некоторых других устройств, в которых был реализован этот интерфейс. Для магистрали, объединяющей такие устройства, было предложено название MicroLAN (LAN расшифровывается как Local Area Network). Имеются сведения об успешной работе автоматических метеостанций, выполненных в этом стандарте.

В области автоматизации зданий конкурируют между собой европейская разработка EIB (European Installation Bus) и американская LonWorks.

Этот перечень примеров далеко не полон; в него не включены и те решения, которые ниже будут рассмотрены несколько подробнее.

Следует ещё остановиться на понятии Fieldbus – в буквальном переводе *полевая шина*. С одной стороны этим понятием объединяются все технические решения нижнего уровня иерархии, которые позволяют со-

единить на единой магистрали датчики и другие устройства, расположенные на достаточно большой площади – “в поле”. С другой стороны, имеется конкретный стандарт, получивший название Fieldbus. Для его совершенствования и продвижения создана организация Fieldbus Foundation, поэтому более точное название стандарта – Foundation Fieldbus. В этих терминах нетрудно запутаться. Далее Foundation Fieldbus рассматриваться не будет.

4.3.1. Интерфейс RS-485 и основанные на нём системы

В области систем с последовательными интерфейсами особенно важно различать электрические стандарты и протоколы обмена данными. Получивший широкое распространение в измерительных системах стандарт интерфейса RS-485 является *чисто электрическим стандартом*; ни используемые разъёмы, ни форматы передаваемых данных, ни тем более процедуры обмена информацией в нём не прописаны.

Стандарт интерфейса RS-485 входит в группу стандартов, получившую в нашей стране название Стык С2 (стандарт [10]), вместе с более старым интерфейсом RS-232 (до сих пор используемым в СОМ-портах компьютеров), а также RS-422, близким по параметрам к RS-485, и не получившим распространения RS-423. Отметим, что аббревиатурой RS обозначаются рекомендуемые стандарты американской организации EIA/TIA, а в упомянутом выше стандарте [10] даны ссылки не на эти стандарты, а на соответствующие им документы МККТТ – Международного консультативного комитета по телеграфии и телефонии.

В интерфейсе RS-232 установлены не очень удобные для современной схемотехники уровни сигналов – от ± 5 В до ± 15 В у передатчика, и он обеспечивает меньшие скорости, чем другие стандарты, – но, кроме того, он рассчитан на соединение точка – точка, и поэтому для создания системы, содержащей много устройств, с которыми нужно обмениваться информацией, требуется обеспечить наличие многих портов у компьютера.

В интерфейсах RS-422 и RS-485, в отличие от RS-232, предусмотрена дифференциальная передача сигналов. Они обеспечивают передачу на небольшие расстояния со скоростями до 10 мегабит в секунду, а с пониже-

нием скорости длина линии может достигать до 1200 м. Интерфейс RS-422 устанавливает уровни сигналов у передатчика от ± 2 В до ± 5 В при зоне неопределённости между логической единицей и нулём ± 200 мВ, и минимальное входное сопротивление приёмника 4 кОм; интерфейс RS-485 при той же зоне неопределённости устанавливает уровни сигнала от ± 1.5 В до ± 5 В и минимальное входное сопротивление приёмника 12 кОм.

В результате интерфейс RS-422 допускает наличие на магистрали одного передатчика и 10 приёмников, а RS-485 соответственно 32 передатчиков и 32 приёмников, – и это при использовании микросхем с входным сопротивлением 12 кОм, а современные приёмники имеют большее входное сопротивление, и поэтому их число может быть пропорционально больше.

Ясно, почему именно RS-485 оказывается наиболее удобным интерфейсом для создания распределённых измерительных систем магистральной структуры. Естественно, обмен информацией должен быть организован таким образом, чтобы в каждый момент времени на магистрали был активен только один передатчик (или ни одного).

Обеспечить это можно различными способами. Самый простой из них состоит в выделении одного из устройств, подключённых к магистрали, в качестве мастера шины. Любое другое устройство не должно начинать передачу (более того, должно держать свой передатчик в неактивном состоянии), пока мастер шины не обратится к нему по присвоенному этому устройству адресу. Другой возможный способ заключается в том, что от устройства к устройству передаётся особый сигнал – маркер (token). Устройство, получившее маркер, получает и право передавать информацию, а по окончании передачи посылает маркер следующему устройству. Этот процесс повторяется циклически.

Существует и используется ряд протоколов передачи информации, настроенных над RS-485. Следует назвать получивший распространение (хотя и считающийся устаревшим) протокол Modbus с разновидностями Modbus/ASCII и Modbus/RTU. Протокол Modbus определяет формат запроса мастера шины к подчинённому устройству (slave). Подчинённое устройство выполняет предписанное запросом действие и отвечает тоже в

стандартизованном формате, а если обнаруживает ошибку, сообщает об этом мастеру.

Другая распространённая система, в которой используется физический уровень интерфейса RS-485, получила название PROFIBUS (PROcess Field BUS). Это не единый стандарт, а группа стандартов, включающая PROFIBUS FMS (Field Message Specification), PROFIBUS DP (Decentralized Peripherals), PROFIBUS PA (Process Automation) и ещё ряд специализированных “профилей”. Сигналы интерфейса RS-485 используются в PROFIBUS DP.

Следует добавить, что в PROFIBUS PA, стоящем на более низком уровне иерархии, при том же протоколе используется другой физический механизм передачи информации, описанный в стандарте IEC 61158-2. В соответствии с этим стандартом по одной паре проводов передаётся и цифровая информация, и питание (чего нет в RS-485). Цифровой сигнал накладывается на напряжение питания, которое может находиться в пределах 9 – 32 В. Для того, чтобы исключить возможность длительных сдвигов напряжения питания (при передаче последовательностей, состоящих из многих нулей или многих единиц) используется так называемое манчестерское кодирование, при котором логический нуль изображается перепадом от отрицательного напряжения к положительному в середине тактового интервала, а логическая единица – обратным перепадом. Среднее значение такого сигнала всегда равно нулю, и при выборе размаха его колебаний малым по сравнению с постоянным напряжением питания, а также при высокой частоте вызванных им пульсаций (в PROFIBUS PA скорость передачи составляет 31,25 килобит в секунду) эти пульсации в цепях питания легко сглаживаются фильтром нижних частот.

В ряде случаев изготовители аппаратуры (в том числе и датчиков) указывают в каталогах передачу информации по RS-485, но не оговаривают используемого протокола.

Наконец, отметим, что в некоторых системах используется передача сигналов в соответствии с RS-422. Так, упомянутый выше интерфейс SSI фактически представляет собой протокол, надстроенный над RS-422.

4.3.2. Системы в стандарте HART

Название стандарта HART расшифровывается как Highway Addressable Remote Transducer, т. е. адресуемый с магистрали удалённый датчик. Но это название не раскрывает существа дела. А существо дела состоит в том, что HART указывает способ передачи цифровой информации по двухпроводным линиям “петлевого питания” датчиков с выходным сигналом 4 – 20 мА, не нарушая аналоговой передачи. В отличие от манчестерского кодирования по IEC 61158-2, в стандарте HART логические нуль и единица изображаются отрезками синусоидального сигнала, не имеющего постоянной составляющей.

Обычно передачу цифровой информации в соответствии с HART изображают так, как показано на рис. 59 (аббревиатура ПЛК, приведенная на рис. 59, расшифровывается как программируемый логический контроллер). При этом для наглядности допускается фактическая ошибка: ведь при петлевом питании любое устройство, к которому присоединён датчик, может изменять напряжение в линии, но не в состоянии изменить ток,

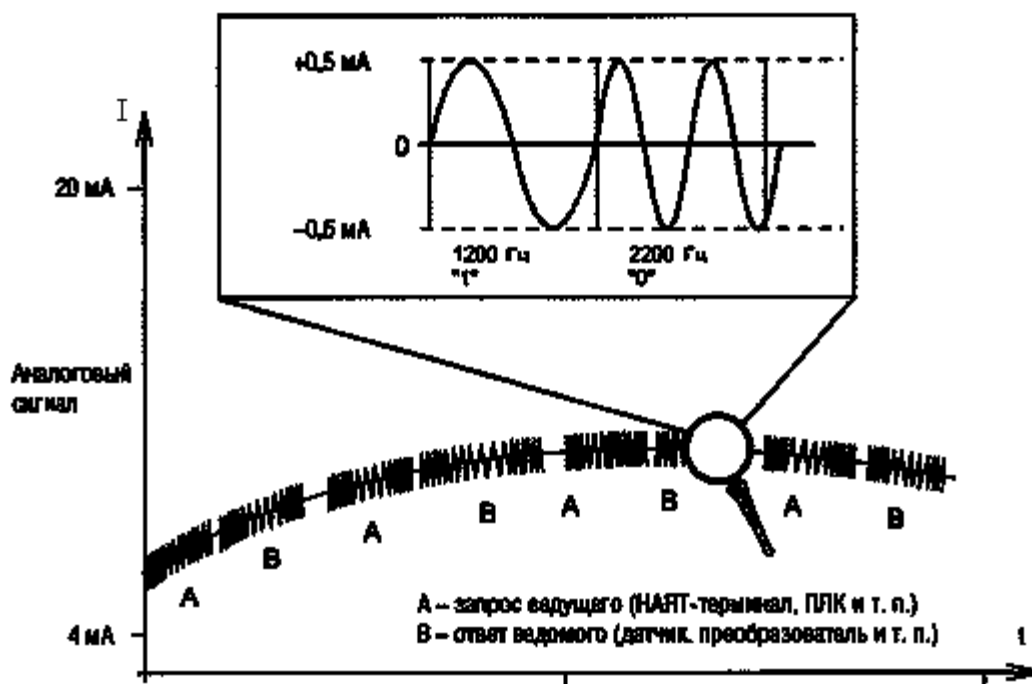


Рис. 59. Передача информации по стандарту HART.
 (Рисунок ошибочен: запрос ведущего передается напряжением с размахом до 600 мВ и не должен быть виден на кривой тока)

поскольку он управляется датчиком. Наоборот, датчик может изменять ток, но не напряжение. Поэтому ни на кривой напряжения, ни на кривой тока нельзя наблюдать одновременно запрос ведущего и ответ ведомого.

При использовании стандарта HART возможны два режима работы датчика. Если на линии имеется *только один датчик*, то он, наряду с цифровой информацией, выдаваемой по запросу, может непрерывно передавать информацию в обычной аналоговой форме. Правда, возможности здесь различны: аналоговый сигнал говорит только о размере измеряемой величины, а цифровой в зависимости от подаваемой на датчик команды может содержать и другую информацию – в частности, о состоянии самого датчика. Однако к линии может быть параллельно подключено *несколько датчиков*. В этом случае аналоговая передача невозможна, так как токи датчиков суммируются. Приходится настраивать все датчики на минимальный ток 4 мА (чтобы избежать излишней нагрузки источника питания) и использовать только цифровую передачу информации. Повидимому, HART является в какой-то степени промежуточным решением. Его рекомендуют применять на предприятиях, где уже проложены линии аналогового стандарта 4 – 20 мА. Но по мере внедрения цифровых технологий обмена информацией сравнительно медленный HART, вероятно, сойдёт со сцены.

4.3.3. Системы в стандарте CAN

Стандарт CAN (Computer Area Network) исходно вряд ли можно было отнести к стандартам распределённых систем: он был предложен фирмой Bosch для систем автомобильной электроники. Однако стандарт оказался настолько удачным, что получил распространение в ряде других областей.

В исходном стандарте определена магистральная топология системы с некоторым числом устройств (называемых узлами – nodes), которые могут инициативно начинать передачу информации. Скорость передачи может достигать 1 мегабита в секунду при длине магистрали 60 м; возможны и меньшие скорости. Стандартизованы форматы передаваемых посылок (называемых *фреймами*), указаны виды ошибок, способы их обнаружения и способы сигнализации при обнаружении ошибок (ошибки в CAN не исправляются, неправильно принятый фрейм приходится повторять).

Перечисленных и некоторых других сведений, содержащихся в стандарте CAN, оказалось недостаточно, и этот стандарт был дополнен целым рядом надстроек, относящихся как к физическому уровню, так и к протоколам обмена информацией: CANopen, DeviceNet, CANKingdom и других, конкурирующих между собой. По-видимому, наибольшее распространение из них получили CANopen и DeviceNet.

Достоинствами CAN являются чрезвычайно высокая надёжность (частота необнаруженных ошибок имеет порядок 10^{-11}) и изящная процедура арбитража, позволяющая избежать потери времени при одновременном начале передачи несколькими узлами.

Наиболее обычным методом устранения столкновений (collisions) в магистральных системах с произвольным доступом к шине является повторение передачи через случайный промежуток времени при обнаружении столкновения. Этот случайный промежуток представляет собой потерянное для передачи время (не говоря уже о том, что при повторении передачи не исключено новое столкновение). К тому же вполне возможно, что после меньшей из случайных задержек начнёт передаваться менее важное сообщение.

Арбитраж в CAN основан на двух введённых в этом стандарте понятиях. Во-первых, обычный для магистральных систем адрес приёмника в CAN заменён *идентификатором* сообщения (в исходном варианте стандарта он имел длину 11 бит, в дальнейшем авторы стандарта предложили длину 29 бит, причём была обеспечена совместимость обоих вариантов). Во-вторых, обычным логическим сигналам ноль и единица в CAN поставлены в соответствие *доминантный* и *рецессивный* биты: если один узел посылает в магистраль доминантный бит, а другой в тот же момент – рецессивный, фактически на магистрали появится доминантный бит (эта операция аналогична давно используемому в электронике “монтажному ИЛИ”).

В CAN любой передаваемый фрейм данных или фрейм запроса (remote frame) начинается после стартового (доминантного) бита идентификатором. Если происходит столкновение двух фреймов с различными идентификаторами, то рано или поздно доминантный бит одного идентификатора совпадёт с рецессивным битом другого, и узел, передавший ре-

рецессивный бит, обнаружит на магистрали бит, который не был им передан. В такой ситуации этот узел обязан тут же прекратить передачу. Узел, передававший доминантный бит (т. е. идентификатор с меньшим числовым значением), даже не заметит столкновения и продолжит передачу. Это позволяет с помощью назначения идентификаторов создать довольно тонкую структуру приоритетов сообщений.

Предусмотрена даже ситуация столкновения фрейма данных и фрейма запроса, имеющих одинаковые идентификаторы: сразу за идентификатором во фреймах располагается бит rtr – Remote Transmission Request, являющийся доминантным во фрейме данных и рецессивным во фрейме запроса. Арбитраж будет выигран фреймом данных и, таким образом, *неполученный запрос будет фактически выполнен*.

Некоторые рекомендации по назначению идентификаторов содержатся не в исходном стандарте, а в надстроенных над ним документах.

Ещё одна интересная особенность CAN состоит в том, что узлы следят за появлением ошибок, считают их и при накоплении большого их числа сначала несколько ограничивают свои возможности, а затем отключаются от магистрали. Впоследствии возможно обратное включение. Слежение за состоянием всей системы не было предусмотрено в исходном стандарте; но, например, в CANopen предложены даже варианты такого слежения. Вообще в CANopen имеется много особенностей, специфичных именно для измерительных систем: синхронные окна и асинхронная передача, протоколы синхронизации и датирования, протоколы для чрезвычайных событий, предоставление возможностей для передачи низкоприоритетным сообщениям и т. д.

О перспективности CAN свидетельствует, в частности, появление микроконтроллеров со встроенным CAN.

Всё сказанное выше даёт только самое поверхностное и далеко не полное представление о современных тенденциях построения измерительных систем. Вообще говоря, освоение даже только одного из новых интерфейсов требует большого труда и обязательной практики; тем более нужен большой опыт для того, чтобы обоснованно сравнивать различные варианты систем и выбирать из них вариант, оптимально соответствующий поставленным требованиям.

4.4. ТЕЛЕИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ИНФОРМАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ

Области применения телеизмерительных информационных систем весьма обширны. Это системы предупреждения землетрясений (измерениям подлежат колебания земной коры), метеосистемы, системы океанологических измерений, системы измерений на трубопроводах нефти и газа, бортовые измерительные системы летательных беспилотных аппаратов и многие другие. Как правило, на каждом конкретном объекте измерений расположены датчики, измерительные преобразователи сигналов от датчиков и передатчики (иногда модемы), выполняющие обмен информацией с центральным пунктом, где находится компьютер верхнего уровня. Довольно часто в зависимости от конкретного объекта измерений к датчикам и измерительным преобразователям предъявляются жесткие требования по ограничению веса и энергопотребления. Поэтому далеко не на каждом объекте измерений можно применить локальные измерительные системы, рассмотренные в разделе 4.3, и в реальности для таких ИИС приходится разрабатывать датчики и измерительные преобразователи индивидуально.

Двусторонний обмен информацией между центром и отдаленными объектами возможен не всегда.

4.5. ПРОГНОЗИРОВАНИЕ МЕТРОЛОГИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ КАНАЛОВ

Метрологическая модель последовательности аналогового преобразования измерительной информации строится с учетом современной модульной технологии создания ИИС и измерительных подсистем АСУ ТП. Измерительные каналы подобных систем представляют собой последовательное соединение аналоговых и аналого-цифровых измерительных преобразователей, обладающих нормированными метрологическими характеристиками. Подобное соединение в свою очередь представляет собой измерительный преобразователь, метрологические характеристики которого

при блочно-модульном создании измерительных систем должны быть определены расчетным путем по метрологическим характеристикам компонентов.

В настоящем разделе рассмотрен частный случай метрологического анализа последовательного соединения линейных измерительных преобразователей в статическом режиме, а именно, расчет предела допускаемой относительной основной погрешности такого соединения по аналогичным характеристикам компонентов. С этой целью метрологическую модель составного (композиционного) аналогового измерительного преобразователя удобно представить в виде, показанном на рис. 60), где через ИП 1 и ИП 2 обозначены унифицированные метрологические модели двух преобразователей.

Здесь K_{p1}, K_{p2}, K_1, K_2 – реальные и номинальные коэффициенты преобразования первого и второго преобразователей, $\varepsilon_1, \varepsilon_2$ – их собственные аддитивные погрешности, $e_{вх1}, e_{вх2}, e_{вых1}, e_{вых2}$ – погрешности, которыми отягощены физически существующие входные и выходные сигналы $y_{вх1}, y_{вх2}, y_{вых1}, y_{вых2}$ по сравнению с идеальными сигналами $x_{вх1}, x_{вх2}, x_{вых1}, x_{вых2}$, не искаженными погрешностями.

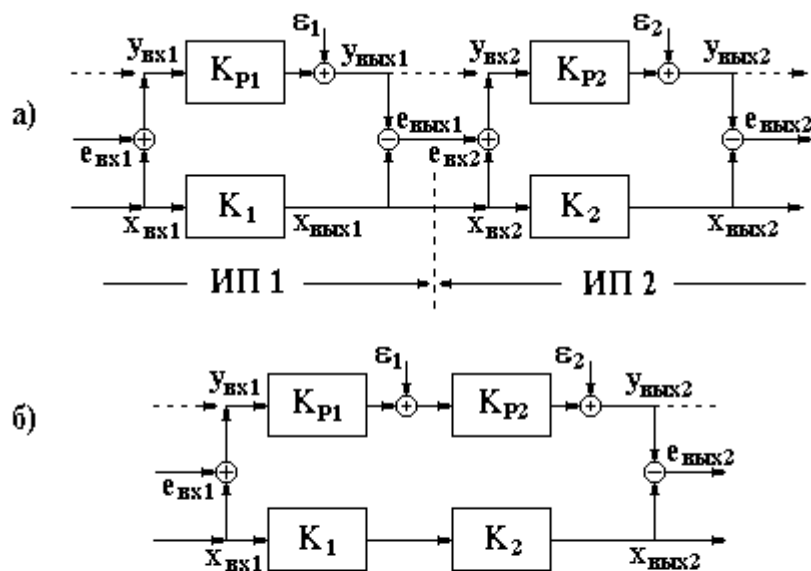


Рис. 60. Метрологическая модель последовательного соединения двух измерительных преобразователей

Унифицированное формальное описание метрологической модели первого преобразователя имеет вид:

$$\begin{aligned} y_{\text{ВЫХ1}} &= K_{p1}(x_{\text{ВХ1}} + e_{\text{ВХ1}}) + \varepsilon_1 \\ x_{\text{ВЫХ1}} &= K_1 x_{\text{ВХ1}} \\ e_{\text{ВЫХ1}} &= K_{p1}(x_{\text{ВХ1}} + e_{\text{ВХ1}}) - K_1 x_{\text{ВХ1}} + \varepsilon_1 \end{aligned} \quad (31)$$

Аналогично для второго преобразователя

$$\begin{aligned} y_{\text{ВЫХ2}} &= K_{p2}(x_{\text{ВХ2}} + e_{\text{ВХ2}}) + \varepsilon_2 \\ x_{\text{ВЫХ2}} &= K_2 x_{\text{ВХ2}} \\ e_{\text{ВЫХ2}} &= K_{p2}(x_{\text{ВХ2}} + e_{\text{ВХ2}}) - K_2 x_{\text{ВХ2}} + \varepsilon_2 \end{aligned} \quad (32)$$

Очевидно, что $x_{\text{ВХ2}} = x_{\text{ВЫХ1}}$, $e_{\text{ВХ2}} = e_{\text{ВЫХ1}}$. Учитывая эти равенства, подставим (31) в (32) и для абсолютной погрешности на выходе второго компонента получим:

$$\begin{aligned} e_{\text{ВЫХ2}} &= K_{p2}(K_1 x_{\text{ВХ1}} + K_{p1}(x_{\text{ВХ1}} + e_{\text{ВХ1}}) - K_1 x_{\text{ВХ1}} + \varepsilon_1) - K_1 K_2 x_{\text{ВХ1}} + \varepsilon_2 = \\ &= (K_{p1} K_{p2} - K_1 K_2) x_{\text{ВХ1}} + K_{p2} \varepsilon_1 + \varepsilon_2 + K_{p1} K_{p2} e_{\text{ВХ1}}. \end{aligned}$$

В результате нами получено выражение, которое легко может быть представлено в унифицированном виде для метрологической модели композиционного преобразователя, показанного на рис. 60, б. Сделаем следующие подстановки:

$$K_p = K_{p1} K_{p2}, \quad K = K_1 K_2, \quad \varepsilon = K_{p2} \varepsilon_1 + \varepsilon_2$$

и разделим абсолютную погрешность на значение идеального выходного сигнала $x_{\text{ВЫХ2}} = K_1 K_2 x_{\text{ВХ1}}$. Тогда приведенная к выходу относительная погрешность преобразования измерительной информации, выполняемого композиционным преобразователем, выражается следующей формулой:

$$\gamma_{\text{ВЫХ}} = \frac{e_{\text{ВЫХ}}}{K_1 K_2 x_{\text{ВХ1}}} = \left(\frac{\Delta K_1}{K_1} + \frac{\Delta K_2}{K_2} \right) + \left(\frac{\varepsilon_1}{K_1 x_{\text{ВХ1}}} + \frac{\varepsilon_2}{K_1 K_2 x_{\text{ВХ1}}} \right) + \frac{e_{\text{ВХ1}}}{x_{\text{ВХ1}}}. \quad (33)$$

Первые два слагаемые, взятые в скобки, представляют собой инструментальную составляющую погрешности преобразования, которая равна сумме инструментальных составляющих погрешностей преобразования каждым из преобразователей. Ответственными за инструментальные погрешности являются разработчики и изготовители систем. Третье слагаемое – относительная погрешность применения. Ответственными за по-

грешность применения являются пользователи системы. Если к первым двум преобразователям присоединить третий преобразователь, то снова инструментальные составляющие погрешности просуммируются, а последнее слагаемое, порожденное погрешностью применения, останется без изменений. И так будет всегда, вне зависимости от количества преобразователей, соединенных последовательно.

С целью получения желаемого результата преобразуем выражение для инструментальной погрешности таким же образом, как это было сделано ранее в разделе 2.1 при выводе двучленной формулы нормирования инструментальной погрешности.

$$\begin{aligned}
 & \left(\frac{\Delta K_1}{K_1} + \frac{\Delta K_2}{K_2} \right) + \left(\frac{\varepsilon_1}{K_1 x_{\text{вх}1}} + \frac{\varepsilon_2}{K_1 K_2 x_{\text{вх}1}} \right) = \\
 & = \frac{\Delta K_1}{K_1} + \frac{\varepsilon_1}{K_1 x_{\text{max}1}} + \frac{\varepsilon_1}{K_1 x_{\text{вх}1}} - \frac{\varepsilon_1}{K_1 x_{\text{max}1}} + \frac{\Delta K_2}{K_2} + \frac{\varepsilon_2}{K_1 K_2 x_{\text{max}1}} + \frac{\varepsilon_2}{K_1 K_2 x_{\text{вх}1}} - \frac{\varepsilon_2}{K_1 K_2 x_{\text{max}1}} = \\
 & = \left(\frac{\Delta K_1}{K_1} + \frac{\varepsilon_1}{K_1 x_{\text{max}1}} \right) + \frac{\varepsilon_1}{K_1 x_{\text{max}1}} \left(\frac{x_{\text{max}1}}{x_{\text{вх}1}} - 1 \right) + \left(\frac{\Delta K_2}{K_2} + \frac{\varepsilon_2}{K_1 K_2 x_{\text{max}1}} \right) + \frac{\varepsilon_2}{K_1 K_2 x_{\text{max}1}} \left(\frac{x_{\text{max}1}}{x_{\text{вх}1}} - 1 \right) = \\
 & = \left(\frac{\Delta K_1}{K_1} + \frac{\varepsilon_1}{K_1 x_{\text{max}1}} \right) + \frac{\varepsilon_1}{K_1 x_{\text{max}1}} \left(\frac{x_{\text{max}1}}{x_{\text{вх}1}} - 1 \right) + \left(\frac{\Delta K_2}{K_2} + \frac{\varepsilon_2}{K_2 x_{\text{max}2}} \right) + \frac{\varepsilon_2}{K_2 x_{\text{max}2}} \left(\frac{x_{\text{max}2}}{x_{\text{вх}2}} - 1 \right).
 \end{aligned}$$

Сопоставляя полученное выражение с (14), замечаем, что если

$$\begin{aligned}
 \frac{\varepsilon_1}{K_1 x_{\text{max}1}} \leq d_1, \quad \left(\frac{\Delta K_1}{K_1} + \frac{\varepsilon_1}{K_1 x_{\text{max}1}} \right) \leq c_1, \quad \frac{\varepsilon_2}{K_2 x_{\text{max}2}} \leq d_2, \\
 \left(\frac{\Delta K_2}{K_2} + \frac{\varepsilon_2}{K_2 x_{\text{max}2}} \right) \leq c_2,
 \end{aligned}$$

где c_1, d_1 – коэффициенты двучленной формулы нормирования относительной инструментальной погрешности первого преобразователя, выраженные в относительных единицах, и c_2, d_2 – такие же коэффициенты формулы нормирования относительной погрешности второго преобразователя.

Кроме того, если $x_{\text{max}2} = K_1 x_{\text{max}1}$ и $x_{\text{вх}2} = K_1 x_{\text{вх}1}$, тогда

$$\frac{x_{\max 2}}{x_{\text{BX}2}} = \frac{K_1 x_{\max 1}}{K_1 x_{\text{BX}1}} = \frac{x_{\max 1}}{x_{\text{BX}1}}.$$

Полученные соотношения дают нам право записать формулу для относительной инструментальной погрешности композиционного звена:

$$\gamma_{\text{инст}} \leq c_1 + d_1 \left(\frac{x_{\max 1}}{x_{\text{BX}1}} - 1 \right) + c_2 + d_2 \left(\frac{x_{\max 1}}{x_{\text{BX}1}} - 1 \right) = c_1 + c_2 + (d_1 + d_2) \left(\frac{x_{\max 1}}{x_{\text{BX}1}} - 1 \right).$$

В связи с этим двучленная формула нормирования относительной погрешности композиционного преобразователя может быть записана аналогично (30) следующим образом:

$$\gamma_{\text{инст}} \leq C + D \left(\left| \frac{x_{\max}}{x} \right| - 1 \right), \quad (34)$$

где $C = c_1 + c_2$, $D = d_1 + d_2$, x_{\max} – наибольшее (конечное) значение входной величины из нормированного диапазона.

Эта формула верна тогда, когда верхнее значение диапазона выходного сигнала предвключенного преобразователя равно верхнему значению диапазона входного сигнала послевключенного преобразователя.

В частном случае, когда характеристика погрешности одного из преобразователей, например, первого, нормируется только числом d_1 , как предельно допускаемая приведенная погрешность, и мультипликативная погрешность отсутствует, $\Delta_K / K = 0$, $c_1 = \Delta_\varepsilon / x_{\max} = d_1$. В этой ситуации формула для характеристики погрешности композиционного преобразователя будет иметь вид:

$$\gamma_{\text{инст}} \leq d_1 + c_2 + (d_1 + d_2) \left(\left| \frac{x_{\max}}{x} \right| - 1 \right). \quad (35)$$

Если погрешности обоих преобразователей нормируются, как приведенные погрешности, то есть у них $c_1 = d_1$ и $c_2 = d_2$, тогда

$$\gamma_{\text{инст}} \leq d_1 + d_2 + (d_1 + d_2) \left(\left| \frac{x_{\max}}{x} \right| - 1 \right) = (d_1 + d_2) \left| \frac{x_{\max}}{x} \right|, \quad (36)$$

а это значит, что инструментальная погрешность композиционного преобразователя также должна нормироваться, как приведенная погрешность. Нормой для приведенной погрешности будет сумма норм $D = d_1 + d_2$.

Расчеты, приведенные в настоящем разделе, справедливы в тех случаях, когда в месте соединения компонентов погрешность не возникает. Но в реальных системах это не всегда так. В месте соединения компонентов обычно возникают помехи, а также погрешность, вызванная несогласованностью входного и выходного сопротивлений.

Для учета этих погрешностей в метрологических расчетах следует предусматривать некоторый фиктивный, то есть физически несуществующий соединительный компонент, который при метрологических расчетах должен восприниматься, как реальный, и иметь характеристики погрешности, форма нормирования которых не отличается. Структурная схема фиктивного соединительного компонента, моделирующего указанный эффект при передаче сигнала напряжением, приведена на рис. 61. Этот компонент имеет линейную характеристику, номинальный коэффициент преобразования K равен 1, реальный коэффициент преобразования равен

$$K_p = \frac{R_{\text{ВХ}}}{R_{\text{ВХ}} + R_{\text{ВЫХ}}}.$$

В таком соединении возможны аддитивные погрешности ε , которые могут возникать из-за помех, наводок, тепловых шумов и других причин. Зная оценки интенсивности влияния этих параметров, можно составить двучленную формулу описания характеристики относительных погрешностей, которые порождаются указанными факторами. Если

$$|\varepsilon| < \Delta_\varepsilon, \quad \Delta_K = \frac{R_{\text{ВХ}}}{R_{\text{ВХ}} + R_{\text{ВЫХ}}} - 1 = -\frac{R_{\text{ВЫХ}}}{R_{\text{ВХ}} + R_{\text{ВЫХ}}}, \quad \frac{\Delta K}{K_p} = -\frac{R_{\text{ВЫХ}}}{R_{\text{ВХ}}},$$

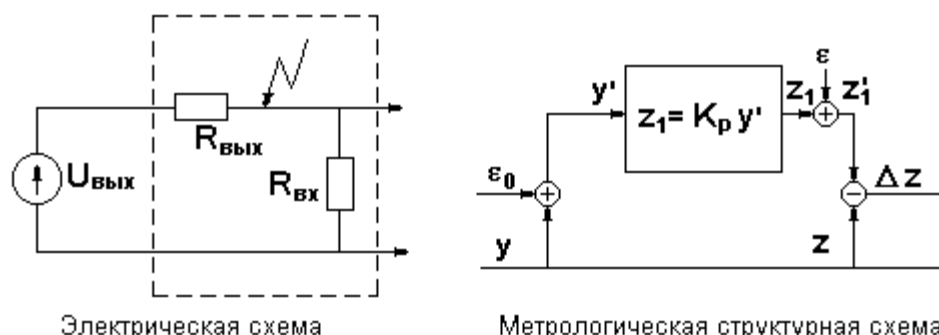


Рис. 61. Фиктивный соединительный компонент измерительного канала

то коэффициенты двучленной формулы

$$d = \frac{\Delta_{\varepsilon}}{y_{\max}} 100 \%, \quad c = \left(\left| \frac{\Delta_K}{K} \right| 100 \% + d \right) = \left(\frac{R_{\text{ВЫХ}}}{R_{\text{ВХ}} + R_{\text{ВЫХ}}} 100 \% + d \right).$$

Введенная таким образом характеристика относительной погрешности фиктивного компонента позволяет выполнять расчет метрологических характеристик последовательного соединения линейных измерительных преобразователей с учетом их взаимного влияния непосредственно по формулам настоящего раздела без каких-либо изменений. Коэффициент c суммируется с коэффициентом C реального измерительного компонента, коэффициент d суммируется с коэффициентом D реального измерительного компонента. При наличии нескольких пар сопряжения преобразователей для каждого из них вычисляются коэффициенты двучленных формул и суммируются точно так же.

4.6. МЕТРОЛОГИЧЕСКОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ СОЗДАНИЯ И ПРИМЕНЕНИЯ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ИНФОРМАЦИОННЫХ СИСТЕМ

4.6.1. Содержание работ по метрологическому обеспечению

В соответствии с Законом Российской Федерации «Об обеспечении единства измерений», ГОСТ Р 8.596 [7] и ГОСТ Р 8.654 [12] метрологическое обеспечение создания и применения ИИС состоит в исполнении следующих видов деятельности:

- нормирование метрологических характеристик измерительных каналов ИИС;
- прогнозирование метрологических характеристик измерительных каналов ИИС на этапе разработки и изготовления;
- обеспечение защиты метрологически значимой части программного обеспечения ИИС от преднамеренных и непреднамеренных искажений;
- метрологическая аттестация метрологически значимой части программного обеспечения;
- поверка и калибровка ИИС с целью контроля метрологических характеристик измерительных каналов на предмет неизменности и соответствия нормам;

- сертификация ИИС;
- метрологическая экспертиза технической документации на ИИС;
- метрологический надзор за выпуском, монтажом, наладкой, состоянием и применением ИИС.

Полный перечень видов метрологической деятельности приведен здесь с целью информирования потребителей. В настоящем курсе мы не будем подробно рассматривать вопросы, связанные с такими мероприятиями, как сертификация ИИС и метрологическая экспертиза технической и метрологической документации на эти системы. Обычно потребитель не занимается подобными работами.

4.6.2. Нормирование метрологических характеристик измерительных информационных систем

Вопросы о нормировании метрологических характеристик ИИС возникают на ранней стадии, а именно при составлении и согласовании технического задания на измерительную систему, подлежащую разработке. Метрологические характеристики ИИС представляют собой совокупность метрологических характеристик измерительных каналов, в которых должны быть учтены погрешности, порождаемые программами математической обработки результатов прямых измерений средствами вычислительной техники. Номенклатура и нормы метрологических характеристик измерительных каналов, предназначенных для измерения различных измеряемых величин, могут различаться. Если математическая модель объекта измерений и измеряемой величины является статической, то есть если измеряемые величины практически не изменяются во времени или изменяются медленно, то для таких измерительных каналов достаточно остановиться на нормировании только статических метрологических характеристик. В тех случаях, когда, по мнению заказчика, измеряемая величина изменяется во времени настолько быстро, что инерционность преобразователей и время переключения каналов будут значимо сказываться на результатах измерений, тогда кроме статических характеристик погрешности необходимо нормировать еще и динамические характеристики соответствующих измерительных каналов: полные или частные (подробнее об этом см. раздел 2.4).

Перечень метрологических характеристик измерительных каналов ИИС, подлежащих нормированию, и нормы на них устанавливаются на этапе составления технического задания потребителем совместно с разработчиком с учетом требований предприятия – заказчика. Выбор тех или иных метрологических характеристик из списка, приведенного в стандарте [4], осуществляется, исходя из двух противоречивых требований, как это записано в п. 1 этого стандарта. С одной стороны, выбранные метрологические характеристики должны обеспечивать оценку погрешности результата измерений в реальных условиях эксплуатации с такой достоверностью, которая устраивает потребителя. С другой стороны, трудоемкость определения и контроля этих характеристик при метрологических испытаниях должна быть ограничена разумными технико-экономическими обоснованиями. Что касается значений норм, то, как правило, потребитель или заказчик завышает требования к ним, требуя повышенной точности будущей системы. При установлении норм на метрологические характеристики ИИС необходимо учитывать следующие обстоятельства.

Первое. Наибольший вклад в погрешность измерений вносит авангардная часть измерительного канала, в которой формируются погрешности применения, погрешности, вносимые датчиком, а также погрешности, возникающие в линиях связи датчика (по стандарту [7] – связующего элемента системы) с вторичными преобразователями системы (по стандарту [7] – с комплексным компонентом системы, или по стандарту [6] – измерительно – вычислительным комплексом ИВК). В этой части потребитель (заказчик) в соответствии с общей последовательностью этапов измерений (см. раздел 1.3) должен сформулировать и представить подробную модель объекта измерений и измеряемой величины. Может оказаться, что на таком объекте погрешность, вызванная взаимодействием средства измерений с объектом, не может быть уменьшена ниже какого-то значения. Об этом необходимо информировать потребителя (заказчика) и аргументировать свои соображения. Примеры подобной теоретической аргументации для частных случаев приведены в разделе 2.6. Понятно, что погрешность, вызванная недостаточной «деликатностью» такого взаимодействия, является теоретической нижней границей достижимой точности измерения. Реально, в погрешность измерений, как минимум, войдет еще и инстру-

ментальная погрешность средства измерений. Такого рода обстоятельства, а также дополнительные соображения о том, что требуемая высокая точность для контроля или управления на данном объекте не оправдана технически и экономически – это объективные причины для отказа разработчика от необходимости достижения требуемой завышенной точности измерений.

Второе. При выпуске из производства, после монтажа ИИС на объекте или с целью контроля сохранности нормированных метрологических характеристик выполняются метрологические испытания в виде поверки или калибровки, по результатам которых принимается решение о возможности применения измерительной системы или отдельных измерительных каналов на конкретном объекте или на всей территории Российской Федерации. Такое решение может быть принято, если испытания завершились с положительным результатом, и если при испытаниях применялись средства измерений (рабочие эталоны), точность которых в 3–5 раз выше, чем точность испытываемых каналов системы. Подобными рабочими эталонами должны обладать:

- предприятие Ростехрегулирования, контролирующее в регионе эксплуатации измерительной системы выполнение Закона РФ «Об обеспечении единства измерений»;
- производитель ИИС;
- потребитель ИИС.

При этом в структуре предприятия производителя и потребителя должны функционировать специальные метрологические подразделения, лицензированные государственными метрологическими органами на право выполнения поверочных работ. Такая лицензия и аккредитация подразделений выдается при условии наличия метрологического помещения, которое обеспечивает нормальные условия для поверки (калибровки), располагает библиотекой нормативных документов, квалифицированным персоналом и высокоточным оборудованием (рабочими эталонами) для выполнения работ в области метрологического обеспечения изготавливаемых или применяемых измерительных информационных систем.

При слишком завышенных требованиях к точности измерительных каналов необходимых рабочих эталонов может не существовать вовсе. То-

гда их нужно разрабатывать и изготавливать за счет заказчика системы. Может оказаться, что необходимый рабочий эталон имеется в распоряжении предприятия Ростехрегулирования и предприятия-изготовителя. Тогда заказчик (потребитель) должен обеспечивать доставку системы к рабочему эталону или доставку рабочего эталона к системе, затрачивая свои средства, или приобрести такой рабочий эталон, стоимость которого может быть значительной.

Третье. Стоимость создания высокоточных средств измерений, в особенности, датчиков и калибраторов, растет экспоненциально в зависимости от их точности.

Вот те основные обстоятельства, которые следует принимать во внимание при установлении перечня нормируемых метрологических характеристик измерительных каналов измерительных информационных систем и при регламентации граничных норм на их отклонения от номинальных значений.

4.6.3. Методы поверки (калибровки) измерительных информационных систем

Поверка измерительной информационной системы – совокупность операций, выполняемых органами государственной метрологической службы или другими уполномоченными на то органами с целью подтверждения соответствия измерительной информационной системы установленным для нее требованиям.

Калибровка измерительной информационной системы – совокупность операций, выполняемых с целью определения и подтверждения действительных значений метрологических характеристик и пригодности к применению измерительной информационной системы, не подлежащей обязательному государственному метрологическому контролю и надзору.

Заметим здесь, что обязательному государственному метрологическому контролю и надзору подлежат такие системы, которые применяются в целях обеспечения безопасности жизнедеятельности, расчетов с государством, судопроизводства, контроля и управления аварийноопасными производствами, международной торговли, регистрации мировых рекордов, обеспечения обороноспособности. Такие системы должны претерпевать

метрологические испытания на предмет утверждения типа и занесения в государственный реестр средств измерений, разрешенных к применению на всей территории РФ.

Каждый экземпляр ИИС и каждый экземпляр любого компонента измерительного канала подвергается поверке или калибровке. Поверка и калибровка чаще всего бывает периодической, в среднем раз в год. По окончании каждой поверки на средстве измерений устанавливается отметка, в которой указывается срок следующей поверки. В исключительных случаях могут проводиться инспекционная или внеочередная поверка (калибровка).

Экспериментальное определение или контроль метрологических характеристик измерительного канала в целом, включая датчик, удается далеко не всегда, поскольку либо датчик не может быть изъят из объекта, либо из-за отсутствия рабочего эталона (образцового средства измерений) который мог бы воспроизвести заданные значения измеряемой величины на объекте с требуемой точностью. Поэтому контроль характеристик погрешности на предмет удовлетворения норме выполняется следующим экспериментально – расчетным путем.

Поверитель, оснащенный средствами дальней связи, выбирает источник образцовых значений сигнала, который создается на выходе датчика, стоящего первым в поверяемом канале. Он подходит к датчику, отсоединяет от его выхода проводники и подсоединяет их к принесенному образцовому источнику. С помощью средств связи соединяется с оператором ЭВМ, который включает в работу поверяемый канал. Так вдвоем они выполняют поверку или калибровку электронной части канала в заданных точках диапазона этого канала. Затем, по результатам описанного эксперимента и по известным характеристикам погрешности датчика, рассчитывают характеристики погрешности канала. Формулы для такого расчета приведены в разделе 4.5 настоящего пособия.

Поскольку операции по поверке и калибровке идентичны, в дальнейшем будем использовать только слово «поверка».

В практике приемосдаточной или периодической поверки ИИС встречаются две независимые друг от друга разновидности выполнения этих процедур:

- комплектная или поэлементная поверка,
- поверка у производителя или в государственном метрологическом органе или поверка на месте монтажа системы.

Комплектная поверка ИИС состоит в том, что в этой процедуре экспериментально определяются метрологические характеристики всего измерительного канала в целом, начиная от датчика до программы вычислений включительно. Понятно, что для такой поверки необходимо располагать образцовыми мерами измеряемой величины. Для значительной номенклатуры измеряемых величин образцовые меры – это очень сложные, дорогие, не всегда транспортируемые изделия. Кроме того часто оказывается, что датчики встроены в объект и не могут быть извлечены оттуда. Поэтому измерительные каналы, предназначенные для измерения величин в таких условиях, комплектно не поверяются. Для их проверки вынужденно используется поэлементная поверка, которая разрешена действующими стандартами, например, ГОСТ 8.596 [7].

Простейший вариант поэлементной поверки заключается в том, что измерительный канал представляется в виде соединения двух частей: датчика и остальной, преимущественно, электронной части. Такое разделение вызвано тем, что крупные промышленные объекты уже содержат в своем составе датчики тех величин, которые, по мнению проектантов этих объектов, должны измеряться для обеспечения эффективного управления объектом. Эти датчики, как правило, не могут быть извлечены из объекта, в объекте обычно невозможно точное воспроизведение измеряемой величины, и поэтому такие датчики не могут участвовать в комплектных метрологических испытаниях измерительного канала в целом. В этих случаях разработчики и производители измерительных систем вынуждены изготавливать и поставлять на объект только ту часть ИИС, которая, может быть, содержит в своем составе связующие элементы (линии связи), передающие информацию от датчика к комплексному элементу (электронной части). Подобные системы формируются только на объекте, а метрологические характеристики измерительных каналов системы определяются расчетом, как это установлено стандартом [7]. При этом погрешность, порождаемая датчиком, включая погрешность применения, определяется по метрологическим характеристикам датчика и свойствам объекта. Метро-

логические характеристики оставшегося комплексного компонента (КИС) в целом определяются и контролируются экспериментально. В этих случаях оценка, например, характеристик погрешности канала в целом вместе с датчиком может быть выполнена по формулам раздела 4.8. Формулы этого раздела могут показаться слишком грубыми. Однако при расчете по ним характеристик погрешности всего лишь двух соединенных преобразователей: датчика и комплексного элемента погрешность получаемого результата может превышать реальные значения не более, чем на 30 %. Эта оценка получена из сравнения двух значений характеристики погрешности: полученной простым суммированием $\Delta_1 + \Delta_2$ и геометрическим суммированием $\sqrt{\Delta_1^2 + \Delta_2^2}$ для наихудшего случая, когда $\Delta_1 = \Delta_2$. Обычно погрешность датчика в совокупности с погрешностью применения превышает погрешность комплексного элемента (измерительно-вычислительного комплекса) в 2–3 раза. Поэтому в реальной ситуации завышение характеристики погрешности измерительного канала в целом будет не столь велика, особенно, если учесть правила округления норм на предельные значения погрешности в нормативной документации, установленные ГОСТ 8.401 [8] (см. также раздел 2.1). Описанные действия обеспечивают гарантии потребителю.

Поэлементная поверка в полной мере реализуется при блочно-модульном создании измерительных систем, когда измерительные каналы комплексного компонента системы (ИВК) в свою очередь komponуются из измерительных преобразователей, для которых нормированы их метрологические характеристики. Для таких систем допускается определять метрологические характеристики расчетным путем по метрологическим характеристикам компонентов (измерительных преобразователей). Пример расчета метрологических характеристик последовательно соединенных линейных измерительных компонентов по метрологическим характеристикам этих компонентов приведен в разделе 4.8. Установление нормы на характеристики, полученные расчетным путем, разрешается, если метрологические характеристики компонентов подтверждены экспериментально: путем поверки или калибровки. Достоверность результатов таких расчетов гарантируется:

- экспериментальным подтверждением в процессе испытаний (государственных приемочных или межведомственных) метрологических характеристик компонентов, указанных в нормативной документации,
- частичной экспериментальной проверкой рассчитанных метрологических характеристик измерительных каналов, по возможности.

Если возникла необходимость и появилась возможность модернизировать измерительный канал путем замены одного из компонентов на более совершенный, имеющий нормированные и экспериментально подтвержденные метрологические характеристики, то выполняется новый расчет метрологических характеристик этого канала с указанными выше действиями по подтверждению справедливости такого расчета.

Выше в настоящем разделе речь шла о метрологическом обеспечении измерительных систем в статическом режиме измерений. В динамическом режиме начинает сказываться инерционность измерительных преобразователей и дискретность моментов измерений.

Все материалы разделов 2.1 – 2.3 излагались с учетом дискретности моментов измерений и погрешности округления, присущей аналого-цифровому преобразованию. Динамическому режиму измерений посвящен раздел 2.4. В этом разделе приведены формулы расчета погрешностей, вызванных инерционностью аналоговых компонентов измерительных каналов, включая датчики. Воспользоваться этими формулами можно лишь для линейных аналоговых преобразователей при условии, что для них в соответствии со стандартом [5] нормируется хотя бы одна из полных динамических характеристик из следующего перечня: импульсная переходная характеристика $h(t)$, переходная характеристика $H(t)$, комплексная частотная характеристика $K(j\omega)$, передаточная функция $K(p)$, амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) $A(\omega)$ с фазо-частотной характеристикой $\varphi(\omega)$. Нормирование только одной из этих характеристик достаточно в силу взаимнооднозначной связи между ними. Эти характеристики удобны еще тем, что подобные характеристики измерительного канала могут быть легко вычислены по таким же характеристикам компонентов канала. Так, частотные характеристики последовательного соединения компонентов суть произведение частотных характеристик этих компонентов.

Кроме полных динамических характеристик стандарт [5] разрешает применять для нормирования упомянутые в разделе 2.4 частные динамические характеристики, такие как время реакции t_r , нижнюю ω_H и верхнюю ω_B рабочие частоты, внутри которых АЧХ равномерна. Эти характеристики удобны для экспериментального определения и контроля, но недостаточны для достоверной оценки погрешности измерений в динамическом режиме. Тем не менее с этими характеристиками можно согласовать темп дискретизации сигналов измерительной информации. Так, время Δt между двумя последовательными измерениями в каждом канале следует выбирать не по теореме Котельникова, а из условия $\Delta t \leq 14\pi / \omega_B$. Если при этом в системе предусмотрено устройство выборки-хранения, апертурная погрешность будет исключена почти полностью.

Этим канал прямых измерений не заканчивается. В характеристику инструментальной погрешности канала должны войти погрешности, возникающие при поверке или калибровке канала, а также погрешности математической обработки, которая выполняется вычислительными средствами системы с целью приведения результата к размерным единицам измеряемой величины, с целью вычисления результатов косвенных измерений, а также с целью фильтрации помех и нежелательных пульсаций. Обычно при комплектной поверке измерительного канала эти погрешности учитываются в общем составе погрешностей. При расчетном определении метрологических характеристик всего канала в целом погрешности, которые программа математической обработки вносит в результат, могут быть оценены сверху с помощью частных производных либо недавно разработанных современных методов [13].

Последним действием процедуры измерений, выполняемых с помощью измерительных систем, является обработка результатов прямых измерений с целью получения результатов косвенных измерений. Метрологическое обеспечение этого последнего этапа состоит в оценке погрешности результата вычислений, которые включают в себя погрешности дискретного представления непрерывных функций, погрешности округления, трансформированные или наследственные погрешности. Наибольшими из

них являются наследственные погрешности, порожденные погрешностями исходных данных, то есть результатов прямых измерений.

Стандарт [6] предписывает сопровождать результаты вычислений, выполняемых компьютерными программами, сообщениями о погрешности получаемых результатов. Однако эта рекомендация на практике трудно выполнима из-за существующей свободы составления программ, из-за различия стилей программирования, из-за различия и частой модификации операционных систем. Поэтому можно порекомендовать воспользоваться предложением авторов работы [13] включать в состав программ обработки результатов прямых измерений такие вычислительные средства, которые способны вычислять интервальные оценки погрешности параллельно со штатной работой программы.

Кроме ИИС, которые в результате монтажа могут возникнуть только на объекте, существуют локальные малогабаритные транспортируемые ИИС, которые нетрудно поверить у производителя или в подразделениях любого государственного метрологического органа. Для подобных систем все вышеизложенное остается справедливым. Если в составеверяющего метрологического подразделения существует мера (источник) измеряемой величины с необходимой точностью, выполняется комплектная поверка каналов, предназначенных для измерения этой величины. Если такой меры нет, выполняется поэлементная поверка в простейшем варианте.

При положительном исходе поверки в протоколе поверки делается заключение: «измерительная информационная система (наименование типа и при необходимости – заводских номеров) ... пригодна к применению на территории Российской Федерации».

При положительном исходе калибровки в протоколе записываются значения метрологических характеристик и пределы допускаемых отклонений от них реальных характеристик.

4.6.4. Проверка обеспечения сохранности ПО ИИС

и его защиты от преднамеренных и непреднамеренных искажений

Полная проверка целостности ПО ИИС и его защиты от преднамеренных и непреднамеренных искажающих воздействий выполняется в обязательном порядке при испытаниях ИИС с целью утверждения типа,

занесения ИИС в государственный реестр средств измерений, допущенных к применению на территории РФ и выдачи сертификата на эту ИИС. Правила выполнения этой проверки изложены в нормативном документе [17]. Кроме того метрологически значимые программы подвергаются метрологической аттестации в соответствии с документом [18], хотя было бы, наверное, естественным подвергать метрологической аттестации такие программы, которые имеют в своем составе подпрограммы оценки погрешностей результатов своих вычислений, как это сделано в работе [13].

Проверка защиты ПО ИИС выполняется в соответствии с документом [17]. Наименее трудоемкая проверка целостности ПО, которая может быть выполнена при каждом обращении, в том числе, при поверке ИИС – это вычисление контрольной суммы и сопоставление ее с тем значением, которое было предъявлено при испытании типа. Для вычисления контрольной суммы применяется алгоритм CRC или MD5.

В ряде случаев требуется проверка уровня защиты ПО в соответствии с обозначением этого уровня в соответствии с документом [19].

При испытаниях ИИС в целях утверждения типа предъявляются следующие сведения о ПО: наименование ПО, описание его назначения, структуры и выполняемых функций, контрольная сумма и описание методов идентификации ПО, описание структуры ПО, описание расчетных алгоритмов, описание интерфейсов пользователя, меню, диалогов, описание интерфейсов связи, методов защиты ПО и данных, описание способов хранения данных. Многие из этих описаний могут быть предъявлены в составе руководства пользователя испытываемого ПО.

Выполняются следующие виды проверок:

1. Проверка отсутствия недопустимого влияния на метрологически значимую часть ПО и результаты измерений, осуществляемого через интерфейс пользователя.

2. Проверка отсутствия недопустимого влияния на метрологически значимую часть ПО и результаты измерений, осуществляемого через интерфейсы связи.

3. Проверка правильности взаимодействия между метрологически значимой и незначимой частями ПО.

4. Проверка защиты метрологически значимой части ПО и измеренных данных от случайных или непреднамеренных изменений.

5. Проверка защиты метрологически значимой части ПО и измеренных данных от преднамеренных изменений.

6. Проверка наличия таких средств защиты, как аппаратное пломбирование, аппаратная блокировка, пароль, предотвращающие физический доступ к аппаратуре и доступ к программному обеспечению через оптический порт и разъемы USB и Ethernet/

7. Проверка наличия журнала регистрации событий: число отключений питания, ошибочные нажатия на кнопки, и другая информация, связанная с неверными действиями.

Понятно, что подобные проверки могут быть выполнены только тогда, когда разработчик ПО сможет их обеспечить, выполнив все требования, сформулированные в стандарте [12].

Часть этих проверок обычно выполняется при метрологических испытаниях системы в целом. Поэтому в протоколе проверки защиты ПО на эти проверки делается обоснованная ссылка, подтверждаемая документально.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Левшина Е. С. Электрические измерения физических величин. Измерительные преобразователи / Е. С. Левшина, П. В. Новицкий. – Л. : Энергоатомиздат, 1983. – 320 с.
2. Спектор С. А. Электрические измерения физических величин. Методы измерений / С. А. Спектор. – Л.: Энергоатомиздат, 1987. – 320 с.
3. Харт Х. Введение в измерительную технику / Х. Харт – М. : Мир, 1999. – 391 с.
4. ГОСТ 8.009 «ГСИ. Нормируемые метрологические характеристики средств измерений». – М.: Изд. стандартов, 1985. – 38 с.
5. ГОСТ 8.256 «ГСИ. Нормирование и определение динамических характеристик аналоговых средств измерений». – М.: Изд. стандартов, 1977. – 7 с.
6. ГОСТ 26.203 «ЕССП. Комплексы измерительно-вычислительные. Признаки классификации. Общие положения». – М.: Изд. стандартов, 1981. – 10 с.
7. ГОСТ Р 8.596 «ГСИ. Метрологическое обеспечение измерительных систем. Основные положения». – М. : Изд. стандартов, 2002. – 11 с.
8. ГОСТ 8.401 «ГСИ. Классы точности средств измерений. Общие требования». – М. : Изд. Стандартов, 1980. – 10 с.
9. ГОСТ 26.003 «ЕССП. Система интерфейса для измерительных устройств с байт-последовательным, бит-параллельным обменом информацией. Требования к совместимости». – М. : Изд. стандартов, 1985. – 109 с.
10. ГОСТ 23675–79 «Цепь стыка С2 системы передачи данных. Электрические параметры». – М. : Изд. стандартов, 1986.– 42 с.
11. Молотков С.В. Защита информации в измерительных информационных системах как фактор обеспечения единства измерений / С.В.Молотков, Г.Н.Солопченко, Э.М.Шмаков // Тезисы докл. Респ. НТК "Теория и практика обеспечения безопасности информационных технологий", 27 – 29 сент. 1994 г., СПб.: Изд-во СПбГТУ, 1994. – с. 35.

12. ГОСТ Р 8.654 "ГСИ. Требования к программному обеспечению средств измерений. Основные положения". – М.: Стандартинформ, 2009.– 19 с.

13. Семенов К. К. Исследование комбинированного метода метрологического автосопровождения программ обработки результатов измерений // К. К. Семенов, Г. Н. Солопченко // Измерительная техника. – 2011. – № 4. – С. 14 – 19.

14. Джексон Р.Г. Новейшие датчики / Р.Г.Джексон.– М.: Техносфера, 2008.–397 с.

15. Питерсон У. Коды, исправляющие ошибки / У.Питерсон, Э.Уэлдон. – М.: Мир, 1976. – 596 с.

16. Солопченко Г.Н. Теория информации / Г.Н.Солопченко.: Учеб. пособие. – СПб.: Изд-во Политехн. ун-та, 2010.– 166 с.

17. Р 50.2.077–2011. Рекомендации по метрологии. "ГСИ. Испытания средств измерений в целях утверждения типа. Проверка защиты программного обеспечения".– М.: Стандартинформ. 2011.–11 с.

18. МИ 2955–2010. Рекомендация по метрологии. "ГСИ. Типовая методика аттестации программного обеспечения средств измерений".– М.: Стандартинформ. 2010. –12 с.

19. МИ 3286-2010 Рекомендации по метрологии "ГСИ. Проверка защиты программного обеспечения и определение ее уровня при испытаниях средств измерений в целях утверждения типа".– М.: Стандартинформ. 2010. – 14 с.